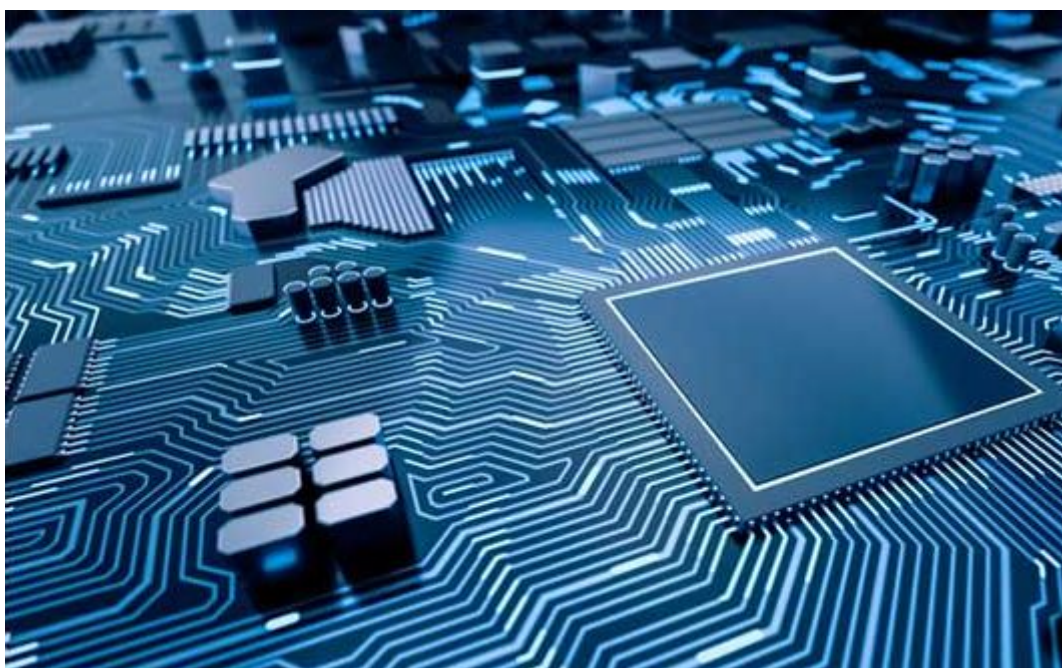




ΑΡΙΣΤΟΤΕΛΕΙΟ ΠΑΝΕΠΙΣΤΗΜΙΟ ΘΕΣΣΑΛΟΝΙΚΗΣ
ΤΜΗΜΑ ΗΛΕΚΤΡΟΛΟΓΩΝ ΜΗΧΑΝΙΚΩΝ & ΜΗΧΑΝΙΚΩΝ ΥΠΟΛΟΓΙΣΤΩΝ

ΑΚΑΔΗΜΑΙΚΟ ΕΤΟΣ 2020-21
ΗΛΕΚΤΡΟΝΙΚΑ ΙΣΧΥΟΣ Ι

Εργασία στο μάθημα «Ηλεκτρονικά Ισχύος Ι»



ΟΜΑΔΑ 23

Ονοματεπώνυμο	ΑΕΜ	e-mail
Κοσέογλου Σωκράτης	8837	sokrkose@ece.auth.gr
Κοπατσάρης Δημήτρης	8751	dimikopa@ece.auth.gr
Χελάκης Κωνσταντίνος Μάριος	8944	chelakis@ece.auth.gr

Περιεχόμενα

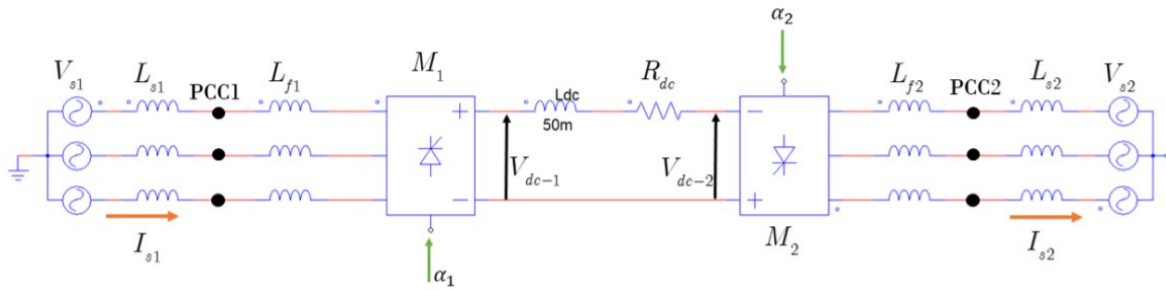
Ερωτήσεις

1. Για ποιους λόγους θέλουμε η τάση V_{dc2} να είναι όσο το δυνατόν μεγαλύτερη; 4
2. Τι περιορίζει την αύξηση της V_{dc-2} στο μέγιστο θεωρητικό επίπεδο; 4
3. Γιατί ο μετατροπέας M2 στο Σχ.1 είναι αντίστροφα συνδεδεμένος; 5

Υπολογισμοί

1. Να υπολογιστεί το ρεύμα I_d ; 5
2. Μέγιστη δυνατή γωνία έναυσης α_2 και σημείο φυσικής αγωγής; 5
3. Γωνία μετάβασης u_2 στον M2; 6
4. Υπολογισμός V_{dc1} ; 6
5. Γωνία έναυσης α_1 και σημείο φυσικής αγωγής; 7
6. Γωνία μετάβασης u_1 ; 7
7. Συγκριτικός Πίνακας 1; 8
8. Μέση και η rms τιμή του ρεύματος; 11
9. Μέση και rms τιμή του ρεύματος (προσομοίωση); 11
10. Μέγιστη ανάστροφη τάση σε ένα από τα thyristors κάθε μετατροπέα; 13
11. Μέγιστη ανάστροφη τάση σε ένα από τα thyristors κάθε μετατροπέα (προσομοίωση); 15
12. Να επιλεγεί από καταλόγους κατασκευαστών το βέλτιστο thyristor; 17
13. Μαθηματική έκφραση του ρεύματος στην φάση 1 του M1 για μια περίοδο θεωρώντας σαν αρχή του χρόνου τον θετικό μηδενισμό της φασικής τάσης 1 της πηγής V_{s1} ; 19
14. V_{dc1} συναρτήσει των φασικών και πολικών τάσεων της V_{s1} 23
15. Απώλειες σε κάθε μετατροπέα χρησιμοποιώντας δεδομένα από (12) και υπολογισμούς από το (8); 25
16. Έλεγχος για τον M2 σχετικά με το χρονικό διάστημα σβέσης των thyristors; 25
17. Να ελέγξετε αν οι αιχμές στις πολικές τάσεις αντίστοιχα συμβαδίζουν με τις αναλογίες των L_{f1} , L_{s1} και L_{f2} , L_{s2} . 26
18. Ανάλυση αρμονικών στα AC ρεύματα I_1 και I_2 27
19. Άεργος ισχύς στην θεμελιώδη αρμονική (Q_1) και η άεργος ισχύς παραμόρφωσης (D). 29
20. Φίλτρο αρμονικών ρεύματος; 33
21. Σύνδεση φίλτρου στο PCC1 και υπολογισμοί; 35
22. Αντιστροφή της ροής ισχύος 37

Εισαγωγή



Η διάταξη του Σχήματος 1 δείχνει τα κύρια μέρη ενός AC/DC/AC συστήματος μεταφοράς ηλεκτρικής ενέργειας μεταξύ δύο AC δικτύων της ίδιας ή διαφορετικής συχνότητας. Το DC μέρος απομονώνει τα δύο δίκτυα επιτρέποντάς τα να έχουν διαφορετικές συχνότητες και διαφορετικά μέτρα τάσεων-επομένως μπορούν να βρίσκονται και εκτός συγχρονισμού. Στην συγκεκριμένη περίπτωση η ανόρθωση και η αντιστροφή των τάσεων γίνονται μέσω 6-παλμικών τριφασικών διατάξεων με thyristors ενώ το DC μέρος (DC link) έχει συμπεριφορά πηγής ρεύματος λόγω της σχετικά μεγάλης αυτεπαγωγής L_{dc} .

Στην διάταξη θεωρούμε μια χρονική στιγμή όπου γίνεται μεταφορά ισχύος από το δίκτυο 1 στο δίκτυο 2. Επομένως ο μετατροπέας 1 λειτουργεί ως ανορθωτής ενώ ο μετατροπέας 2 ως αντιστροφέας. Και οι δυο μετατροπείς είναι οδηγούμενοι από τα αντίστοιχα AC δίκτυα. Οι ισχύεις, τάσεις και ρεύματα που δίνονται παρακάτω αποτελούν στην ουσία σμίκρυνση (scaled-down) πραγματικών μεγεθών.

Η βάση για την ισχύ είναι $S_b = 100 \text{ kVA}$ και η βάση για την τάση $V_b = 400 \text{ V}$. Τα στοιχεία αυτά θεωρούνται ότι είναι τα ονομαστικά και για τους δυο μετατροπείς.

Η μεταφερόμενη ισχύς στην DC είσοδο του μετατροπέα 2 (receiving converter) είναι $P_{dc-2} = 0.9 \text{ pu}$. Οι απώλειες ισχύος στο dc-link είναι μικρότερες από $2\% * P_{dc-2}$.

Τα AC δίκτυα 1 και 2, μπορούν να παρασταθούν σαν ισοδύναμα Thevenin με εσωτερικές τάσεις $V_{s1} = V_{s2} = 1 \text{ pu}$, και εσωτερικές αντιδράσεις $\omega * L_{s1}$ και $\omega * L_{s2}$. Η ισχύς βραχυκύκλωσης και των δύο δικτύων είναι $S_{SC-1} = S_{SC-2} = 21.7 \text{ pu}$.

Για τον περιορισμό των αιχμών τάσης στα σημεία σύνδεσης των μετατροπέων με τα αντίστοιχα δίκτυα, εγκαθίστανται οι αυτεπαγωγές $\omega * L_{f1} = \omega * L_{f2} = 5\% * Z_1$, όπου Z_1 είναι η ισοδύναμη φαινόμενη αντίδραση του κάθε μετατροπέα στην θεμελιώδη αρμονική και σε ονομαστική φόρτιση υπό ονομαστική τάση.

Ο μετατροπέας 2 (receiving converter) ελέγχεται (δηλαδή καθορίζει την γωνία έναυσης των thyristors του) έτσι ώστε να διατηρεί την τάση V_{DC-2}

σταθερή, ενώ ο μετατροπέας 1 (sending converter) ελέγχεται για να προσδιορίζει το μέγεθος του DC ρεύματος, I_{DC} , και επομένως το μέγεθος της μεταφερόμενης ισχύος.

Η τάση V_{DC-2} θα θέλαμε να είναι η μέγιστη δυνατή, δηλαδή $1.35 * V_{LL-2}$, όμως αυτό δεν είναι πρακτικά εφικτό. Έστω ότι $V_{DC-2} = 490.7 \text{ V}$.

Ερωτήσεις

1. Για ποιους λόγους θέλουμε η τάση V_{dc2} να είναι όσο το δυνατόν μεγαλύτερη;

Στην συγκεκριμένη τοπολογία που θα μελετήσουμε θέλουμε να μεταφέρουμε ισχύ από το δίκτυο 1 στο δίκτυο 2. Γνωρίζουμε ότι για κάποια δεδομένη μεταφερόμενη ισχύ μεταξύ των δικτύων, όσο μεγαλύτερο είναι το επίπεδο της τάσης τόσο μικρότερο είναι το μέτρο του ρεύματος που μεταφέρεται. Συνεπώς, δεδομένου ότι οι απώλειες ισχύος πάνω στα καλώδια μεταφοράς δίνονται από τον τύπο $P_{losses} = I^2 * R$, για να έχουμε τις μικρότερες δυνατές απώλειες ισχύος κατά την μεταφορά ισχύος από το δίκτυο 1 στο δίκτυο 2, θέλουμε να έχουμε όσο το δυνατόν μικρότερο ρεύμα. Για να συμβεί αυτό λοιπόν, θα πρέπει η τάση V_{DC-2} να είναι η μέγιστη δυνατή.

2. Τι περιορίζει την αύξηση της V_{dc-2} στο μέγιστο θεωρητικό επίπεδο;

Αρχικά, η εξαπαλμική διάταξη M_2 λειτουργεί ως αντιστροφέας και όχι ως ανορθωτής. Δηλαδή, η ισχύς μεταφέρεται από το DC στο AC. Η DC τάση του αντιστροφέα V_{DC-2} εξαρτάται από διάφορες παραμέτρους και δίνεται από την παρακάτω εξίσωση:

$$V_{DC-2} = \frac{3*\sqrt{2}}{\pi} * V_{LL} * \cos(\alpha_2) - \frac{3*\omega*(L_{S2}+L_{f2})}{\pi} * I_{DC}$$

Συνεπώς καταλαβαίνουμε ότι η V_{DC-2} , πέραν από την AC τάση, εξαρτάται και από την αυτεπαγωγή του δικτύου 2, την γωνία έναυσης α_2 καθώς και το DC ρεύμα I_{DC} . Οι δύο μεταβλητές οι οποίες έρχονται σε αντιπαράθεση με την αύξηση της τάσης V_{DC-2} είναι η γωνία έναυσης α_2 καθώς και η αυτεπαγωγή $L_{S2} + L_{f2}$. Βλέπουμε ότι αν αυξήσουμε την γωνία έναυσης, η οποία παίρνει τιμές $90^\circ < \alpha_2 < 180^\circ$, ή αν αυξήσουμε την αυτεπαγωγή, η τάση V_{DC-2} αυξάνεται, κάτι το οποίο είναι και ο στόχος μας. Παρ' όλα αυτά, για να λειτουργεί ορθά η διάταξη και να υπάρχει σωστή μετάβαση από ένα thyristor σε ένα άλλο θα πρέπει ο χρόνος σβέσης $t_g = \gamma/\omega$, όπου $\gamma = 180^\circ - (\alpha_2 + u)$, να είναι μεγαλύτερος από τον χρόνο σβέσης των thyristor t_q . Συνεπώς, βλέπουμε ότι η γωνία σβέσης δεν μπορεί να είναι μέγιστη, ενώ επίσης όταν αυξάνεται η αυτεπαγωγή αυξάνεται το χρονικό διάστημα μετάβασης u και άρα δεν μπορούμε να την μεγαλώσουμε την αυτεπαγωγή όσο θέλουμε. Τέλος, το DC ρεύμα έρχεται επίσης σε αντιπαράθεση με την αύξηση της τάσης V_{DC-2} καθώς όσο αυξάνεται το I_{DC} αυξάνεται η τάση

αλλά ταυτόχρονα αυξάνονται και οι απώλειες ισχύος κάτι το οποίο δεν είναι επιθυμητό.

3. Γιατί ο μετατροπέας M2 στο Σχ.1 είναι αντίστροφα συνδεδεμένος;

Όπως είπαμε και προηγουμένως, σκοπός της συγκεκριμένης διάταξης είναι η μεταφορά ισχύος από το δίκτυο 1 στο δίκτυο 2. Για να μπορέσει να συμβεί αυτό και να υπάρχει δηλαδή μεταφορά ισχύος από το DC-Link στο AC του δικτύου 2, θα πρέπει η διάταξη M_2 να λειτουργεί ως αντιστροφέας και δεδομένου ότι τα thyristor, όπως και οι δίοδοι, άγουν ρεύμα μόνο από την άνοδο προς την κάθοδο θα πρέπει η διάταξη M_2 να τοποθετηθεί ανάποδα. Έτσι το DC ρεύμα διαρρέει από τον αρνητικό πόλο του αντιστροφέα ώστε να τροφοδοτήσει το δίκτυο 2 και επιστρέφει από τον θετικό πόλο του αντιστροφέα.

Υπολογισμοί

1. Ρεύμα I_d ;

Αρχικά, μας δίνεται η μεταφερόμενη ισχύς του αντιστροφέα M_2 , η οποία είναι $p_{DC-2} = 0.9 pu$. Ως βάση ισχύος και τάσης δίνονται τα $S_b = 100 kVA$ και $V_b = 400 V$ συνεπώς,

$$P_{DC-2} = p_{DC-2} * 100 = 0.9 * 100 = 90 \Rightarrow P_{DC-2} = 90 kW$$

Δεδομένου, ότι δίνεται επίσης ότι η V_{DC-2} είναι σταθερή και ίση με $V_{DC-2} = 490.7 V$, μπορούμε να υπολογίσουμε το επιθυμητό DC ρεύμα ως εξής:

$$I_{DC} = P_{DC-2} / V_{DC-2} = 90 kW / 490.7 V = 183.4114 A \Rightarrow I_{DC} = 183.4114 A$$

2. Μέγιστη δυνατή γωνία έναυσης α_2 και σημείο φυσικής αγωγής;

Για να υπολογίσουμε την μέγιστη δυνατή γωνία α_2 θα χρησιμοποιήσουμε τον παρακάτω τύπο:

$$V_{DC-2} = \frac{3\sqrt{2}}{\pi} * V_{LL-2} * \cos(\alpha_2) - \frac{3\omega(L_{S2}+L_{f2})}{\pi} * I_{DC} \quad (1)$$

Αρχικά, το ρεύμα βάσης είναι

$$I_b = S_b / V_b = 100 kVA / 400 V = 250 A$$

Συνεπώς, η αντίδραση βάσης είναι

$$Z_b = V_b / I_b = 400 \text{ V} / 250 \text{ A} = 1.6 \text{ Ohm} = Z_1$$

Άρα,

$$\omega * L_{f1} = \omega * L_{f2} = 5\% * Z_1 \Rightarrow L_{f1} = L_{f2} = (0.05 * Z_1) / (2 * \pi * f) = 0.2546 \text{ mH}$$

Επίσης, το ρεύμα βραχυκύκλωσης της πηγής V_{S1} και V_{S2} αντίστοιχα είναι

$$I_{SC-2} = \frac{V_{S2}}{Z_{S2}} = \frac{V_{S2}}{\omega * L_{S2}} \Rightarrow L_{S2} = \frac{V_{S2}}{\omega * I_{SC-2}} = \frac{V_{S2}^2}{\omega * S_{SC-2}} = (1 * 400)^2 / (100 * \pi * 21.7 * 100000) = 0.2346 \text{ mH}$$

Επειδή η ισχύς βραχυκύκλωσης καθώς και η τάσεις είναι ίδιες και για τα δύο δίκτυα, έχουμε $L_{S1} = L_{S2} = 0.2346 \text{ mH}$

Άρα, η συνολική αυτεπαγωγή του εκάστοτε δικτύου είναι

$$L_1 = L_2 = L_f + L_s = 0.48934 \text{ mH}$$

Από την σχέση (1) έχουμε:

$$(1) \Rightarrow \cos(a_2) = (V_{DC-2} + \frac{3 * \omega * (L_{S2} + L_{f2})}{\pi} * I_{DC}) * \frac{\pi}{3 * \sqrt{2} * V_{LL-2}} = (-490.7 + \frac{3 * 100 * \pi * 4.8934 * 10^{-4} * 183.4114}{\pi}) * \frac{\pi}{3 * \sqrt{2} * 400} = -0.858540 \Rightarrow a_2 = 149.153^\circ$$

3. Γωνία μετάβασης u_2 στον M2;

Λόγω της αυτεπαγωγής που υπάρχει στην έξοδο του αντιστροφέα M_2 , η οποία είναι $L_2 = L_{S2} + L_{f2} = 0.48934 \text{ mH}$, η μετάβαση από το ένα thyristor σε ένα άλλο δεν γίνεται στιγμιαία αλλά υπάρχει ένα χρονικό διάστημα μετάβασης u_2 κατά το οποίο άγουν και τα δύο ζεύγη thyristor. Το χρονικό αυτό διάστημα μπορεί να υπολογιστεί από τον παρακάτω τύπο:

$$\cos(a_2 + u_2) = \cos(a_2) - \frac{2 * \omega * L_2 * I_{DC}}{\sqrt{2} * V_{LL-2}} \Rightarrow \cos(149.153^\circ + u_2) = \cos(149.153^\circ) - \frac{2 * 100 * \pi * 4.893 * 10^{-4} * 183.4114}{\sqrt{2} * 400} \Rightarrow \Rightarrow \cos(149.153^\circ + u_2) = -0.9582 \text{ rad} = \cos(163.38^\circ) \Rightarrow u_2 = 14.227^\circ$$

Βέβαια, είναι σημαντικό να τονιστεί ότι ο τύπος αυτός ισχύει επειδή η αυτεπαγωγή της DC γραμμής μεταφοράς L_{DC} είναι αρκετά μεγάλη, προσομοιάζοντας έτσι μια DC πηγή ρεύματος καθώς το ρεύμα είναι σχεδόν σταθερό κατά την διάρκεια μιας περιόδου του δικτύου.

4. Υπολογισμός V_{dc1} ;

Δεδομένου ότι έχουμε ορίσει ως επιθυμητή και σταθερή την τάση V_{DC-2} και γνωρίζουμε το DC ρεύμα I_{DC} θα πρέπει να βρούμε τις απώλειες πάνω στις γραμμές μεταφοράς που δημιουργούνται λόγω της ωμικής αντίστασης R_{DC} που έχουν, έτσι ώστε να βρούμε την τάση ανόρθωσης V_{DC-1} .

Αρχικά, δίνεται ότι οι απώλειες πάνω στην γραμμή μεταφοράς πρέπει να είναι μικρότερες από $2\% * P_{DC-2}$, δηλαδή

$$P_{loss} \leq 2\% * P_{DC-2} = 0.02 * 90 \text{ kW} = 1.8 \text{ kW}$$

Συνεπώς, στην χειρότερη περίπτωση θα έχουμε $P_{loss} = 1.8 \text{ kW}$, άρα

$$P_{loss} = I_{DC}^2 * R_{DC} \Rightarrow R_{DC} = \frac{P_{loss}}{I_{DC}^2} = \frac{1.8 * 10^3}{183.4114^2} = 0.0535 \text{ Ohm}$$

Άρα, η V_{DC-1} θα είναι

$$V_{DC-1} = V_{DC-2} + I_{DC} * R_{DC} = 490.7 + 183.4114 * 0.0535 = 500.514 \text{ V} \Rightarrow V_{DC-1} = 500.514 \text{ V}$$

5. Γωνία έναυσης α_1 και σημείο φυσικής αγωγής;

Όπως και προηγουμένως, για να υπολογίσουμε την επιθυμητή γωνία έναυσης α_1 θα χρησιμοποιήσουμε τον τύπο (1), μόνο που τώρα θα πρέπει η γωνία να βρίσκεται στο διάστημα $0^\circ < \alpha_2 < 90^\circ$, δεδομένου ότι η εξαπαλμική διάταξη M_1 λειτουργεί ως ανορθωτής. Πιο συγκεκριμένα,

$$V_{DC-1} = \frac{3 * \sqrt{2}}{\pi} * V_{LL-1} * \cos(\alpha_1) - \frac{3 * \omega * (L_{S1} + L_{f1})}{\pi} * I_{DC} \Rightarrow \cos(\alpha_1) = (V_{DC-1} + \frac{3 * \omega * (L_{S1} + L_{f1})}{\pi} * I_{DC}) * \frac{\pi}{3 * \sqrt{2} * V_{LL-1}} \Rightarrow \cos(\alpha_1) = (500.514 + \frac{3 * 100 * \pi * 4.8934 * 10^{-4} * 183.4114}{\pi}) * \frac{\pi}{3 * \sqrt{2} * 400} = 0.976397 \Rightarrow \alpha_1 = 12.473^\circ$$

Το DC ρεύμα καθώς και οι αυτεπαγωγή του δικτύου 1 είναι ίδια με αυτά του δικτύου 2 όπως δείξαμε στο ερώτημα 2. Το μόνο που αλλάζει στον παραπάνω τύπο σε σχέση με αυτόν του ερωτήματος 2 είναι η DC Τάση V_{DC-1} .

6. Γωνία μετάβασης u_1 ;

Όπως και στο ερώτημα 3, για να υπολογίσουμε την γωνία μετάβασης u_1 θα χρησιμοποιήσουμε τον παρακάτω τύπο.

$$\cos(a_1 + u_1) = \cos(a_1) - \frac{2\omega L_1 I_{DC}}{\sqrt{2} V_{LL-1}}$$

Όπου L_1 η συνολική αυτεπαγωγή του δικτύου 1, η οποία είναι ίση με αυτή του δικτύου 2. Αντικαθιστώντας έχουμε,

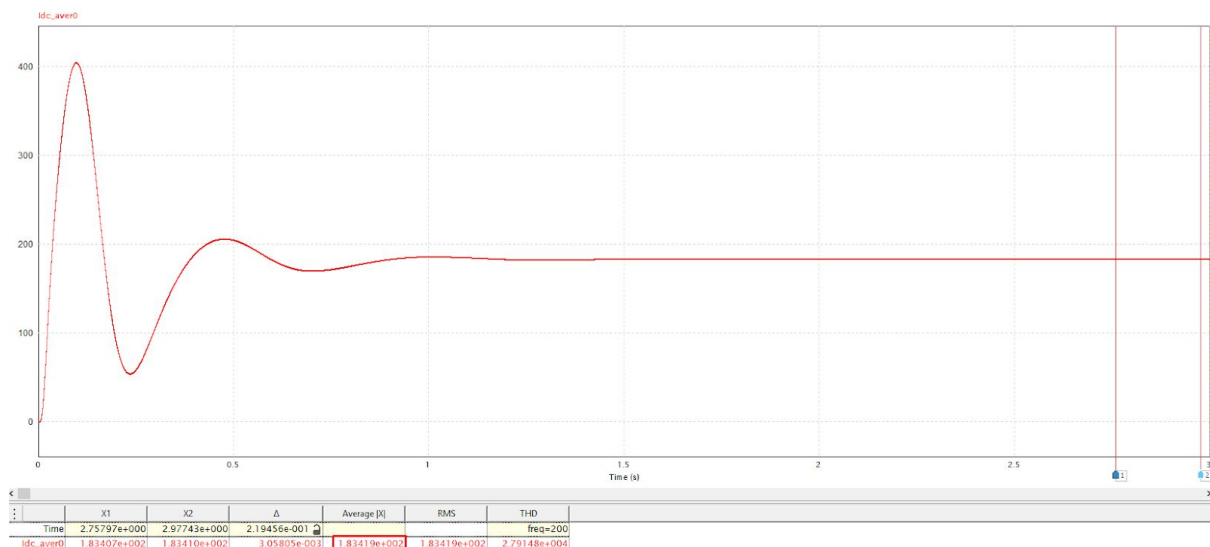
$$\begin{aligned} \cos(12.473 + u_1) &= \cos(12.473) - \frac{2 \cdot 100 \cdot \pi \cdot 4.8934 \cdot 10^{-4} \cdot 183.4114}{\sqrt{2} \cdot 400} \Rightarrow \\ \Rightarrow \cos(12.473 + u_1) &= 0.8767 \text{ rad} = \cos(28.753) \Rightarrow u_1 = 16.28^\circ \end{aligned}$$

7. Συγκριτικός Πίνακας 1:

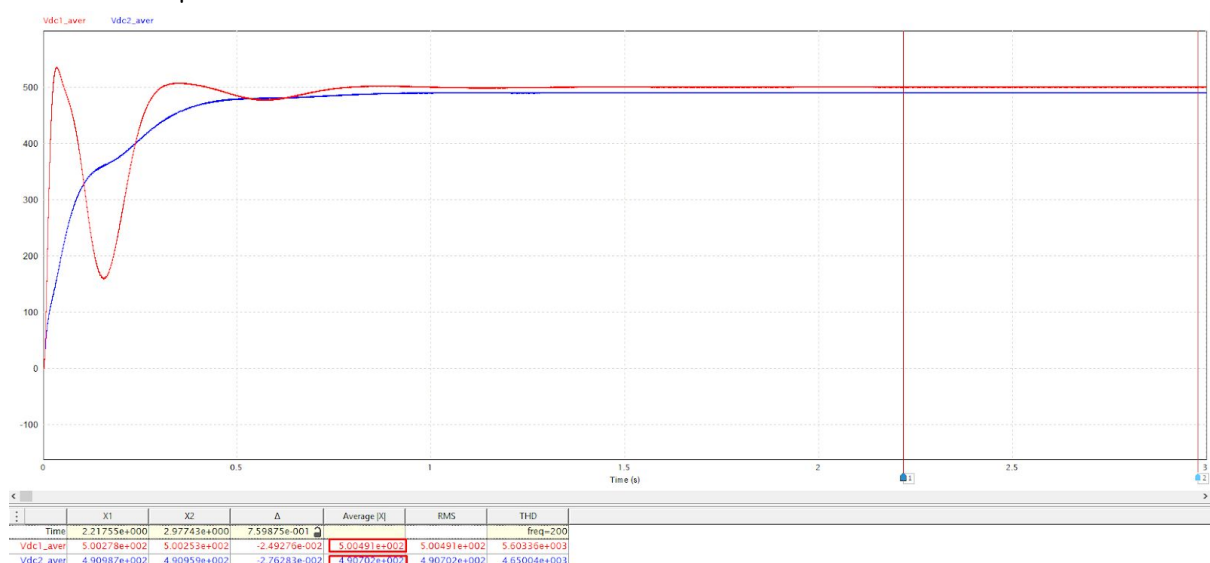
Πίνακας 1		
	Υπολογισμοί	Προσομοίωση
I_{DC}	183.4114 A	183.419 A
V_{DC-1}	500.514 V	500.491 V
V_{DC-2}	490.7 V	490.702 V
a_1	12.473°	12.207°
a_2	149.153°	148.97°
u_1	16.28°	16.141°
u_2	14.227°	14.155°

Παρακάτω φαίνονται αναλυτικά τα screenshots των προσομοιώσεων καθώς και οι κατάλληλοι υπολογισμοί, όπου αυτοί χρειάζονται.

Αρχικά, εδώ βλέπουμε το I_{dc_aver0} το οποίο είναι η έξοδος ενός χαμηλοπερατού φίλτρου το οποίο παίρνει ως είσοδο το I_{dc} . Από την κυματομορφή αυτή βρίσκουμε την μέση τιμή στην μόνιμη κατάσταση.

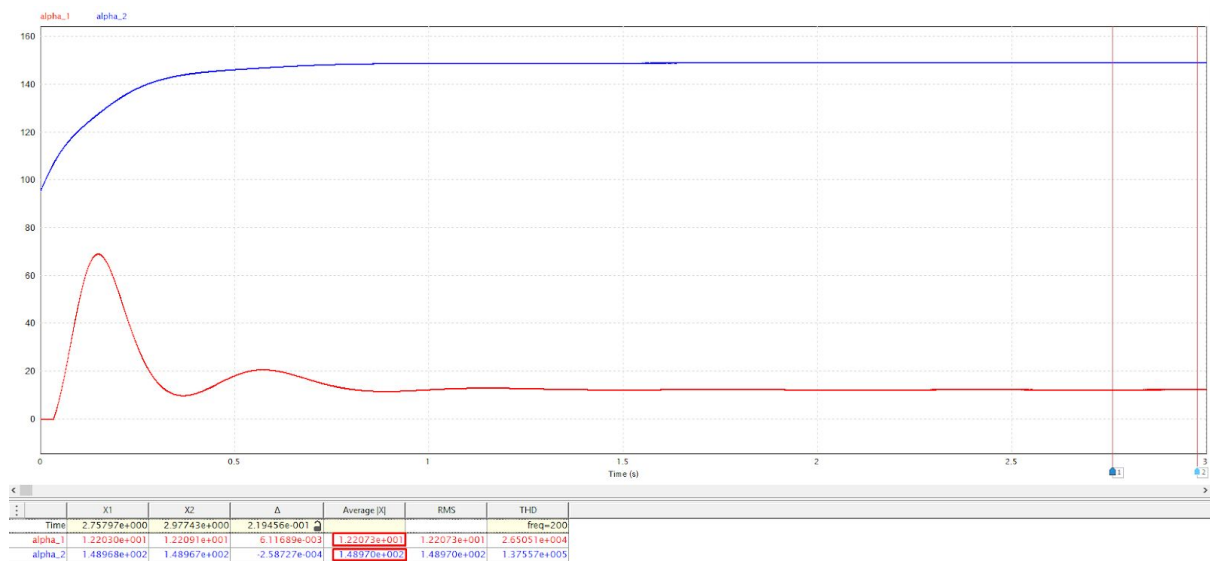


Συνεπώς το ρεύμα της προσομοίωσης είναι $I_{DC} = 183.419 \text{ A}$
 Στην συνέχεια βλέπουμε τις DC Τάσεις. Πιο συγκεκριμένα βλέπουμε την Vdc1_aver και Vdc2_aver οι οποίες είναι οι έξοδοι πάλι ενός χαμηλοπερατού φίλτρου. Όπως και πριν, βρίσκουμε την μέση τιμή τους στην μόνιμη κατάσταση.



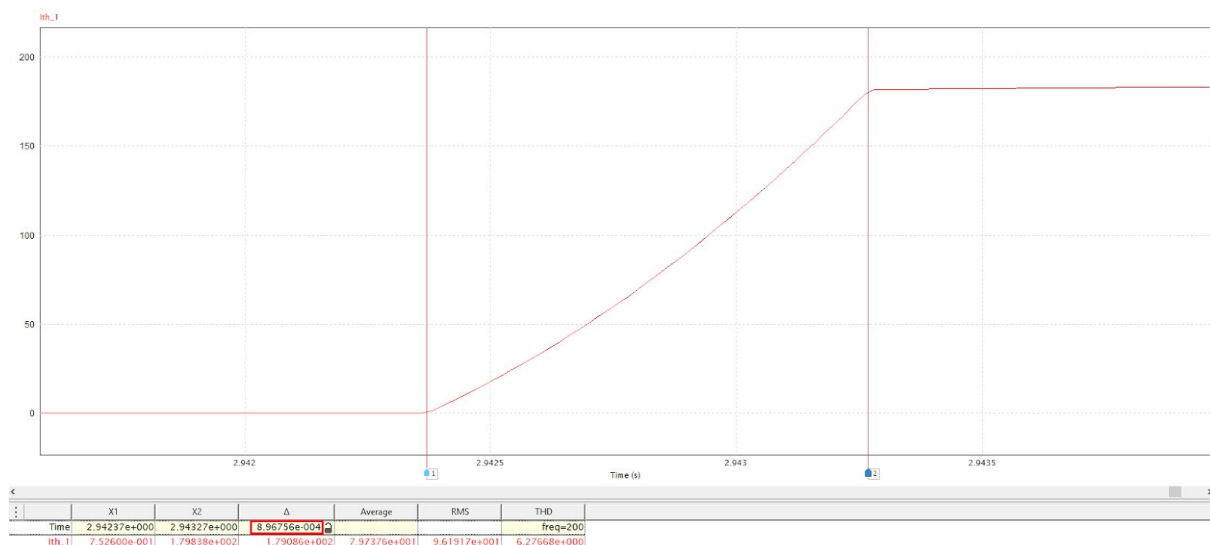
Συνεπώς, βρίσκουμε τις τάσεις της προσομοίωσης ως εξής,
 $V_{DC-1} = 500.491 \text{ V}$ και $V_{DC-2} = 490.702 \text{ V}$

Εδώ βλέπουμε τις γωνίες έναυσης α_1 και α_2 .



Οι οποίες δίνονται από την προσομοίωση ως εξής, $a_1 = 12.207^\circ$ και $a_2 = 148.97^\circ$

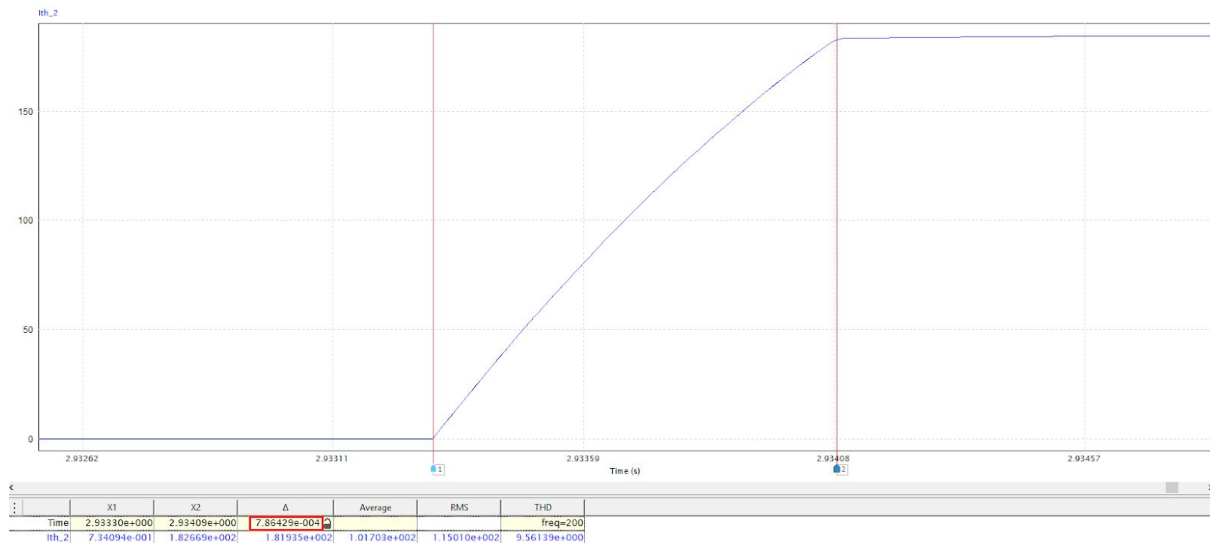
Στην συνέχεια δίνεται η γραφική παράσταση του ρεύματος ενός από τα 3 ζεύγη thyristor της ανορθωτικής διάταξης M1. Βλέποντας την χρονική διάρκεια που κάνει το ρεύμα να φτάσει από την τιμή μηδέν στην ονομαστική τιμή I_{DC} , μπορούμε να βρούμε την γωνία μετάβασης u_1 .



Βλέπουμε ότι η χρονική διάρκεια είναι 0.896756 ms. Για να βρούμε την γωνία μετάβασης θα χρησιμοποιήσουμε τον εξής τύπο,

$$u_1 = \omega * t = 100 * \pi * 0.000896756 = 0.2817242 \text{ rad} = 16.141^\circ$$

Τέλος, δίνεται η αντίστοιχη γραφική παράσταση του ρεύματος ενός από τα 3 ζεύγη thyristor της της διάταξης του αντιστροφέα M2. Βλέποντας την χρονική διάρκεια που κάνει το ρεύμα να φτάσει από την τιμή μηδέν στην ονομαστική τιμή I_{DC} , μπορούμε να βρούμε την γωνία μετάβασης u_2 .



Βλέπουμε ότι η χρονική διάρκεια είναι 0.786429 ms. Για να βρούμε την γωνία μετάβασης θα χρησιμοποιήσουμε τον εξής τύπο,

$$u_2 = \omega * t = 100 * \pi * 0.000786429 = 0.24706395 \text{ rad} = 14.155^\circ$$

8. Μέση και η rms τιμή του ρεύματος;

Για να υπολογίσουμε την μέση τιμή και την RMS τιμή του ρεύματος ενός thyristor θα χρησιμοποιήσουμε τους αντίστοιχους ορισμούς. Αρχικά, για το ρεύμα ενός thyristor είτε του ανορθωτή M1 είτε του αντιστροφέα M2 ισχύει ότι θα άγει για το $\frac{1}{3}$ μιας περιόδου. Επίσης, δεδομένου ότι ο ανορθωτής και ο αντιστροφέας έχουν κοινό DC-Link, θα έχουν και κοινές μέσες και RMS τιμές των ρευμάτων των thyristor τους, όπως φαίνεται παρακάτω. Συνεπώς,

Για τα M1 και M2 ισχύει:

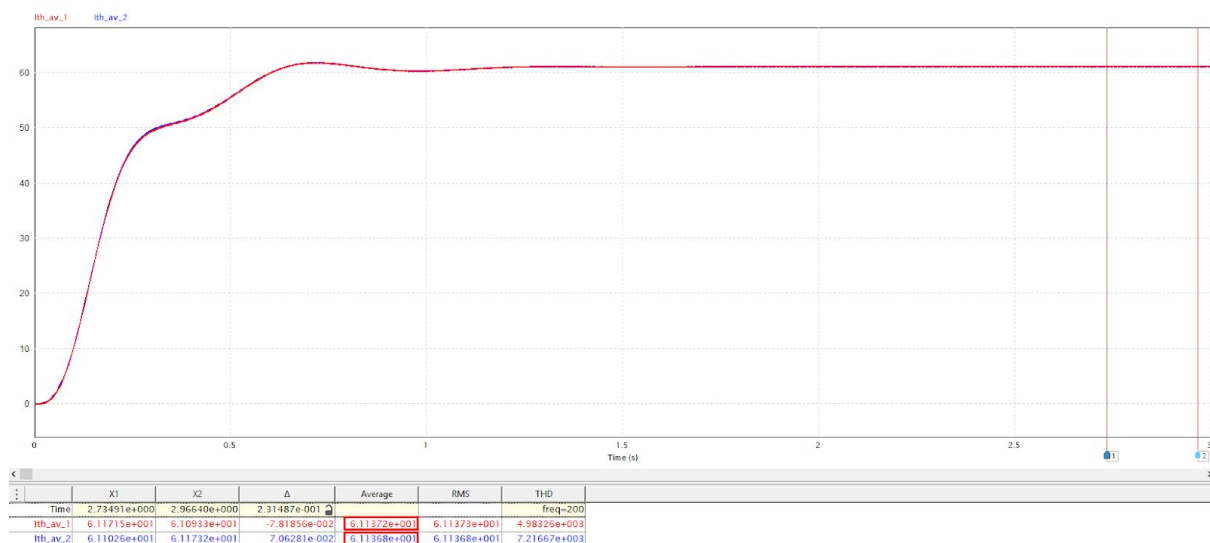
$$\bar{I}_{th} = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} i_{th}(t) d(\omega t) = \frac{1}{2\pi} \int_0^{\frac{2\pi}{3}} I_{DC} d(\omega t) = \frac{1}{2\pi} * \frac{2\pi}{3} * I_{DC} = \frac{I_{DC}}{3} = \frac{183.4114}{3} = 61.137 \text{ A}$$

$$I_{th_{RMS}} = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} i_{th}^2(t) d(\omega t)} = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_0^{\frac{2\pi}{3}} I_{DC}^2 d(\omega t)} = \sqrt{\frac{1}{2\pi} * \frac{2\pi}{3} * I_{DC}^2} = \frac{I_{DC}}{\sqrt{3}} = 105.892 \text{ A}$$

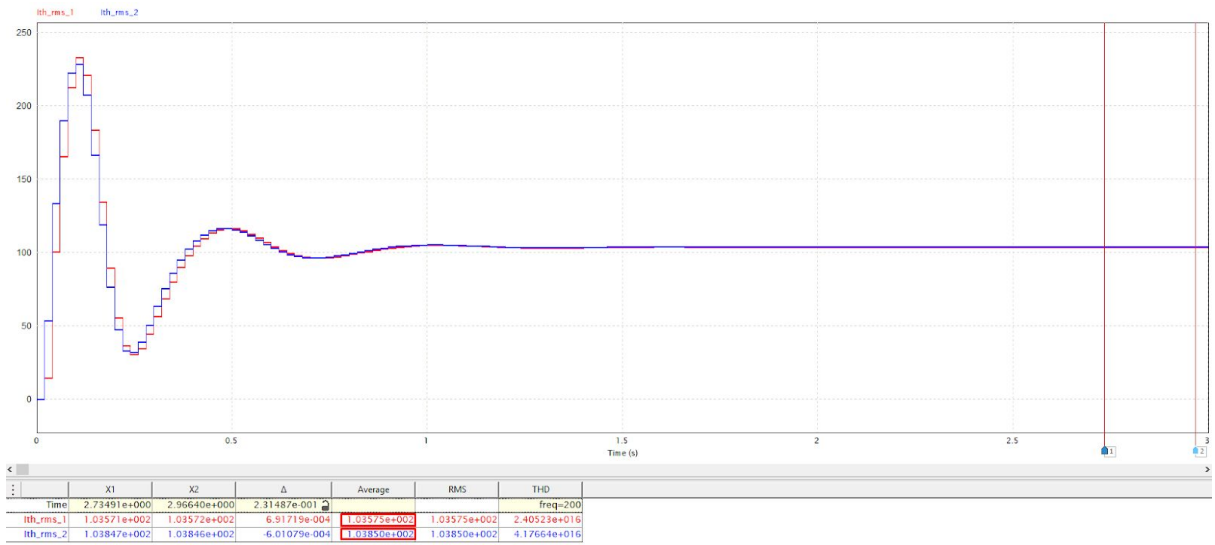
9. Μέση και rms τιμή του ρεύματος (προσομοίωση);

Πίνακας 2		
	Υπολογισμοί	Προσομοίωση
\bar{I}_{th1}	61.137 A	61.1372 A
\bar{I}_{th2}	61.137 A	61.1368 A
$I_{th1_{RMS}}$	105.892 A	103.575 A
$I_{th2_{RMS}}$	105.892 A	103.85 A

Παρακάτω βλέπουμε το $I_{th_av_1}$ και $I_{th_av_2}$, δηλαδή την μέση τιμή των ρευμάτων του ενός thyristor της κάθε διάταξης.



Τέλος, βλέπουμε τα $I_{th_rms_1}$ και $I_{th_rms_2}$, δηλαδή τις RMS τιμές των ρευμάτων του ενός thyristor της κάθε διάταξης.



10. Μέγιστη ανάστροφη τάση σε ένα από τα thyristors κάθε μετατροπέα;

Στο συγκεκριμένο ερώτημα θα μελετηθεί αναλυτικά η ανάστροφη τάση V_{T1} του thyristor 1 της ανορθωτικής διάταξης M1 κατά την διάρκεια μιας περιόδου. Πιο συγκεκριμένα, όλα όσα θα πούμε παρακάτω αναφέρονται στα παρακάτω σχήματα.

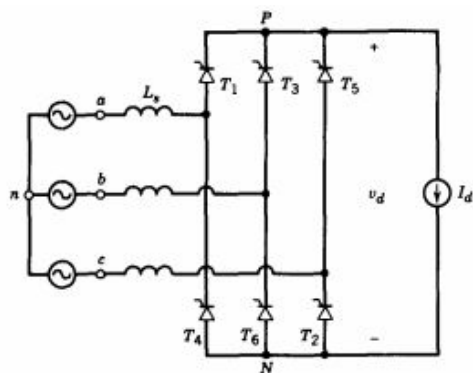
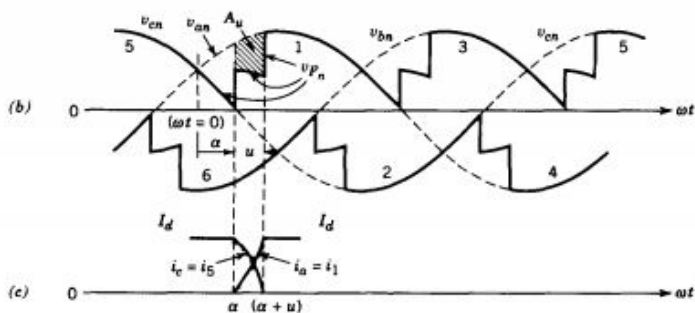
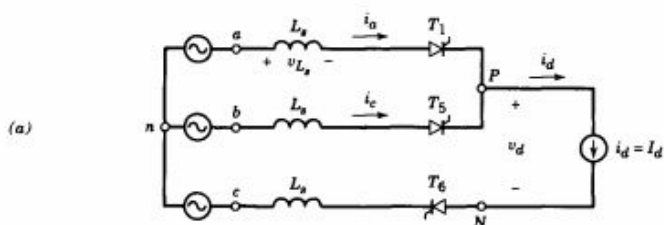


Figure 6-24 Three-phase converter with L_s and a constant dc current.



Αρχικά, δεδομένου ότι επιλέγεται ως $\omega t = 0$ η στιγμή που φαίνεται στο σχήμα (b) ($V_{an} = V_{cn}$) παραπάνω, οι φασικές τάσεις δίνονται ως εξής.

$$V_{an} = \sqrt{2} * \frac{400}{\sqrt{3}} \sin(\omega t + 30^\circ) = 326.5986 \sin(\omega t + 30^\circ)$$

$$V_{bn} = 326.5986 \sin(\omega t - 90^\circ)$$

$$V_{cn} = 326.5986 \sin(\omega t + 150^\circ)$$

Όπως φαίνεται, κατά την διάρκεια μιας περιόδου του δικτύου, η τάση εξόδου μπορεί να χωριστεί στα κατάλληλα χρονικά διαστήματα, έτσι ώστε να μπορέσουμε να την αναπαραστήσουμε με μαθηματικά. Τα διαστήματα αυτά αναλύονται παρακάτω.

- $0^\circ < \omega t < \alpha_1 \Rightarrow 0^\circ < \omega t < 12.473^\circ$

Στο διάστημα αυτό άγουν τα thyristor 5 και 6 με σταθερά ρεύματα I_{DC} και παρά το γεγονός ότι το thyristor 1 πολώνεται ορθά, δεν άγει διότι δεν έχει δοθεί ακόμα ο παλμός στην πύλη. Συνεπώς η ανάστροφη τάση πάνω στο thyristor 1 είναι ως εξής.

$$V_{T1} = V_{cn} - V_{an} = V_{ca} = \sqrt{3} * 326.5986 \sin(\omega t - 180^\circ) = 565.685 \sin(\omega t - 180^\circ)$$

- $\alpha_1 < \omega t < 120^\circ + \alpha_1 + u_1 \Rightarrow 12.473^\circ < \omega t < 148.753^\circ$

Στο διάστημα αυτό το thyristor 1 άγει και επειδή είναι ιδανικό ανάστροφη τάση πάνω του είναι ίση με μηδέν.

$$V_{T1} = 0$$

- $120^\circ + \alpha_1 + u_1 < \omega t < 180^\circ + \alpha_1 \Rightarrow 148.753^\circ < \omega t < 192.473^\circ$

Στο διάστημα αυτό άγουν τα thyristor 2 και 3 με σταθερά ρεύματα I_{DC} συνεπώς οι τάσεις των πηνίων είναι μηδέν και άρα η ανάστροφη τάση πάνω στο thyristor 1 είναι ως εξής.

$$V_{T1} = V_{bn} - V_{an} = V_{ba} = \sqrt{3} * 326.5986 \sin(\omega t - 120^\circ) = 565.685 \sin(\omega t - 120^\circ)$$

- $180^\circ + \alpha_1 < \omega t < 180^\circ + \alpha_1 + u_1 \Rightarrow 192.473^\circ < \omega t < 208.753^\circ$

Σε αυτό το διάστημα, γίνεται η μετάβαση μεταξύ των thyristor T2 και T4, συνεπώς άγουν και τα δύο με μεταβαλλόμενο ρεύμα και άρα τώρα η τάση στο πηνίο L_{Sa} δεν είναι μηδέν. Ταυτόχρονα, στην άνω ομάδα thyristor άγει το T3. Επίσης, γνωρίζουμε ότι $V_{an} + V_{bn} + V_{cn} = 0$. Συνεπώς, η ανάστροφη τάση του thyristor δίνεται ως εξής.

$$\begin{aligned} V_{T1} &= V_{bn} - (V_{an} - V_{La}) = V_{bn} - V_{an} - \frac{V_{cn} - V_{an}}{2} = V_{bn} - V_{an} - \frac{-V_{bn} - 2V_{an}}{2} = V_{bn} - V_{an} + V_{an} + \frac{V_{bn}}{2} = \\ &= \frac{3}{2} V_{bn} = \frac{3}{2} 326.5986 \sin(\omega t - 90^\circ) = 489.8979 \sin(\omega t - 90^\circ) \end{aligned}$$

- $180^\circ + \alpha_1 + u_1 < \omega t < 240^\circ + \alpha_1 \Rightarrow 208.753^\circ < \omega t < 252.473^\circ$

Στο διάστημα αυτό άγουν τα thyristor 3 και 4 με σταθερά ρεύματα I_{DC} συνεπώς οι τάσεις των πηνίων είναι μηδέν και άρα η ανάστροφη τάση πάνω στο thyristor 1 είναι ως εξής.

$$V_{T1} = V_{bn} - V_{an} = V_{ba} = \sqrt{3} * 326.5986 \sin(\omega t - 120^\circ) = 565.685 \sin(\omega t - 120^\circ)$$

- $240^\circ + \alpha_1 < \omega t < 240^\circ + \alpha_1 + u_1 \Rightarrow 252.473^\circ < \omega t < 268.753^\circ$

Σε αυτό το διάστημα, γίνεται η μετάβαση μεταξύ των thyristor T3 και T5, συνεπώς άγουν και τα δύο με μεταβαλλόμενο ρεύμα και άρα τώρα η τάση στο πηνίο L_{Sa} δεν είναι μηδέν. Ταυτόχρονα, στην κάτω ομάδα thyristor άγει το T4. Επίσης, γνωρίζουμε ότι $V_{an} + V_{bn} + V_{cn} = 0$. Συνεπώς, η ανάστροφη τάση του thyristor δίνεται ως εξής.

$$V_{T1} = (V_{cn} - V_{Lc}) - V_{an} = V_{cn} - V_{an} - \frac{V_{cn} - V_{bn}}{2} = V_{cn} - V_{an} - \frac{V_{an} + 2V_{cn}}{2} = V_{cn} - V_{an} - V_{cn} - \frac{V_{an}}{2} = -\frac{3}{2}V_{an} = -\frac{3}{2}326.5986\sin(\omega t + 30^\circ) = -489.8979\sin(\omega t + 30^\circ)$$

- $240^\circ + \alpha_1 + u_1 < \omega t < 300^\circ + \alpha_1 \Rightarrow 268.753^\circ < \omega t < 312.473^\circ$

Στο διάστημα αυτό άγουν τα thyristor 4 και 5 με σταθερά ρεύματα I_{DC} συνεπώς οι τάσεις των πηνίων είναι μηδέν και άρα η ανάστροφη τάση πάνω στο thyristor 1 είναι ως εξής.

$$V_{T1} = V_{cn} - V_{an} = V_{ca} = \sqrt{3} * 326.5986\sin(\omega t - 180^\circ) = 565.685\sin(\omega t - 180^\circ)$$

- $300^\circ + \alpha_1 < \omega t < 300^\circ + \alpha_1 + u_1 \Rightarrow 312.473^\circ < \omega t < 328.753^\circ$

Σε αυτό το διάστημα, γίνεται η μετάβαση μεταξύ των thyristor T4 και T6, συνεπώς άγουν και τα δύο με μεταβαλλόμενο ρεύμα και άρα τώρα η τάση στο πηνίο L_{Sa} δεν είναι μηδέν. Ταυτόχρονα, στην άνω ομάδα thyristor άγει το T5. Επίσης, γνωρίζουμε ότι $V_{an} + V_{bn} + V_{cn} = 0$. Συνεπώς, η ανάστροφη τάση του thyristor δίνεται ως εξής.

$$V_{T1} = V_{cn} - (V_{an} - V_{La}) = V_{cn} - V_{an} - \frac{V_{an} - V_{bn}}{2} = V_{cn} - V_{an} - \frac{-V_{cn} - 2V_{an}}{2} = V_{cn} - V_{an} + V_{an} + \frac{V_{cn}}{2} = \frac{3}{2}V_{cn} = \frac{3}{2}326.5986\sin(\omega t + 150^\circ) = 489.8979\sin(\omega t + 150^\circ)$$

- $300^\circ + \alpha_1 + u_1 < \omega t < 360^\circ \Rightarrow 328.753^\circ < \omega t < 360^\circ$

Στο διάστημα αυτό άγουν τα thyristor 5 και 6 με σταθερά ρεύματα I_{DC} συνεπώς οι τάσεις των πηνίων είναι μηδέν και άρα η ανάστροφη τάση πάνω στο thyristor 1 είναι ως εξής.

$$V_{T1} = V_{cn} - V_{an} = V_{ca} = \sqrt{3} * 326.5986\sin(\omega t - 180^\circ) = 565.685\sin(\omega t - 180^\circ)$$

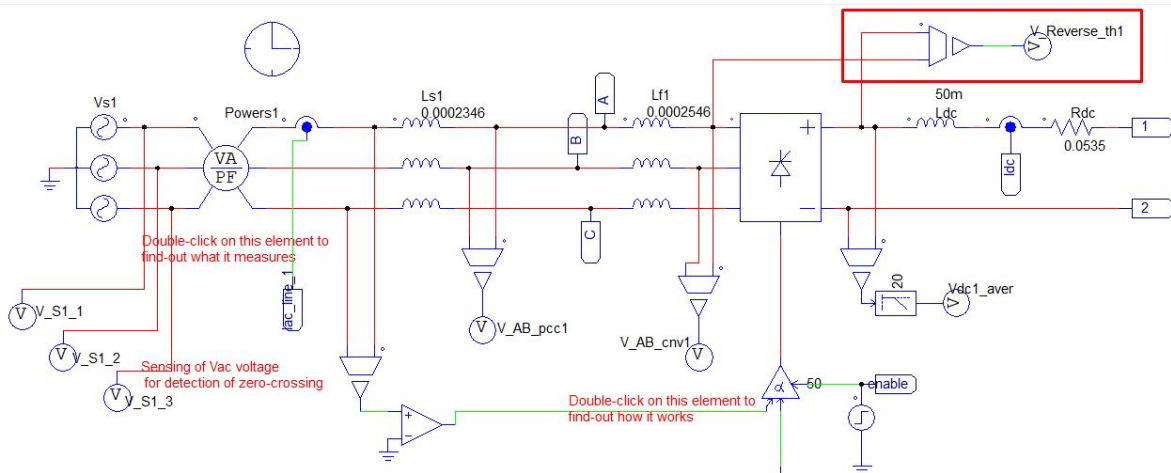
Βλέπουμε λοιπόν ότι η ανάστροφη τάση του thyristor 1 αναπαριστάται μαθηματικά με μια πολύκλαδη συνάρτηση. Έτσι είναι φανερό ότι η μέγιστη τιμή της δίνεται στις φάσεις 210° και 270° , όπου μεγιστοποιείται η τιμή του συνημιτόνου. Συγκεκριμένα, η μέγιστη τιμή της ανάστροφης τάσης του thyristor 1 είναι 565.685 V. Στην ουσία είναι $\sqrt{2} * 400 \text{ V}$.

Όσον αφορά τον αντιστροφέα M2 ακολουθείτε η ίδια λογική απλά με αντίθετες σε πρόσημο τάσεις σε σχέση με αυτές του ανορθωτή M1. Έτσι, η μέγιστη ανάστροφη τάση του thyristor 1 του αντιστροφέα είναι επίσης 565.685 V.

11. Μέγιστη ανάστροφη τάση σε ένα από τα thyristors κάθε μετατροπέα (προσομοίωση);

Για την μελέτη της ανάστροφης τάσης ενός thyristor της ανορθωτικής διάταξης M1 μέσω του PowerSim προστέθηκε μια ακόμα μετρητική διάταξη.

Πιο συγκεκριμένα, αυτή που φαίνεται μέσα στο κόκκινο πλαίσιο της εικόνας παρακάτω.



Παρακάτω βλέπουμε τα αποτελέσματα της προσομοίωσης. Πιο συγκεκριμένα, βλέπουμε την ανάστροφη τάση $V_Reverse_th1$ του thyristor 1 καθώς και τα 3 AC ρεύματα. Βλέποντας την ροή των ρευμάτων μπορούμε να επιβεβαιώσουμε αυτά τα οποία είπαμε στην ανάλυση του ερωτήματος 10.



Τέλος για να βρούμε την μέγιστη τιμή χρησιμοποιούμε το κουμπί Global Max του PowerSim το οποίο βρίσκει την μέγιστη τιμή της γραφικής παράστασης, και στην προκειμένη περίπτωση την μέγιστη τιμή της ανάστροφης τάσης σε μια περίοδο. Μόλις πατήσουμε αυτό το κουμπί, ο κάθετος άξονας X2 μεταφέρεται στο μέγιστο σημείο, όπως φαίνεται παρακάτω.



Η μέγιστη τάση της προσομοίωσης μας δείχνει ότι είναι 565.777 V. Επίσης, μας λέει ότι βρίσκεται την χρονική στιγμή 14.9321 ms, δηλαδή στην φάση $0.0149321 * 100\pi = 4.6910575 \text{ rad} = 268.777^\circ$. Η μικρή απόκλιση σε σχέση με τον θεωρητικό υπολογισμό, που ήταν 270° , είναι λόγω του ότι ο άξονας X1 δεν βρίσκεται ακριβώς στις 0° . Επίσης, από το σχήμα μπορούμε να επιβεβαιώσουμε και ότι υπάρχει και 2ο μέγιστο, το οποίο βρίσκεται στις 210° .

12. Να επιλεγεί από καταλόγους κατασκευαστών το βέλτιστο thyristor;

Κατα την επιλογή ενός thyristor για τους δυο μετατροπείς, ως κυριότερο παράγοντα επιλογής είχαμε το RMS και το μέσο ρεύμα του thyristor καθώς και την μέγιστη συνεχόμενη ανάστροφη τάση (Maximum Repetitive Peak Reverse off-state Voltage) που μπορεί να διαχειριστεί το thyristor χωρίς να καταστραφεί. Συνεπώς, η πρώτη μας σκέψη ήταν να διαστασιολογήσουμε το thyristor μας, έτσι ώστε να έχει μέγιστη ανάστροφη τάση αρκετά μεγαλύτερη από 565.685 V, ώστε να μην υπάρξει πρόβλημα και σε τυχόν υπερτάσεις, και μέγιστα ρεύματα αυτά τα οποία υπολογίστηκαν στον Πίνακα 2 του ερωτήματος 9 (61.137 A και 105.892 A αντίστοιχα). Παρ' όλα αυτά όπως φαίνεται στις παρακάτω γραφικές παραστάσεις οι οποίες δίνουν το RMS και μέσο ρεύμα του thyristor T1 κάθε στιγμή, ένα thyristor διαστασιολογημένο με τις παραπάνω τάσεις και ρεύματα θα λειτουργούσε ικανοποιητικά στην μόνιμη κατάσταση, αλλά κατά την έναυση της διάταξης θα καταστρεφόταν λόγω υψηλού RMS ρεύματος όπως φαίνεται παρακάτω. Θα μπορούσε κανείς να πει ότι η καταστροφή του thyristor θα μπορούσε να αποφευχθεί δεδομένου ότι όλα τα thyristor μπορούν να αντέξουν ένα πολύ μεγαλύτερο από το ονομαστικό ρεύμα για ένα μικρό χρονικό διάστημα (στα

φυλλάδια του κατασκευαστή η παράμετρος αυτή ονομάζεται Maximum Peak Non-Repetitive Surge Current), αλλά αυτό το ρεύμα μπορούν να το διαχειριστούν για χρονικά διαστήματα της τάξεως των 10-20ms και όπως φαίνεται παρακάτω η έναυση της διάταξης διαρκεί περισσότερο χρόνο.



Συνεπώς, για να τηρείται η αξιόπιστη λειτουργία της διάταξης μας, η επιλογή του thyristor θα γίνει με βάση τα εξής χαρακτηριστικά:

- $\bar{I}_{th} > 61.8 \text{ A}$
- $I_{th_{RMS}} > 232.83 \text{ A}$
- $V_{T1} >> 565.685 \text{ V}$

Το thyristor το οποίο επιλέξαμε είναι το [TT175N16SOF](#) της Infineon Technologies και είναι ένα διπλό thyristor (SCR Module), δηλαδή έχει ενσωματωμένα δύο σε σειρά συνδεδεμένα thyristors κάτι το οποίο είναι αρκετά επιθυμητό στην διάταξη μας, δεδομένου ότι με μια έρευνα αγοράς στην mouser, η τιμή αυτού του module είναι παρόμοια με άλλα modules τα οποία περιέχουν ένα thyristor. Έτσι θα χρειαστεί να γίνει η αγορά 6 modules και όχι 12. Παρακάτω φαίνονται κάποια από τα βασικά του χαρακτηριστικά:

Electrical Properties	Maximum Rated Values
Repetitive Peak Forward Off-State and Reverse Voltages (V_{T1})	1600 V
Maximum RMS On-State Current ($I_{th_{RMS}}$)	275 A
Average On-State Current (\bar{I}_{th})	175 A
Circuit Commutated Turn-Off Time (t_q)	175 μs

13. Μαθηματική έκφραση του ρεύματος στην φάση 1 του M1 για μια περίοδο θεωρώντας σαν αρχή του χρόνου τον θετικό μηδενισμό της φασικής τάσης 1 της πηγής V_{s1} ;

Τα ρεύματα i_a, i_b, i_c θα έχουν παλμική “τραπεζοειδή” μορφή λόγω της παρουσίας των πηνίων L_{s1}, L_{s2} και L_{s3} όπως φαίνεται και στο παρακάτω σχήμα.

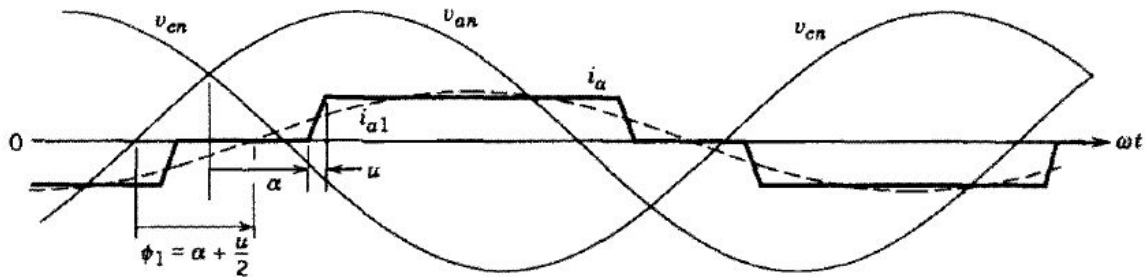


Figure 6-26 Line current in the presence of L_s .

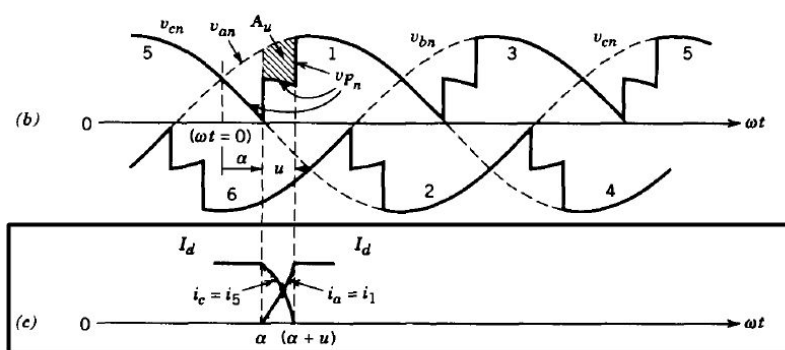


Figure 6-25 Commutation in the presence of L_s .

Όπως φαίνεται, κατά την διάρκεια μιας περιόδου του δικτύου, το ρεύμα μπορεί να χωριστεί στα κατάλληλα χρονικά διαστήματα, έτσι ώστε να μπορέσουμε να την αναπαραστήσουμε με μαθηματικά. Το ρεύμα αρχικά θα είναι μηδενικό λόγω της αυτεπαγωγής, στη συνέχεια θα αυξηθεί σταδιακά μέχρι την τιμή $+I_d$ όπου και θα παραμείνει για όσο χρονικό διάστημα άγει το αντίστοιχο thyristor. Στην συνέχεια το ρεύμα θα επανέλθει σταδιακά στο μηδέν όπου και θα παραμείνει, στη συνέχεια θα μεταβεί σταδιακά στην τιμή $-I_d$ και πάλι πίσω στο μηδέν. Τα διαστήματα αυτά αναλύονται παρακάτω.

α) Το σημείο θετικού μηδενισμού της φάσης α είναι το σημείο $\frac{\pi}{6} = 30^\circ$. Το διάστημα μηδενισμού της i_a είναι ίσο με $\Delta = 60^\circ - u_1 = 43,72^\circ$ ενώ το διάστημα από την στιγμή αναφοράς μέχρι τη στιγμή που το ρεύμα παύει να είναι μηδενικό είναι $\Delta = 30^\circ + u_1 = 42,473^\circ$ το οποίο είναι μικρότερο από το διάστημα μηδενισμού συνεπώς στη χρονική στιγμή $t_0 = 0$ το ρεύμα i_a είναι και αυτό μηδενικό. Άρα για το πρώτο διάστημα έχω:

- $0^\circ < \Delta_{\text{μηδενισμού}} = 30^\circ + \alpha_1 \Rightarrow 0^\circ < \omega t < 42.473^\circ, 0 \text{ s} < t < 0.00236 \text{ s}$

$$I_d = 0 \text{ A}$$

β) Για το επόμενο διάστημα που το ρεύμα μεταβαίνει στην τιμή I_d λόγω της παρουσίας του πηνίου ισχύει σύμφωνα με το βιβλίο η σχέση:

$$\int_0^{I_d} di_a = \sqrt{2} \frac{V_{LL}}{2\omega L_s} \int_{\alpha}^{\alpha+\mu} \sin \omega t d(\omega t)$$

Η διάρκεια μετάβασης είναι για: $\omega t = u_1 = 16.28^\circ \Rightarrow 42.473^\circ < \omega t < 58.723^\circ$

Σύμφωνα με την παραπάνω σχέση η συνάρτηση του ρεύματος είναι η:

$$\int_0^{I_d} di_a = \sqrt{2} * \frac{V_{LL}}{2\omega * L} * \int_{\alpha}^{\alpha+\mu} \sin(\omega t) d(\omega t) \Rightarrow I_a = \sqrt{2} * \frac{V_{LL}}{2 * L} * \int_{t_a}^{t_a+\mu} \sin(100\pi t - 30) dt$$

Θα πρέπει να ολοκληρώσω από την στιγμή t_a που ξεκινάει η μετάβαση ως την στιγμή $t_{a+\mu}$ που ολοκληρώνεται. Σύμφωνα και με τα παραπάνω η μετάβαση ξεκινάει την στιγμή $t_1 = \frac{\alpha}{100\pi} = \frac{42.473^\circ}{100\pi} = \frac{0.236\pi}{100\pi} = 0.00236 \text{ s}$ και ολοκληρώνεται την στιγμή $t_2 = \frac{\alpha+\mu}{100\pi} = \frac{58.723^\circ}{100\pi} = \frac{0.326\pi}{100\pi} = 0.003262 \text{ s}$. Συνεπώς το ολοκλήρωμα παίρνει την μορφή:

$$I_a = \sqrt{2} * \frac{400}{2 * 0.4892 * 10^{-3}} * \int_{0.00236}^t \sin(100\pi t - \frac{\pi}{6}) dt = 1796.9 - 1840.38 * \sin(314.159t + 1.0472) \quad (1)$$

γ) Την χρονική στιγμή $t_{a+\mu}$ το ρεύμα σταθεροποιείται στην τιμή $+I_d$ για χρονικό διάστημα $120^\circ - u_1 = 120^\circ - 16.28^\circ = 103.72^\circ = 0.0057 \text{ s}$. Συνεπώς για $58.723^\circ < \omega t < 162.443^\circ, 0.003262 \text{ s} < t < 0.008962 \text{ s}$: Από την (1) για $t=0.003262 \text{ s}$ έχω: $I_d = 182.86 \text{ A}$ που επαληθεύεται και από το PSIM.

δ) Η μετάβαση από το σημείο με ρεύμα I_d στο 0 θα ξεκινήσει την στιγμή $t = 0.008962 \text{ s}$ και θα διαρκέσει και πάλι για $u_1 = 16.28^\circ$ οπότε θα διαρκέσει για $162.443^\circ < \omega t < 178.723^\circ, 0.008962 \text{ s} < t < 0.009929 \text{ s}$.

Αφού το ρεύμα θεωρείται σταθερό κατά την διάρκεια της μετάβασης και σύμφωνα με τον τύπο (6-59) του βιβλίου ισχύει ότι: $\frac{di_a}{dt} = \frac{di_b}{dt}$ και συνεπώς αντιστοιχα για την μεταβολή μεταξύ i_a και i_b ισχύει:

$$\frac{di_a}{dt} = \frac{di_b}{dt} \Rightarrow -\frac{V_{ba}}{2} = L_s * \frac{di_a}{dt} = V_{ca} * (t - t_{\Delta V_{ca}}) = -V_{ac} * (t - \frac{0.02}{3}) \Rightarrow$$

$$I_a = \sqrt{2} * \frac{V_{LL}}{2 * L} * \int_{0.0099}^t -\sin(100\pi t - \frac{5\pi}{6}) dt = \sqrt{2} * \frac{400}{2 * 0.4892 * 10^{-3}} * \int_{0.008962}^t -\sin(100\pi t - \frac{5\pi}{6}) dt \Rightarrow$$

$$I_a = -1804.61 - 1840.38 * \cos(314.159t + 0.52359) \quad (2)$$

ε) Την χρονική στιγμή $t = 0.9929s$ το ρεύμα μηδενίζεται και παραμένει μηδέν για χρονικό διάστημα ίσο με το $\Delta_{\text{μηδενισμού}} = 43.72^\circ = 0.2429s$. Συνεπώς για $178.723^\circ < \omega t < 222.443^\circ$, $0.009929s < t < 0.012358s$, έχω $I_a = 0A$

στ) Την στιγμή $t = 0.012358s$ το ρεύμα θα μεταβεί από το μηδέν στην τιμή $-I_d$. Η διάρκεια μετάβασης είναι ίση με $u_1 = 16.28^\circ$ οπότε θα διαρκέσει για $222.443^\circ < \omega t < 238.723^\circ$, $0.012358s < t < 0.01326s$. Παρόμοια με την προηγούμενη μετάβαση, έχω:

$$\frac{V_{ac}}{2} = L_S * \frac{di_a}{dt} \Rightarrow I_a = \sqrt{2} * \frac{V_{LL}}{2 * L} * \int_{0.012358}^t \sin(100\pi t - \frac{\pi}{6}) dt \Rightarrow$$

$$I_a = \sqrt{2} * \frac{400}{2 * 0.4892 * 10^{-3}} * \int_{0.012358}^t \sin(100\pi t - \frac{\pi}{6}) dt = -1797.15 - 1840.38 \sin(314.159t + 1.0472) \quad (3)$$

ζ) Την χρονική στιγμή $t = 0.01326s$ το ρεύμα σταθεροποιείται στην τιμή $-I_d$ για χρονικό διάστημα $120^\circ - u_1 = 120^\circ - 16.28^\circ = 103.72^\circ = 0.0057s$. Συνεπώς για $238.723^\circ < \omega t < 342.72^\circ$, $0.01326s < t < 0.01896s$: Από την (3) για $t = 0.01326s$ έχω: $I_d = -182.8554A \approx -I_d$ που επαληθεύεται και από το PSIM.

η) Η επόμενη και τελευταία μετάβαση από την τιμή $-I_d$ στο μηδέν θα ξεκινήσει την στιγμή $t = 0.01896s$ και θα διαρκέσει και πάλι για $u_1 = 16.28^\circ$ οπότε θα διαρκέσει για $342.72^\circ < \omega t < 359^\circ$, $0.01896s < t < 0.01986s$.

Όπως και στην δεύτερη μετάβαση και αφού το ρεύμα θεωρείται σταθερό κατά την διάρκεια της μετάβασης και σύμφωνα με τον τύπο (6-59) του βιβλίου ισχύει ότι:

$$\frac{di_a}{dt} = - \frac{di_c}{dt}$$

και συνεπώς αντιστοίχα για την μεταβολή μεταξύ i_a και i_b ισχύει:

$$\frac{di_a}{dt} = - \frac{di_b}{dt} \Rightarrow - \frac{V_{ba}}{2} = L_S * \frac{di_a}{dt} = - V_{ba} * (t - t_{\Delta V_{ba}}) = - V_{ac} * (t - \frac{0.02}{3}) \Rightarrow$$

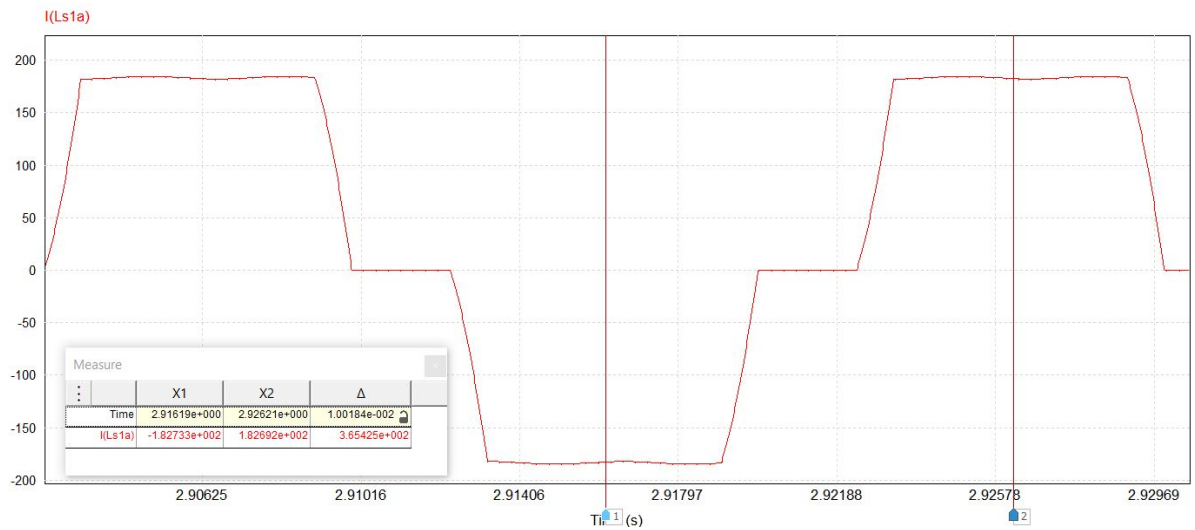
$$I_a = \sqrt{2} * \frac{V_{LL}}{2 * L} * \int_{0.01896}^t - \sin(100\pi t - \frac{5\pi}{6}) dt = \sqrt{2} * \frac{400}{2 * 0.4892 * 10^{-3}} * \int_{0.01896}^t - \sin(100\pi t - \frac{5\pi}{6}) dt \Rightarrow$$

$$I_a = 1804.83 - 1840.38 * \cos(314.159t + 0.52359) \quad (4)$$

θ) Στο τελευταίο διάστημα από $359^\circ < \omega t < 360^\circ$, $0.01986s < t < 0.02s$, το ρεύμα θα είναι ίσο με μηδέν. Βλέπουμε ότι έτσι επαληθεύεται και το διάστημα μηδενισμού αν προσθέσουμε σε αυτό το διάστημα και τη χρονική διάρκεια του διαστήματος α.

Συνεπώς έχουμε:

$I_a(t)$		
0 A	$0^\circ < \omega t < 42.47^\circ$	$0 < t < 0.00236$
$1796.9 - 1840.38\sin(314.159t + 1.0472)$	$42.47^\circ < \omega t < 58.72^\circ$	$0.00236 < t < 0.00326$
182.86 A	$58.72^\circ < \omega t < 162.44^\circ$	$0.00326 < t < 0.00896$
$-1804.61 - 1840.38\cos(314.159t + 0.52359)$	$162.44^\circ < \omega t < 178.72^\circ$	$0.00896 < t < 0.00993$
0 A	$178.72^\circ < \omega t < 222.44^\circ$	$0.00993 < t < 0.0126$
$-1797.15 - 1840.38\sin(314.159t + 1.0472)$	$222.44^\circ < \omega t < 238.72^\circ$	$0.0126 < t < 0.0133$
-182.86 A	$238.72^\circ < \omega t < 342.72^\circ$	$0.0133 < t < 0.0189$
$1804.83 - 1840.38 * \cos(314.159t + 0.52359)$	$342.72^\circ < \omega t < 359^\circ$	$0.0189 < t < 0.0199$
0 A	$359^\circ < \omega t < 360^\circ$	$0.0199 < t < 0.02$



14. V_{dc1} συναρτήσει των φασικών και πολικών τάσεων της V_{s1}

Για την εύρεση της V_{dc1} θα πρέπει πρώτα να βρω πρώτα τις V_{Pn} και V_{Nn} . Γνωρίζω ότι οι πολικές τάσεις δίνονται από τους παρακάτω τύπους:

$$\begin{aligned} V_{ac} &= \sqrt{2}V_{LL}\sin(\omega t) = 565.69(\omega t) \\ V_{ba} &= \sqrt{2}V_{LL}\sin(\omega t - \frac{120\pi}{180}) = 565.69(\omega t - \frac{120\pi}{180}) \\ V_{cb} &= \sqrt{2}V_{LL}\sin(\omega t + \frac{120\pi}{180}) = 565.69(\omega t + \frac{120\pi}{180}) \\ V_{ac} &= \sqrt{2}V_{LL}\sin(\omega t - \pi) = 565.69(\omega t - \pi) \\ V_{ba} &= \sqrt{2}V_{LL}\sin(\omega t - \frac{300\pi}{180}) = 565.69(\omega t - \frac{300\pi}{180}) \\ V_{cb} &= \sqrt{2}V_{LL}\sin(\omega t + \frac{300\pi}{180}) = 565.69(\omega t + \frac{300\pi}{180}) \end{aligned}$$

Ενώ οι φασικές:

$$\begin{aligned} V_{an} &= \frac{\sqrt{2}V_{LL}}{\sqrt{3}}\sin(\omega t + \frac{30\pi}{180}) = 326.6(\omega t + \frac{30\pi}{180}) \\ V_{bn} &= \frac{\sqrt{2}V_{LL}}{\sqrt{3}}\sin(\omega t - \frac{90\pi}{180}) = 326.6(\omega t - \frac{90\pi}{180}) \\ V_{cn} &= \frac{\sqrt{2}V_{LL}}{\sqrt{3}}\sin(\omega t + \frac{150\pi}{180}) = 326.6(\omega t + \frac{150\pi}{180}) \end{aligned}$$

Σύμφωνα με το σχήμα 6-25 από το βιβλίο έχω ότι:

$$\begin{aligned} \text{για } 0 \leq \omega t < a &\Rightarrow 0s \leq \omega t < 0.0006929s, V_{Pn} = V_{cn} \\ \text{για } a \leq \omega t < a+u &\Rightarrow 0.0006929s \leq \omega t < 0.0009044s, V_{Pn} = \frac{1}{2}(V_{cn} + V_{an}) \\ \text{για } a+u \leq \omega t < \frac{2\pi}{3}+a &\Rightarrow 0.0009044s \leq \omega t < 0.007353s, V_{Pn} = V_{an} \\ \text{για } \frac{2\pi}{3}+a \leq \omega t < \frac{2\pi}{3}+a+u &\Rightarrow 0.007353s \leq \omega t < 0.00757s, V_{Pn} = \frac{1}{2}(V_{an} + V_{bn}) \\ \text{για } \frac{2\pi}{3}+a+u \leq \omega t < \frac{4\pi}{3}+a &\Rightarrow 0.00757s \leq \omega t < 0.01402s, V_{Pn} = V_{bn} \\ \text{για } \frac{4\pi}{3}+a \leq \omega t < \frac{4\pi}{3}+a+u &\Rightarrow 0.01402s \leq \omega t < 0.01423s, V_{Pn} = \frac{1}{2}(V_{bn} + V_{cn}) \\ \text{για } \frac{4\pi}{3}+a+u \leq \omega t < 2\pi &\Rightarrow 0.01423s \leq \omega t < 0.02s, V_{Pn} = V_{cn} \end{aligned}$$

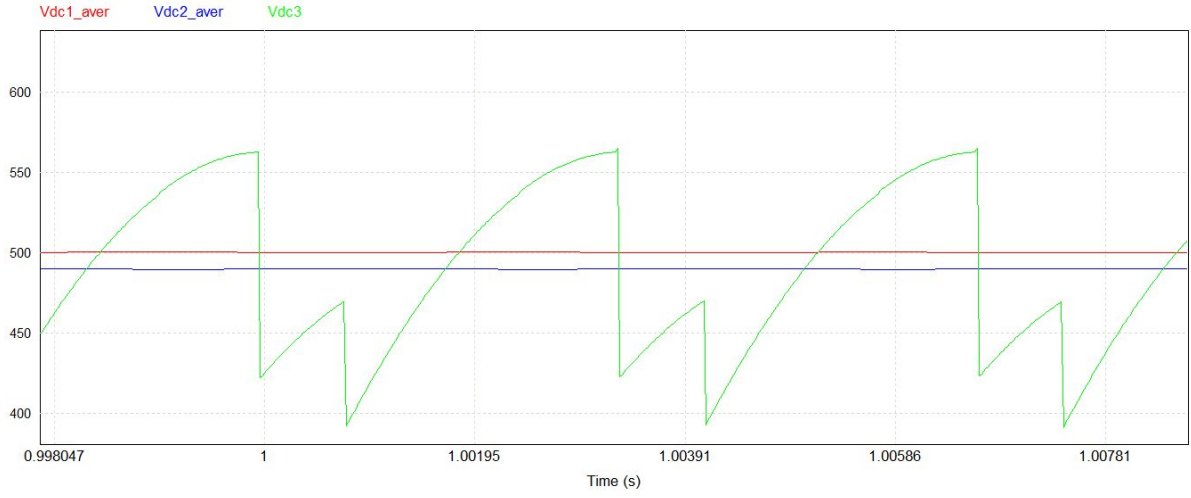
Ενώ για την V_{Nn} έχω:

$$\begin{aligned} \text{για } 0s \leq \omega t < 0.00402s, V_{Nn} &= V_{bn} \\ \text{για } 0.00402s \leq \omega t < 0.00423s, V_{Nn} &= \frac{1}{2}(V_{bn} + V_{cn}) \\ \text{για } 0.00423s \leq \omega t < 0.010693s, V_{Nn} &= V_{cn} \\ \text{για } 0.010693s \leq \omega t < 0.0109044s, V_{Nn} &= \frac{1}{2}(V_{cn} + V_{an}) \\ \text{για } 0.0109044s \leq \omega t < 0.017353s, V_{Nn} &= V_{an} \\ \text{για } 0.017353s \leq \omega t < 0.01757s, V_{Nn} &= \frac{1}{2}(V_{an} + V_{bn}) \\ \text{για } 0.01757s \leq \omega t < 0.02s, V_{Nn} &= V_{bn} \end{aligned}$$

Για τον προσδιορισμό της V_{dc1} θα πρέπει να υπολογίσω την διαφορά $V_{Pn} - V_{Nn}$. Επομένως θα έχω:

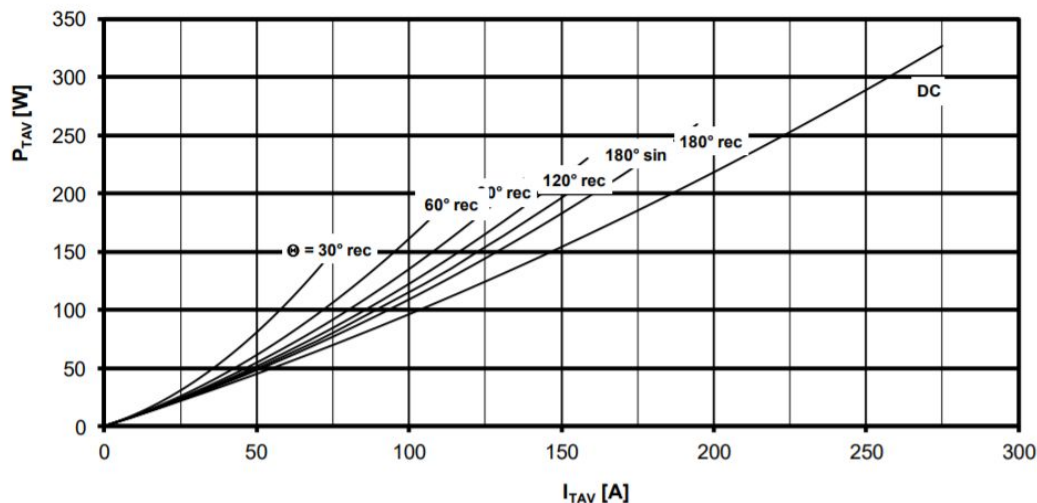
$$\begin{aligned} V_{dc1} &= V_{cn} - V_{bn}, \text{ για } 0s \leq \omega t < 0.0006929s \\ V_{dc1} &= \frac{1}{2}(V_{cn} + V_{an}) - V_{bn}, \text{ για } 0.0006929s \leq \omega t < 0.0009044s \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
V_{dc1} &= V_{an} - V_{bn}, \text{ για } 0.0009044s \leq \omega t < 0.00402s \\
V_{dc1} &= V_{an} - \frac{1}{2}(V_{bn} + V_{cn}), \text{ για } 0.00402s \leq \omega t < 0.00423s \\
V_{dc1} &= V_{an} - V_{cn}, \text{ για } 0.0009044s \leq \omega t < 0.007353s \\
V_{dc1} &= \frac{1}{2}(V_{an} + V_{bn}) - V_{cn}, \text{ για } 0.007353s \leq \omega t < 0.00757s \\
V_{dc1} &= V_{bn} - V_{cn}, \text{ για } 0.0009044s \leq \omega t < 0.010693s \\
V_{dc1} &= V_{bn} - \frac{1}{2}(V_{cn} + V_{an}), \text{ για } 0.010693s \leq \omega t < 0.0109044s \\
V_{dc1} &= V_{bn} - V_{an}, \text{ για } 0.0109044s \leq \omega t < 0.01402s \\
V_{dc1} &= \frac{1}{2}(V_{bn} + V_{cn}) - V_{an}, \text{ για } 0.014023s \leq \omega t < 0.01423s \\
V_{dc1} &= V_{cn} - V_{an}, \text{ για } 0.01423s \leq \omega t < 0.017353s \\
V_{dc1} &= V_{cn} - \frac{1}{2}(V_{an} + V_{bn}), \text{ για } 0.017353s \leq \omega t < 0.01757s \\
V_{dc1} &= V_{cn} - V_{bn}, \text{ για } 0.01757s \leq \omega t < 0.02s
\end{aligned}$$



15.Απώλειες σε κάθε μετατροπέα χρησιμοποιώντας δεδομένα από (12) και υπολογισμούς από το (8);

Από το datasheet του TT175N16SOF που μπορούμε να βρούμε [εδώ](#) έχουμε το παρακάτω διάγραμμα που μας δίνει ο κατασκευαστής:



Σύμφωνα με το ερώτημα 8, η μέση τιμή ρεύματος που διαρρέει κάθε thyristor είναι 61,137A, συνεπώς σύμφωνα με το παραπάνω διάγραμμα οι απώλειες θα είναι περίπου 52W. Στον μετατροπέα θα έχω 6 thyristor συνεπώς: $P_{total} = 6 * 52 = 312W$

16.Ελεγχος για τον M2 σχετικά με το χρονικό διάστημα σβέσης των thyristors;

Σύμφωνα με το datasheet που δίνει ο κατασκευαστής και χρησιμοποιήθηκε στο ερώτημα 15 έχω ότι το t_q είναι ίσο με 175μs.

Freiwerdezeit
circuit commutated turn-off time

$T_{vj} = T_{vjmax}, i_{TM} = I_{TAVM}$
 $V_{RM} = 100V, V_{DM} = 0,67 V_{DRM}$
 $dv/dt = 20 V/\mu s, -di/dt = 10 A/\mu s$
5.Kennbuchstabe / 5th letter O

t_q

typ. 175 μs

Η γωνία σβέσης δίνεται από τον τύπο 6-35 του βιβλίου (σελ.169) και είναι:

$$\gamma = 180^\circ - (\alpha + u) = 180^\circ - 149.153^\circ - 14.227^\circ = 16.62^\circ$$

Το χρονικό διάστημα σβέσης δίνεται από την σχέση: $t_\gamma = \frac{\gamma}{\omega} = \frac{0.923\pi}{100\pi} = 923\mu s > t_q$

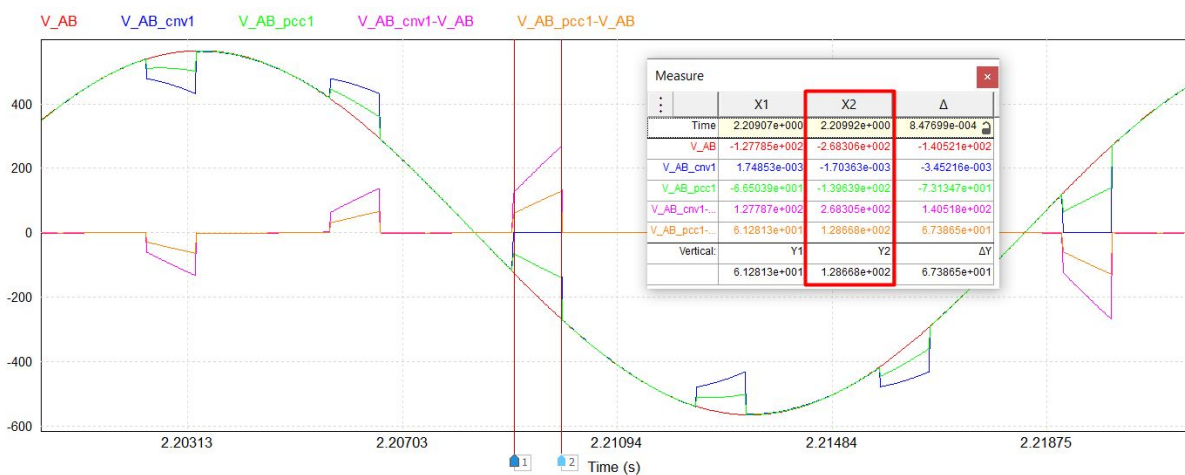
Το χρονικό διάστημα σβέσης πρέπει να είναι μεγαλύτερο από τον χρόνο σβέσης του thyristor διαφορετικά το thyristor θα αρχίζει να άγει πρόωρα και θα διαταραχθεί η μετάβαση από το ένα ζεύγος thyristor στο άλλο το

οποίο με τη σειρά του θα οδηγήσει σε μη κανονική λειτουργία, η οποία μπορεί να προκαλέσει μεγάλα και καταστροφικά ρεύματα.

17. Να ελέγξετε αν οι αιχμές στις πολικές τάσεις αντίστοιχα συμβαδίζουν με τις αναλογίες των L_{f1} , L_{s1} και L_{f2} , L_{s2} .

Κατά το χρονικό διάστημα μ της μετάβασης του ρεύματος τα αντίστοιχα thyristor άγουν ταυτόχρονα και οι φασικές τους τάσεις βραχυκυκλώνονται μεταξύ τους μέσω των L_{s1} και L_{s2} .

Στον Μετατροπέα 1 έχω:



Όπου με **κόκκινο** έχω την πολική τάση μεταξύ του A και του B. Με **μπλε** την διαφορά τάσης στον μετατροπέα και με **πράσινο** η διαφορά τάσης στο σημείο pcc. Με **μωβ** χρώμα είναι η διαφορά της τάσης μεταξύ του μετατροπέα και της πολικής τάσης ενώ με **πορτοκαλί** η διαφορά μεταξύ του pcc και της πολικής. Παρατηρώ από το διάγραμμα ότι οι τιμές της τάσης των δύο διαφορών στο σημείο X2 είναι 268,3 V για τον μετατροπέα και 128,66 V. Αν διαιρέσουμε τις δύο τιμές προκύπτει η τιμή:

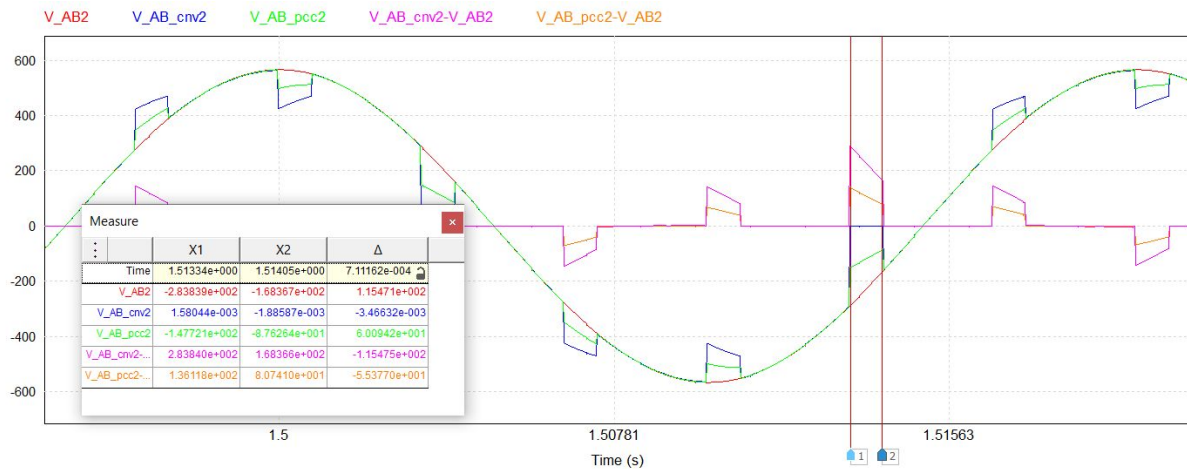
$$\rho = \frac{128.66}{268.3} = 0.479$$

Από τον τύπο 6-28 του βιβλίου προκύπτει ότι:

$$\rho = \frac{L_{s1}}{L_{s1} + L_{s2}} = \frac{0.0002346}{0.0002346 + 0.0002546} = 0.4795$$

Το οποίο είναι ίδιο με την τιμή που προέκυψε από τις αναλύσεις.

Στον Μετατροπέα 2 έχω:



Όπου με **κόκκινο** έχω την πολική τάση μεταξύ του A και του B. Με **μπλε** την διαφορά τάσης στον μετατροπέα και με **πράσινο** η διαφορά τάσης στο σημείο pcc. Με **μωβ** χρώμα είναι η διαφορά της τάσης μεταξύ του μετατροπέα και της πολικής τάσης ενώ με **πορτοκαλί** η διαφορά μεταξύ του pcc και της πολικής. Παρατηρώ από το διάγραμμα ότι οι τιμές της τάσης των δύο διαφορών στο σημείο X1 είναι 283,84 V για τον μετατροπέα και 136,11 V. Αν διαιρέσουμε τις δύο τιμές προκύπτει η τιμή:

$$\rho = \frac{136.11}{283.84} = 0.4795$$

Από τον τύπο 6-28 του βιβλίου προκύπτει ότι:

$$\rho = \frac{L_{s2}}{L_{s2} + L_{s1}} = \frac{0.0002346}{0.0002346 + 0.0002546} = 0.4795$$

Το οποίο είναι ίδιο με την τιμή που προέκυψε από τις αναλύσεις.

18. Ανάλυση αρμονικών στα AC ρεύματα I_1 και I_2

➤ Για την θεωρητική ανάλυση των αρμονικών του ρεύματος μέχρι και την 19η αρμονική χρησιμοποιούμε τους εξής τύπους από το βιβλίο των Mohan, Undeland και Robbins :

➤ Ενεργός τιμή πρώτης συνιστώσας : $I_{s1} = 0,78 * I_d$

➤ Ενεργός τιμή των αρμονικών :

$$I_{sh} = \frac{I_{s1}}{h}, \text{ } \acute{o} \ h = 6 \pm 1$$

➤

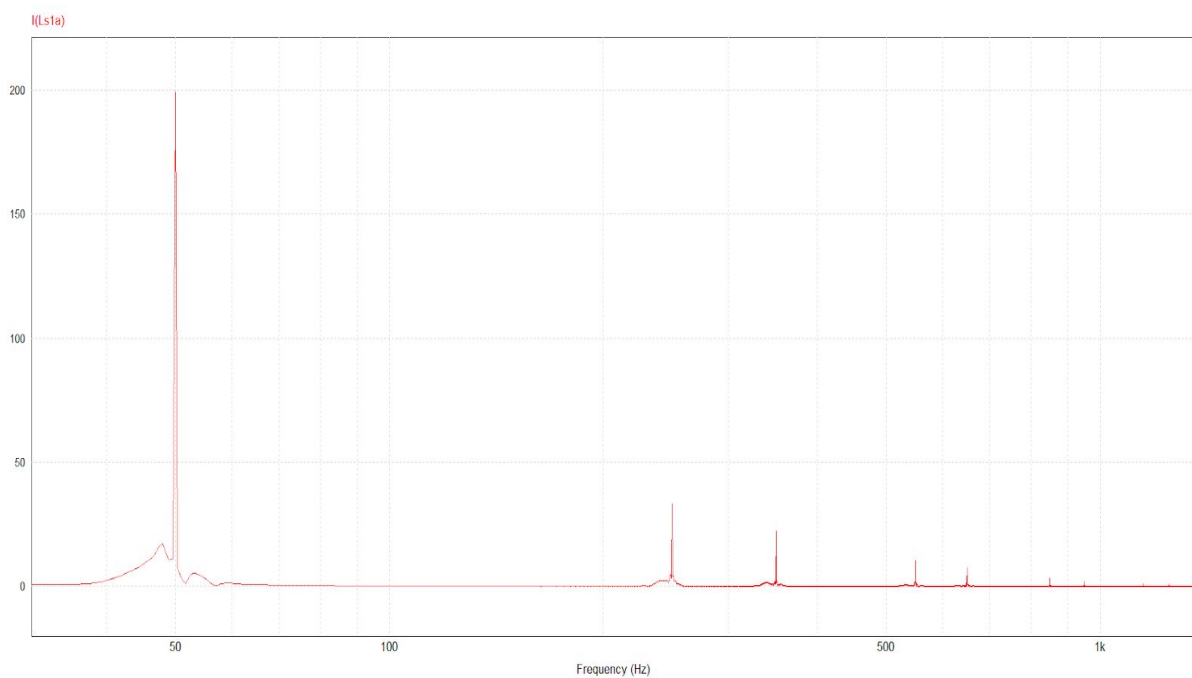
➤ Έχουμε υπολογίσει το $I_{DC} = 183.4114 \text{ A}$ από το ερώτημα 1 και τα αποτελέσματα παραθέτονται στον πίνακα 3.

➤ Για τα αποτελέσματα μέσω προσομοίωσης των αρμονικών στα AC ρεύματα I_{s1} , I_{s2} μέχρι και την 19η αρμονική

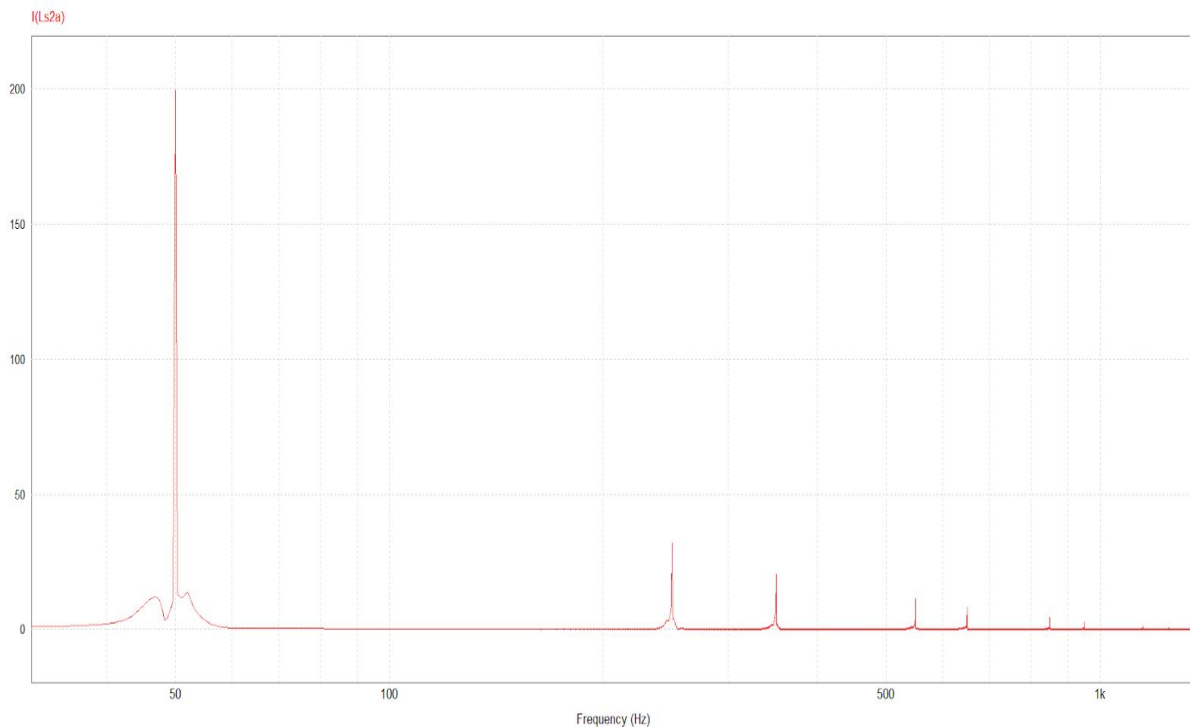
χρησιμοποιούμε το πρόγραμμα PSIM στα δύο δίκτυα
αντίστοιχα και η ανάλυση έγινε στη φάση α.

Πίνακας 3				
	Δίκτυο 1	Δίκτυο 1	Δίκτυο 2	Δίκτυο 2
Αρμονικές	Θεωρητικός Υπολογισμός	Προσομοίωση Rms τιμή	Θεωρητικός Υπολογισμός	Προσομοίωση Rms τιμή
1η	143,060892	140,85	143,060892	141,0817
5η	28,612	23,58	28,612	22,61
7η	20,437	15,68	20,437	14,417
11η	13	7,97	13	7,386
13η	11	5,22	11	5,8315
17η	8,415	2,39	8,415	2,928448
19η	7,52	1,4	7,52	1,92847

Αρμονικές Ρεύματος I_{s1}



Αρμονικές ρεύματος I_{s2}



- ❖ Πρέπει να σημειωθεί πως, όσο αυξάνεται η τάξη της αρμονικής, αυξάνεται και η απόκλιση των θεωρητικών αποτελεσμάτων και των αποτελεσμάτων μέσω προσομοίωσης. Αυτό οφείλεται στην επίδραση της αυτεπαγωγής και κατά συνέπεια της μετάβασης, καθώς όσο αυξάνεται το διάστημα μετάβασης τόσο μειώνεται η επίδραση των αρμονικών και υπάρχει απόκλιση από τις θεωρητικές τιμές.

19. Άεργος ισχύς στην θεμελιώδη αρμονική (Q_1) και η άεργος ισχύς παραμόρφωσης (D).

- ❖ Για τον υπολογισμό της άεργης ισχύος στην θεμελιώδη αρμονική στα δίκτυα 1 και 2 και της άεργης ισχύος παραμόρφωσης χρησιμοποιούμε τις εξής σχέσεις :

- $Q_{\text{φασ.}} = V_{\text{σφασ.}} * I_{s1} * \sin\varphi = 0.78 * V_{\text{σφασ.}} * I_d * \sin\varphi$

- $P_{\text{φασ.}} = V_{\text{σφασ.}} * I_{s1} * \cos\varphi$

- $S_{\text{φασ.}} = 0.816 * V_{\text{σφασ.}} * I_d$

- $D = \sqrt{S^2 - P^2 - Q_1^2}$

Για τον θεωρητικό υπολογισμό από προηγούμενα ερωτήματα έχουμε βρεί τα :

❖ Αν υπολογίσουμε τις $Q_{1-1.}$ και $Q_{1-2.}$ θεωρητικά χωρίς να λάβουμε υπόψιν τις μεταβάσεις τότε προκύπτει :

- $Q_{1-1.} = \sqrt{3} * V_{s1.} * I_{s1} \sin\phi_1 = 21406,91471 \text{ VAr}$
- $Q_{1-2.} = \sqrt{3} * V_{s2.} * I_{s2} \sin\phi_2 = 50821,2 \text{ VAr}$

❖ Θεωρητικά και συνυπολογίζοντας τις μεταβάσεις, με τα παρακάτω δεδομένα προκύπτουν τα αποτελέσματα του Πίνακα 4.

- $I_d = 183,4114 \text{ A}$
- $a_1 = 12,473^\circ$
- $u_1 = 16,28^\circ$
- $a_2 = 149,153^\circ$
- $u_2 = 14,227^\circ$
- $\phi = (a + 0.5 * u)$ προκύπτει $\phi_1 = 20,613^\circ$ και $\phi_2 = 156,2665^\circ$
- $V_{\text{σφασ.}} = \frac{400}{\sqrt{3}} = 230,9401076 \text{ V}$

Για τον υπολογισμό μέσω των αποτελεσμάτων προσομοίωσης μέσω του PSIM έχουμε :

- $I_{s1} = 140,85 \text{ A}$ (προσομοίωσης δίκτυο 1)
- $I_{s1-2} = 141,0817 \text{ A}$ (προσομοίωσης δίκτυο 2)
- $\text{PF}_1 = 0,90462$
- $\text{PF}_2 = -0,8845$
- $S_1 = 101473 \text{ W}$
- $S_2 = 101754 \text{ W}$
- $\text{DPF}_1 = 0,929$
- $\text{DPF}_2 = -0,8136$

• Γνωρίζουμε ότι $\text{PF} = \frac{P}{S}$, λύνουμε ως προς P για το κάθε δίκτυο και προκύπτει :

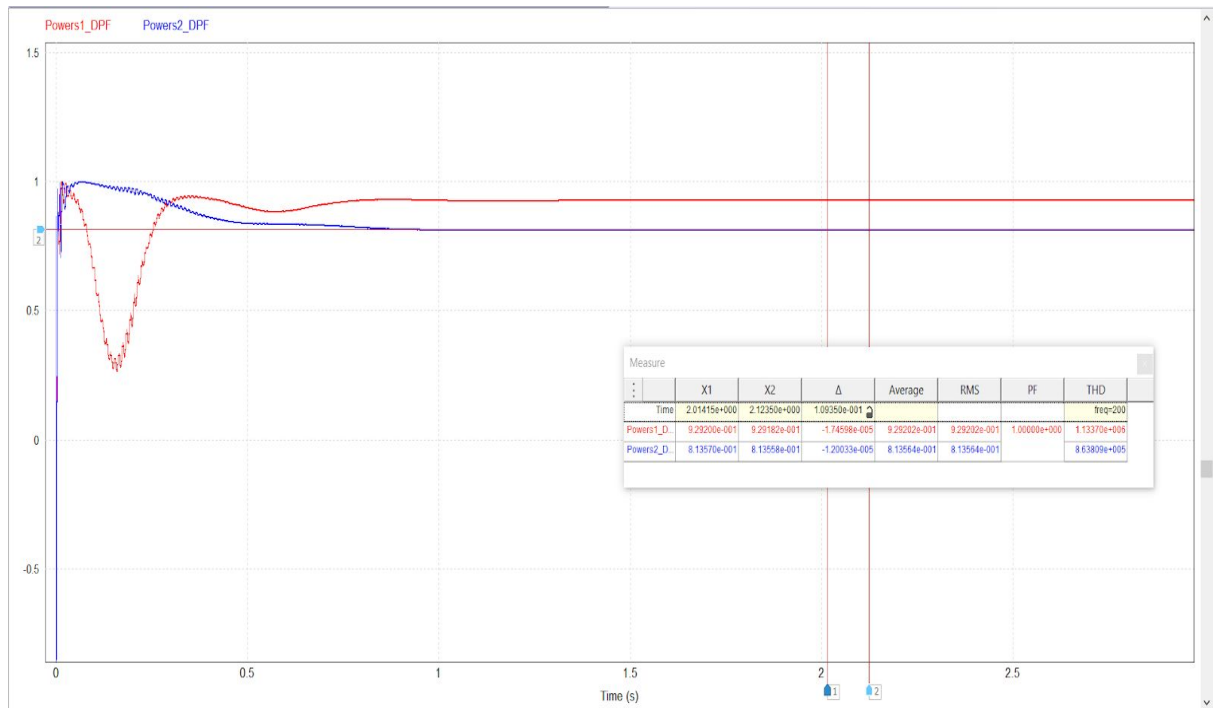
- $P_1 = 91794,5 \text{ W}$
- $P_2 = -90001,413 \text{ W}$

- Από τον τύπο $Q_{1-1} = 3 * V_{\text{σφασ.}} * I_{s1} * \sin(\cos^{-1}DPF_1)$ λύνοντας προκύπτει το Q_{1-1} .
- Ομοίως, από τον $Q_{1-2} = 3 * V_{\text{σφασ.}} * I_{s2} * \sin(\cos^{-1}DPF_2)$ προκύπτει το Q_{1-2} , όπου γνωρίζουμε ότι $\varphi_1 = 21,72^\circ$ και $\varphi_2 = 156,2665^\circ$.

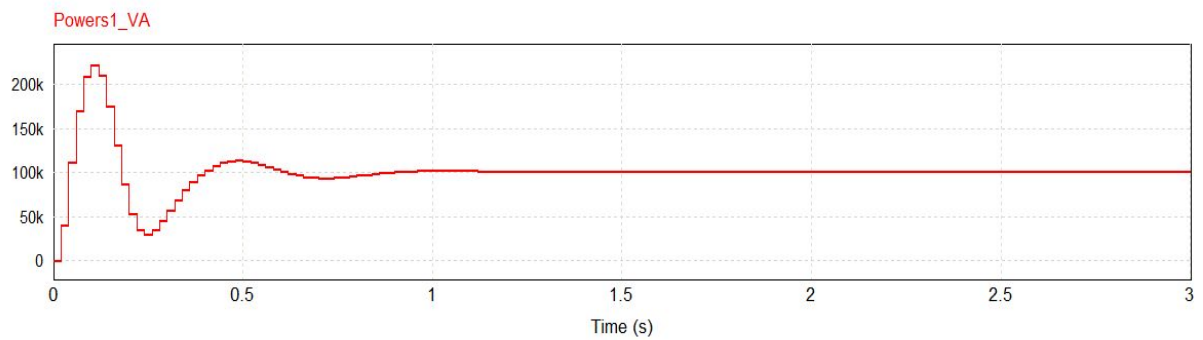
❖ Τέλος, από τον τύπο $D = \sqrt{S^2 - P^2 - Q_1^2}$ υπολογίζουμε τα D1 και D2 αντίστοιχα.

Πίνακας 4		
	Θεωρητικοί Υπολογισμοί	Προσομοίωση
Q_{1-1}	34888,653679 VAr	32712,95832 VAr
D_1	30465 VA	28291,3742473 VA
Q_{1-2}	39646,2 VAr	39340,41466 VAr
D_2	30778,6 VA	26569,8 VA

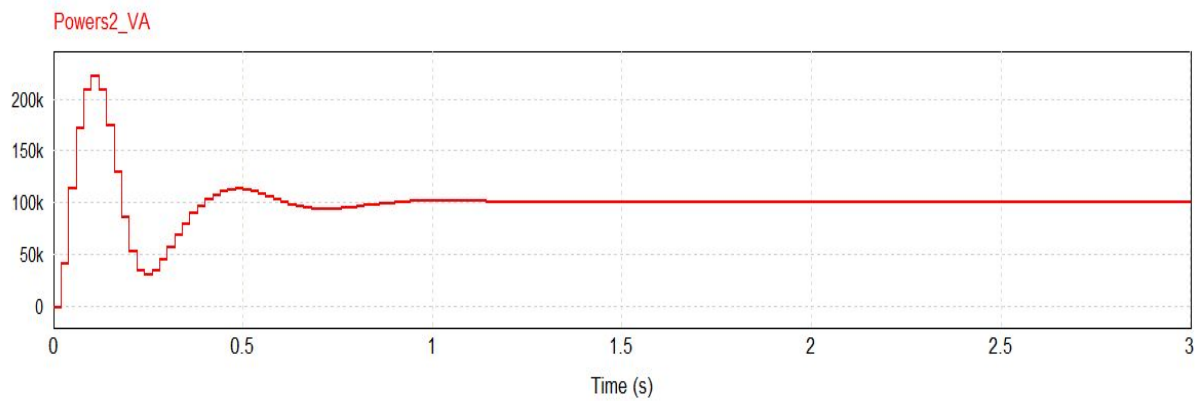
DPF₁ και DPF₂



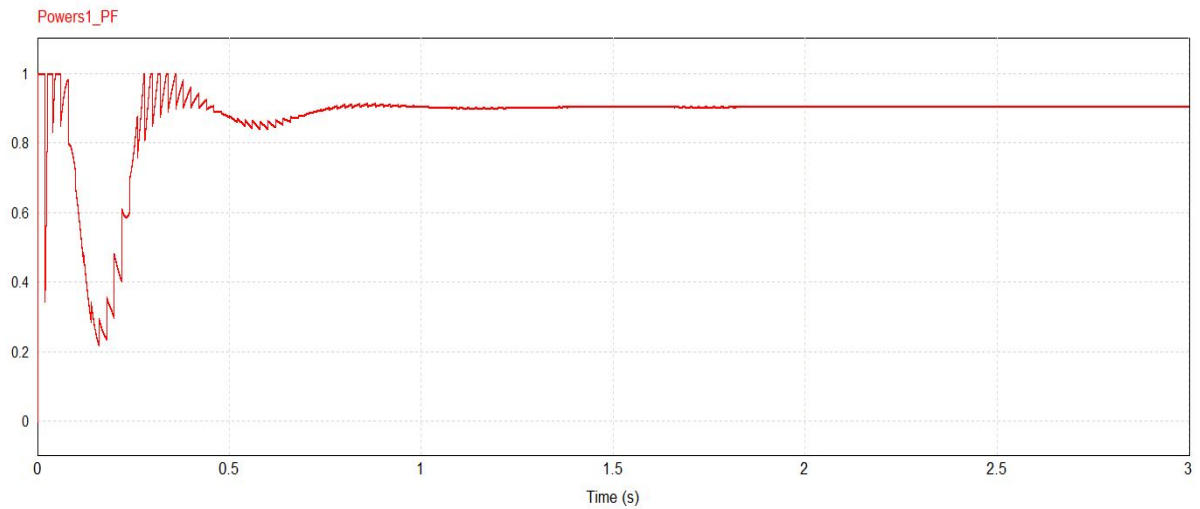
S₁



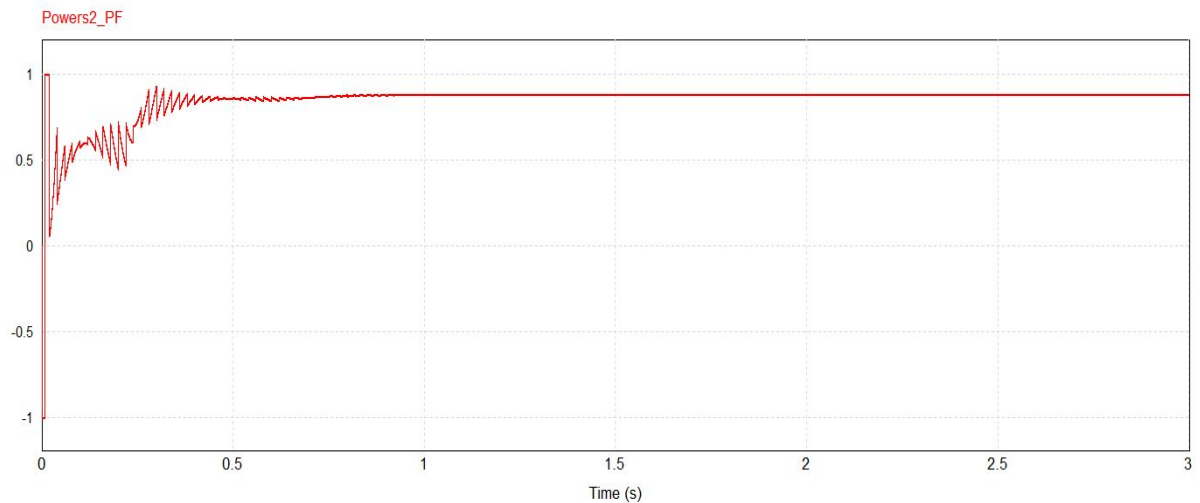
S₂



PF₁



PF₂



20. Φίλτρο αρμονικών ρεύματος.

❖ Για τους υπολογισμούς των στοιχείων του φίλτρου αρμονικών χρησιμοποιούμε τους εξής τύπους από τον αλγόριθμο του παραρτήματος 1:

1. $X_L = \omega_1 * L$

2. $X_C = \frac{1}{\omega_1 * C}$

3. $f_c = \frac{1}{2 * \pi * \sqrt{L * C}}$

4. $f_h = \sqrt{\frac{X_C}{X_L}}$

$$5. X_F = X_C - X_L = (f_h^2 - 1) * X_L$$

$$6. X_F = \frac{V_{LL}^2}{Qf^1}$$

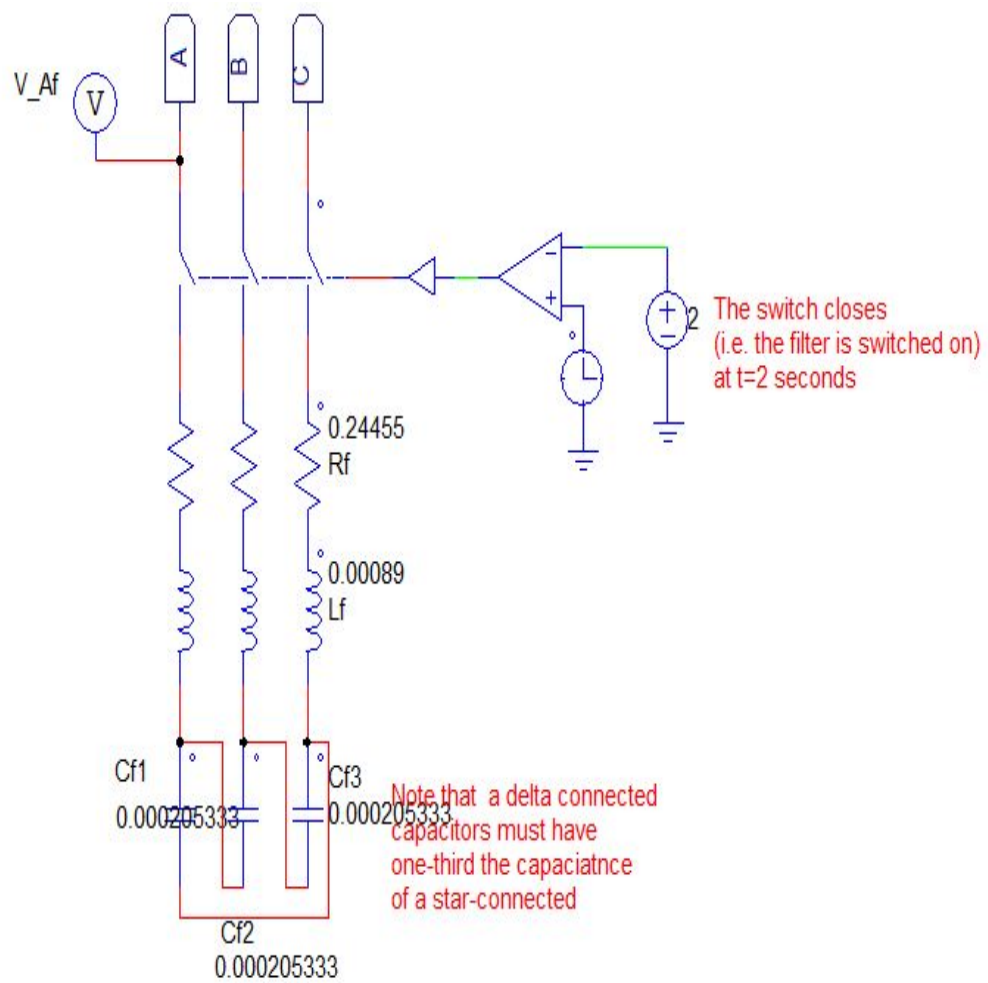
- Για το σχεδιασμό ενός φίλτρου αρμονικών θα χρησιμοποιηθεί ο αλγόριθμος που δίνεται στο Παράρτημα 1, με άεργο ισχύ στη θεμελιώδη αρμονική ίση με το αποτέλεσμα της προσομοίωσης : $Q_{1-1} = 32712,95832$ kVAr. Η συχνότητα συντονισμού στην αρμονική είναι δεδομένη και ίση με $f_h = 4.3$. Εάν η πολική τάση στους ακροδέκτες του φίλτρου είναι V_{LL} , τότε από τον τύπο 6 υπολογίζουμε $X_F = 4,891 \Omega$.
- Από τον τύπο 5 υπολογίζουμε $X_L = 0,2796455 \Omega$
- Από τον τύπο 1 για $\omega = 2\pi * 50$ υπολογίζουμε $L = 0,89$ mH
- Από τον τύπο 5 υπολογίζουμε $X_C = 5,17 \Omega$
- Από τον τύπο 2 υπολογίζουμε $C = 0,616$ mF
- $C_{f1} = \frac{C}{3} = 0,205333$ mF
- Έχουμε ως δεδομένο ότι η ωμική αντίσταση του πηνίου, R_L είναι συνήθως τέτοια ώστε οι απώλειες στο φίλτρο να είναι της τάξης του 5% της ονομαστικής άεργης ισχύος του στην θεμελιώδη αρμονική. Προκύπτει δηλαδή ότι :

$$P = 0,05 * Q = 0,05 * I^2 * X_F \Leftrightarrow$$

$$\Leftrightarrow R_L = 0,05 * X_F = 0,24455 \Omega$$

- ❖ Στο παρακάτω σχήμα παρουσιάζεται το φίλτρο που θα χρησιμοποιηθεί στο πρόγραμμα PSIM με όλα τα δεδομένα που υπολογίστηκαν στο ερώτημα 20.

Φίλτρο αρμονικών.



21.Σύνδεση φίλτρου στο PCC1 και υπολογισμοί.

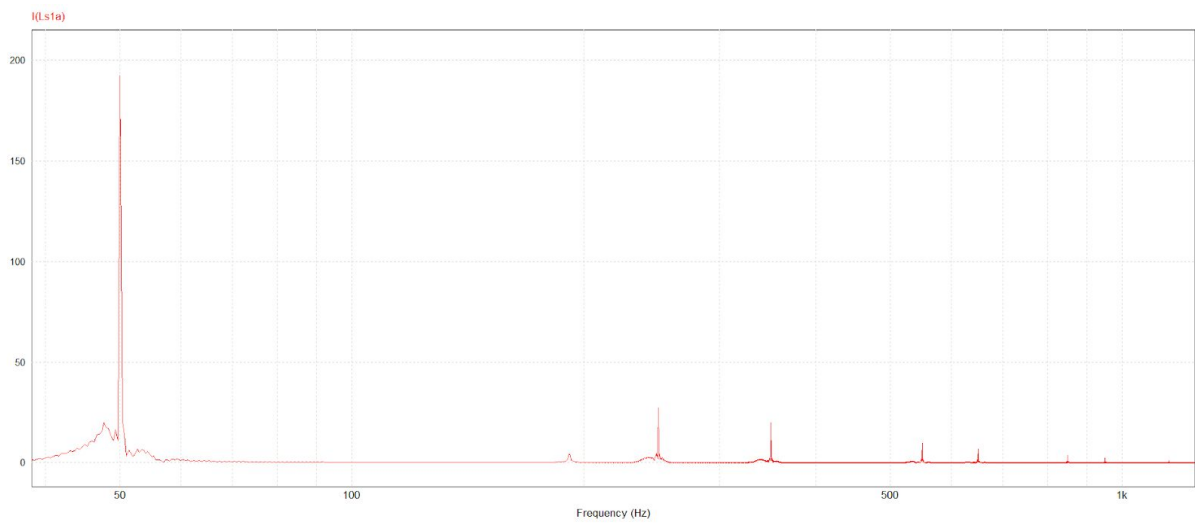
- ❖ Μετά τη χρονική στιγμή $t=2s$ συνδέουμε το φίλτρο στο PCC1 και αναμένεται η μείωση των αρμονικών του ρεύματος .Από την προσομοίωση μέσω του προγράμματος PSIM πάρθηκαν τα παρακάτω δεδομένα :

- $PF_1' = 0,982739$
- $DPF_1' = 0.997$
- $S_1' = 93243,1 \text{ W}$
- $I_{s1}' = 136,1435112 \text{ A}$
- $\sin\phi_1 = 0,0774$

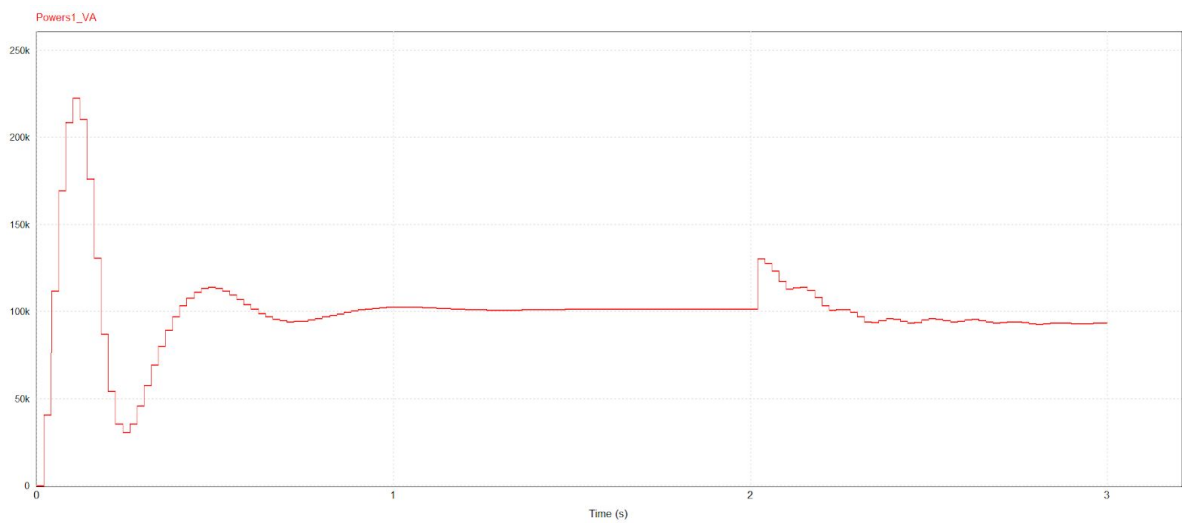
Πινάκας 5	Πριν το φίλτρο αρμονικών	Μετά το φίλτρο αρμονικών
Q_{1-1}	32712,95832 VAr	7300,6 VAr
D1	28291,3742473 VA	15628,65286 VA

Αρμονικές	I_{sh} , $t < 2s$	I_{sh} , $t > 2s$
1η	140,85	136,1435112
5η	23,58	19,187
7η	15,68	14,047
11η	7,97	6,92
13η	5,22	4,93
17η	2,39	2,5
19η	1,4	1,5847

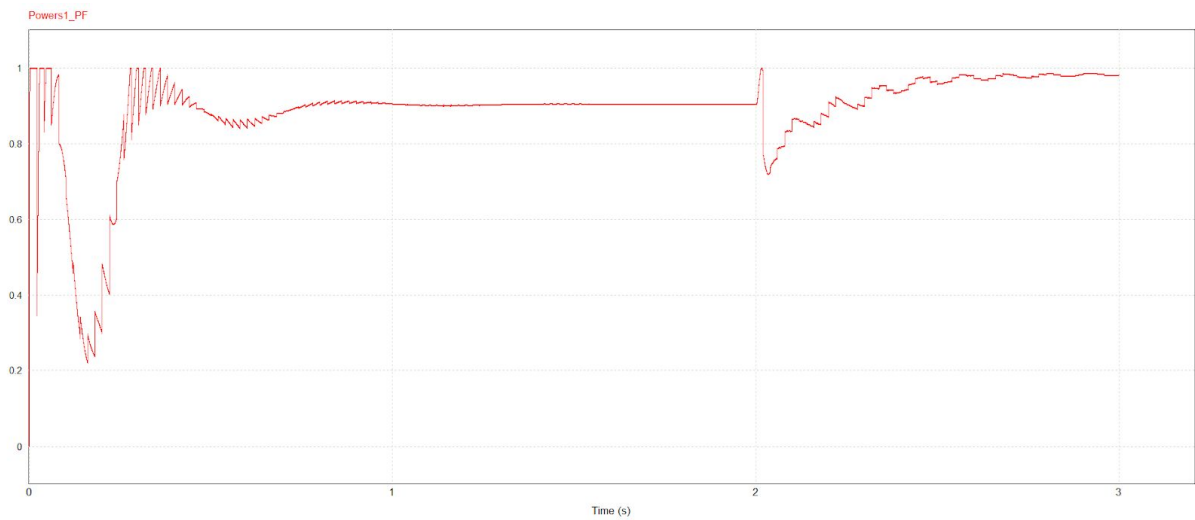
Αρμονικές μετά το φίλτρο



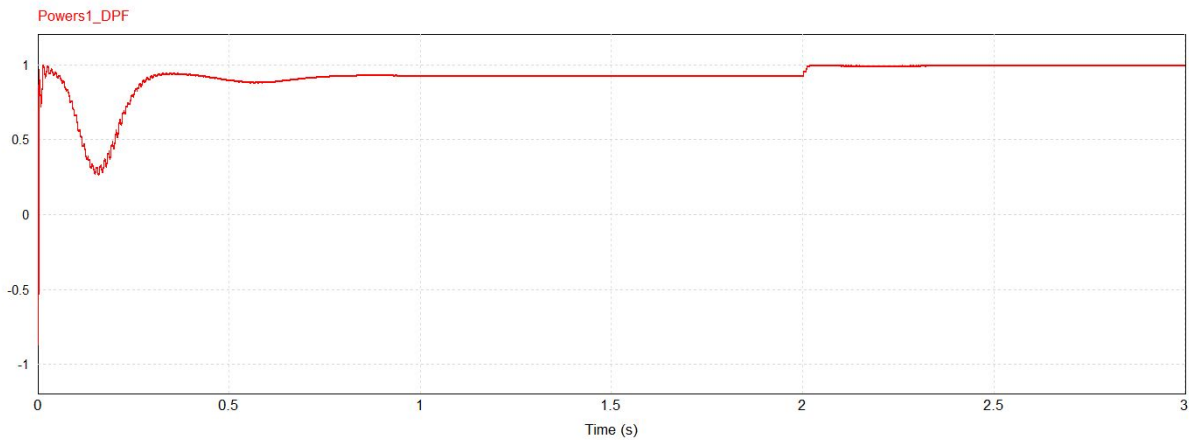
S1 μετά το φίλτρο



Power Factor μετά το φίλτρο



Συντελεστής DPF₁ μετά το φίλτρο



- ❖ Παρατηρείται μεγάλη μείωση της άεργου ισχύος. Αυτό είναι αναμενόμενο καθώς με τη σύνδεση του φίλτρου ο συντελεστής μετατόπισης έγινε σχεδόν μονάδα και η άεργος ισχύς ελαχιστοποιήθηκε. Επίσης, η μείωση της άεργου ισχύς παραμόρφωσης επιβεβαιώνει το γεγονός πως με τη σύνδεση του φίλτρου μειώνεται το αρμονικό περιεχόμενο του ρεύματος.
- ❖ Θεωρητικά θα έπρεπε $Q_{1-1.} = 0$ και $DPF1 = 1$, αλλά τα διάφορα σφάλματα στρογγυλοποίησης καθώς και η αγνόηση της RL για τον υπολογισμό των L, C του φίλτρου οδηγεί σε αυτή τη μικρή απόκλιση.

22. Αντιστροφή της ροής ισχύος.

- ❖ Για να επιτευχθεί αντιστροφή της ροής ισχύος θα πρέπει ο M1 να λειτουργήσει ως αντιστροφέας και ο M2 ως ανορθωτής. Αυτό μπορεί να επιτευχθεί αν η γωνία έναυσης των θυρίστορ του M1 (γωνία $\alpha 1$) είναι μεγαλύτερη των 90° και του M2 (γωνία $\alpha 2$) είναι μικρότερη των 90° . Επίσης, θα πρέπει η V_{dc-2} να είναι μεγαλύτερη της V_{dc-1} και να έχουν αντίθετη πολικότητα. Με αυτόν τον τρόπο η τάση να εφαρμόζεται σωστά στην είσοδο του κάθε μετατροπέα και η φορά του ρεύματος πάνω στο DC μέρος είναι η επιθυμητή.