

2022

Ηλεκτρονικά Ισχύος Ι



ΑΗΣ ΑΓ. ΔΗΜΗΤΡΙΟΥ

ΟΜΑΔΑ 12

ΚΑΡΑΜΗΤΟΠΟΥΛΟΣ ΠΑΝΑΓΙΩΤΗΣ ΑΕΜ 9743 email: karamitopp@ece.auth.gr

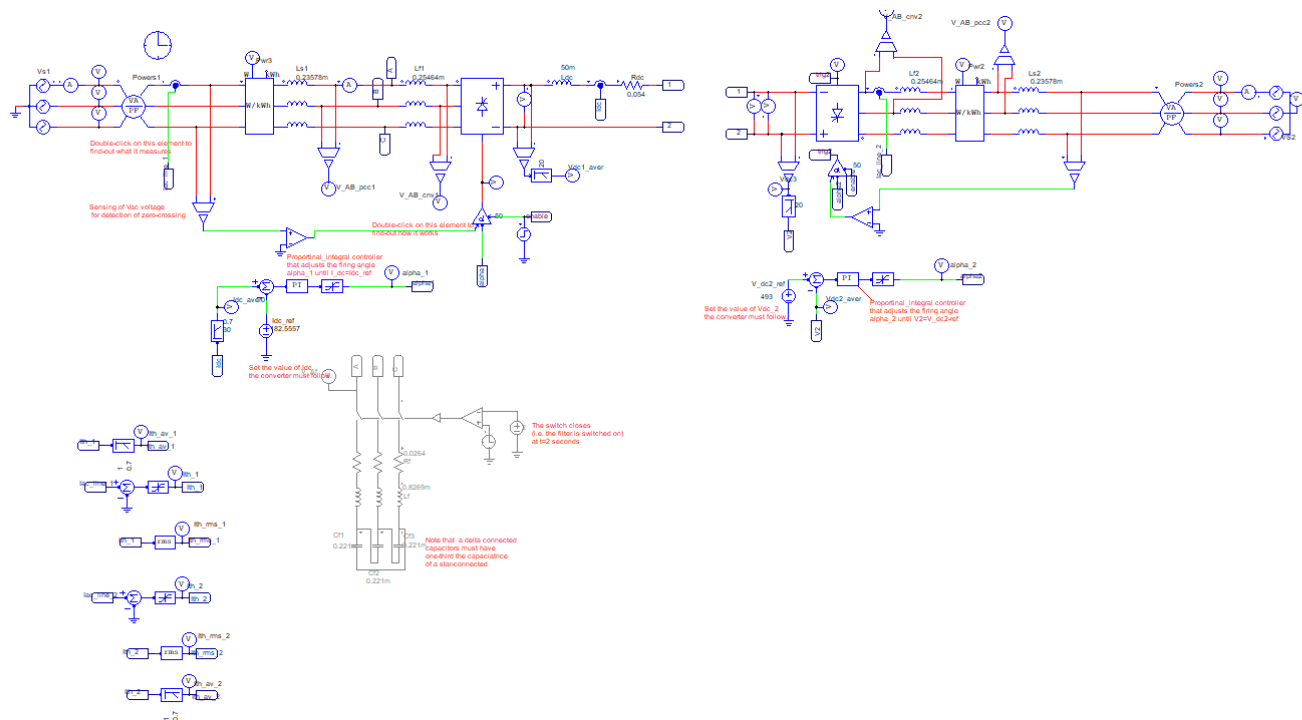
ΚΟΥΤΣΟΚΕΡΑΣ ΟΔΥΣΣΕΑΣ ΑΕΜ 9416 email: kodysseas@ece.auth.gr

ΤΣΙΟΥΚΡΑ ΙΩΑΝΝΑ ΑΕΜ 9561 email: tsiourkea@ece.auth.gr

Περιεχόμενα

Ερώτημα 1: Για ποιους λόγους θέλουμε η τάση V_{dc-2} να είναι όσο το δυνατόν μεγαλύτερη;.....	4
Ερώτημα 2: Τι περιορίζει την αύξηση της V_{dc-2} στο μέγιστο θεωρητικό επίπεδο;.....	4
Ερώτημα 3: Γιατί ο μετατροπέας M2 στο Σχ.1 είναι αντίστροφα συνδεδεμένος;	5
Θεωρητικοί υπολογισμοί.....	5
1) Υπολογισμός ρεύματος I_{dc}	7
2) Υπολογισμός της μέγιστης δυνατής γωνίας έναυσης, α_2 , των thyristors του M2. 8	
3) Υπολογισμός της γωνίας μετάβασης u_2 στον M2.....	10
4) Υπολογισμός της τάσης V_{dc-1}	11
5) Υπολογισμός της γωνίας έναυσης α_1 των thyristors του M1.....	11
6) Υπολογισμός της γωνίας μετάβασης u_1 στον M1.....	13
7) Συγκριτικός Πίνακας 1	13
8) Υπολογισμός (κατά προσέγγιση) της μέσης και rms τιμής του ρεύματος σε ένα από τα thyristors κάθε μετατροπέα	14
9) Υπολογισμός (μέσω του psim) της μέσης και rms τιμής του ρεύματος σε ένα από τα thyristors κάθε μετατροπέα και Συγκριτικός Πίνακας 2	15
10) Θεωρητικός Υπολογισμός της μέγιστης ανάστροφης τάσης σε ένα από τα thyristors κάθε μετατροπέα.	16
11) Υπολογισμός μέσω προσομοίωσης της μέγιστης ανάστροφης τάσης σε ένα από τα thyristors κάθε μετατροπέα.	16
12) Με βάση τα (8) και (10) να επιλεγεί από καταλόγους κατασκευαστών το βέλτιστο thyristor.	19
13) Προσδιορισμός μαθηματικής έκφρασης του ρεύματος της φάσης 1 του M1. 20	
14) Προσδιορισμός των τμημάτων της V_{dc1} συναρτήσει των φασικών και πολικών τάσεων της V_{s1}	28
15) Να υπολογισθούν προσεγγιστικά οι απώλειες σε κάθε μετατροπέα χρησιμοποιώντας δεδομένα από (12) και υπολογισμούς από το (8).....	33
16) Να γίνει έλεγχος για τον M2 σχετικά με το χρονικό διάστημα σβέσης των thyristors που επιλέξατε.....	36
17) Έλεγχος των αιχμών στις πολικές τάσεις στους ακροδέκτες του M1 και M2..	37
18) Ανάλυση των αρμονικών (μέχρι την 19 ^η) των ρευμάτων I_{s1} και I_{s2} των δύο δικτύων.	39
19) Προσδιορισμός άεργης ισχύος στην θεμελιώδη αρμονική στα δίκτυα 1 και 2 (στα σημεία των τάσεων V_{s1} και V_{s2}).	42

20) Σχεδιασμός φίλτρου αρμονικών ρεύματος με άεργο ισχύ στην θεμελιώδη αρμονική ίση με Q_{1-1} ($Q_{f1} = Q_{1-1}$) και συχνότητα συντονισμού στην αρμονική $f_h = 4.3$ Hz, σύμφωνα με τον αλγόριθμο στο Παράρτημα 1.	48
21) Σύνδεση του φίλτρου που σχεδιάστηκε στο ερώτημα 20, στο PCC ₁ , προκειμένου να απορροφήσει την 5 ^η αρμονική του ρεύματος στο δίκτυο.	49
22) Να περιγράψετε λεκτικά τι θα κάνατε για την αντιστροφή της ροής ισχύος.	53
Βιβλιογραφία	54
Παράρτημα	54
Κώδικας ργthon, για την παραγωγή του διαγράμματος στην ερώτηση 13.	54
Κώδικας ργthon, για την παραγωγή του διαγράμματος στην ερώτηση 14.	55
Φυλλάδιο κατασκευαστή των thyristors.....	56



Συνολικό Κύκλωμα PSIM

Ερώτημα 1: Για ποιους λόγους θέλουμε η τάση V_{dc-2} να είναι όσο το δυνατόν μεγαλύτερη;

Οι δύο διατάξεις (ανορθωτής και αντιστροφέας) συνδέονται κυκλωματικά μέσω της αυτεπαγωγής L_{dc} και της αντίστασης R_{dc} σε σειρά. Εφόσον βρισκόμαστε στην μόνιμη κατάσταση του dc κυκλώματος, η πτώση τάσης πάνω στην αυτεπαγωγή L_{dc} είναι μηδενική. Από τον νόμο περί τάσης του Kirchhoff (KVL) ισχύει η σχέση

$$V_{dc1} = V_{dc2} + I_{dc} \cdot (R_{dc} + jX_{dc})$$

$$V_{dc1} = V_{dc2} + I_{dc} \cdot R_{dc} \quad (1), \text{ όπου } X_{dc} = 2\pi f L_{dc} = 0$$

Προκειμένου η μεταφορά ισχύος από το δίκτυο 1 στο δίκτυο 2 να γίνεται με τις μικρότερες απώλειες, πρέπει το ρεύμα I_{dc} να είναι το μικρότερο δυνατό, καθώς γνωρίζουμε πως οι απώλειες ισχύος (Joule) δίνονται από τον τύπο $P_{loss} = I_{dc}^2 \cdot R_{dc}$. Από την σχέση (1) παρατηρούμε ότι για $I_{dc,min}$ πρέπει $V_{dc1} \approx V_{dc2}$ δηλαδή η πτώση τάσης στην R_{dc} να είναι η ελάχιστη. Επομένως η V_{dc2} χρειάζεται να είναι η μέγιστη δυνατή, έτσι επιλέγεται κατάλληλα η α_2 .

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

Ο τύπος υπολογισμού της μέσης τιμής της τάσης στους ακροδέκτες του μετατροπέα είναι: $V_{dc-2} = \frac{3\sqrt{2}}{\pi} V_{LL} \cos \alpha - \frac{3\omega L}{\pi} I_{dc}$

Από τον παραπάνω τύπο, η μέγιστη θεωρητική τιμή της τάσης προκύπτει για $L=0$ και $\alpha = 180^\circ$:

$$V_{dc-2,max} = \frac{3\sqrt{2}}{\pi} V_{LL} |\cos(180)| - 0 = 1.35V_{LL}$$

Στην λειτουργία αντιστροφής ορίζεται η γωνία σβέσης ως:

$\gamma = 180 - \alpha - u$, αυτή αντιστοιχεί σε ένα χρόνο γ/ω .

Ο χρόνος σβέσης των thyristors t_q είναι το χρονικό διάστημα που χρειάζεται από τον μηδενισμό του ρεύματος μέχρι τον μηδενισμό της τάσης στα άκρα του. Για να μην χαθεί ο έλεγχος των thyristors πρέπει $t_q < \frac{\gamma}{\omega} \Rightarrow t_q < \frac{180-\alpha-u}{\omega}$, $t_q > 0$, άρα $180 - \alpha - u > 0 \Rightarrow$

$$180 > \alpha + u$$

Εφόσον $u > 0$ (γωνία μετάβασης, πάντα θετική) δεν μπορεί να επιτευχθεί $\alpha = 180^\circ$. Επίσης από το κύκλωμα της εκφώνησης ισχύει:

$L = L_s + L_f \neq 0$. Οι δύο αυτοί παράγοντες περιορίζουν την μέγιστη τιμή της V_{dc-2} .

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

Ο M2 είναι αντίστροφα συνδεδεμένος γιατί λειτουργεί ως αντιστροφέας, μετατρέπει την dc τάση σε ac και μεταφέρει την ισχύ από το dc-link στο δίκτυο 2. Η μέση τιμή της τάσης στους ακροδέκτες του αντιστροφέα που είναι πάντοτε αρνητική πρέπει να συμβαδίζει με την πολικότητα της dc τάσης – «φορτίου» για αυτό τον λόγο έχει συνδεθεί αντίστροφα ο M2. Επιπλέον το ρεύμα για να ρέει από δεξιά προς τα αριστερά, πρέπει να οδηγηθεί στις άνοδους των thyristors του M2.

Θεωρητικοί υπολογισμοί

Ομάδα 12, Παράμετροι:

$$P_{dc-2,pu} = 0.9pu$$

$$P_{loss,\%} = 2\%$$

$$S_{sc,pu} = S_{sc1,pu} = S_{sc2,pu} = 21.6 pu$$

$$V_{dc-2} = 493 V$$

$$V_b = 400 V$$

$$S_b = 100 kVA$$

Απαραίτητοι Υπολογισμοί Μεγεθών

Τα δίκτυα 1 και 2 μπορούν να προσομοιωθούν από 2 ισοδύναμα Thevenin, με μία εσωτερική πηγή τάσης ($V_{s1,pu} = 1pu$, $V_{s2} = 1pu$ αντίστοιχα) σε σειρά με μια αντίδραση το κάθενα (ωL_{s1} , ωL_{s2} αντίστοιχα).

$P_{dc-2} = P_{dc2,pu} \cdot S_b = 0.9 \cdot 100 \cdot 10^3 = 90 kW$ (όπου P_{dc-2} η μεταφερόμενη ισχύς στην DC είσοδο του μετατροπέα 2, και S_b η ισχύς βάσης).

$$V_{s1,pu} = 1pu, V_{s2} = 1pu \Rightarrow$$

$$V_s = V_{s1} = V_{s2} = V_{s1,pu} \cdot V_b = V_{LL1} = V_{LL2} = 400 V$$

Η ισχύς βραχυκύκλωσης των δικτύων 1 και 2 θα είναι:

$$S_{sc-1} = S_{sc-2} = S_{sc,pu} \cdot S_b = 21.6 \cdot 100 \cdot 10^3 = 2160 \text{ kVA}$$

$$P_{losses} \leq P_{loss,\%} \cdot P_{dc-2} = 0.02 \cdot 90 = 1.8 \text{ kW} \text{ (όπου } P_{losses} \text{ η απώλειες ισχύος στο dc-link)}$$

Γνωρίζοντας την ισχύ βραχυκύκλωσης και την τάση της πηγής, υπολογίζεται η σύνθετη αντίσταση βραχυκύκλωσης, η όποια ισούται με τις εσωτερικές αντιδράσεις των ισοδυνάμων Thevenin των δύο δικτύων.

V_s : πολική τάση, η αντίστοιχη φασική θα είναι $V_{\phi\alpha\sigma} = V_s/\sqrt{3}$

$$Z_{sc} = \frac{V_{\phi\alpha\sigma}}{I_{sc}} \rightarrow I_{sc} = \frac{V_{\phi\alpha\sigma}}{Z_{sc}}, S_{sc} = 3V_{\phi\alpha\sigma}I_{sc} = \frac{3V_{\phi\alpha\sigma}^2}{Z_{sc}} \rightarrow Z_{sc} = \frac{3V_{\phi\alpha\sigma}^2}{S_{sc}} \\ = \frac{3\left(\frac{V_s}{\sqrt{3}}\right)^2}{S_{sc}} = \frac{V_s^2}{S_{sc}} \rightarrow$$

$$\omega L_{s1} = \omega L_{s2} = \frac{V_s^2}{S_{sc}} \rightarrow L_{s1} = L_{s2} = \frac{V_s^2}{\omega S_{sc}} = \frac{400^2}{100\pi \cdot 2160 \cdot 10^3}$$

$$L_{s1} = L_{s2} = 0.23578 \cdot 10^{-3} \text{ H}$$

$$L_s = L_{s1} = L_{s2} = 0.23578 \text{ mH}$$

Έπειτα υπολογίζεται οι αυτεπαγωγές L_{f1} και L_{f2} οι οποίες έχουν συνδεθεί για τον περιορισμό των αιχμών τάσης στα σημεία σύνδεσης των μετατροπέων με τα αντίστοιχα δίκτυα. Η Z_1 είναι η ισοδύναμη φαινόμενη αντίδραση του κάθε μετατροπέα στην θεμελιώδη αρμονική και σε ονομαστική φόρτιση, (στην ουσία είναι η αντίσταση βάσης Z_b). Δηλαδή η φαινόμενη αντίδραση apparent resistance (impedance) υπό ονομαστική τάση για ονομαστική φόρτιση (ονομαστικό ρεύμα) αναφέρεται στην αντίσταση βάσης του κυκλώματος. Επομένως:

$$\omega L_{f1} = \omega L_{f2} = 5\% \cdot Z_1 = 0.05 Z_b = 0.05 \frac{V_b^2}{S_b} = 0.05 \frac{400^2}{100 \cdot 10^3} = 0.08 \Omega$$

$$L_f = L_{f1} = L_{f2} = \frac{0.08}{\omega} = \frac{0.08}{100\pi} = 0.00025464 \text{ H} = 0.25464 \text{ mH}$$

Τέλος προκύπτει:

$$L = L_s + L_f = 0.23578 + 0.25464 = 0.49043 \text{ mH}$$

1) Υπολογισμός ρεύματος I_{dc}

Στο dc μέρος υπάρχει η αυτεπαγωγή L_{dc} σε σειρά με την αντίσταση R_{dc} , η αυτεπαγωγή L_{dc} συμπεριφέρεται ως πηγή ρεύματος με αποτέλεσμα το ρεύμα να είναι συνεχές, άρα η ισχύς στην είσοδο του μετατροπέα 2 M(2) μπορεί να υπολογισθεί ως εξής:

$$P_{dc-2} = V_{dc-2} I_{dc} \rightarrow I_{dc} = \frac{P_{dc-2}}{V_{dc-2}} = \frac{90000}{493} = 182.5557 \text{ A}$$

Απαραίτητος για την προσομοίωση είναι και ο υπολογισμός της αντίστασης R_{dc} .

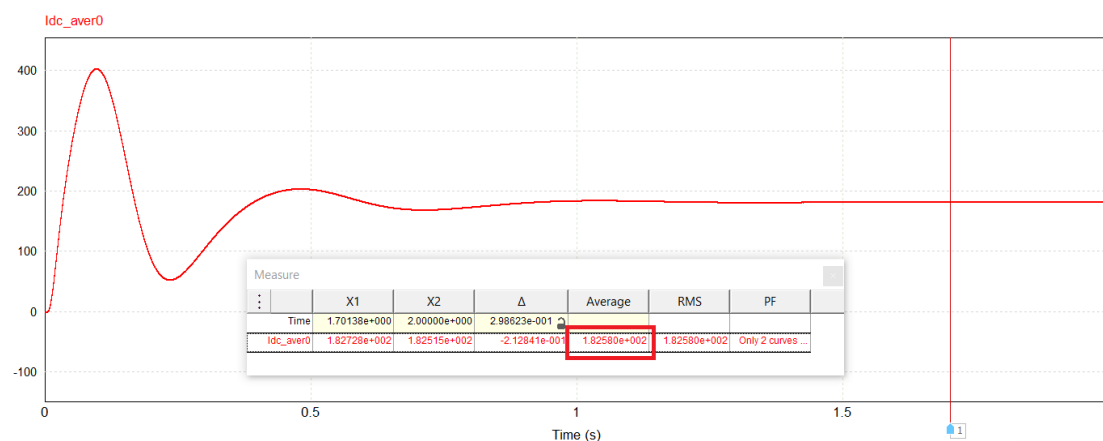
Αφού υπολογίστηκε το ρεύμα στο dc μέρος, και οι απώλειες (ωμικές απώλειες) ισχύος στο dc-link είναι:

$$P_{losses} = P_{loss,\%} \cdot P_{dc-2} = 0.02 \cdot 90 \cdot 10^3 = 1.8 \text{ kW}$$

από τον τύπο $P_{losses} = I_{dc}^2 \cdot R_{dc}$ μπορεί να υπολογιστεί η αντίσταση R_{dc} :

$$R_{dc} = \frac{P_{losses}}{I_{dc}^2} = \frac{1800}{182.5557^2} = 0.054 \Omega$$

Προσομοίωση στο Psim:



Εικόνα 1: Προσομοίωση $I_{dc} = 182.5 \text{ A}$

2) Υπολογισμός της μέγιστης δυνατής γωνίας έναυσης, α_2 , των thyristors του M2.

Από την θεωρία η μέση τάση V_d στην έξοδο του ανορθωτή ή στην είσοδο του αντιστροφέα προσδιορίζεται από τον τύπο:

$$V_d = \frac{3\sqrt{2}}{\pi} V_{LL} \cos \alpha_2 - \frac{3\omega L_s}{\pi} I_{dc} \quad (2)$$

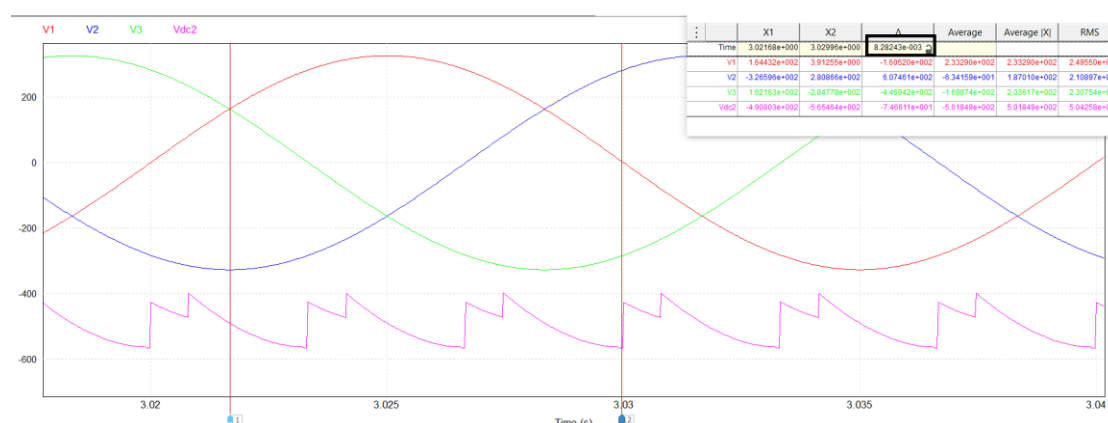
Η γωνία έναυσης των thyristors του M2, υπολογίζεται ως προς το σημείο φυσικής αγωγής. Το σημείο φυσικής αγωγής είναι το σημείο στο οποίο το thyristor θα ξεκινούσε να ήγαγε αν ήταν δίοδος. Αν δοθεί ρευματικός παλμός στην πύλη του thyristor πριν το σημείο φυσικής αγωγής το thyristor δεν θα άγει. Στην προκειμένη περίπτωση το σημείο φυσικής αγωγής, είναι την χρονική στιγμή όπου η τάση (φάσης-ουδετέρου) της φάσης α γίνεται μεγαλύτερη, της τάσης (φάσης-ουδετέρου) της φάσης c.

Αφού ο μετατροπέας M2 είναι αντίστροφα συνδεδεμένος για να λειτουργεί ως αντιστοφεάς: $V_d = -V_{dc-2} = -493 \text{ V}$

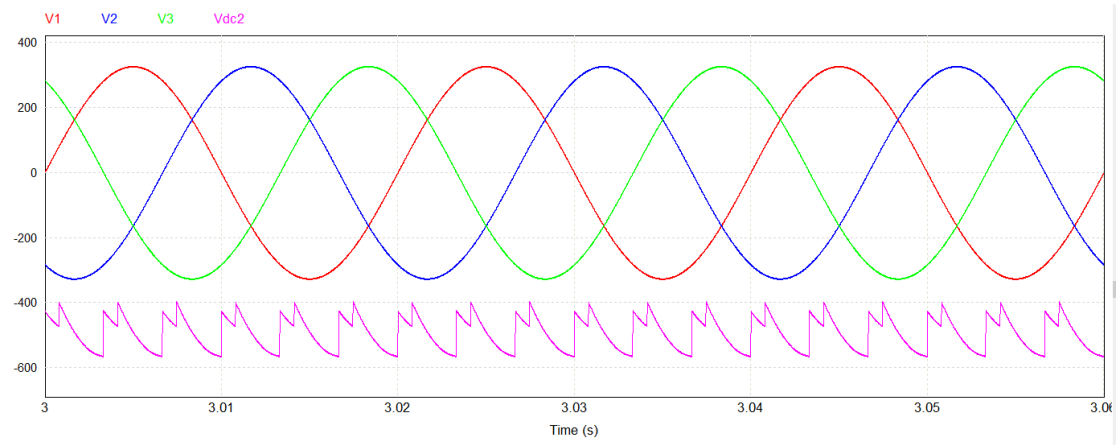
Αντικαθιστώντας στον τύπο (2) τα μεγέθη που έχουν υπολογισθεί σε προηγούμενο στάδιο, και λύνοντας ως προς α_2 προκύπτει:

$$-493 = \frac{3\sqrt{2}}{\pi} 400 \cos \alpha_2 - \frac{3 \cdot 100\pi \cdot 0.49043 \cdot 10^{-3}}{\pi} \cdot 182.555 \rightarrow \alpha_2 = 149.64^\circ$$

Προσομοίωση στο Psim:



Εικόνα 2: Γωνία Έναυσης M2



Εικόνα 3: Γωνία Έναυσης M2

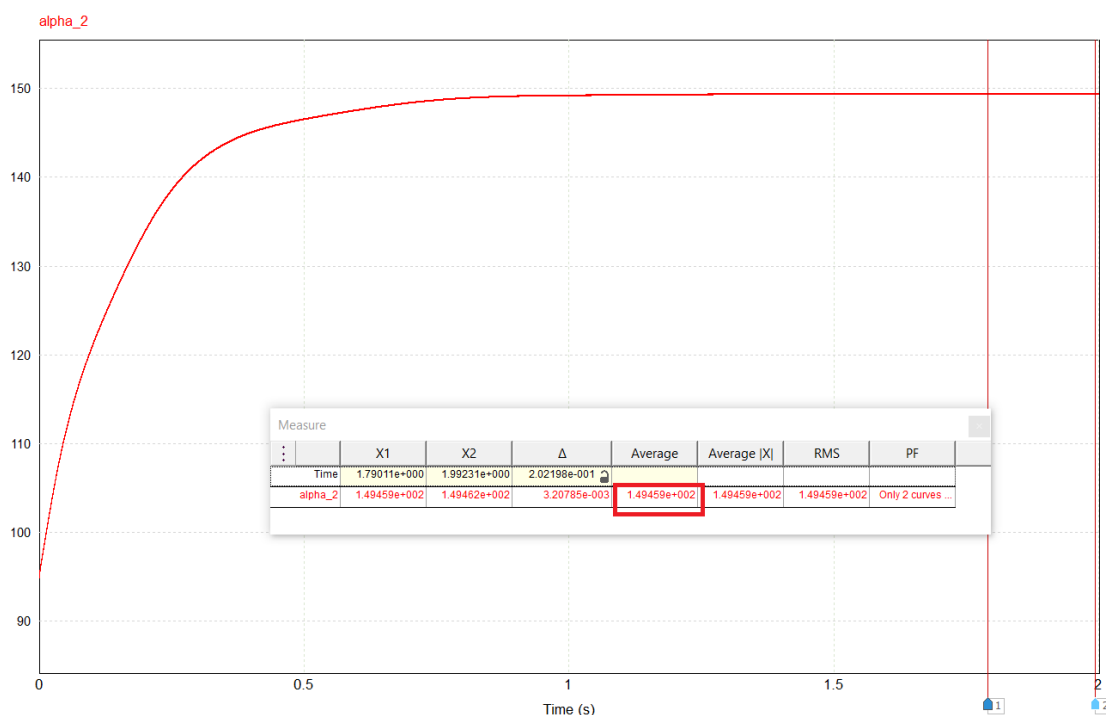
Μέσω της προσομοίωσης υπολογίζεται αρχικά το χρονικό διάστημα μεταξύ του σημείου φυσικής αγωγής και του σημείου έναυσης.

Για την μετατροπή του χρονικού διαστήματος σε γωνία° χρησιμοποιήθηκε η σχέση $\theta^\circ = \frac{360^\circ \Delta t}{20 \cdot 10^{-3}}$, όπου 20 ms είναι η περίοδος ($f = 50 \text{ Hz}$)

Είναι $\Delta t = 8.28243 \cdot 10^{-3} \text{ sec}$

άρα $\alpha_2 = \frac{360 \cdot 8.28243 \cdot 10^{-3}}{20 \cdot 10^{-3}} = 149.08^\circ$

Ή από τον Σύστημα Αυτομάτου Ελέγχου (το οποίο χρησιμοποιείται για την α_2) προκύπτει ότι $\alpha_2 = 149.45^\circ$



Εικόνα 4: Γωνία Έναυσης M2 (ΣΑΕ)

3) Υπολογισμός της γωνίας μετάβασης u_2 στον M2.

Λόγω των αυτεπαγωγών στην διάταξη, η μετάβαση του ρεύματος από το ένα thyristor του μετατροπέα στο άλλο δεν γίνεται ακαριαία, αλλά χρειάζεται να περάσει κάποιο χρονικό διάστημα μετάβασης. Αυτό το χρονικό διάστημα αν μετατραπεί σε γωνία αποτελεί την γωνία μετάβασης. Από την θεωρία για τον υπολογισμό της γωνίας μετάβασης u_2 ισχύει:

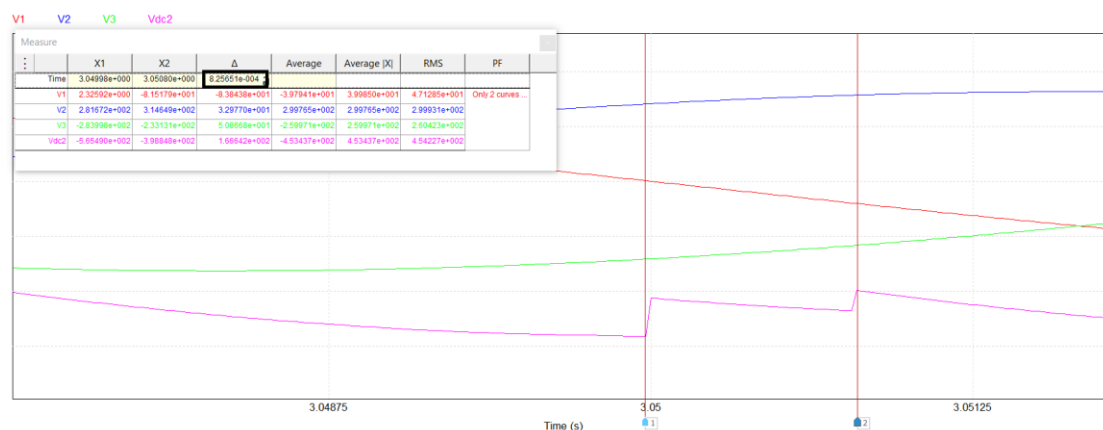
$$\cos(u_2 + a_2) = \cos(a_2) - 2 \cdot \omega \cdot \frac{L}{\sqrt{2} \cdot V_{LL}} \cdot I_{dc} \quad (3)$$

Αντικαθιστώντας στην παραπάνω σχέση τα γνωστά μεγέθη:

$$\cos(149.64 + u_2) = \cos(149.64) - \frac{2 \cdot 100 \cdot \pi \cdot 0.49043 \cdot 10^{-3} \cdot 182.5557}{\sqrt{2} \cdot 400}$$

και λύνοντας ως προς u_2 προκύπτει: $u_2 = 14.579^\circ$

Προσομοίωση στο Psim:



Εικόνα 5: Γωνία Μετάβασης M2

Μέσω της προσομοίωσης υπολογίζεται αρχικά το χρονικό διάστημα μετάβασης. Για την μετατροπή του χρονικού διαστήματος σε γωνία μετάβασης $^\circ$ χρησιμοποιήθηκε η σχέση $\theta^\circ = \frac{360^\circ \Delta t}{20 \cdot 10^{-3}}$

Από την προσομοίωση είναι $\Delta t = 8.25651 \cdot 10^{-4} \text{ sec}$

$$\text{άρα: } u_2 = \frac{360 \cdot \Delta t}{20 \cdot 10^{-3}} = \frac{360 \cdot 8.25651 \cdot 10^{-4}}{20 \cdot 10^{-3}} = 14.86^\circ$$

4) Υπολογισμός της τάσης V_{dc-1} .

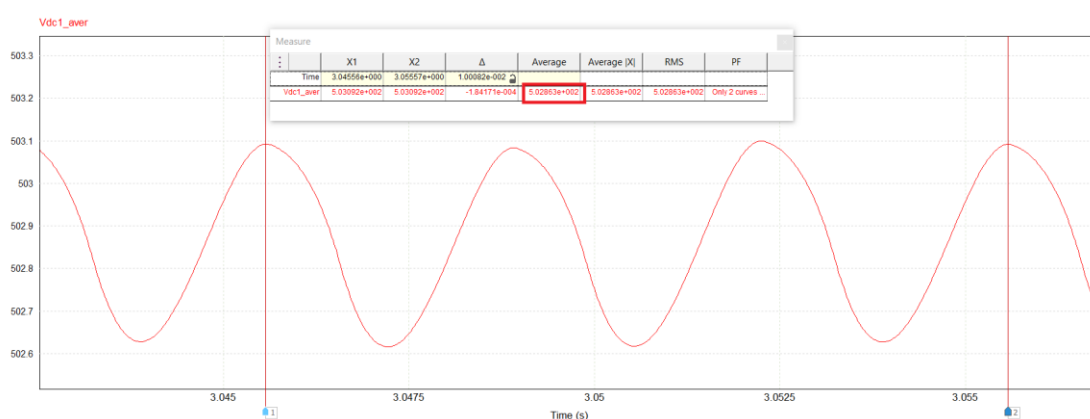
Από τον νόμο τάσεων του Kirchhoff στο dc μέρος ισχύει ότι:

$$V_{dc-1} = V_{dc-2} + I_{dc} \cdot R_{dc} \quad (4)$$

Αντικαθιστώντας τα μεγέθη τα οποία έχουν υπολογισθεί σε προηγούμενα στάδια στην παραπάνω εξίσωση προκύπτει:

$$V_{dc-1} = 493 + 182.5557 \cdot 0.054 = 502.858 \text{ V}$$

Από προσομοίωση στο Psim παρατηρούμε ότι $V_{dc-1} = 502.86 \text{ V}$



Εικόνα 6: V_{dc1}

5) Υπολογισμός της γωνίας έναυσης α_1 των thyristors του M1.

Αν αντικαταστήσουμε τα γνωστά μεγέθη στην παρακάτω σχέση η οποία χρησιμοποιήθηκε και σε προηγούμενο ερώτημα ισχύει:

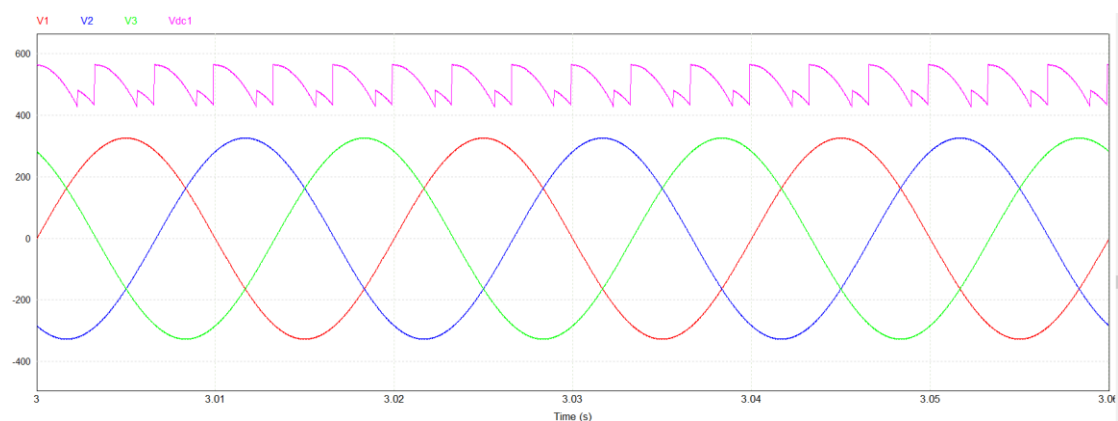
$$V_{dc-1} = \frac{3\sqrt{2}}{\pi} V_{LL} \cos \alpha_1 - \frac{3\omega L_s I_{dc}}{\pi}$$

$$502.858 = \frac{3\sqrt{2}}{\pi} 400 \cdot \cos \alpha_1 - \frac{3 \cdot 100 \cdot \pi \cdot 0.49043 \cdot 10^{-3} \cdot 182.5557}{\pi}$$

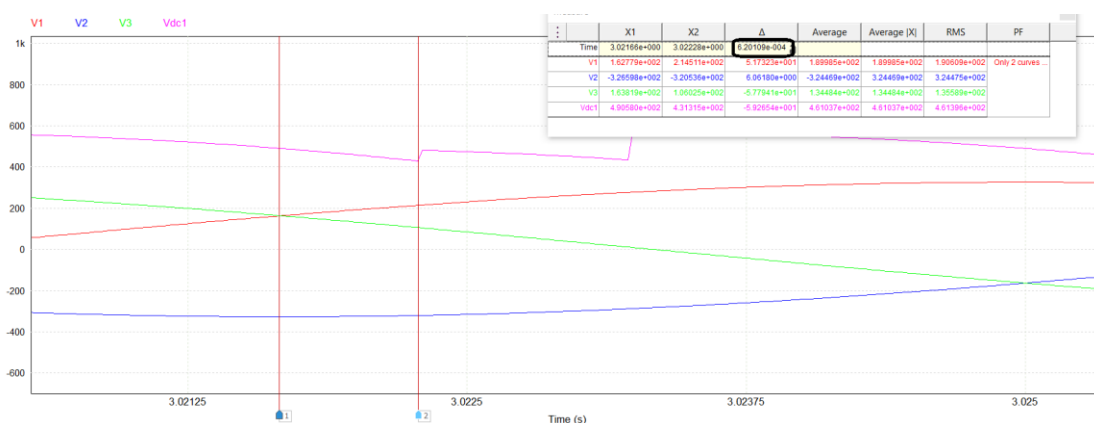
Λύνοντας ως προς την γωνία έναυσης προκύπτει: $\alpha_1 = 11.3^\circ$

Η γωνία έναυσης των thyristors του M1, υπολογίζεται ως προς το σημείο φυσικής αγωγής, το αντιστοιχεί στην χρονική κατά την οποία η φασική τάσης της φάσης α γίνεται μεγαλύτερη από την φασική τάση της φάσης c.

Προσομοίωση στο Psim



Εικόνα 7: Γωνία Έναυσης M1



Εικόνα 8: Γωνία Έναυσης M1 (Ζοομ)

Μέσω της προσομοίωσης υπολογίζεται αρχικά το χρονικό διάστημα μεταξύ του σημείου φυσικής αγωγής και του σημείου έναυσης.

Για την μετατροπή του χρονικού διαστήματος σε γωνία^ο χρησιμοποιήθηκε η σχέση $\theta^{\circ} = \frac{360^{\circ}\Delta t}{20 \cdot 10^{-3}}$

Από την προσομοίωση είναι $\Delta t = 6.20109 \cdot 10^{-4} \text{ sec}$

$$\text{άρα } a_1 = \frac{360 \cdot \Delta t}{20 \cdot 10^{-3}} = \frac{360 \cdot \Delta t}{20 \cdot 10^{-3}} = 11.16^{\circ}$$

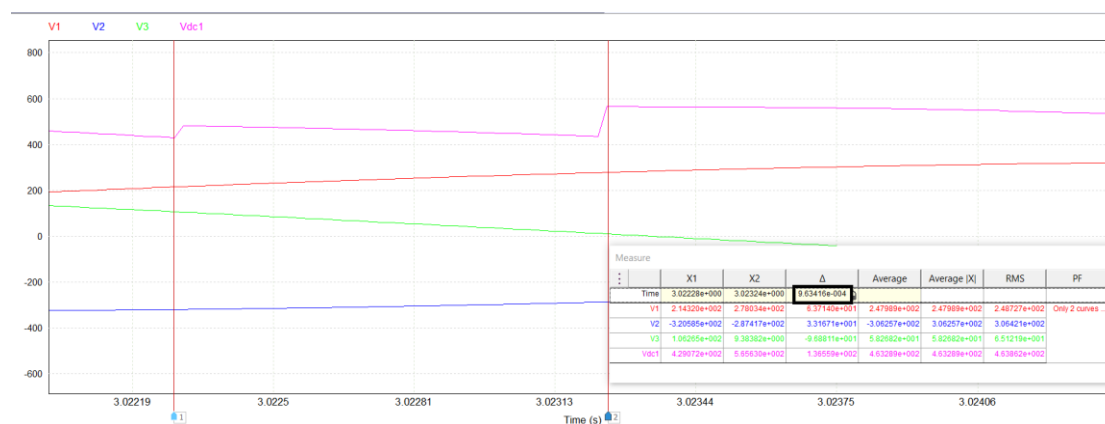
6) Υπολογισμός της γωνίας μετάβασης u_1 στον M1.

Χρησιμοποιώντας την σχέση: $\cos(a_1 + u_1) = \cos(a_1) - \frac{2\omega \cdot L \cdot I_{dc}}{\sqrt{2} \cdot V_{LL}}$ η οποία χρησιμοποιήθηκε και σε προηγούμενο ερώτημα, με αντικατάσταση των γνωστών μεγεθών προκύπτει:

$$\cos(a_1 + u_1) = \cos(11.3) - \frac{2 \cdot 100 \cdot \pi \cdot 0.49043 \cdot 10^{-3} \cdot 182.5557}{\sqrt{2} \cdot 400}$$

Έτσι λύνοντας ως προς την γωνία έναυσης προκύπτει: $u_1 = 16.91^\circ$

Προσομοίωση στο Psim



Εικόνα 9: Γωνία Μετάβασης M1

Μέσω της προσομοίωσης υπολογίζεται αρχικά το χρονικό διάστημα μετάβασης. Για την μετατροπή του χρονικού διαστήματος σε

γωνία μετάβασης $^\circ$ χρησιμοποιήθηκε η σχέση $\theta^\circ = \frac{360^\circ \Delta t}{20 \cdot 10^{-3}}$

Από την προσομοίωση είναι $\Delta t = 9.63416 \cdot 10^{-4} \text{ sec}$

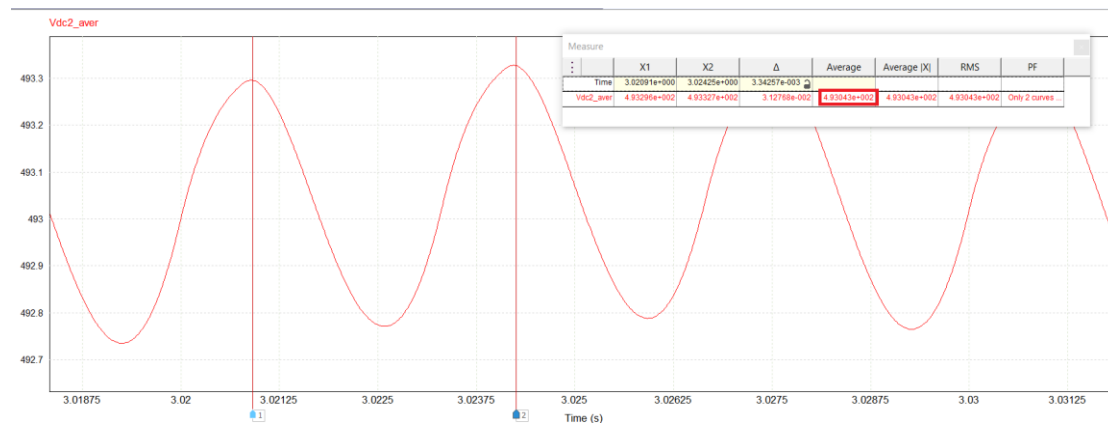
$$\text{Άρα: } u_1 = \frac{360 \cdot \Delta t}{20 \cdot 10^{-3}} = \frac{360 \cdot \Delta t}{20 \cdot 10^{-3}} = 17.34^\circ$$

7) Συγκριτικός Πίνακας 1

Πίνακας 1		
	Υπολογισμοί	Προσομοίωση
I_{dc}	182.5557 A	182.58 A
V_{dc-1}	502.858 V	502.86 V
V_{dc-2}	493 V	493 V
a_1	11.3°	11.16°
a_2	149.64°	149.08°
u_1	16.91°	17.34°
u_2	14.579°	14.86°

Όπως διακρίνεται στον παραπάνω πίνακα οι θεωρητικοί υπολογισμοί σε σχέση με τα αποτελέσματα της προσομοίωσης δεν παρουσιάζουν σχετικό σφάλμα μεγαλύτερο του 4%.

Στην παρακάτω προσομοίωση φαίνεται η προσομοίωση για την V_{dc-2}



Εικόνα 10: V_{dc2}

8) Υπολογισμός (κατά προσέγγιση) της μέσης και rms τιμής του ρεύματος σε ένα από τα thyristors κάθε μετατροπέα

Αγνοώντας την μετάβαση και γνωρίζοντας ότι κάθε thyristor άγει για 120 μοίρες κάθε περίοδο, προκύπτουν οι παρακάτω σχέσεις/υπολογισμοί.

➤ Μέση τιμή του ρεύματος:

$$\bar{I} = \frac{1}{T} \int_0^T i_{dc} dt = \frac{1}{\omega T} \int_{\alpha}^{\alpha + \frac{2\pi}{3}} 182.5557 d(\omega t) = \frac{1}{2\pi} \int_{\alpha}^{\alpha + \frac{2\pi}{3}} 182.5557 d(\omega t)$$

$$\bar{I} = \frac{1}{2\pi} \cdot 182.5557 \cdot \left(a + \frac{2\pi}{3} - a \right) = \frac{182.5557}{3} = 60.8519 \text{ A}$$

➤ RMS τιμή του ρεύματος:

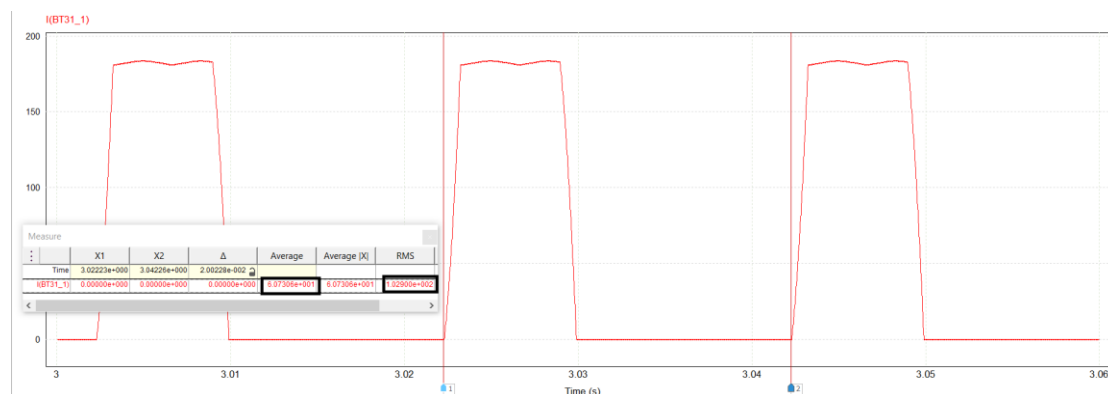
$$I_{rms} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T I_{dc}^2 dt} = \sqrt{\frac{1}{\omega T} \int_{\alpha}^{\alpha + \frac{2\pi}{3}} 182.5557^2 d(\omega t)} = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_{\alpha}^{\alpha + \frac{2\pi}{3}} 182.5557^2 d(\omega t)}$$

$$I_{rms} = \sqrt{\frac{1}{2\pi} 182.5557^2 \left(a + \frac{2\pi}{3} - a \right)} = \frac{182.5557}{\sqrt{3}} = 105.39 \text{ A}$$

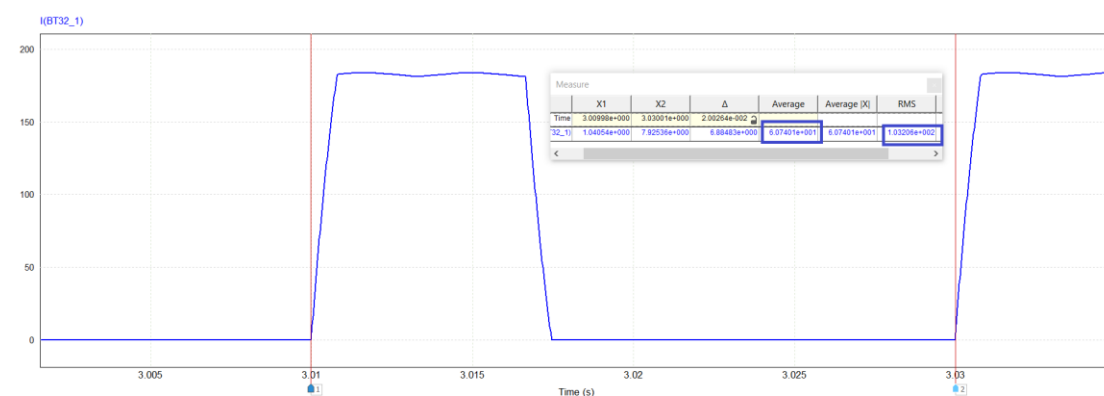
Όμοιοι υπολογισμοί προκύπτουν και για τον μετατροπέα M2.

9) Υπολογισμός (μέσω του psim) της μέσης και rms τιμής του ρεύματος σε ένα από τα thyristors κάθε μετατροπέα και Συγκριτικός Πίνακας 2

Προσομοίωση στο Psim



Εικόνα 11: Μέση και rms Τιμή του ρεύματος του T1 του M1



Εικόνα 12: Μέση και rms Τιμή του ρεύματος του T1 του M2

Πίνακας 2		
	Υπολογισμοί	Προσομοίωση
Μέσο ρεύμα thyr. M1	60.8519 A	60.73 A
Μέσο ρεύμα thyr. M2	60.8519 A	60.74 A
RMS ρεύμα thyr. M1	105.39 A	102.9 A
RMS ρεύμα thyr. M2	105.39 A	103.2 A

Όπως φαίνεται στον παραπάνω πίνακα οι θεωρητικοί υπολογισμοί σε σχέση με τα αποτελέσματα της προσομοίωσης παρουσιάζουν σχετικό σφάλμα μικρότερο του 4%.

10) Θεωρητικός Υπολογισμός της μέγιστης ανάστροφης τάσης σε ένα από τα thyristors κάθε μετατροπέα.

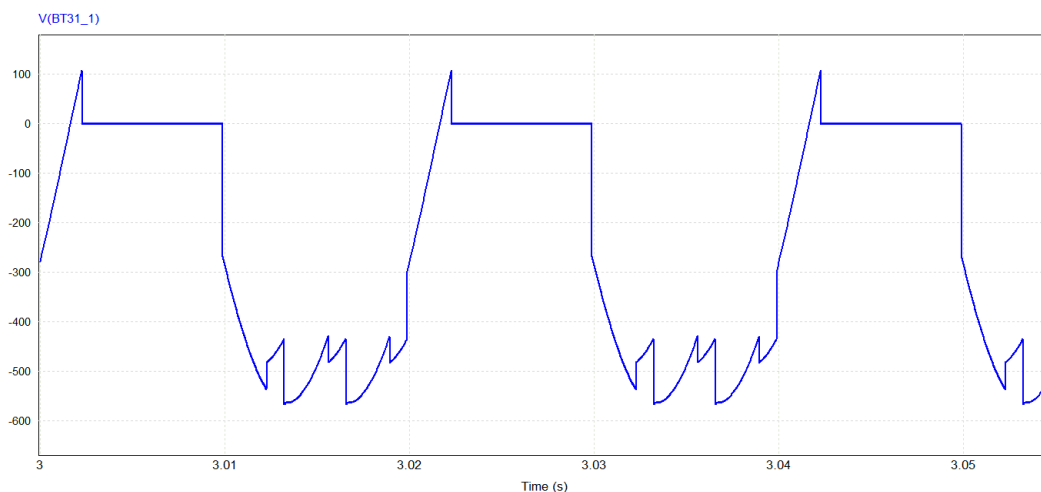
Η μέγιστη ανάστροφη τάση για τα thyristor παρουσιάζεται όταν το thyristor βρίσκεται σε κατάσταση αποκοπής και έχει την μέγιστη διαφορά δυναμικού στα άκρα του. Η μέγιστη ανάστροφη τάση είναι η πολική. Αφού $V_{LL1} = V_{LL2} = V_{LL} = 400V$ η μέγιστη ανάστροφη τάση για τα thyristors και των δύο μετατροπέων θα είναι η ίδια.

Η μέγιστη ανάστροφη τάση thyristor M1,M2 είναι:

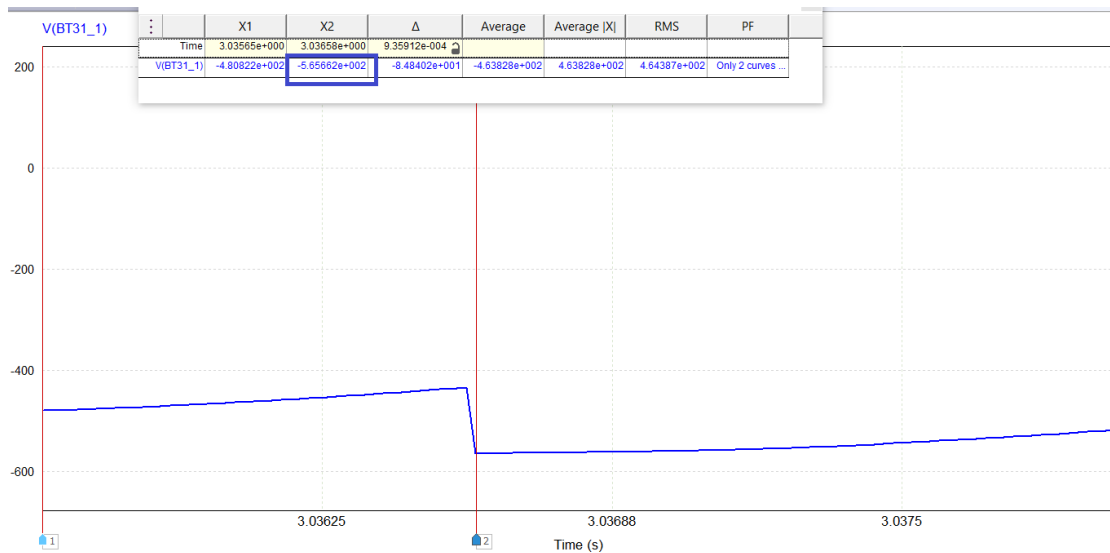
$$\sqrt{2}V_{LL} = \sqrt{2} \cdot 400 = 565.68 V$$

11) Υπολογισμός μέσω προσομοίωσης της μέγιστης ανάστροφης τάσης σε ένα από τα thyristors κάθε μετατροπέα.

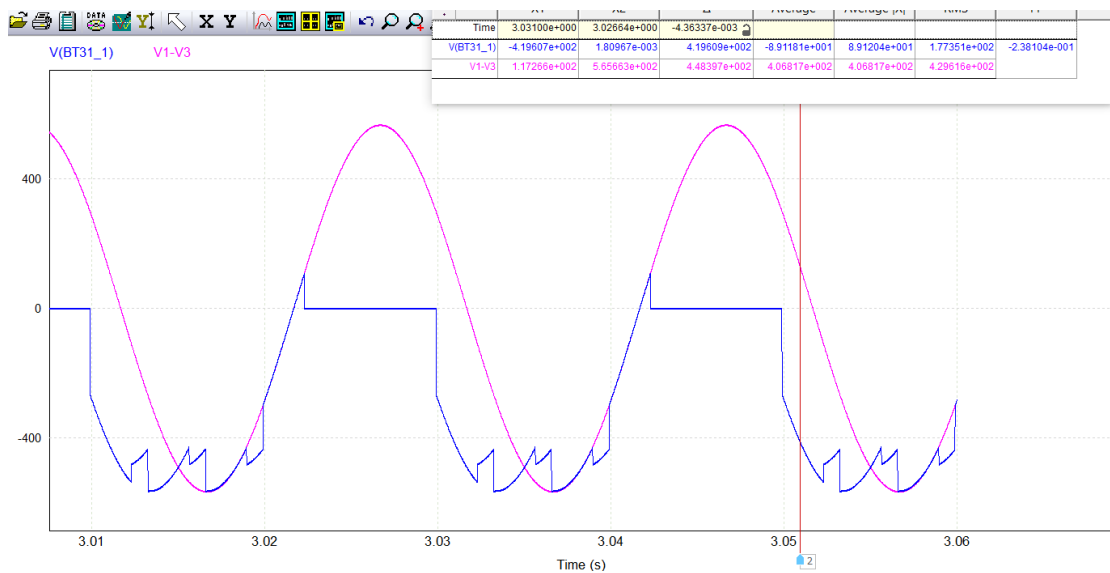
Μέσω τις προσομοίωσης η μέγιστη ανάστροφη τάση στο thyristor1 του M1 είναι σε απόλυτη τιμή 565.662V (η ελάχιστη τιμή της διαφοράς δυναμικού στα άκρα του) όπως φαίνεται παρακάτω.



Εικόνα 13: Μέγιστη ανάστροφη τάση T1 του M1



Εικόνα 14:Μέγιστη ανάστροφη τάση T1 του M1 (Σε Μεγέθυνση)

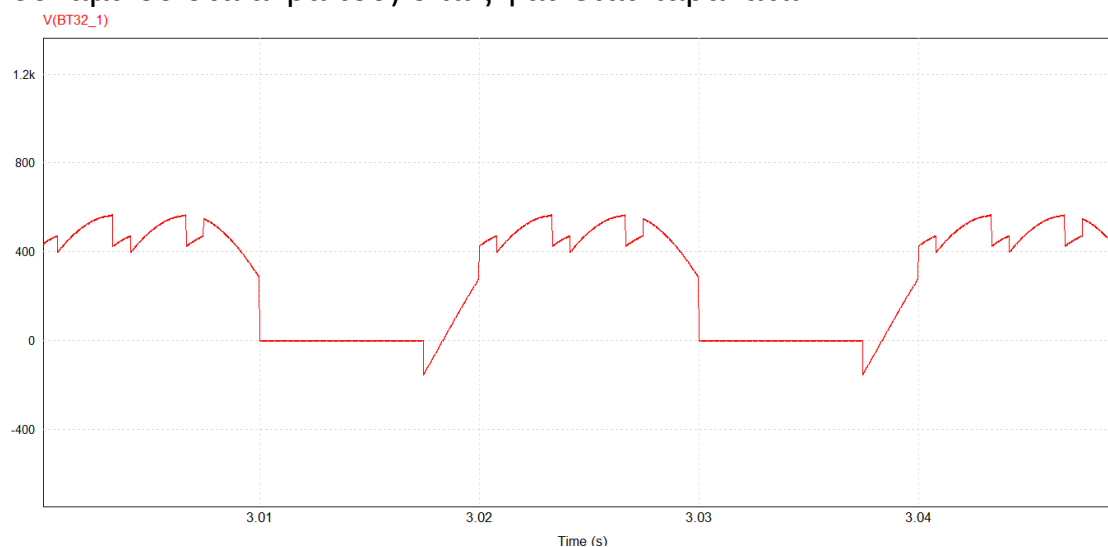


Εικόνα 15: Μέγιστη ανάστροφη τάση T1 του M1, Πολική V_{13}

Σύμφωνα με την παραπάνω προσομοίωση παρατηρούμε ότι η μέγιστη ανάστροφη τάση είναι όντως η πολική.

Μέσω τις προσομοίωσης παρατηρούμε ότι η μέγιστη ανάστροφη τάση στο thyristor1 του M2 είναι 565.481V (η μέγιστη τιμή της διαφοράς

δυναμικού στα άκρα του) όπως φαίνεται παρακάτω.



Εικόνα 16: Μέγιστη ανάστροφη τάση T1 του M2



Εικόνα 17:: Μέγιστη ανάστροφη τάση T1 του M2 (Ζοομ)

Παρατηρούμε πολύ μικρή απόκλιση μεταξύ του θεωρητικού υπολογισμού και τις προσομοιώσης.

Για τον M1 το σφάλμα είναι $\frac{|565.662 - 565.68|}{565.68} 100\% = 3.18 \cdot 10^{-3}\%$

Για τον M2 το σφάλμα είναι $\frac{|565.481 - 565.68|}{565.68} 100\% = 0.035\%$

12) Με βάση τα (8) και (10) να επιλεγεί από καταλόγους κατασκευαστών το βέλτιστο thyristor.

Με βάση τα αποτελέσματα από τα (8) και (10),

Μέσο ρεύμα thyr. M1, M2	60.8519 A
RMS ρεύμα thyr. M1, M2	105.39 A
Μέγιστη ανάστροφη Τάση thyristors	565.68 V

Με βάση τις παραπάνω προδιαγραφές, επιλέχτηκε το θυρίστορ [VS-T70RIA](#) με κωδικό τάσης (voltage code) 60, από την εταιρία Vishay. Τα χαρακτηριστικά του θυρίστορ που επιλέχτηκε είναι τα εξής:

- Μέγιστη ανάστροφη τάση: $V_{RRM} = 600 \text{ V}$
- $I_{aver} = 70 \text{ A (@ } 70^\circ\text{C)}$
- $I_{RMS} = 110 \text{ A}$

MAJOR RATINGS AND CHARACTERISTICS					
SYMBOL	CHARACTERISTICS	VALUES T50RIA	VALUES T70RIA	VALUES T90RIA	UNITS
$I_{T(AV)}$	70 °C	50	70	90	A
$I_{T(RMS)}$		80	110	141	A
I_{TSM}	50 Hz	1310	1660	1780	A
	60 Hz	1370	1740	1870	
I^2t	50 Hz	8550	13 860	15 900	A ² s
	60 Hz	7800	12 650	14 500	
$I^2\sqrt{t}$		85 500	138 500	159 100	A ² √s
V_{RRM}	Range	100 to 1200	100 to 1200	100 to 1200	V
T_J		-40 to +125			°C

ELECTRICAL SPECIFICATIONS

VOLTAGE RATINGS				
TYPE NUMBER	VOLTAGE CODE	V_{RRM}/V_{DRM} MAXIMUM REPETITIVE PEAK REVERSE AND PEAK OFF-STATE VOLTAGE V	V_{RSM} MAXIMUM NON-REPETITIVE PEAK REVERSE VOLTAGE V	I_{RRM}/I_{DRM} MAXIMUM AT $T_J = 25^\circ\text{C}$ μA
VS-T50RIA VS-T70RIA VS-T90RIA	10	100	150	100
	20	200	300	
	40	400	500	
	60	600	700	
	80	800	900	
	100	1000	1100	
	120	1200	1300	

ON-STATE CONDUCTION									
PARAMETER	SYMBOL	TEST CONDITIONS			VALUES T50RIA	VALUES T70RIA	VALUES T90RIA	UNITS	
Maximum average on-state current at case temperature	I _{T(AV)}	180° conduction, half sine wave			50	70	90	A	
					70	70	70	°C	
Maximum RMS on-state current	I _{T(RMS)}				80	110	141	A	
Maximum peak, one-cycle on-state, non-repetitive surge current	I _{TSM}	t = 10 ms	No voltage reappled	Sine half wave, initial T _J = T _J maximum	1310	1660	1780	A	
		t = 8.3 ms			1370	1740	1870		
		t = 10 ms	100 % V _{RRM} reappled		1100	1400	1500		
		t = 8.3 ms			1150	1460	1570		
Maximum I ² t for fusing	I ² t	t = 10 ms	No voltage reappled		8550	13 860	15 900	A ² s	
		t = 8.3 ms			7800	12 650	14 500		
		t = 10 ms	100 % V _{RRM} reappled		6050	9800	11 250		
		t = 8.3 ms			5520	8950	10 270		
Maximum I ² √t for fusing	I ² √t	t = 0.1 to 10 ms, no voltage reappled			85 500	138 500	159 100	A ² √s	
Low level value of threshold voltage	V _{T(TO)1}	(16.7 % x π x I _{T(AV)}) < I < π x I _{T(AV)} , T _J maximum			0.97	0.77	0.78	V	
High level value of threshold voltage	V _{T(TO)2}	(I > π x I _{T(AV)}), T _J maximum			1.13	0.88	0.88		
Low level value of on-state slope resistance	r _{T1}	(16.7 % x π x I _{T(AV)}) < I < π x I _{T(AV)} , T _J maximum			4.1	3.6	2.9	mΩ	
High level value of on-state slope resistance	r _{T2}	(I > π x I _{T(AV)}), T _J maximum			3.3	3.2	2.6		
Maximum on-state voltage drop	V _{TM}	I _{TM} = π x I _{T(AV)} , T _J = 25 °C, t _p = 400 μs square Average power = V _{T(TO)} x I _{T(AV)} + r _f x (I _{T(RMS)}) ²			1.60	1.55	1.55	V	
Maximum forward voltage drop	V _{FM}	I _{FM} = π x I _{T(AV)} , T _J = 25 °C, t _p = 400 μs square Average power = V _{T(TO)} x I _{T(AV)} + r _f x (I _{T(RMS)}) ²			1.60	1.55	1.55	V	
Maximum holding current	I _H	Anode supply = 6 V, initial I _T = 30 A, T _J = 25 °C			200	200	200	mA	
Maximum latching current	I _L	Anode supply = 6 V, resistive load = 10 Ω Gate pulse: 10 V, 100 μs, T _J = 25 °C			400	400	400		

Τα υπόλοιπα τεχνικά χαρακτηριστικά μπορούν να βρεθούν στο φυλλάδιο του κατασκευαστή.

Από το παραπάνω θυρίστορ, θα αγοραστούν 12 κομμάτια, 6 για τον μετατροπέα 1 και 6 για τον μετατροπέα 2.

*Για το χρονικό διάστημα σβέσης των thyristors θα γίνει έλεγχος στο ερώτημα 16.

13) Προσδιορισμός μαθηματικής έκφρασης του ρεύματος της φάσης 1 του M1.

Πριν τον προσδιορισμό της μαθηματικής έκφρασης του ρεύματος, γίνεται μια μικρή θεωρητική ανασκόπηση για την λειτουργία του τριφασικού μετατροπέα με thyristors. Θεωρήθηκε σαν αρχή του χρόνου τον θετικό μηδενισμό της φασικής τάσης 1 της πηγής V_{s1} . Οι φασικές τάσεις είναι οι παρακάτω:

$$v_A = \frac{\sqrt{2}V_{LL}}{\sqrt{3}} \sin(\omega t) = \frac{\sqrt{2} \cdot 400}{\sqrt{3}} \sin(100\pi t) \text{ V}$$

$$v_B = \frac{\sqrt{2}V_{LL}}{\sqrt{3}} \sin(\omega t - 120) = \frac{\sqrt{2} \cdot 400}{\sqrt{3}} \sin(100\pi t - 120) V$$

$$v_C = \frac{\sqrt{2}V_{LL}}{\sqrt{3}} \sin(\omega t + 120) = \frac{\sqrt{2} \cdot 400}{\sqrt{3}} \sin(100\pi t + 120) V$$

Οι πολικές τάσεις είναι οι παρακάτω:

$$v_{AB} = v_A - v_B = \frac{\sqrt{2} \cdot 400}{\sqrt{3}} \sin(100\pi t) - \frac{\sqrt{2} \cdot 400}{\sqrt{3}} \sin(100\pi t - 120) = \sqrt{2}V_{LL} \sin(100\pi t + 30) V$$

$$v_{BC} = v_B - v_C = \frac{\sqrt{2} \cdot 400}{\sqrt{3}} \sin(100\pi t - 120) - \frac{\sqrt{2} \cdot 400}{\sqrt{3}} \sin(100\pi t + 120) = \sqrt{2}V_{LL} \sin(\omega t - 90) V$$

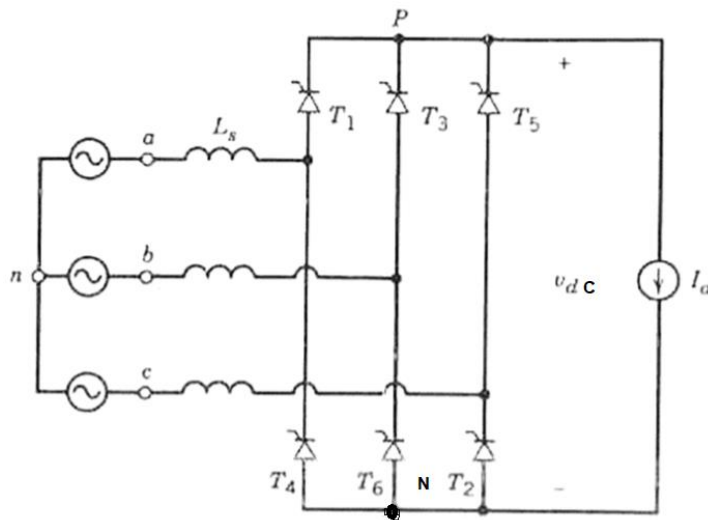
$$v_{CA} = v_C - v_A = \frac{\sqrt{2} \cdot 400}{\sqrt{3}} \sin(100\pi t + 120) - \frac{\sqrt{2} \cdot 400}{\sqrt{3}} \sin(100\pi t) = \sqrt{2}V_{LL} \sin(100\pi t + 150) V$$

$$v_{AC} = v_A - v_C = \frac{\sqrt{2} \cdot 400}{\sqrt{3}} \sin(100\pi t) - \frac{\sqrt{2} \cdot 400}{\sqrt{3}} \sin(100\pi t + 120) = \sqrt{2}V_{LL} \sin(100\pi t - 30) V$$

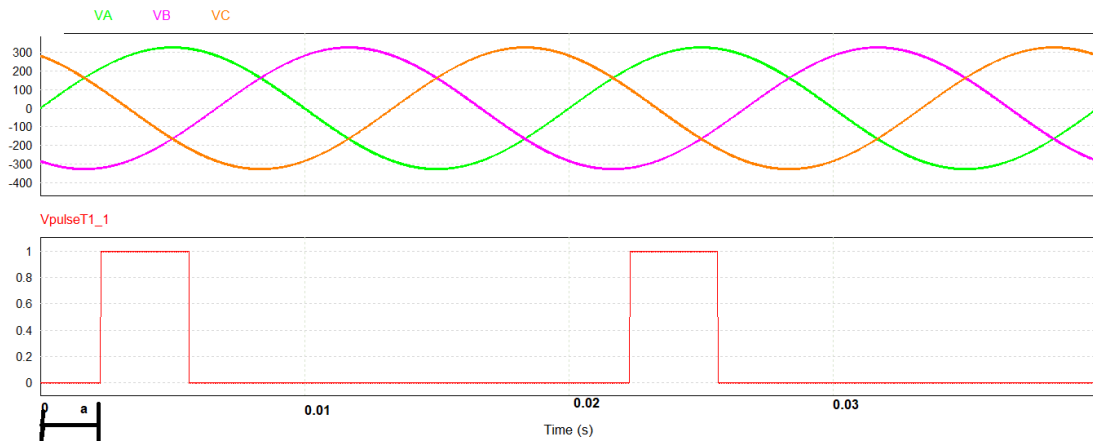
$$v_{BA} = v_B - v_A = \frac{\sqrt{2} \cdot 400}{\sqrt{3}} \sin(100\pi t - 120) - \frac{\sqrt{2} \cdot 400}{\sqrt{3}} \sin(100\pi t) = \sqrt{2}V_{LL} \sin(100\pi t - 150) V$$

$$v_{CB} = v_C - v_B = \frac{\sqrt{2} \cdot 400}{\sqrt{3}} \sin(100\pi t + 120) - \frac{\sqrt{2} \cdot 400}{\sqrt{3}} \sin(100\pi t - 120) = \sqrt{2}V_{LL} \sin(\omega t + 90) V$$

(στην εργασία όπου φάση A \equiv φάση 1, φάση B \equiv φάση 2, φάση C \equiv φάση 3 και $u_{an} \equiv u_A, u_{bn} \equiv u_B, u_{cn} \equiv u_C$)

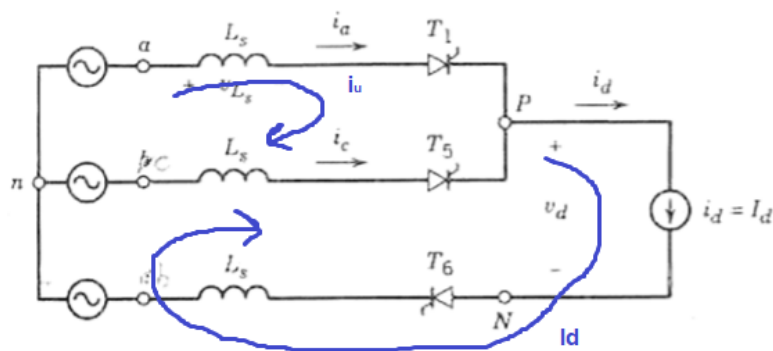


Εικόνα 18: Μετατροπέας με Thyristors



Εικόνα 19: Φασικές τάσεις των 3 φάσεων και παλμός T1

Την στιγμή $\omega t = 0$ και μέχρι να δοθεί ο παλμός στο T1 ($\omega t = a$), άγουν το T5 και το T6. Την στιγμή $\omega t = a$ το T1 δέχεται τον παλμό στην πύλη του, εφόσον είναι ορθά πολωμένο, ξεκινά να άγει και το ρεύμα αρχίζει να μεταβαίνει από το T5 στο T1, ενώ το T6 συνεχίζει να άγει. Κατά την διάρκεια της μετάβασης άγουν ταυτόχρονα τα T5, T1 (στο T5 το ρεύμα μειώνεται, ενώ στο T1 το ρεύμα αυξάνεται ισόποσα).



Εικόνα 20

Κατά την μετάβαση ισχύει:

$$i_a = i_u$$

$$i_b = -I_d = \text{σταθ.}$$

$$i_c = I_d - i_u$$

$$u_{pn} = u_{an} - u_{La} = u_{cn} - u_{Lc}$$

$$u_{Pn} = u_{an} - L_s \frac{di_a}{dt} = u_{cn} - L_s \frac{di_c}{dt}$$

$$u_{Pn} = u_{an} - L_s \frac{di_u}{dt} = u_{cn} - L_s \frac{d(I_d - i_u)}{dt}$$

$$u_{Pn} = u_{an} - L_s \frac{di_u}{dt} = u_{cn} + L_s \frac{di_u}{dt} \rightarrow$$

$$L_s \frac{di_u}{dt} = \frac{u_{an} - u_{cn}}{2} = \frac{u_{ac}}{2} = u_{La}$$

$$u_{Nn} = u_{Bn} - u_{Lb} = u_{Bn} - L_s \frac{di_b}{dt} = u_{Bn} - L_s \frac{d(-I_d)}{dt} = u_{Bn} \quad (I_d = \sigma \tau \alpha \theta.)$$

$$u_d = u_{Pn} - u_{Nn} = u_{an} - \frac{u_{ac}}{2} - u_{Bn} = \frac{u_{an} + u_{cn}}{2} - u_{Bn} = \frac{-u_{Bn}}{2} - u_{Bn} = \frac{-3u_{Bn}}{2}$$

(Από την θεωρία κυκλωμάτων ισχύει ότι $u_{an} + u_{bn} + u_{cn} = 0$)

$$\frac{u_{ac}}{2} = u_{La} = L_s \frac{di_a}{dt}$$

$$L_s di_a = \frac{u_{ac}}{2} dt \rightarrow \omega L_s di_a = \frac{u_{ac}}{2} d(\omega t)$$

$$di_a = \frac{u_{ac}}{2\omega L_s} d(\omega t)$$

$$\int di_a = \int_a^{\omega t} \frac{u_{ac}}{2\omega L_s} d(\omega t)$$

$$i_a(t) = \int_a^{\omega t} \frac{\sqrt{2}V_{LL} \sin(\omega t - 30)}{2\omega L_s} d(\omega t)$$

$$-\frac{u_{ac}}{2} = u_{Lc} = L_s \frac{di_c}{dt}$$

$$-L_s di_c = \frac{u_{ac}}{2} dt \rightarrow -\omega L_s di_c = \frac{u_{ac}}{2} d(\omega t)$$

$$di_c = -\frac{u_{ac}}{2\omega L_s} d(\omega t)$$

$$\int di_c = -\int_a^{\omega t} \frac{u_{ac}}{2\omega L_s} d(\omega t)$$

$$i_c(t) = -\int_a^{\omega t} \frac{\sqrt{2}V_{LL} \sin(\omega t - 30)}{2\omega L_s} d(\omega t) = -i_a(t)$$

Σε μια περίοδο $T = 20\text{ms}$ (ή $\theta = \omega T = 360$ μοίρες) έχουμε συνολικά 6 μεταβάσεις, ανά 60° στα T1,T3,T5 και T4, T6, T2 αφού έχουμε συμμετρικό σύστημα τάσεων. Ομοίως υπολογίζονται τα ρεύματα και οι τάσεις και για τις υπόλοιπες μεταβάσεις, προσέχοντας να χρησιμοποιηθούν κάθε φορά οι αντίστοιχες φασικές τάσεις. Κάθε θυρίστορ άγει για 120° , όση είναι και η απόσταση μεταξύ δύο διαδοχικών φασικών τάσεων.

- Προσδιορισμός του ρεύματος στην φάση 1 του M1 για μία περίοδο θεωρώντας σαν αρχή του χρόνου τον θετικό μηδενισμό της φασικής τάσης 1 της πηγής V_{s1} .

Για τον υπολογισμό του I_a μέσα σε μία περίοδο διακρίνονται οι παρακάτω περιπτώσεις.

Σε προηγούμενο ερώτημα υπολογίσθηκε $\alpha_1 = 11.3^\circ, u_1 = 16.91^\circ$, χρησιμοποιώντας τον τύπο $\frac{\theta^\circ}{360^\circ} = \frac{t}{T}$, όπου $T = 20\text{ ms}$, και t η μετατροπή της γωνίας θ σε χρονικό διάστημα.

- $0 \leq \theta \leq 30^\circ + \alpha_1$ (ή $0 \leq t \leq 2.3\text{ms}$)

Άγει το T5 της φάσης C και το T6 της φάσης B, τα υπόλοιπα θυρίστορ βρίσκονται σε κατάσταση αποκοπής. Παρόλο που στο διάστημα $30^\circ \leq \theta \leq 30^\circ + \alpha_1$ το T1 είναι ορθά πολωμένο, βρίσκεται σε κατάσταση ορθής αποκοπής, γιατί δεν του έχει δοθεί ακόμα ο παλμός ρεύματος. Αφού δεν άγει κανένα από τα T1, T4 τις φάσης A:

$$i_a(t) = 0\text{ A}$$

- $30^\circ + \alpha_1 \leq \theta \leq 30^\circ + \alpha_1 + u_1$ (ή $2.3\text{ ms} \leq t \leq 3.23\text{ ms}$)

Έχουμε μετάβαση από το T5 της φάσης C στο T1 της φάσης A

$$\frac{u_{ac}}{2} = L \frac{di_a}{dt} \rightarrow i_a(t) = \int_{30+\alpha_1}^{\omega t} \sqrt{2} \frac{V_{LL}}{2\omega L} \sin(\omega t - 30) d(\omega t)$$

$$i_a(t) = \sqrt{2} \frac{V_{LL}}{2\omega L} (\cos(30+\alpha_1 - 30) - \cos(\omega t - 30))$$

$$i_a(t) = 1835.769(0.9806 - \cos(\omega t - 30))\text{ A}$$

- $30^\circ + a_1 + u_1 \leq \theta \leq 150^\circ + a_1$ (ή $3.23 \text{ ms} \leq t \leq 8.96 \text{ ms}$)

Έχει ολοκληρωθεί η μετάβαση από το T5 στο T1, άγει μόνο το T1 της φάσης A, άρα το ρεύμα ρέει εξολοκλήρου από το T1, συνεπώς $i_a(t) = I_{dc} = 182.5557 \text{ A}$

- $150^\circ + a_1 \leq \theta \leq 150^\circ + a_1 + u_1$ (ή $8.96 \text{ ms} \leq t \leq 9.9 \text{ ms}$)

Έχουμε μετάβαση από το T1 της φάσης A στο T3 της φάσης B, σε αυτό το διάστημα το ρεύμα στην φάση A αρχίζει να μειώνεται από 182.5557 μέχρι να μηδενιστεί.

$$\frac{u_{ab}}{2} = L \frac{di_a}{dt} \rightarrow i_a(t) - 182.5557 = \int_{150+a_1}^{\omega t} \sqrt{2} \frac{V_{LL}}{2\omega L} \sin(\omega t + 30) d(\omega t)$$

$$i_a(t) = 182.5557 + \sqrt{2} \frac{V_{LL}}{2\omega L} (\cos(150 + a_1 + 30) - \cos(\omega t + 30))$$

$$i_a(t) = 182.5557 + 1835.769(-0.9806 - \cos(\omega t + 30)) \text{ A}$$

- $150^\circ + a_1 + u_1 \leq \theta \leq 210^\circ + a_1$ (ή $9.9 \text{ ms} \leq t \leq 12.29 \text{ ms}$)

Έχει ολοκληρωθεί η μετάβαση από το T1 στο T3, άγει μόνο το T3 της φάσης B, άρα το ρεύμα ρέει εξολοκλήρου από το T3, και άγει το T2 της φάσης C, δεν άγει κανένα thyristor της φάσης A, συνεπώς $i_a(t) = 0 \text{ A}$

- $210^\circ + a_1 \leq \theta \leq 210^\circ + a_1 + u_1$ (ή $12.29 \text{ ms} \leq t \leq 13.23 \text{ ms}$)

Άγει το T3 της φάσης B, και έχουμε μετάβαση από το T2 της φάσης C στο T4 της φάσης A

$$\frac{u_{ac}}{2} = L \frac{di_a}{dt} \rightarrow i_a(t) = \int_{210+a_1}^{\omega t} \sqrt{2} \frac{V_{LL}}{2\omega L} \sin(\omega t - 30) d(\omega t)$$

$$i_a(t) = \sqrt{2} \frac{V_{LL}}{2\omega L} (\cos(210 + a_1 - 30) - \cos(\omega t - 30))$$

$$i_a(t) = 1835.769(-0.9806 - \cos(\omega t - 30)) \text{ A}$$

- $210^\circ + a_1 + u_1 \leq \theta \leq 330^\circ + a_1$ (ή $13.23 \text{ ms} \leq t \leq 18.96 \text{ ms}$)

Έχει ολοκληρωθεί η μετάβαση από το T2 στο T4, άγει μόνο το T4 της φάσης A, άρα το ρεύμα ρέει εξολοκλήρου από το T4, συνεπώς $i_a(t) = -I_{dc} = -182.5557 \text{ A}$

- $330^\circ + a_1 \leq \theta \leq 330^\circ + a_1 + u_1$ (ή $18.96 \text{ ms} \leq t \leq 19.9 \text{ ms}$)

Άγει το T5 της φάσης C και έχουμε μετάβαση από το T4 της φάσης A στο T6 της φάσης B

Οπότε σε αυτό το διάστημα το ρεύμα της φάσης A από -182.5557 A αρχίζει να μειώνεται κατά απόλυτη τιμή μέχρι να μηδενιστεί.

$$\frac{u_{ab}}{2} = L \frac{di_a}{dt} \rightarrow i_a(t) + 182.5557 = \int_{330+a_1}^{\omega t} \sqrt{2} \frac{V_{LL}}{2\omega L} \sin(\omega t + 30) d(\omega t)$$

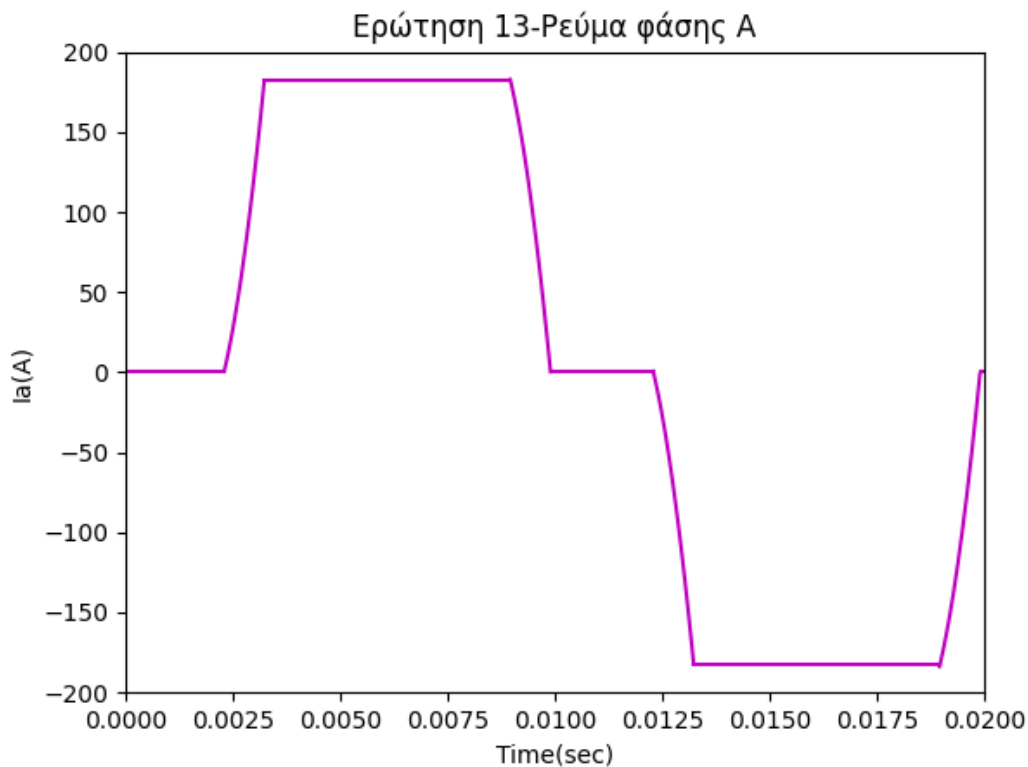
$$i_a(t) = -182.5557 + \sqrt{2} \frac{V_{LL}}{2\omega L} (\cos(330 + a_1 + 30) - \cos(\omega t + 30))$$

$$i_a(t) = -182.5557 + 1835.769(0.9806 - \cos(\omega t + 30)) A$$

- $330^\circ + a_1 + u_1 \leq \theta \leq 360^\circ$ (ή $19.9 \text{ ms} \leq t \leq 20 \text{ ms}$)

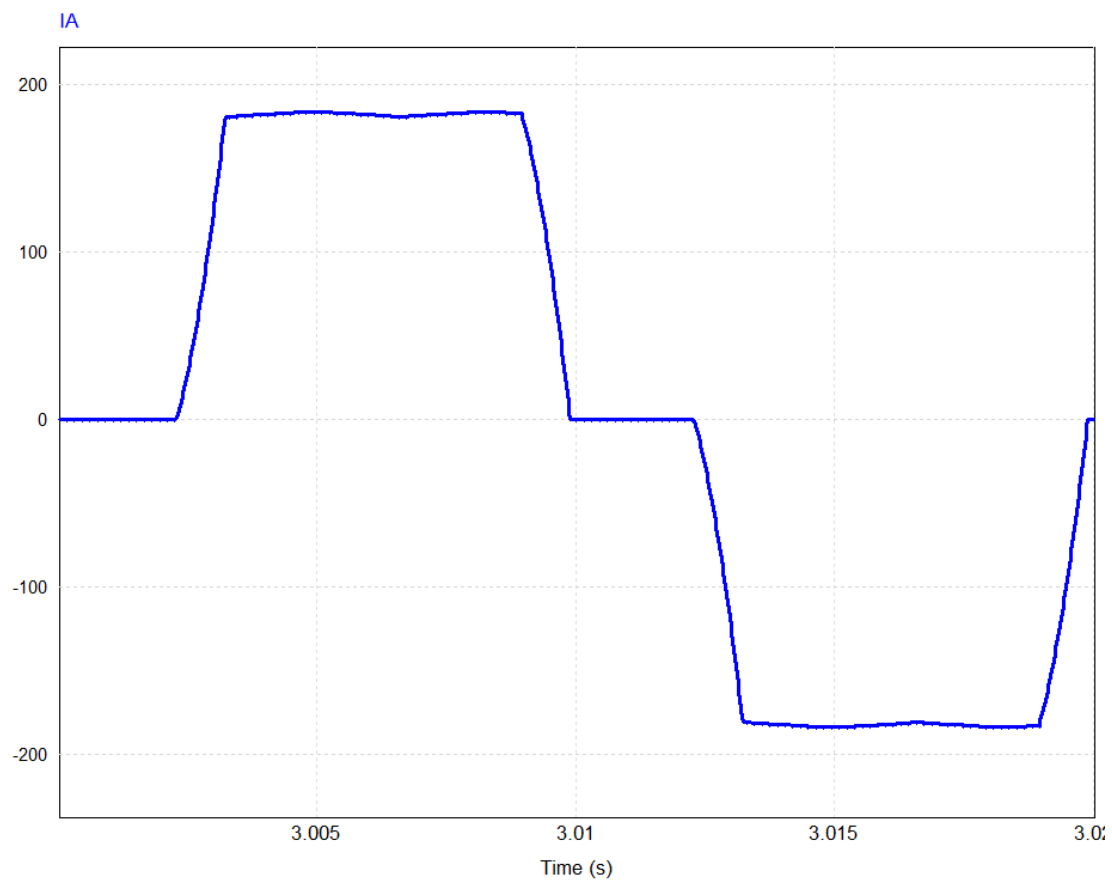
Άγει το T6 της φάσης B και το T5 της φάσης C, δεν άγει κανένα από τα T1, T4 της φάσης A, συνεπώς $i_a(t) = 0 A$

Βάζοντας την παραπάνω συνάρτηση του ρεύματος της φάσης A σε ρυθμό παίρνουμε την παρακάτω γραφική παράσταση.

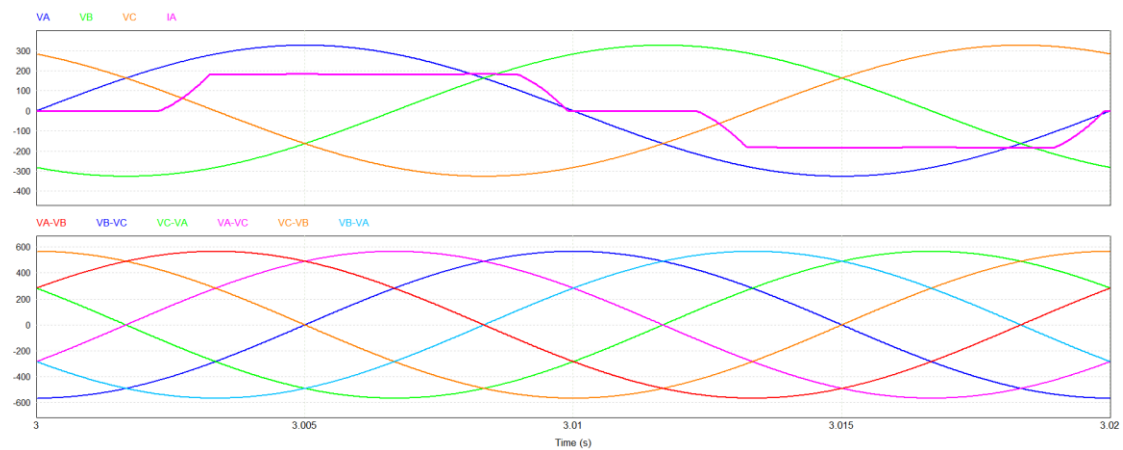


Εικόνα 21

Συγκρίνοντας με την προσομοίωση παρατηρούμε ότι η παραπάνω μαθηματική (γραφική) έκφραση συμπίπτει με αυτήν της προσομοίωσης.



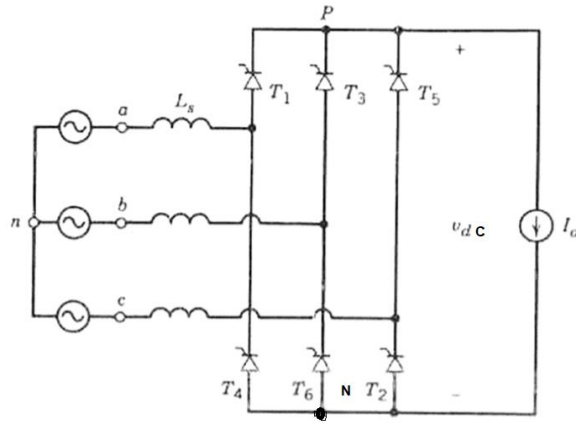
Εικόνα 22: Ρεύμα I_A



Εικόνα 23: Ρεύμα I_A , Φασικές και Πολικές Τάσεις

14) Προσδιορισμός των τμημάτων της V_{dc1} συναρτήσει των φασικών και πολικών τάσεων της V_{s1}

Είναι γνωστό από την θεωρία κυκλωμάτων ότι το άθροισμα των 3 συμμετρικών φασικών τάσεων $V_A + V_B + V_C = 0$



Εικόνα 24: Μετατροπέας με thyristors

Επιπλέον για τον παραπάνω μετατροπέα έχουμε $v_{dc1} = v_{Pn} - v_{Nn}$

Θεωρούμε $t=0$ την στιγμή του θετικού μηδενισμού της φασικής τάσης A της πηγής V_{s1}

➤ $0 \leq \theta \leq 30^\circ + \alpha_1$ (ή $0 \leq t \leq 2.3 \text{ ms}$)

Άγει το T5 της φάσης C και το T6 της φάσης B

$$\begin{aligned} v_{dc1} &= v_{Pn} - v_{Nn} = v_C - v_B = v_{CB} = \sqrt{2}V_{LL} \sin\left(100\pi t + \frac{\pi}{2}\right) \\ &= 565.68 \sin\left(100\pi t + \frac{\pi}{2}\right) \text{ V} \end{aligned}$$

➤ $30 + \alpha_1 \leq \theta \leq 30^\circ + \alpha_1 + u_1$ (ή $2.3 \text{ ms} \leq t \leq 3.23 \text{ ms}$)

Άγει το T6 της φάσης B, και έχουμε μετάβαση από το T5 της φάσης C στο T1 της φάσης A

$$\begin{aligned} v_{dc1} &= v_{Pn} - v_{Nn} = (v_A - v_{La}) - v_B \\ &= (v_A - (v_A - v_C)/2) - v_B = \frac{v_A + v_C}{2} - v_B \\ v_{dc1} &= -\frac{v_B}{2} - v_B = -\frac{3}{2}v_B = -\frac{3}{2}\sqrt{2} \cdot \frac{400}{\sqrt{3}} \sin(\omega t - 120) \text{ V} \\ v_{dc1} &= -489.89 \sin(\omega t - 120) \text{ V} \end{aligned}$$

- $30^\circ + \alpha_1 + u_1 \leq \theta \leq 90^\circ + \alpha_1$ (ή $3.23 \text{ ms} \leq t \leq 5.63 \text{ ms}$)

Άγει το T1 της φάσης A και το T6 της φάσης B

$$v_{dc1} = v_{Pn} - v_{Nn} = v_A - v_B = v_{AB} = \sqrt{2}V_{LL} \sin(\omega t + 30)$$

$$v_{dc1} = 565.68 \sin(\omega t + 30) V$$

- $90^\circ + \alpha_1 \leq \theta \leq 90^\circ + \alpha_1 + u_1$ (ή $5.63 \text{ ms} \leq t \leq 6.567 \text{ ms}$)

Άγει το T1 της φάσης A και έχουμε μετάβαση από το T6 της φάσης B στο T2 της φάσης C

$$v_{dc1} = v_{Pn} - v_{Nn} = v_A - (v_B - v_{Lb})$$

$$v_{dc1} = v_A - \left(v_B - \frac{v_B - v_C}{2} \right) = v_A - \frac{v_B + v_C}{2} = v_A + \frac{v_A}{2}$$

$$v_{dc1} = \frac{3}{2} v_A = \frac{3}{2} \sqrt{2} \cdot \frac{400}{\sqrt{3}} \sin(100\pi t) V$$

$$v_{dc1} = 489.89 \sin(100\pi t) V$$

- $90^\circ + \alpha_1 + u_1 \leq \theta \leq 150^\circ + \alpha_1$ (ή $6.567 \text{ ms} \leq t \leq 8.96 \text{ ms}$)

Άγει το T1 της φάσης A και το T2 της φάσης C

$$v_{DC1} = v_{Pn} - v_{Nn} = v_A - v_C = v_{AC} = \sqrt{2}V_{LL} \sin(\omega t - 30)$$

$$v_{DC1} = 565.68 \sin(\omega t - 30) V$$

- $150^\circ + \alpha_1 \leq \theta \leq 150^\circ + \alpha_1 + u_1$ (ή $8.96 \text{ ms} \leq t \leq 9.9 \text{ ms}$)

Άγει το T2 της φάσης C και έχουμε μετάβαση από το T1 της φάσης A στο T3 της φάσης B

$$\begin{aligned} v_{dc1} &= v_{Pn} - v_{Nn} = (v_A - v_{La}) - v_C \\ &= (v_A - (v_A - v_B)/2) - v_C \end{aligned}$$

$$v_{dc1} = \frac{v_A + v_B}{2} - v_C$$

$$v_{dc1} = -\frac{v_C}{2} - v_C = -\frac{3}{2} v_C = -\frac{3}{2} \sqrt{2} \cdot \frac{400}{\sqrt{3}} \sin(\omega t + 120) V$$

$$v_{dc1} = -489.89 \sin(\omega t + 120) V$$

- $150^\circ + \alpha_1 + u_1 \leq \theta \leq 210^\circ + \alpha_1$ (ή $9.9 \text{ ms} \leq t \leq 12.29 \text{ ms}$)

Άγει το T3 της φάσης B και το T2 της φάσης C

$$v_{dc1} = v_{Pn} - v_{Nn} = v_B - v_C = v_{BC} = \sqrt{2}V_{LL} \sin(\omega t - 90)$$

$$v_{dc1} = 565.68 \sin(\omega t - 90) V$$

- $210^\circ + \alpha_1 \leq \theta \leq 210^\circ + \alpha_1 + u_1$ (ή $12.29 \text{ ms} \leq t \leq 13.23 \text{ ms}$)

Άγει το T3 της φάσης B και έχουμε μετάβαση από το T2 της φάσης C στο T4 της φάσης A

$$\begin{aligned} v_{dc1} &= v_{Pn} - v_{Nn} = v_B - (v_A - v_{La}) \\ &= v_B - (v_A - (v_A - v_C)/2) \end{aligned}$$

$$v_{dc1} = v_B - \frac{v_A + v_C}{2}$$

$$v_{dc1} = \frac{v_B}{2} + v_B = \frac{3}{2}v_B = \frac{3}{2}\sqrt{2} \cdot \frac{400}{\sqrt{3}} \sin(\omega t - 120) V$$

$$v_{dc1} = 489.89 \sin(\omega t - 120) V$$

- $210^\circ + \alpha_1 + u_1 \leq \theta \leq 270^\circ + \alpha_1$ (ή $13.23 \text{ ms} \leq t \leq 15.62 \text{ ms}$)

Άγει το T4 της φάσης A και το T3 της φάσης B

$$v_{dc1} = v_{Pn} - v_{Nn} = v_B - v_A = v_{BA}$$

$$v_{dc1} = \sqrt{2}V_{LL} \sin(\omega t - 150) = 565.68 \sin(\omega t - 150) V$$

- $270^\circ + \alpha_1 \leq \theta \leq 270^\circ + \alpha_1 + u_1$ (ή $15.62 \text{ ms} \leq t \leq 16.56 \text{ ms}$)

Άγει το T4 της φάσης A και έχουμε μετάβαση από το T3 της φάσης B στο T5 της φάσης C

$$v_{dc1} = v_{Pn} - v_{Nn} = (v_B - v_{Lb}) - v_A$$

$$v_{dc1} = (v_B - \frac{v_B - v_C}{2}) - v_A = \frac{v_B + v_C}{2} - v_A$$

$$v_{dc1} = -\frac{v_A}{2} - v_A = -\frac{3}{2}v_A = -\frac{3}{2}\sqrt{2} \cdot \frac{400}{\sqrt{3}} \sin(100\pi t) V$$

$$v_{dc1} = -489.89 \sin(100\pi t) V$$

- $270^\circ + \alpha_1 + u_1 \leq \theta \leq 330^\circ + \alpha_1$ (ή $16.56 \text{ ms} \leq t \leq 18.96 \text{ ms}$)

Άγει το T5 της φάσης C και το T4 της φάσης A

$$v_{dc1} = v_{Pn} - v_{Nn} = v_C - v_A = v_{CA}$$

$$v_{dc1} = \sqrt{2}V_{LL} \sin(100\pi t + 150) = 565.68 \sin(\omega t + 150) V$$

- $330^\circ + \alpha_1 \leq \theta \leq 330^\circ + \alpha_1 + u_1$
(ή $18.96 \text{ ms} \leq t \leq 19.9 \text{ ms}$)

Άγει το T5 της φάσης C και έχουμε μετάβαση από το T4 της φάσης A στο T6 της φάσης B

$$v_{dc1} = v_{Pn} - v_{Nn} = v_C - (v_a - v_{La})$$

$$v_{dc1} = v_C - (v_A - \frac{v_A - v_B}{2}) = v_C - \frac{v_A + v_B}{2}$$

$$v_{dc1} = \frac{v_C}{2} + v_C = \frac{3}{2}v_C = \frac{3}{2} \frac{\sqrt{2}V_{LL}}{\sqrt{3}} \sin(\omega t + 120) V$$

$$v_{dc1} = 489.89 \sin(\omega t + 120) V$$

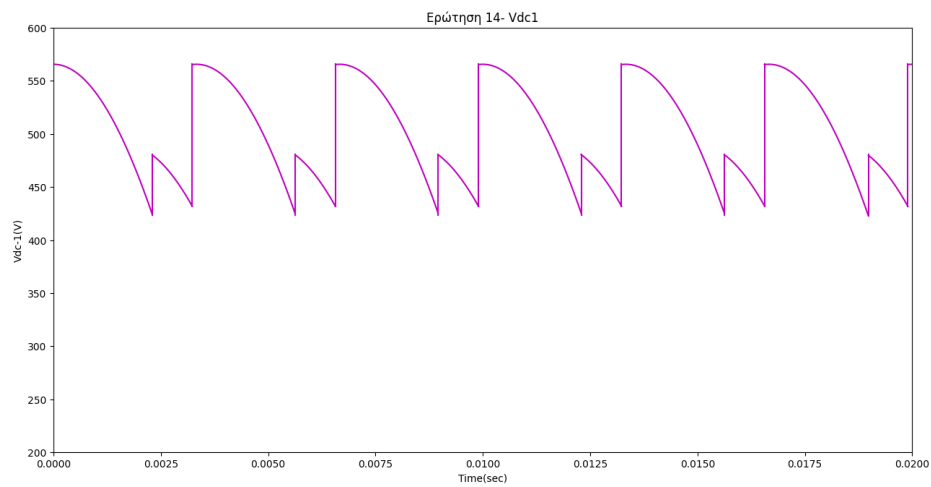
- $330^\circ + \alpha_1 + u_1 \leq \theta \leq 360^\circ \leq 360^\circ + \alpha_1$ (ή $19.9 \text{ ms} \leq t \leq 20 \text{ ms}$)

Άγει το T6 της φάσης B και το T5 της φάσης C

$$v_{dc1} = v_{Pn} - v_{Nn} = v_C - v_B = v_{CB} = \sqrt{2}V_{LL} \sin(\omega t + 90)$$

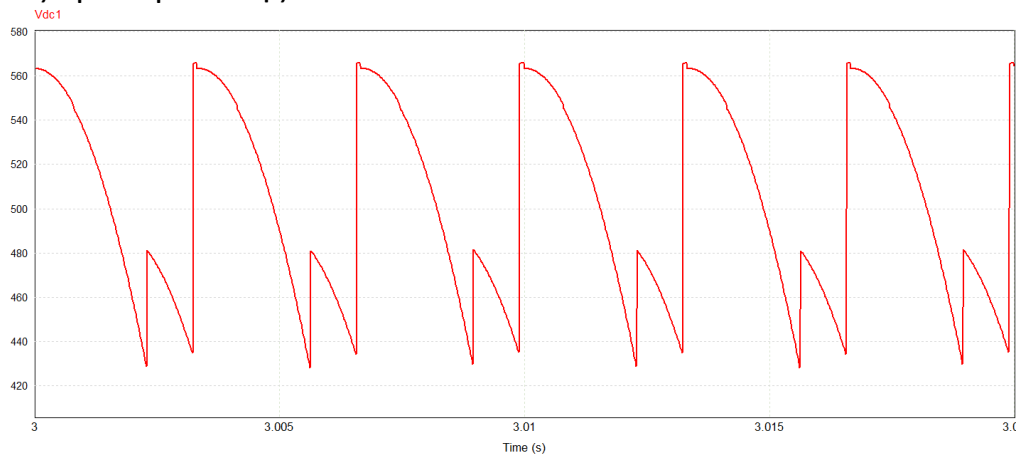
$$v_{dc1} = 565.68 \sin(\omega t + 90) V$$

Βάζοντας την παραπάνω συνάρτηση της v_{dc1} της σε python παίρνουμε την παρακάτω γραφική παράσταση.



Εικόνα 25

Συγκρίνοντας με την προσομοίωση και παρατηρούμε ότι η παραπάνω μαθηματική (γραφική) έκφραση, συμπίπτει με αυτήν τις προσομοίωσης.



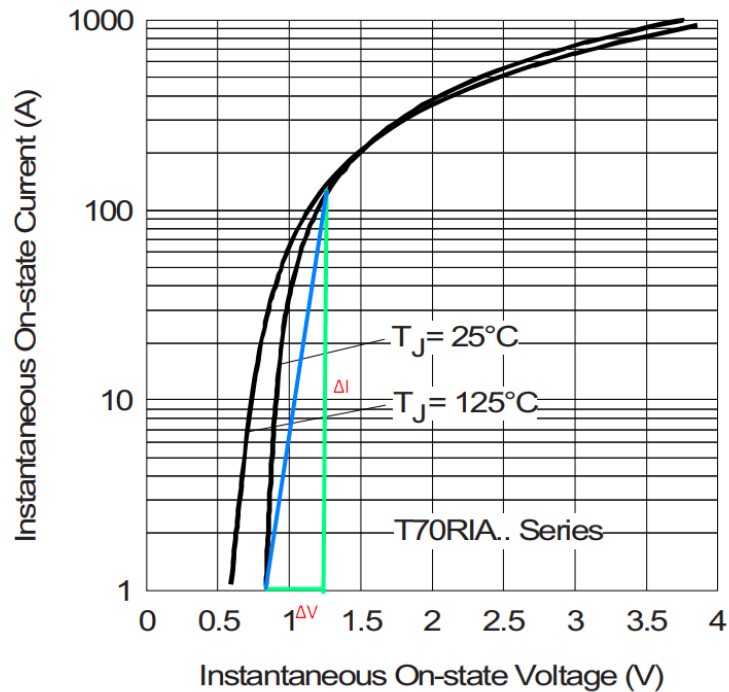
Εικόνα 26

15) Να υπολογισθούν προσεγγιστικά οι απώλειες σε κάθε μετατροπέα χρησιμοποιώντας δεδομένα από (12) και υπολογισμούς από το (8)

Σύμφωνα με τους υπολογισμούς του ερωτήματος 8, η μέση και η rms τιμή του ρεύματος για κάθε ένα από τα thyristors κάθε μετατροπέα είναι:

Μέσο ρεύμα thyr. M1,M2	60.8519 A
RMS ρεύμα thyr. M1,M2	105.39 A

Θεωρητικός υπολογισμός απωλειών κάθε μετατροπέα.



Από την παραπάνω χαρακτηριστική τάσης ρεύματος του κατασκευαστή βρίσκουμε την τάση κατοφλίου και την ισοδύναμη αντίσταση του thyristor.

Οι απώλειες ενός θυρίστορ χωρίζονται σε:

1. On-state Power Losses (απώλειες αγωγής)
 2. Off-state Power Losses (απώλειες αποκοπής)
 3. Switching Power Losses (απώλειες μετάβασης)
 4. Gate Power Losses (απώλειες πύλης)
- ✓ Στην συχνότητα του δικτύου $f = 50 \text{ Hz}$ ($T = 20\text{ms}$) που μελετάμε οι απώλειες μετάβασης είναι της τάξης των mJ , όποτε αμελούνται.
 - ✓ Οι απώλειες πύλης είναι αμελητέες σε σχέση με τις απώλειες On-state Power Losses και Off-state Power Losses.
 - ✓ $P_{\text{on-state,loss}} = V_{TO} \cdot I_{AV} + r_t \cdot I_{rms}^2$
 $P_{\text{on-state,loss}} = 0.8 \cdot 60.8519 + 2.8 \cdot 10^{-3} \cdot 105.39^2$
 $P_{\text{on-state,loss}} = 79.78 \text{ W}$
 - ✓ $P_{\text{off-state,loss}} = I_{RRM} \cdot 565.68 = 15 \cdot 10^{-3} \cdot 565.68$

$P_{off-state,loss} = 8.4852 \text{ W}$, όπου 565.68V είναι η μέγιστη ανάστροφη τάση του thyristor, και I_{RRM} το ρεύμα διαρροής.

✓ Οι συνολικές απώλειες του θυρίστορ είναι:

$$P_{losses} = P_{on-state,loss} + P_{off-state,loss}$$

$$P_{losses} = 79.78 + 8.4852 = 88.2652 \text{ W}$$

Σε κάθε μετατροπέα υπάρχουν 6 thyristors, άρα οι απώλειες σε κάθε μετατροπέα είναι:

$$P_{loss,M1} = P_{loss,M2} = 6 \cdot P_{losses} = 529.59 \text{ W}$$

Προσεγγιστικός Υπολογισμός απωλειών κάθε μετατροπέα μέσω του διαγράμματος απωλειών on-state συνάρτηση τις μέσης τιμής του ρεύματος.

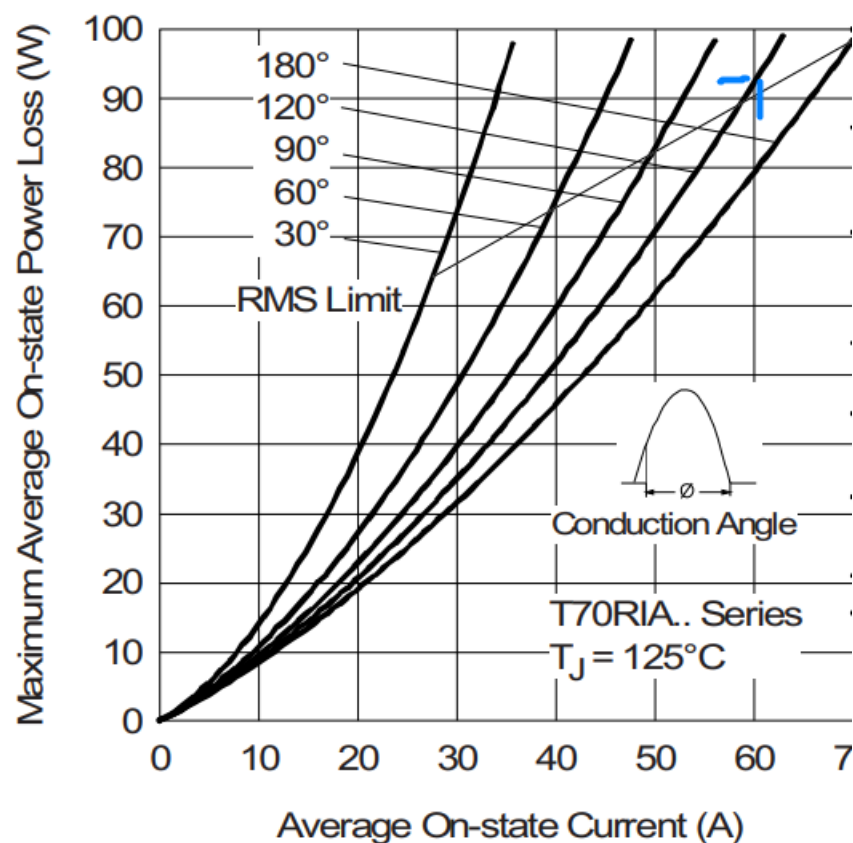


Figure 11 On-State PowerLoss

Average On-state Current M1, M2 = 60.8519 A (από ερώτημα 8)

Η γωνία αγωγής (Conduction Angle) καθενός thyristor είναι 120° ανά περίοδο, όση είναι και η απόσταση μεταξύ δύο διαδοχικών φασικών τάσεων.

Σύμφωνα με το παραπάνω γράφημα του φυλλαδίου του κατασκευαστή, οι απώλειες σε κάθε thyristor του μετατροπέα 1 και 2 είναι:

$$P_{loss,thyristor} = 92 \text{ W}$$

Σε κάθε μετατροπέα υπάρχουν 6 thyristors, άρα οι απώλειες σε κάθε μετατροπέα είναι:

$$P_{loss,M1} = P_{loss,M2} = 6 \cdot P_{loss,thyristor} = 6 \cdot 92 = 552 \text{ W}$$

Με αυτόν τον τρόπο έχουν υπολογισθεί προσεγγιστικά οι απώλειες (on-state) κάθε μετατροπέα, χωρίς να έχουν ληφθεί υπόψιν οι off stage απώλειες, οι απώλειες μετάβασης και οι απώλειες στην πύλη.

16) Να γίνει έλεγχος για τον M2 σχετικά με το χρονικό διάστημα σβέσης των thyristors που επιλέξατε.

Σύμφωνα με τον παρακάτω πίνακα του κατασκευαστή, ο χρόνος σβέσης των thyristors που επιλέχτηκαν είναι $t_q = 110 \text{ } \mu\text{s}$.

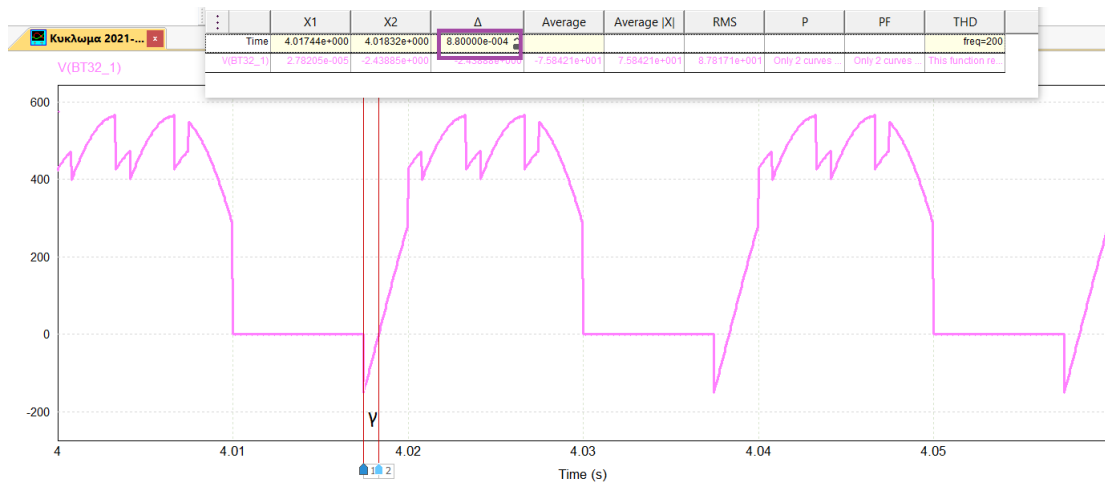
SWITCHING				
PARAMETER	SYMBOL	TEST CONDITIONS	VALUES	UNITS
Typical turn-on time	t_{gd}	$T_J = 25^\circ\text{C}$, $V_d = 50\% V_{DRM}$, $I_{TM} = 50 \text{ A}$ $I_g = 500 \text{ mA}$, $t_r \leq 0.5$, $t_p \geq 6 \text{ } \mu\text{s}$	0.9	μs
Typical reverse recovery time	t_{rr}	$T_J = 125^\circ\text{C}$, $I_{TM} = 50 \text{ A}$, $t_p = 300 \text{ } \mu\text{s}$, $di/dt = 10 \text{ A}/\mu\text{s}$	3	
Typical turn-off time	t_q	$T_J = T_J \text{ maximum}$, $I_{TM} = 50 \text{ A}$, $t_p = 300 \text{ } \mu\text{s}$, $di/dt = 15 \text{ A}/\mu\text{s}$, $V_R = 100 \text{ V}$, linear to $80\% V_{DRM}$	110	

Στην λειτουργία αντιστροφής η γωνία σβέσης ορίστηκε ως:

$$\gamma = 180 - \alpha_2 - u_2, \text{ αυτή αντιστοιχεί σε ένα χρόνο } \gamma/\omega. \text{ Πρέπει } t_q < \frac{\gamma}{\omega}$$

$$\gamma = 180 - \alpha_2 - u_2 = 180 - 149.64^\circ - 14.579^\circ = 15.781^\circ = 0.2754 \text{ rad}$$

$$\frac{\gamma}{\omega} = \frac{0.2754}{100\pi} = 876.72 \text{ } \mu\text{s} > t_q = 110 \text{ } \mu\text{s}$$



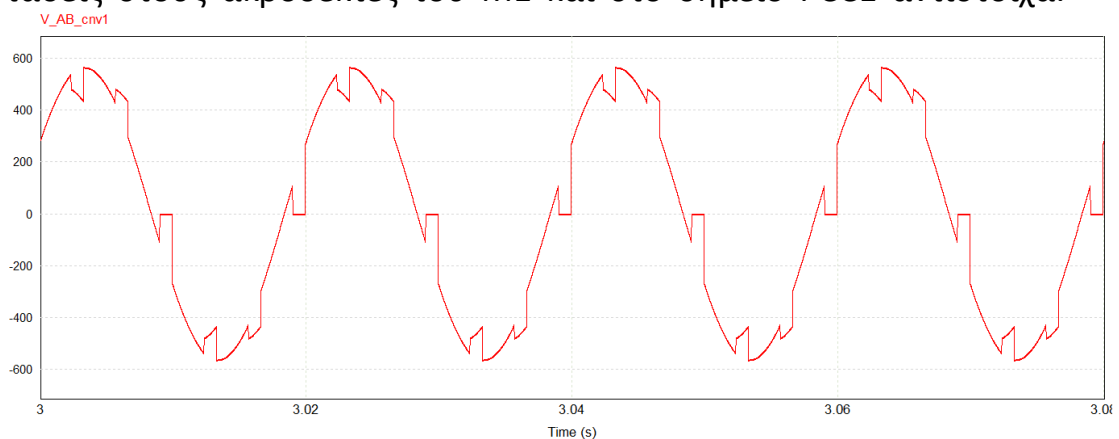
Μέσω τις προσομοίωσης στο rsim επιβεβαιώνουμε ότι:

$$\gamma/\omega \approx 880\mu\text{s} > 110\mu\text{s}$$

Άρα, τα thyristors που επιλέχτηκαν, πληρούν τις κατάλληλες προϋποθέσεις.

- 17) Έλεγχος των αιχμών στις πολικές τάσεις στους ακροδέκτες του M1 και M2.

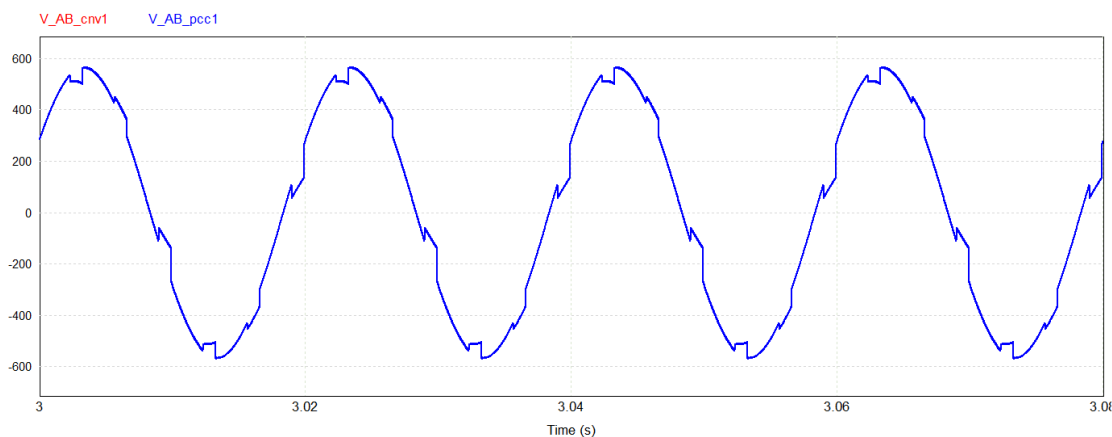
Μέσω τις προσομοίωσης στο rsim προκύπτουν οι παρακάτω πολικές τάσεις στους ακροδέκτες του M1 και στο σημείο PCC1 αντίστοιχα.



Εικόνα 27: Πολική Τάση M1

Η παραπάνω τάση στους ακροδέκτες του M1 είναι αρκετά παραμορφωμένη, μπορεί να δημιουργήσει προβλήματα σε μια συσκευή που μπορεί να συνδέθει σε αυτό το σημείο της διάταξης. Επιπλέον τα συστήματα ελέγχου της γωνίας έναυσης των θυρίστορ θα ανίχνευαν επιπλέον μηδενισμούς στις πολικές τάσεις και ο μετατροπέας δεν θα λειτουργούσε ορθά. Ειδικότερα μέσα σε μία περίοδο εμφανίζονται 2 μεγάλες και 4 μικρές αιχμές (μεγάλες είναι αυτές που η αιχμή τάσης

φτάνει στο μηδέν). Λόγω της αυτεπαγωγής L_{f1} στο σημείο pcc_1 η πολική τάση είναι λιγότερο παραμορφωμένη σε σχέση με τους ακροδέκτες του M1, δεν εμφανίζονται μεγάλες αιχμές (η τάση δεν θα μηδενίζεται ποτέ στις αιχμές).

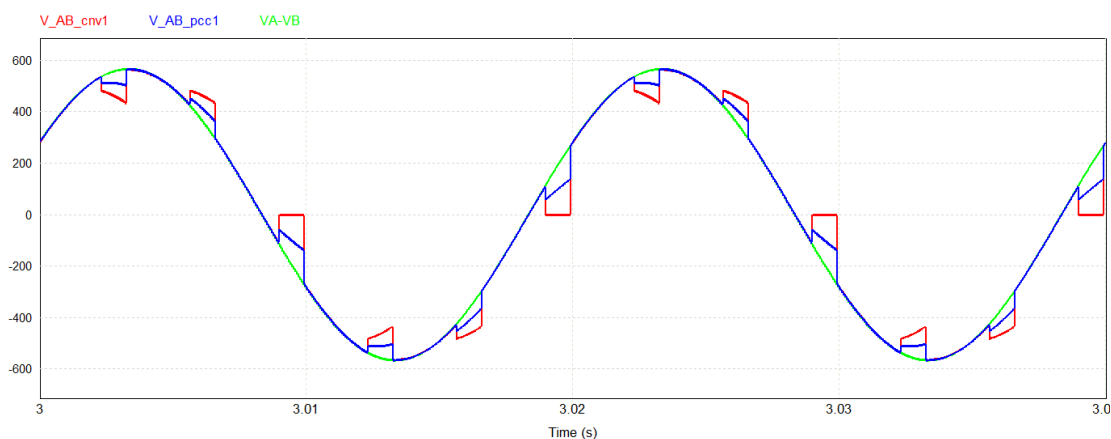


Εικόνα 28: Πολική Τάση PCC1

Θεωρητικά η αναλογία εμβαδών των αιχμών και για τους δύο μετατροπείς είναι:

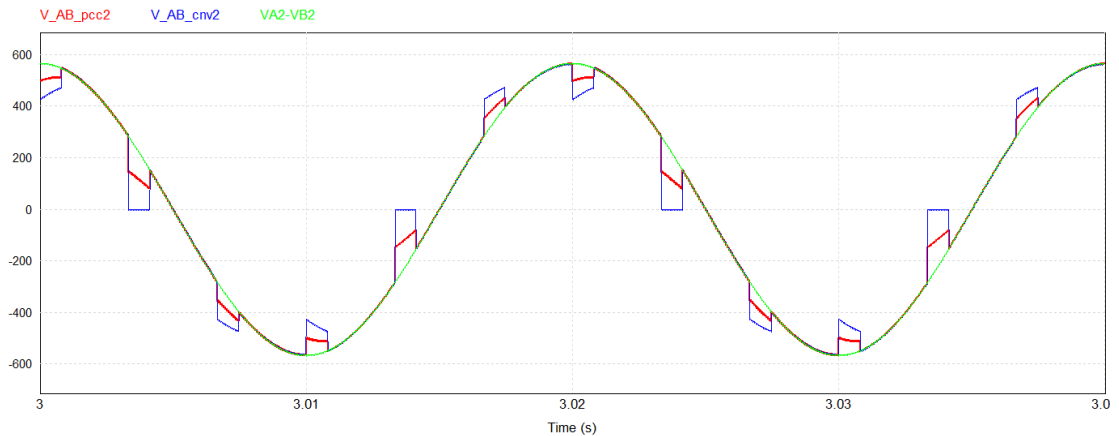
$$\rho = \frac{L_s}{L_s + L_f} = \frac{0.23578}{0.23578 + 0.25464} = 0.48077$$

Μέσω τις προσομοίωσης προκύπτουν σε κοινό διάγραμμα οι παρακάτω πολικές τάσεις στους ακροδέκτες του M1, στο σημείο PCC1 καθώς και η πολική τάση VA-VB στους ακροδέκτες των φάσεων A και B της τριφασικής ημιτονοειδούς πηγής τάσης 1.



Εικόνα 29: Πολικές τάσεις AB, AB- M1, AB-PCC1

Ομοίως προκύπτουν σε κοινό διάγραμμα οι παρακάτω πολικές τάσεις στους ακροδέκτες του M2, στο σημείο PCC2 καθώς και η πολική τάση VA-VB στους ακροδέκτες των φάσεων Α και Β της τριφασικής ημιτονοειδούς πηγής τάσης 2.



Εικόνα 30: Πολικές τάσης AB, AB- M2, AB-PCC2

Από τα διαγράμματα των προσομοιώσεων γίνεται ορατό ότι οι αναλογίες των εμβαδών των αιχμών είναι προσεγγιστικά 0.5, όπως προέκυψε και από τον θεωρητικό υπολογισμό του ρ .

18) Ανάλυση των αρμονικών (μέχρι την 19^η) των ρευμάτων I_{s1} και I_{s2} των δύο δικτύων.

- Θεωρητικός υπολογισμός των αρμονικών (μέχρι την 19^η) των ρευμάτων I_{s1} και I_{s2} των δύο δικτύων, αγνοώντας τις μεταβάσεις.

Για την ενεργό τιμή του ρεύματος στην θεμελιώδη αρμονική ισχύει:

$I_{s1,1} = I_{s2,1} = \frac{\sqrt{6}}{\pi} I_{dc}$, όπου $I_{s1,1}$ και $I_{s2,1}$ τα ρεύματα στην θεμελιώδη αρμονική των δύο δικτύων αντίστοιχα.

$$I_{s1,h} = \frac{I_{s1,1}}{h} \text{ (ενεργός τιμή της αρμονικής } h, \text{ του ρεύματος } I_{s1})$$

$$I_{s2,h} = \frac{I_{s2,1}}{h} \text{ (ενεργός τιμή της αρμονικής } h, \text{ του ρεύματος } I_{s2})$$

Όμως αφού το $I_{dc} = 182.5557 \text{ A}$ και για τους δύο μετατροπείς ισχύει:

$$I_{s1,1} = I_{s2,1} \rightarrow I_{s1,h} = I_{s2,h}$$

$h = 6k \pm 1 \rightarrow$ οι άρτιες και οι τριπλές (πολλαπλάσια του 3) αρμονικές απουσιάζουν, οι άρτιες απουσιάζουν λόγω της συμμετρίας του τριφασικού συστήματος, ενώ οι τριπλές αρμονικές μπορούν να ρέουν μόνο σε τριφασικά συστήματα με ουδέτερο (4 αγωγών).

$$I_{s1,1} = I_{s2,1} = \frac{\sqrt{6}}{\pi} I_{dc} = \frac{\sqrt{6}}{\pi} 182.5557 = 142.338 \text{ A}$$

$$I_{s1,5} = I_{s2,5} = \frac{I_{s1,1}}{h} = \frac{142.338}{5} = 28.467 \text{ A}$$

$$I_{s1,7} = I_{s2,7} = \frac{I_{s1,1}}{h} = \frac{142.338}{7} = 20.334 \text{ A}$$

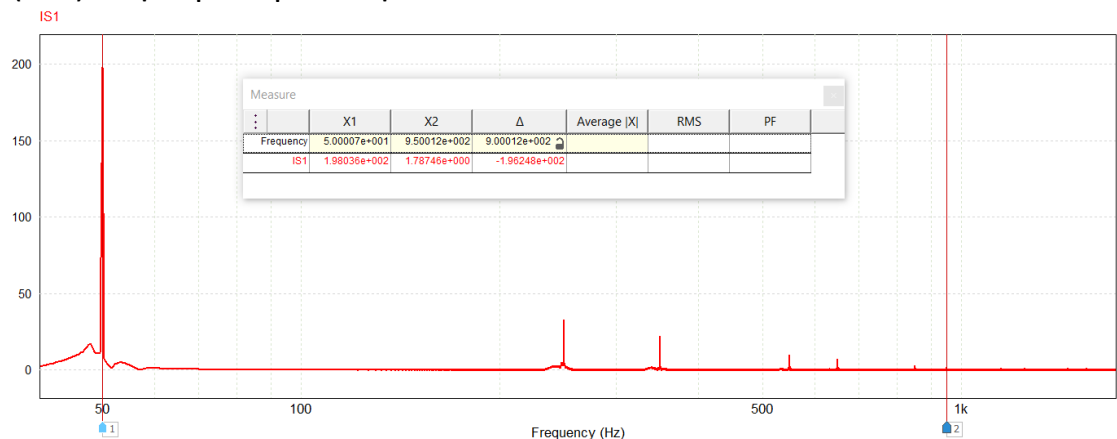
$$I_{s1,11} = I_{s2,11} = \frac{I_{s1,1}}{h} = \frac{142.338}{11} = 12.939 \text{ A}$$

$$I_{s1,13} = I_{s2,13} = \frac{I_{s1,1}}{h} = \frac{142.338}{13} = 10.949 \text{ A}$$

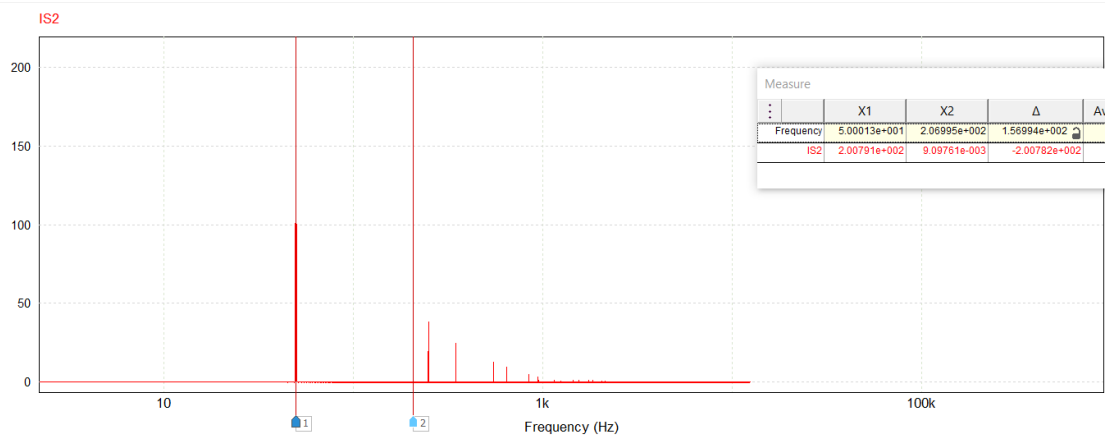
$$I_{s1,17} = I_{s2,17} = \frac{I_{s1,1}}{h} = \frac{142.338}{17} = 8.372 \text{ A}$$

$$I_{s1,19} = I_{s2,19} = \frac{I_{s1,1}}{h} = \frac{142.338}{19} = 7.491 \text{ A}$$

- Υπολογισμός των αρμονικών (μέχρι την 19^η) των ρευμάτων I_{s1} και I_{s2} της φάσης A των δύο δικτύων, μέσω ανάλυσης Fourier (FFT) στην προσομοίωση.



Εικόνα 31: FFT (I_{s1})



Εικόνα 32: FFT (I_{s2})

Από τις παραπάνω κυματομορφές οι κορυφές αποτελούν την peak τιμή των αρμονικών των ρευμάτων I_{s1} και I_{s2} αντίστοιχα.

Πίνακας 3

	I_{s1} Θεωρητικά	I_{s1} Προσομοίωση (rms)	I_{s1} Προσομοίωση (peak)	I_{s2} Θεωρητικά	I_{s2} Προσομοίωση (rms)	I_{s2} Προσομοίωση (peak)
h = 1	142.338 A	140.032 A	198.036 A	142.338 A	141.98 A	200.791 A
h = 5	28.467 A	25.924 A	36.6632 A	28.467 A	26.964 A	38.133 A
h = 7	20.334 A	16.778 A	23.728 A	20.334 A	17.455 A	24.685 A
h = 11	12.939 A	7.12459 A	10.0757 A	12.939 A	9.155 A	12.947 A
h = 13	10.949 A	5.00714 A	7.08117 A	10.949 A	6.657 A	9.415 A
h = 17	8.372 A	2.17656 A	3.07812 A	8.372 A	3.329 A	4.709 A
h = 19	7.491 A	1.26392 A	1.78746 A	7.491 A	2.115 A	2.991 A

Στον παράπανω πίνακα προστέθηκαν δύο επιπλέον στήλες με τις peak τιμές των ρευμάτων.

Οι τιμές της ανάλυσης Fourier που παίρνουμε από την προσομοίωση είναι peak τιμές, για να τις μετατρέψουμε σε rms χρησιμοποιούμε την σχέση $I_{rms} = \frac{I_{peak}}{\sqrt{2}}$

Η προσομοίωση δεν αγνοεί της μεταβάσεις σε αντίθεση με τους θεωρητικούς υπολογισμούς που έγιναν παραπάνω.

Παρατηρούμε μια απόκλιση μεταξύ των θεωρητικών υπολογισμών και της προσομοίωσης, η οποία αυξάνεται καθώς αυξάνεται η τάξη των αρμονικών.

Οι παραπάνω αρμονικές παρουσιάζονται στις συχνότητες 50Hz (θεμελιώδης), 250Hz, 350Hz, 550Hz, 650Hz, 850Hz και 950Hz.

19) Προσδιορισμός άεργης ισχύος στην θεμελιώδη αρμονική στα δίκτυα 1 και 2 (στα σημεία των τάσεων V_{s1} και V_{s2}).

- Θεωρητικός υπολογισμός άεργης ισχύος στην θεμελιώδη αρμονική στα δίκτυα 1 και 2 (στα σημεία των τάσεων V_{s1} και V_{s2}) αγνοώντας τις μεταβάσεις στα ρεύματα.

Από προηγούμενη θεωρητική ανάλυση έχουν προκύψει:

$$I_{dc} = 182.5557 \text{ A}$$

$$I_{s1,1} = I_{s2,1} = 142.338 \text{ A}$$

$$\text{Επιπλέον } I_{s1}^{rms} = I_{s2}^{rms} = \frac{\sqrt{2}}{\sqrt{3}} I_{dc} = \frac{\sqrt{2}}{\sqrt{3}} 182.5557 = 149.056 \text{ A}$$

Αγνοώντας την μετάβαση ο συντελεστής παραμόρφωσης είναι:

$$DPF = \cos \varphi_1 = \cos \alpha, \quad (\varphi_1 \sim \alpha)$$

$$DPF_1 = \cos \alpha_1 = \cos(11.3^\circ) = 0.98$$

$$DPF_2 = \cos \alpha_2 = \cos(149.64^\circ) = -0.863$$

Επομένως:

$$Q_{1-1} = 3V_{\varphi\alpha\sigma} \cdot I_{s1,1} \cdot \sin \varphi_1 = \frac{3V_{LL}}{\sqrt{3}} I_{s1,1} \cdot \sin \alpha_1$$

$$Q_{1-1} = \sqrt{3} \cdot 400 \cdot 142.338 \cdot \sin(11.3^\circ)$$

$$Q_{1-1} = 19323.162 \text{ Var}$$

$$P_1 = \sqrt{3}V_{LL}I_{s1,1}\cos\varphi_1 = \sqrt{3}V_{LL}I_{s1,1}DPF_1$$

$$P_1 = \sqrt{3} \cdot 400 \cdot 142.338 \cdot 0.98$$

$$P_1 = 96701.53 \text{ W}$$

$$S = \sqrt{3}V_{LL}I_{s1}^{rms} = \sqrt{3}V_{LL}I_{s2}^{rms} = \sqrt{3} \cdot 400 \cdot 149.056$$

$$S = 103269.0261 \text{ VA}$$

Για την άεργο ισχύ παραμόρφωσης ισχύει: $D = \sqrt{S^2 - P^2 - Q_1^2}$

Για το δίκτυο 1 θα είναι $D_1 = \sqrt{S^2 - P_1^2 - Q_{1-1}^2}$

$$D_1 = \sqrt{103269.0261^2 - 96701.53^2 - 19323.162^2}$$

$$D_1 = 30658.135 \text{ Var}$$

$$Q_{1-2} = 3V_{\phi\alpha\sigma} \cdot I_{s2,1} \cdot \sin\varphi_2 = \frac{3V_{LL}}{\sqrt{3}} I_{s2,1} \cdot \sin\alpha_2$$

$$Q_{1-2} = \sqrt{3} \cdot 400 \cdot 142.338 \cdot \sin(149.6^\circ)$$

$$Q_{1-2} = 49842.9543 \text{ Var}$$

$$P_2 = \sqrt{3}V_{LL}I_{s2,1}\cos\varphi_2 = \sqrt{3}V_{LL}I_{s2,1}DPF_2$$

$$P_2 = \sqrt{3} \cdot 400 \cdot 142.338 \cdot (-0.863)$$

$$P_2 = -85005.83618 \text{ W (αρνητική γιατί δέχεται ισχύ από το δίκτυο)}$$

$$\text{Για το δίκτυο 2 θα είναι } D_2 = \sqrt{S^2 - P_2^2 - Q_{1-2}^2}$$

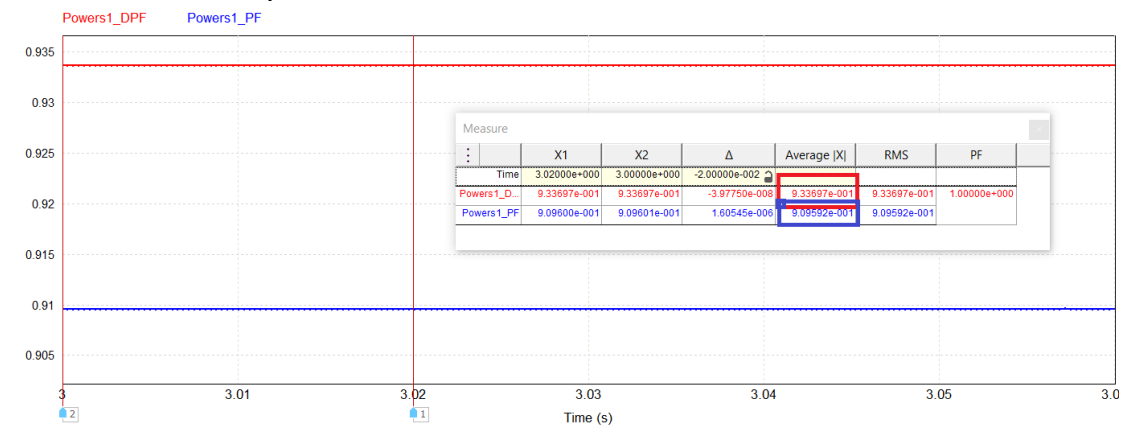
$$D_2 = \sqrt{103269.0261^2 - (-85005.83618)^2 - 49842.9543^2}$$

$$D_2 = 30889.7956 \text{ Var}$$

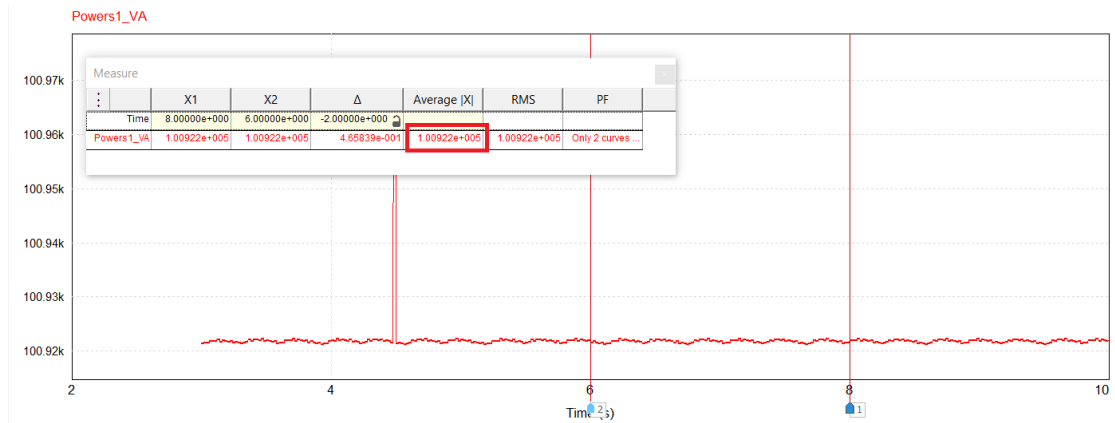
- Προσδιορισμός άεργης ισχύος στην θεμελιώδη αρμονική στα δίκτυα 1 και 2 (στα σημεία των τάσεων V_{s1} και V_{s2}) μέσω τις προσομοίωσης.

Μέσω του 3-ph VA/Power Factor meter του psim προκύπτει ο συντελεστής μετατόπισης (DPF), ο συντελεστής ισχύος (PF), και η φαινόμενη ισχύς (S)

Για το δίκτυο 1 προκύπτει:



Εικόνα 33: DPF_1 , PF_1



Εικόνα 34: S

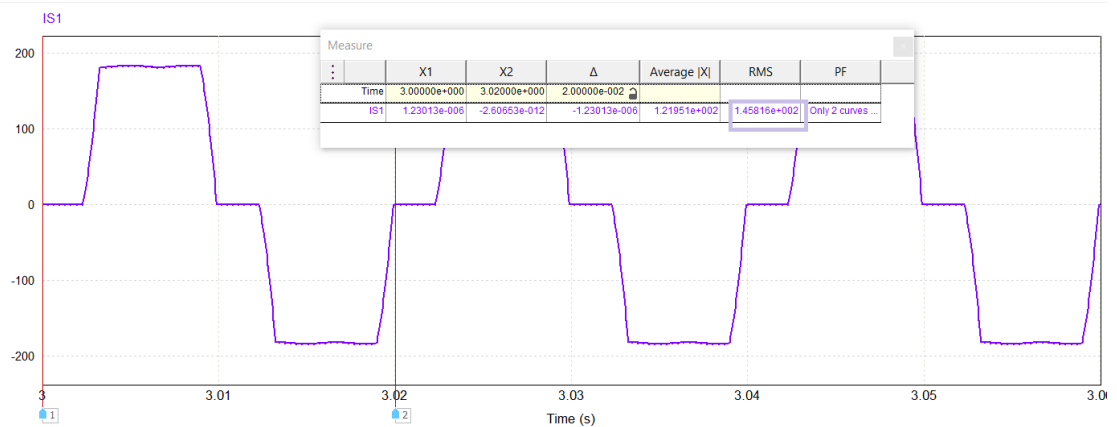
Έτσι μέσω της παραπάνω προσομοίωσης προκύπτουν:

$$PF_1 = 0.909$$

$$DPF_1 = 0.9337$$

$$S = 100922 \text{ VA}$$

Επιπλέον το ρεύμα I_{s1} μέσω τις προσομοίωσης είναι:



Εικόνα 35: Ρεύμα I_{s1}

Από την προσομοίωση προκύπτει $I_{s1}^{rms} = 145.816 \text{ A}$

$$PF_1 = \frac{P}{S} = \frac{V_s \cdot I_{s1,1} \cdot \cos\varphi_1}{V_s \cdot I_{s1}^{rms}} = \frac{I_{s1,1} \cdot DPF_1}{I_{s1}^{rms}}$$

$$I_{s1,1} = \frac{PF_1 \cdot I_{s1}^{rms}}{DPF_1} = \frac{0.909 \cdot 145.816}{0.9337} = 141.958 \text{ A}$$

$$\varphi_1 = \cos^{-1} DPF_1 = 20.98^\circ$$

$$Q_{1-1} = 3V_{\varphi\alpha\sigma} \cdot I_{s1,1} \cdot \sin\varphi_1 = \frac{3V_{LL}}{\sqrt{3}} I_{s1,1} \cdot \sin\varphi_1$$

$$= \sqrt{3} \cdot 400 \cdot 141.958 \cdot \sin(20.9^\circ)$$

$$Q_{1-1} = 35215.33 \text{ Var}$$

$$P_1 = \sqrt{3}V_{LL}I_{s1,1}\cos\varphi_1 = \sqrt{3}V_{LL}I_{s1,1}DPF_1$$

$$= \sqrt{3} \cdot 400 \cdot 141.958 \cdot 0.9337$$

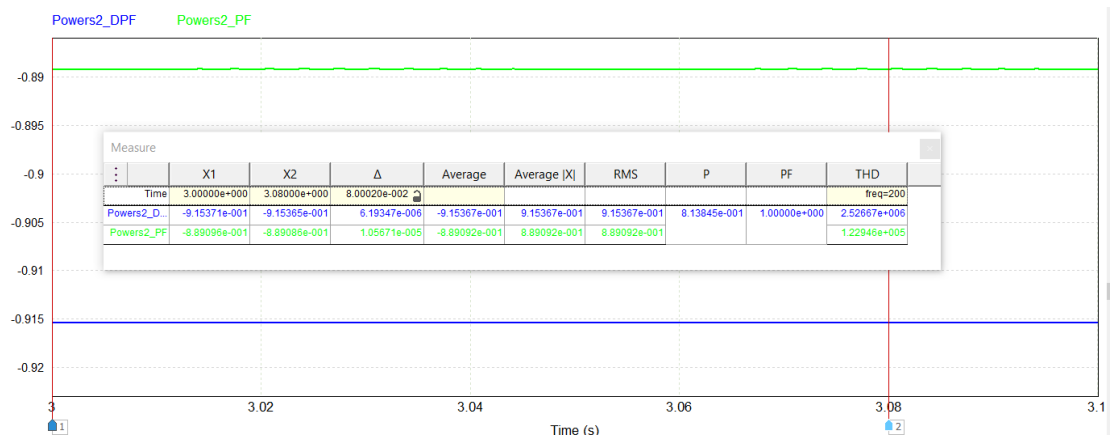
$$P_1 = 91830.69 \text{ W}$$

$$D_1 = \sqrt{S^2 - P_1^2 - Q_{1-1}^2}$$

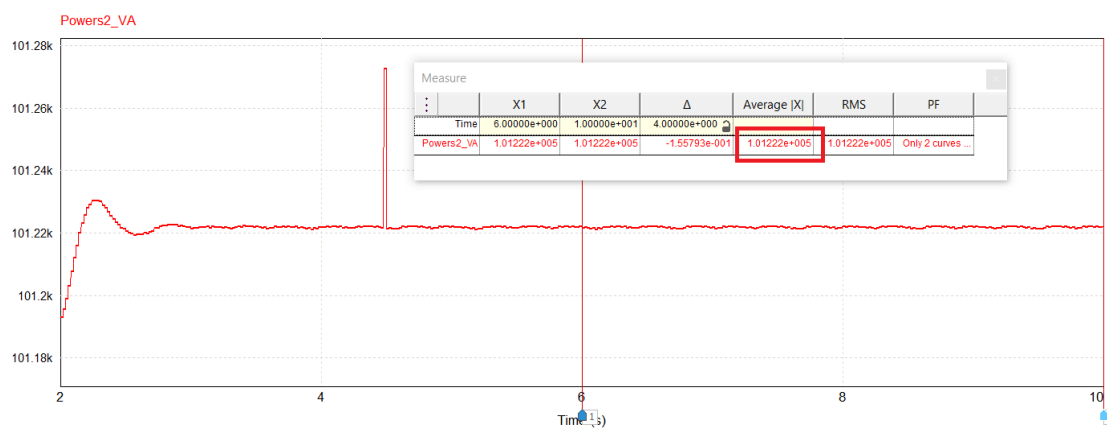
$$D_1 = \sqrt{100922^2 - 91830.69^2 - 35215.33^2}$$

$$D_1 = 22633.049 \text{ Var}$$

Για το δίκτυο 2 προκύπτει μέσω τις προσομοίωσης:



Εικόνα 36: DPF_2 , PF_2

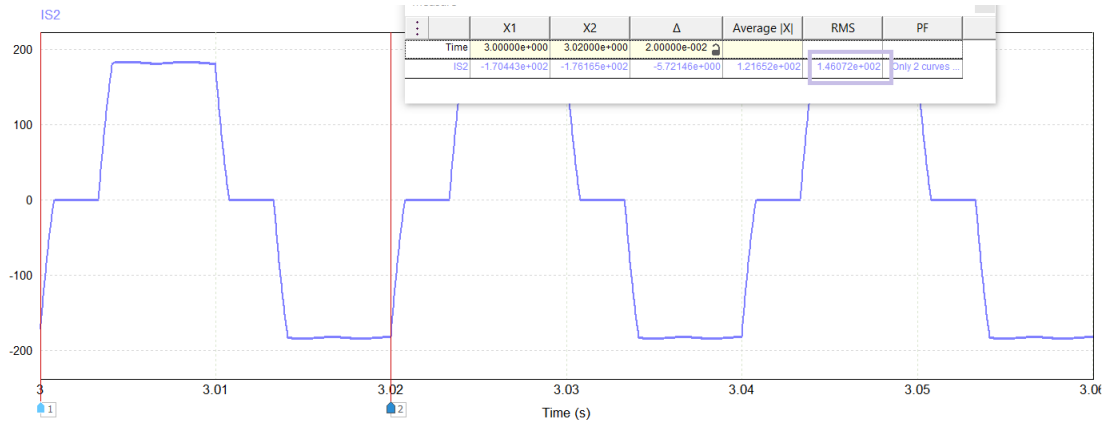


Εικόνα 37: S_2^*

$$PF_2 = -0.889092$$

$$DPF_2 = -0.915367$$

$$S = 101222 \text{ VA}$$



Εικόνα 38: Ρεύμα I_{s2}

Από την προσομοίωση προκύπτει $I_{s2}^{rms} = 146.072 \text{ A}$

$$PF_2 = \frac{P}{S} = \frac{V_s \cdot I_{s2,1} \cdot \cos\varphi_2}{V_s \cdot I_{s2}^{rms}} = \frac{I_{s2,1} \cdot DPF_2}{I_{s2}^{rms}}$$

$$I_{s2,1} = \frac{PF_2 \cdot I_{s2}^{rms}}{DPF_2} = \frac{0.889092 \cdot 146.072}{0.915367} = 141.879 \text{ A}$$

$$\varphi_2 = \cos^{-1} DPF_2 = 156.25789^\circ$$

$$Q_{1-2} = 3V_{\varphi\alpha\sigma} \cdot I_{s2,1} \cdot \sin\varphi_2 = \frac{3V_{LL}}{\sqrt{3}} I_{s2,1} \cdot \sin\varphi_2$$

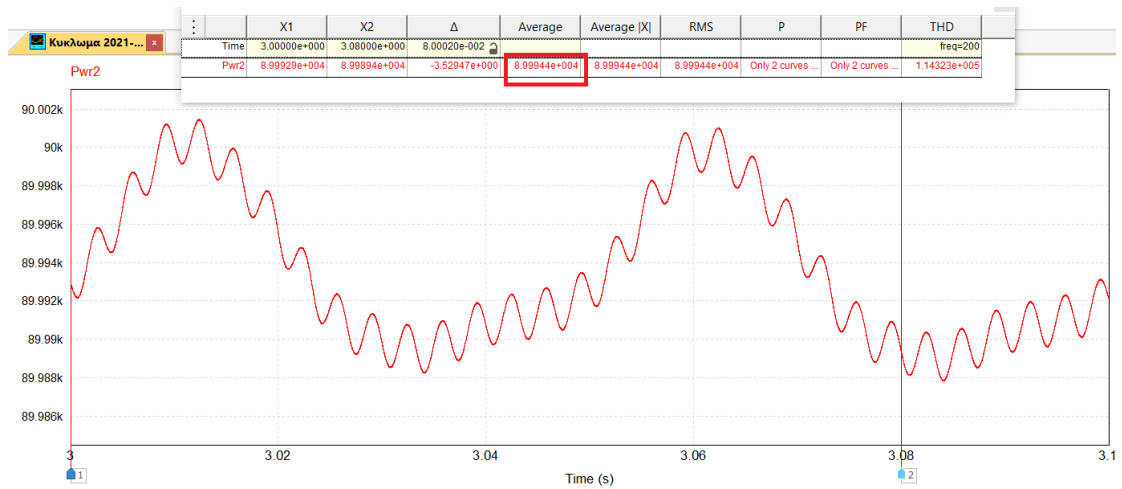
$$Q_{1-2} = \sqrt{3} \cdot 400 \cdot 141.879 \cdot \sin(156.2^\circ)$$

$$Q_{1-2} = 39576.2468 \text{ Var}$$

$$P_2 = \sqrt{3}V_{LL}I_{s2,1}|\cos\varphi_2| = \sqrt{3}V_{LL}I_{s2,1}|DPF_2|$$

$$P_2 = \sqrt{3} \cdot 400 \cdot 141.879 \cdot 0.915367$$

$P_2 = 89977.51 \text{ W}$ (από την παρακάτω προσομοίωση επιβεβαιώνουμε ότι $P_2 = 89994.4 \text{ W}$, παρατηρούμε μια μικρή απόκλιση μεταξύ του υπολογισμού της P_2 και της προσομοίωσης, λόγω στρογγυλοποιήσεων στις πράξεις).



Εικόνα 39

$$D_2 = \sqrt{S^2 - P_2^2 - Q_{1-2}^2}$$

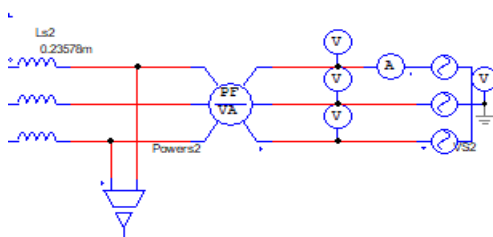
$$D_2 = \sqrt{101222^2 - 89994.4^2 - 39576.2468^2}$$

$$D_2 = 24096.098 \text{ Var}$$

Πίνακας 4		
	Θεωρητικά	Προσομοίωση
Q_{1-1}	19323.162 Var	35215.33 Var
D_1	30658.135 Var	22633.049 Var
Q_{1-2}	49842.9543 Var	39576.2468 Var
D_2	30889.7956 Var	24096.098 Var

Υπάρχουν κάποια απόκλιση μεταξύ θεωρητικών υπολογισμών και προσομοίωσης γιατί στους θεωρητικούς υπολογισμούς αγνοήθηκαν οι μεταβάσεις, ενώ στην προσομοίωση όχι.

*



Για τον σωστό υπολογισμό του DPF, το όργανο Powers2 έγινε περιστροφή κατά 180 μοίρες.

20) Σχεδιασμός φίλτρου αρμονικών ρεύματος με άεργο ισχύ στην θεμελιώδη αρμονική ίση με $Q_{f1} = Q_{1-1}$ και συχνότητα συντονισμού στην αρμονική $f_h = 4.3 \text{ Hz}$, σύμφωνα με τον αλγόριθμο στο Παράρτημα 1.

Η συχνότητα f_h επιλέχθηκε με βάση τον συμβιβασμό: Πρέπει να είναι μεν μικρότερη της χαρακτηριστικής αρμονικής ρεύματος που θέλουμε να απορροφά το φίλτρο έτσι ώστε αυτό να μην υπεφορτισθεί από τυχόν ύπαρξη σημαντικής αρμονικής τάσης, αλλά όχι πολύ μικρότερη διότι τότε θα πάψει να λειτουργεί ως φίλτρο. Αφού $4.2 \leq f_h \leq 4.7$ το φίλτρο απορροφά την 5^η αρμονική του ρεύματος.

Από το παράρτημα 1 ισχύει: $Q_{fl} = \frac{V_{LL}^2}{X_F} = \frac{V_{LL}^2}{(f_h^2 - 1) \cdot X_L}$

Και $Q_{f1} = Q_{1-1} = 35215.33 \text{ Var}$, $f_h = 4.3 \text{ Hz}$

$$Q_{fl} = \frac{V_{LL}^2}{(f_h^2 - 1) \cdot X_L} \rightarrow X_L = \frac{V_{LL}^2}{(f_h^2 - 1) \cdot Q_{fl}}$$

$$X_L = \frac{400^2}{(4.3^2 - 1) \cdot 35215.33} = 0.2597 \Omega$$

$$X_L = 2\pi fL = 100\pi L \rightarrow L = \frac{X_L}{2\pi f} = \frac{0.2597}{100\pi} = 0.8269 \text{ mH}$$

$$\text{Επιπλέον ισχύει } f_h = \sqrt{\frac{X_c}{X_L}} \rightarrow X_c = f_h^2 \cdot X_L = 4.3^2 \cdot 0.2597 =$$

$$f_h = 4.803 \Omega$$

Αν ο πυκνωτής στο παθητικό φίλτρο είναι συνδεδεμένος σε αστέρα θα είναι:

$$X_c = \frac{1}{2\pi fC} \rightarrow C = \frac{1}{2\pi fX_c} = \frac{1}{100\pi \cdot 4.803} = 0.662 \text{ mF}$$

Αν ο πυκνωτής στο παθητικό φίλτρο είναι συνδεδεμένος σε τρίγωνο θα είναι:

$$C_{\tau\rho\gamma} = \frac{C}{3} = \frac{0.662 \cdot 10^{-3}}{3} = 0.221 \text{ mF}$$

Στο κύκλωμα που μας δίνεται ο πυκνωτής είναι συδεδεμένος σε τρίγωνο.

Σύμφωνα με το παράρτημα 1 η ωμική αντίσταση του πηνίου R_L , είναι τέτοια ώστε οι απώλειες στο φίλτρο να είναι της τάξης του 5% της ονομαστικής άεργης ισχύος του στην θεμελιώδη αρμονική. Επομένως ισχύει:

$$P_f = 5\% Q_{f1} = 5\% Q_{1-1} = 0.05 Q_{1-1} = 0.05 \cdot 35215.33$$

$$P_f = 1760.7665 \text{ W}$$

$$P_f = 3I_{s1}^{rms^2} R_L \rightarrow R_L = \frac{P_f}{3I_{s1}^{rms^2}} = \frac{1760.7665}{3 \cdot 149.056^2} = 0.0264 \Omega$$

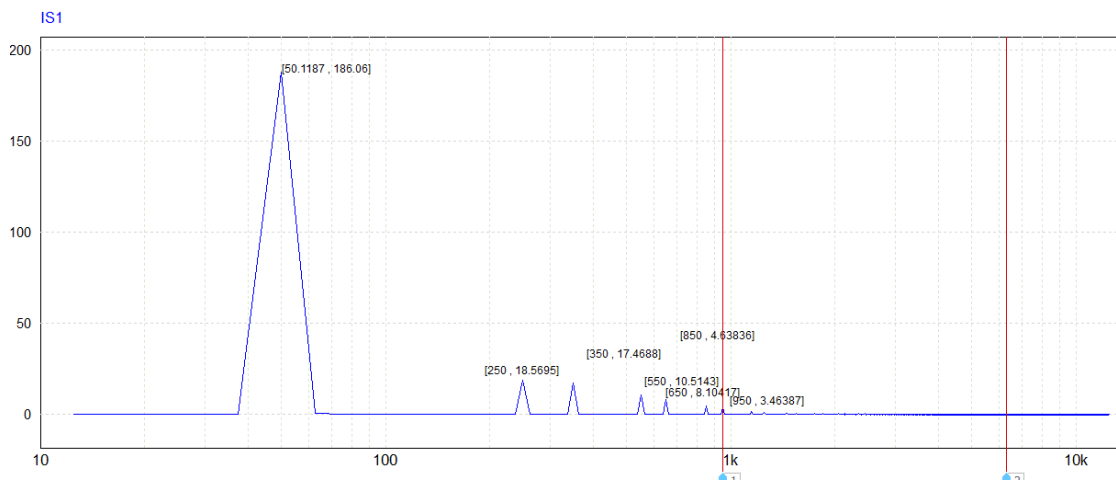
Η συχνότητα συντονισμού του φίλτρου είναι $f_h = \frac{f_c}{50} \rightarrow f_c = 4.3 \cdot 50 = 215 \text{ Hz}$

Στην συχνότητα f_c , το φίλτρο παρουσιάζει σχεδόν μηδενική αντίδραση. Πρακτικά η αντίδραση του είναι ίση με R_L . Επομένως, εάν στους ακροδέκτες του φίλτρου εμφανισθεί έστω και μικρή τάση συχνότητας f_c το ρεύμα του γίνεται πολύ μεγάλο-ουσιαστικά περιορίζεται μόνο από την R_L , η οποία όμως είναι πολύ μικρή σε σχέση με την X_L . Για αυτό τον λόγο επιλέχτηκε συχνότητα συντονισμού κοντά, αλλά όχι ακριβώς ίση με τη χαρακτηριστική συχνότητα της αρμονικής ρεύματος που θέλουμε αυτό να απορροφά.

21) Σύνδεση του φίλτρου που σχεδιάστηκε στο ερώτημα 20, στο PCC_1 , προκειμένου να απορροφήσει την 5^η αρμονική του ρεύματος στο δίκτυο.

Υπολογισμός μέσω της προσομοίωσης των αρμονικών στο ρεύμα I_{s1} , μετά την σύνδεση του φίλτρου το οποίο θα απορροφά την 5^η αρμονική του ρεύματος στο δίκτυο.

➤ Αρμονικές στο ρεύμα I_{s1}



Εικόνα 40: FFT I_{s1} μετά την προσθήκη του φίλτρου

Από την παραπάνω προσομοίωση παίρνουμε τις peak τιμές των αρμονικών του ρεύματος.

Πίνακας 5

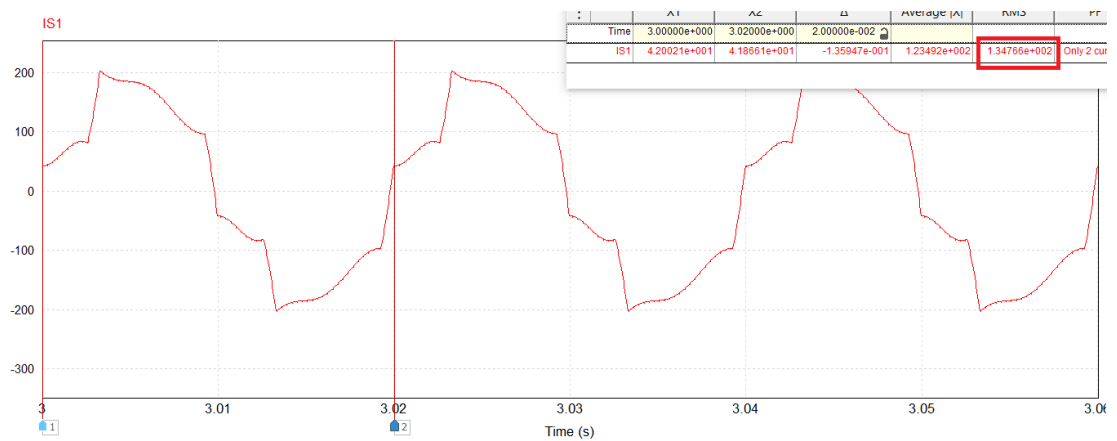
	I_{s1} Προσομοίωση (rms)	I_{s1} Προσομοίωση(peak)	I_{s1} Προσομοίωση (rms) (Με το φίλτρο)	I_{s1} Προσομοίωση(peak) (Με το φίλτρο)
h = 1	140.032 A	198.036 A	131.564 A	186.06 A
h = 5	23.3710 A	33.0516 A	13.1306 A	18.5695 A
h = 7	15.5142 A	21.9404 A	12.3523 A	17.4688 A
h = 11	7.12459 A	10.0757 A	7.43473 A	10.5143 A
h = 13	5.00714 A	7.08117 A	5.73051 A	8.10417 A
h = 17	2.17656 A	3.07812 A	3.27981 A	4.63836 A
h = 19	1.26392 A	1.78746 A	2.44932 A	3.46387 A

Ο παραπάνω πίνακας περιέχει τις αρμονικές του ρεύματος I_{s1} (μέχρι την 19^η) πριν και μετά την προσθήκη του παθητικού φίλτρου.

Οι τιμές της ανάλυσης Fourier που παίρνουμε από την προσομοίωση είναι peak τιμές, για να τις μετατρέψουμε σε rms χρησιμοποιούμε την σχέση $I_{rms} = \frac{I_{peak}}{\sqrt{2}}$

Παρατηρούμε ότι με την προσθήκη του φίλτρου μειώθηκε το ρεύμα τις 5^{ης} αρμονικής του ρεύματος.

Μετά την προσθήκη του φίλτρου το ρεύμα της φάσης α του δικτύου 1 μέσω της προσομοίωσης είναι:

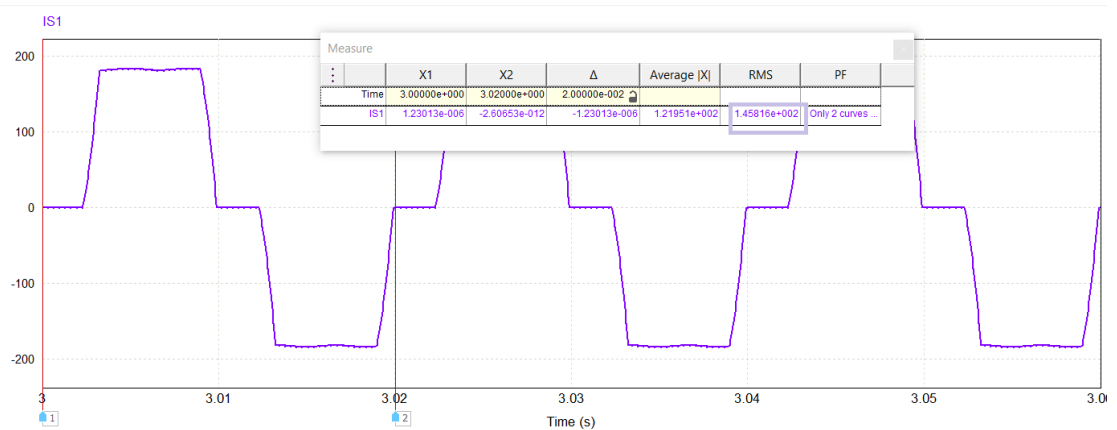


Εικόνα 41: Ρεύμα I_{s1} μετά την προσθήκη του φίλτρου

Μέσω τις προσομοίωσης η rms του ρεύματος I_{s1} είναι:

$$I_{s1}^{rms} = 134.766 \text{ A}$$

Πριν την προσθήκη του φίλτρου το ρεύμα της φάσης α του δικτύου 1 μέσω της προσομοίωσης ήταν:

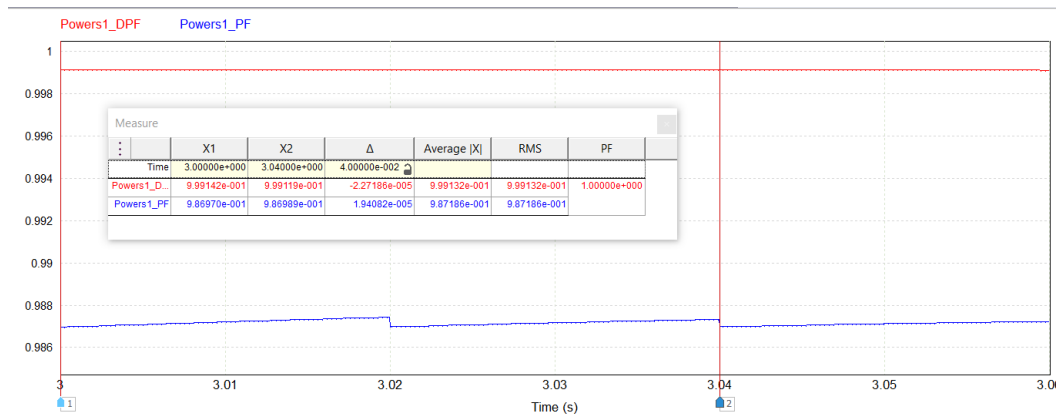


Εικόνα 42: Ρεύμα I_{s1} πριν την προσθήκη του φίλτρου

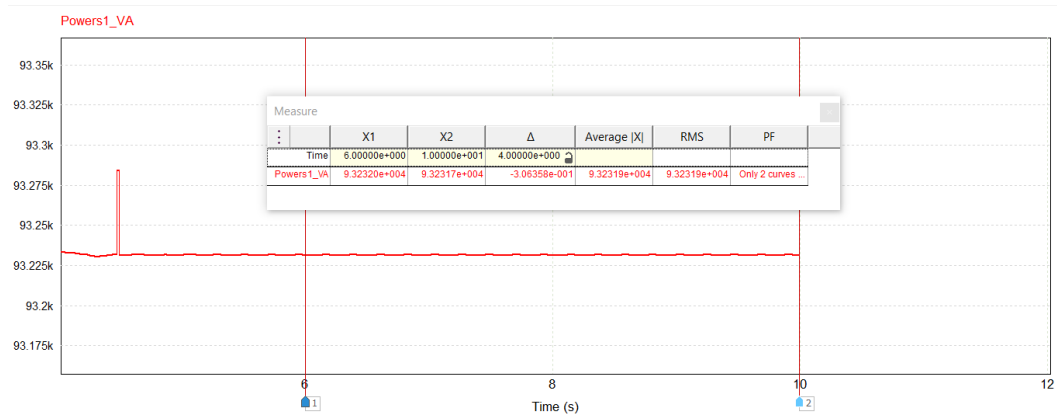
Παρατητούμε ότι μετά την προσθήκη του φίλτρου το ρεύμα αρχίζει να φαίνεται περισσότερο σαν ημίτονο σε σχέση με το ρεύμα πριν την προσθήκη του φίλτρου.

- Υπολογισμός μέσω της προσομοίωσης της Q_{1-1} και της D_1 .

$$I_{s1}^{rms} = 134.766 \text{ A}$$



Εικόνα 43: Προσομοίωση PF_1 , DPF_1



Εικόνα 44: Προσομοίωση S_1

Από τις παραπάνω προσομοιώσεις προκύπτει:

$$PF_1 = 0.98718$$

$$DPF_1 = 0.999132$$

$$S_1 = 93231.9 \text{ VA}$$

$$PF_1 = \frac{P}{S} = \frac{V_s \cdot I_{s1,1} \cdot \cos\varphi_1}{V_s \cdot I_{s1}^{rms}} = \frac{I_{s1,1} \cdot DPF_1}{I_{s1}^{rms}}$$

$$I_{s1,1} = \frac{PF_1 \cdot I_{s1}^{rms}}{DPF_1} = \frac{0.98679 \cdot 134.766}{0.999132} = 133.1 \text{ A}$$

$$\varphi_1 = \cos^{-1} DPF_1 = 2.387^\circ$$

$$Q_{1-1} = 3V_{\varphi\alpha s} \cdot I_{s1,1} \cdot \sin\varphi_1 = \frac{3V_{LL}}{\sqrt{3}} I_{s1,1} \cdot \sin\varphi_1$$

$$Q_{1-1} = \sqrt{3} \cdot 400 \cdot 133.1 \cdot \sin(2.38^\circ)$$

$$Q_{1-1} = 3840.63 \text{ Var}$$

$$P_1 = \sqrt{3}V_{LL}I_{s1,1}\cos\varphi_1 = \sqrt{3}V_{LL}I_{s1,1}DPF_1$$

$$P_1 = \sqrt{3} \cdot 400 \cdot 134.1 \cdot 0.999132$$

$$P_1 = 92826.56 \text{ W}$$

$$D_1 = \sqrt{S^2 - P_1^2 - Q_{1-1}^2}$$

$$D_1 = \sqrt{93231.9^2 - 92826.56^2 - 3840.63^2}$$

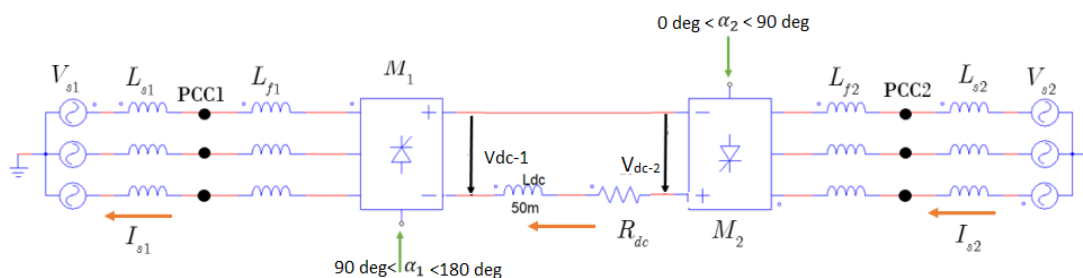
$$D_1 = 7788.84 \text{ VA}$$

Πίνακας 6		
	Προσομοίωση (χωρίς φίλτρο)	Προσομοίωση (με φίλτρο)
Q_{1-1}	35215.33 Var	3840.63 Var
D_1	22633.049 VA	7788.84 VA

Στον παραπάνω συγκριτικό πίνακα βλέπουμε τις τιμές της Q_{1-1} και της D_1 πριν και μετά την προσθήκη του φίλτρου. Παρατηρούμε ότι η Q_{1-1} και η D_1 μειώθηκαν με την προσθήκη του φίλτρου.

22) Να περιγράψετε λεκτικά τι θα κάνατε για την αντιστροφή της ροής ισχύος.

Για την αντιστροφή της ροής ισχύος, θα πρέπει ο Μετατροπέας 2 να λειτουργεί ως ανορθωτής και ο Μετατροπέας 1 ως αντιστροφέας, έτσι ώστε η μεταφορά ισχύος να γίνεται από το δίκτυο 2 στο δίκτυο 1 και το ρεύμα στο dc-link να έχει φορά από το δίκτυο 2 στο 1. Για να λειτουργήσει ο M2 ως ανορθωτής θα πρέπει η γωνία έναυσης α_2 να βρίσκεται στο διάστημα $0^\circ < \alpha_2 < 90^\circ$, ενώ για να λειτουργήσει ο M1 ως αντιστροφέας θα πρέπει η γωνία έναυσης να είναι στο διάστημα $90^\circ < \alpha_1 < 180^\circ$. Η φορά των ρευμάτων I_{s1} , I_{s2} , και οι πολικότητες των dc τάσεων V_{dc-1} , V_{dc-2} θα αλλάξουν φορά σε σχέση με την αρχική περίπτωση, όπως φαίνεται στην παρακάτω εικόνα.



Εικόνα 47: Αντιστροφή της ροής ισχύος.

Η νέα V_{dc-2} θα έχει μέτρο ίσο με το μέτρο της V_{dc-1} που υπολογίσθηκε στο ερώτημα 4, δηλαδή $V_{dc-2} = 502.858 \text{ V}$

Ενώ η νέα V_{dc-1} θα έχει μέτρο ίσο με το μέτρο της V_{dc-2} που δίνεται από την εκφώνηση, δηλαδή $V_{dc-1} = 493 \text{ V}$

Βιβλιογραφία

- 1) Παρουσιάσεις Μαθήματος Ηλεκτρονικά Ισχύος Ι, ΤΗΜΜΥ ΑΠΘ, Κυριακή-Νεφέλη Μαλαμάκη
- 2) «Εισαγωγή στα Ηλεκτρονικά Ισχύος» των Mohan/Undeland/Robbins, εκδόσεις Τζιόλα, σε μετάφραση του Ν. Μάργαρη

Παράρτημα

Κώδικας python, για την παραγωγή του διαγράμματος στην ερώτηση 13.

```
import math
import matplotlib.pyplot as plt
import numpy as np
t = np.linspace(0, 0.0023, 100)
I0 = 0*t
t1 = np.linspace(0.0023, 0.00323, 100)
I1 = 1835.769*(0.9806-np.cos(100*math.pi*t1-math.pi/6))
t2 = np.linspace(0.00323, 0.00896, 10)
I2 = 182.5557 + t2*0
t3 = np.linspace(0.00896, 0.0099, 100)
I3 = 182.5557 + 1835.769*(-0.9806-np.cos(100*math.pi*t3+math.pi/6))
t4 = np.linspace(0.0099, 0.01229, 100)
I4 = 0*t4
t5 = np.linspace(0.01229, 0.01323, 100)
I5 = 1835.769*(-0.98061-np.cos(100*math.pi*t5 - math.pi/6))
t6 = np.linspace(0.01323, 0.01896, 100)
I6 = -182.5557 + t6*0
t7 = np.linspace(0.01896, 0.0199, 100)
I7 = -182.5557 + 1835.769*(0.98 - np.cos(100*math.pi*t7 + math.pi/6))
t8 = np.linspace(0.0199, 0.02, 100)
I8 = 0*t8
plt.plot(t, I0, 'm')
plt.plot(t1, I1, 'm')
plt.plot(t2, I2, 'm')
plt.plot(t3, I3, 'm')
plt.plot(t4, I4, 'm')
plt.plot(t5, I5, 'm')
plt.plot(t6, I6, 'm')
plt.plot(t7, I7, 'm')
plt.plot(t8, I8, 'm')
```

```
plt.xlabel('Time(sec)')
plt.ylabel('Ia(A)')
plt.xlim([0, 0.02])
plt.ylim([-200, 200])
plt.title('Ερώτηση 13-Ρεύμα φάσης A')

plt.show()
```

Κώδικας python, για την παραγωγή του διαγράμματος στην ερώτηση 14.

```
import math
import matplotlib.pyplot as plt
import numpy as np
t = np.linspace(0, 0.0023, 100)
V0 = math.sqrt(2)*400*np.sin(100*math.pi*t + math.pi/2)
x0 = np.linspace(423.4, 480.5, 100)
y0 = 0.0023 + 0*x0
t1 = np.linspace(0.0023, 0.00323, 100)
V1 = -3/2*math.sqrt(2/3)*400*np.sin(100*math.pi*t1 - 2*math.pi/3)
x1 = np.linspace(432, 566, 100)
y1 = 0.00323 + 0*x1
t2 = np.linspace(0.00323, 0.00563, 100)
V2 = math.sqrt(2)*400*np.sin(100*math.pi*t2 + math.pi/6)
y2 = 0.00563 + 0*x1
t3 = np.linspace(0.00563, 0.006567, 100)
V3 = 3/2*math.sqrt(2/3)*400*np.sin(100*math.pi*t3)
y3 = 0.006567 + 0*x1
t4 = np.linspace(0.006567, 0.00896, 100)
V4 = math.sqrt(2)*400*np.sin(100*math.pi*t4 - math.pi/6)
y4 = 0.00896 + 0*x1
t5 = np.linspace(0.00896, 0.0099, 100)
V5 = -3/2*math.sqrt(2/3)*400*np.sin(100*math.pi*t5+math.pi*2/3)
y5 = 0.0099 + 0*x1
t6 = np.linspace(0.0099, 0.01229,100)
V6 = math.sqrt(2)*400*np.sin(100*math.pi*t6 - math.pi/2)
y6 = 0.01229 + 0*x1
t7 = np.linspace(0.01229, 0.01323, 100)
V7 = 3/2*math.sqrt(2/3)*400*np.sin(100*math.pi*t7-math.pi*2/3)
y7 = 0.01323 + 0*x1
t8 = np.linspace(0.01323, 0.015627, 100)
V8 = math.sqrt(2)*400*np.sin(100*math.pi*t8 - math.pi*5/6)
y8 = 0.015627 + 0*x1
t9 = np.linspace(0.015627, 0.01656, 100)
V9 = -3/2*math.sqrt(2/3)*400*np.sin(100*math.pi*t9)
y9 = 0.01656 + 0*x1
t10 = np.linspace(0.01656, 0.01898, 100)
V10 = math.sqrt(2)*400*np.sin(100*math.pi*t10 + math.pi*5/6)
y10 = 0.01898 + 0*x1
t11 = np.linspace(0.01898, 0.0199, 100)
V11 = 3/2*math.sqrt(2/3)*400*np.sin(100*math.pi*t11 + math.pi*2/3)
y11 = 0.0199 + 0*x1
t12 = np.linspace(0.0199, 0.0206, 100)
V12 = math.sqrt(2)*400*np.sin(100*math.pi*t12 + math.pi/2)
plt.figure(2)
plt.plot(t, V0, 'm')
```

```

plt.plot(y0,x0, 'm')
plt.plot(t1, V1, 'm')
plt.plot(y1,x1, 'm')
plt.plot(t2, V2, 'm')
plt.plot(y2, x0, 'm')
plt.plot(t3, V3, 'm')
plt.plot(y3, x1, 'm')
plt.plot(t4, V4, 'm')
plt.plot(y4, x0, 'm')
plt.plot(t5, V5, 'm')
plt.plot(y5, x1, 'm')
plt.plot(t6, V6, 'm')
plt.plot(y6, x0, 'm')
plt.plot(t7, V7, 'm')
plt.plot(y7, x1, 'm')
plt.plot(t8, V8, 'm')
plt.plot(y8, x0, 'm')
plt.plot(t9, V9, 'm')
plt.plot(y9, x1, 'm')
plt.plot(t10, V10, 'm')
plt.plot(y10, x0, 'm')
plt.plot(t11, V11, 'm')
plt.plot(y11, x1, 'm')
plt.plot(t12, V12, 'm')

plt.xlabel('Time(sec)')
plt.ylabel('Vdc-1 (V)')
plt.xlim([0, 0.02])
plt.ylim([200, 600])
plt.title('Ερώτηση 14- Vdc1')

plt.show()

```


Φυλλάδιο κατασκευαστή των thyristors.

Medium Power Phase Control Thyristors (Power Modules), 50 A, 70 A, 90 A



D-55 (T-module)

FEATURES

- Electrically isolated base plate
- Types up to 1200 V_{RRM}
- 3500 V_{RMS} isolating voltage
- Simplified mechanical designs, rapid assembly
- High surge capability
- Large creepage distances
- UL E78996 approved 
- Designed and qualified for industrial level
- Material categorization: for definitions of compliance please see www.vishay.com/doc?99912


RoHS
COMPLIANT

PRIMARY CHARACTERISTICS

Package	D-55 (T-module)
Circuit configuration	Single SCR
I _{T(AV)}	50 A, 70 A, 90 A
V _{DRM} /V _{RRM}	100 V, 1200 V
V _{TM}	1.55 V
I _{GT}	120 mA
T _J	-40 °C to +125 °C
Type	Modules - thyristor, standard

DESCRIPTION

These series of T-modules are intended for general purpose applications such as battery chargers, welders and plating equipment, regulated power supplies and temperature and speed control circuits. The semiconductors are electrically isolated from the metal base, allowing common heatsinks and compact assemblies to be built.

MAJOR RATINGS AND CHARACTERISTICS

SYMBOL	CHARACTERISTICS	VALUES T50RIA	VALUES T70RIA	VALUES T90RIA	UNITS
I _{T(AV)}	70 °C	50	70	90	A
I _{T(RMS)}		80	110	141	A
I _{TSM}	50 Hz	1310	1660	1780	A
	60 Hz	1370	1740	1870	
I ² t	50 Hz	8550	13 860	15 900	A ² s
	60 Hz	7800	12 650	14 500	
I ² √t		85 500	138 500	159 100	A ² √s
V _{RRM}	Range	100 to 1200	100 to 1200	100 to 1200	V
T _J		-40 to +125			°C

ELECTRICAL SPECIFICATIONS

VOLTAGE RATINGS

TYPE NUMBER	VOLTAGE CODE	V _{RRM} /V _{DRM} , MAXIMUM REPETITIVE PEAK REVERSE AND PEAK OFF-STATE VOLTAGE V	V _{RSM} , MAXIMUM NON-REPETITIVE PEAK REVERSE VOLTAGE V	I _{RRM} /I _{DRM} MAXIMUM AT T _J = 25 °C μA
VS-T50RIA VS-T70RIA VS-T90RIA	10	100	150	100
	20	200	300	
	40	400	500	
	60	600	700	
	80	800	900	
	100	1000	1100	
	120	1200	1300	



ON-STATE CONDUCTION								
PARAMETER	SYMBOL	TEST CONDITIONS			VALUES T50RIA	VALUES T70RIA	VALUES T90RIA	UNITS
Maximum average on-state current at case temperature	I _{T(AV)}	180° conduction, half sine wave			50	70	90	A
					70	70	70	°C
Maximum RMS on-state current	I _{T(RMS)}				80	110	141	A
Maximum peak, one-cycle on-state, non-repetitive surge current	I _{TSM}	t = 10 ms	No voltage reapplied	Sine half wave, initial T _J = T _J maximum	1310	1660	1780	A
		t = 8.3 ms			1370	1740	1870	
		t = 10 ms	100 % V _{RRM} reapplied		1100	1400	1500	
		t = 8.3 ms			1150	1460	1570	
Maximum I ² t for fusing	I ² t	t = 10 ms	No voltage reapplied		8550	13 860	15 900	A ² s
		t = 8.3 ms			7800	12 650	14 500	
		t = 10 ms	100 % V _{RRM} reapplied		6050	9800	11 250	
		t = 8.3 ms			5520	8950	10 270	
Maximum I ² √t for fusing	I ² √t	t = 0.1 to 10 ms, no voltage reapplied			85 500	138 500	159 100	A ² √s
Low level value of threshold voltage	V _{T(TO)1}	(16.7 % × π × I _{T(AV)} < I < π × I _{T(AV)}), T _J maximum			0.97	0.77	0.78	V
High level value of threshold voltage	V _{T(TO)2}	(I > π × I _{T(AV)}), T _J maximum			1.13	0.88	0.88	
Low level value of on-state slope resistance	r _{t1}	(16.7 % × π × I _{T(AV)} < I < π × I _{T(AV)}), T _J maximum			4.1	3.6	2.9	mΩ
High level value of on-state slope resistance	r _{t2}	(I > π × I _{T(AV)}), T _J maximum			3.3	3.2	2.6	
Maximum on-state voltage drop	V _{TM}	I _{TM} = π × I _{T(AV)} , T _J = 25 °C, t _p = 400 μs square Average power = V _{T(TO)} × I _{T(AV)} + r _f × (I _{T(RMS)}) ²			1.60	1.55	1.55	V
Maximum forward voltage drop	V _{FM}	I _{TM} = π × I _{T(AV)} , T _J = 25 °C, t _p = 400 μs square Average power = V _{T(TO)} × I _{T(AV)} + r _f × (I _{T(RMS)}) ²			1.60	1.55	1.55	V
Maximum holding current	I _H	Anode supply = 6 V, initial I _T = 30 A, T _J = 25 °C			200	200	200	mA
Maximum latching current	I _L	Anode supply = 6 V, resistive load = 10 Ω Gate pulse: 10 V, 100 μs, T _J = 25 °C			400	400	400	

SWITCHING				
PARAMETER	SYMBOL	TEST CONDITIONS	VALUES	UNITS
Typical turn-on time	t_{gd}	$T_J = 25\text{ °C}$, $V_d = 50\text{ \% } V_{DRM}$, $I_{TM} = 50\text{ A}$ $I_g = 500\text{ mA}$, $t_r \leq 0.5$, $t_p \geq 6\text{ }\mu\text{s}$	0.9	μs
Typical reverse recovery time	t_{rr}	$T_J = 125\text{ °C}$, $I_{TM} = 50\text{ A}$, $t_p = 300\text{ }\mu\text{s}$, $dI/dt = 10\text{ A}/\mu\text{s}$	3	
Typical turn-off time	t_q	$T_J = T_J$ maximum, $I_{TM} = 50\text{ A}$, $t_p = 300\text{ }\mu\text{s}$, $dI/dt = 15\text{ A}/\mu\text{s}$, $V_R = 100\text{ V}$, linear to 80 % V_{DRM}	110	

BLOCKING				
PARAMETER	SYMBOL	TEST CONDITIONS	VALUES	UNITS
Maximum peak reverse and off-state leakage current	I_{RRM} , I_{DRM}	$T_J = T_J$ maximum	15	mA
RMS isolation voltage	V_{ISOL}	50 Hz, circuit to base, all terminals shorted, $T_J = 25\text{ °C}$, $t = 1\text{ s}$	3500	V
Critical rate of rise of off-state voltage	dV/dt	$T_J = T_J$ maximum, linear to 80 % rated V_{DRM} ⁽¹⁾	500	V/μs

Note

⁽¹⁾ Available with $dV/dt = 1000\text{ V}/\mu\text{s}$, to complete code add S90 i.e. T90RIA80S90



TRIGGERING						
PARAMETER	SYMBOL	TEST CONDITIONS	VALUES T50RIA	VALUES T70RIA	VALUES T90RIA	UNIT S
Maximum peak gate power	P_{GM}	$T_J = T_J$ maximum, $t_p \leq 5$ ms	10	12	12	W
Maximum average gate power	$P_{G(AV)}$	$T_J = T_J$ maximum, $f = 50$ Hz	2.5	3	3	
Maximum peak gate current	I_{GM}	$T_J = T_J$ maximum, $t_p \leq 5$ ms	2.5	3	3	A
Maximum peak negative gate voltage	$-V_{GT}$		10	10	10	V
Maximum required DC gate voltage to trigger	V_{GT}	$T_J = -40$ °C	4.0	4.0	4.0	V
		$T_J = 25$ °C	2.5	2.5	2.5	
		$T_J = T_J$ maximum	1.5	1.5	1.5	
Maximum required DC gate current to trigger	I_{GT}	$T_J = -40$ °C	250	270	270	mA
		$T_J = 25$ °C	100	120	120	
		$T_J = T_J$ maximum	50	60	60	
Maximum gate voltage that will not trigger	V_{GD}	$T_J = T_J$ maximum, rated V_{DRM} applied	0.2	0.2	0.2	V
Maximum gate current that will not trigger	I_{GD}		5.0	6.0	6.0	mA
Maximum rate of rise of turned-on current	di/dt	$V_D = 0.67$ rated V_{DRM} , $I_{TM} = 2 \times$ rated di/dt $I_g = 400$ mA for T50RIA and $I_g = 500$ mA for T70RIA/T90RIA; $t_r < 0.5$ μ s, $t_p \geq 6$ μ s For repetitive value use 40 % non-repetitive per JEDEC® STD. RS397, 5.2.2.6	200	200	200	A/ μ s
			180	180	180	
			160	160	160	
			150	150	150	

THERMAL AND MECHANICAL SPECIFICATIONS							
PARAMETER	SYMBOL	TEST CONDITIONS		VALUES T50RIA	VALUES T70RIA	VALUES T90RIA	UNITS
Maximum junction operating temperature range	T _J			-40 to +125			°C
Maximum storage temperature range	T _{Stg}			-40 to +150			
Maximum thermal resistance, junction to case per junction	R _{thJC}	DC operation		0.65	0.50	0.38	K/W
Maximum thermal resistance, case to heatsink	R _{thCS}	Mounting surface, smooth, flat and greased		0.2			
Mounting torque, ± 10 % to heatsink terminals		Non-lubricated threads	M3.5 mounting screws ⁽¹⁾	1.3 ± 10 %			Nm
			M5 screw terminals	3 ± 10 %			
Approximate weight				54			g
Case style				D-55 (T-module)			

Note

- ⁽¹⁾ A mounting compound is recommended and the torque should be rechecked after a period of 3 hours to allow for the spread of the compound

ΔR CONDUCTION PER JUNCTION											
DEVICES	SINUSOIDAL CONDUCTION AT T _J MAXIMUM					RECTANGULAR CONDUCTION AT T _J MAXIMUM					UNITS
	180°	120°	90°	60°	30°	180°	120°	90°	60°	30°	
T50RIA	0.08	0.10	0.13	0.19	0.31	0.06	0.10	0.14	0.20	0.32	K/W
T70RIA	0.07	0.08	0.10	0.14	0.24	0.05	0.08	0.11	0.15	0.24	
T90RIA	0.05	0.06	0.08	0.12	0.20	0.04	0.06	0.09	0.12	0.20	

Note

- Table shows the increment of thermal resistance R_{thJC} when devices operate at different conduction angles than DC

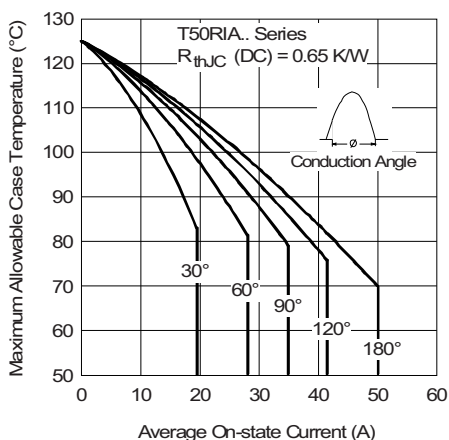


Fig. 1 - Current Ratings Characteristics

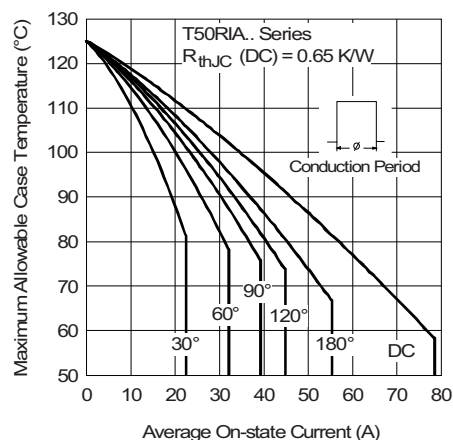


Fig. 2 - Current Ratings Characteristics

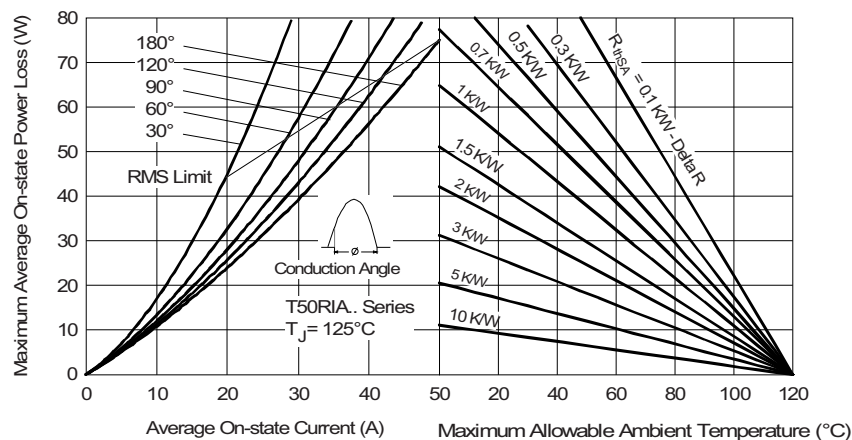


Fig. 3 - On-State Power Loss Characteristics

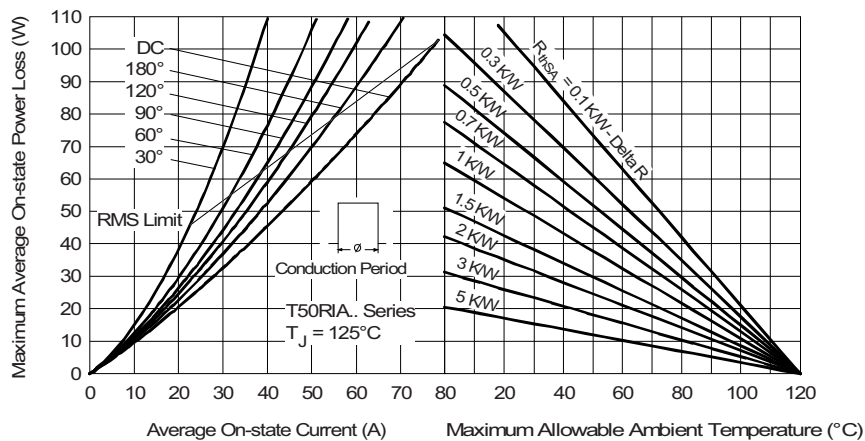


Fig. 4 - On-State Power Loss Characteristics

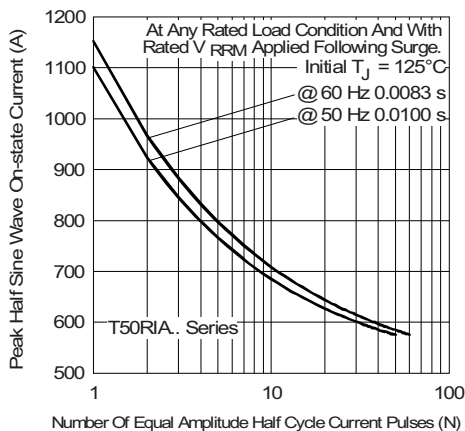


Fig. 5 - Maximum Non-Repetitive Surge Current

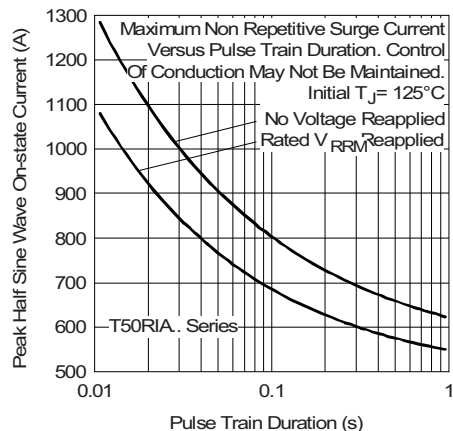


Fig. 6 - Maximum Non-Repetitive Surge Current

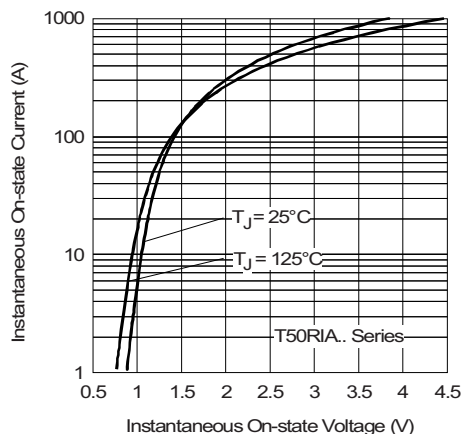


Fig. 7 - On-State Voltage Drop Characteristics

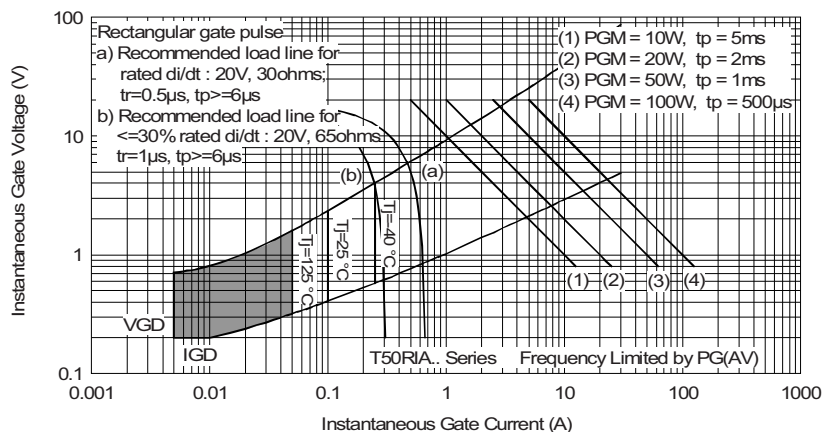


Fig. 8 - Gate Characteristics

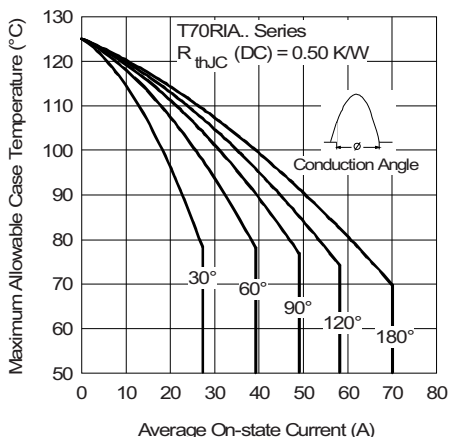


Fig. 9 - Current Ratings Characteristics

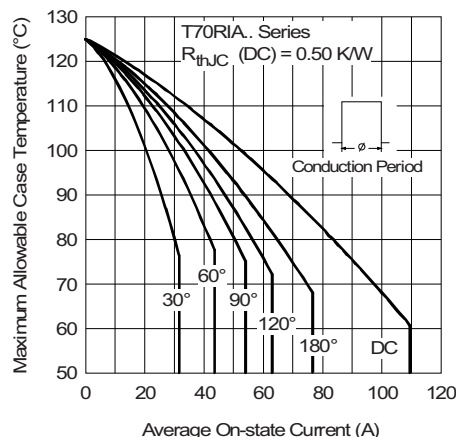


Fig. 10 - Current Ratings Characteristics

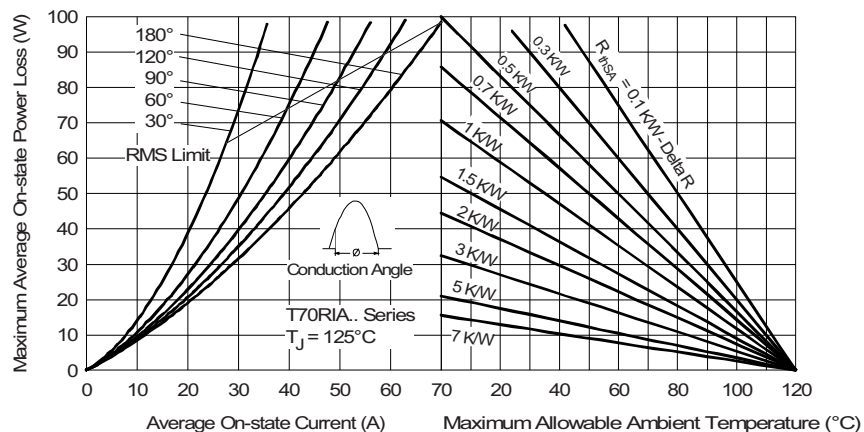


Fig. 11 - On-State Power Loss Characteristics

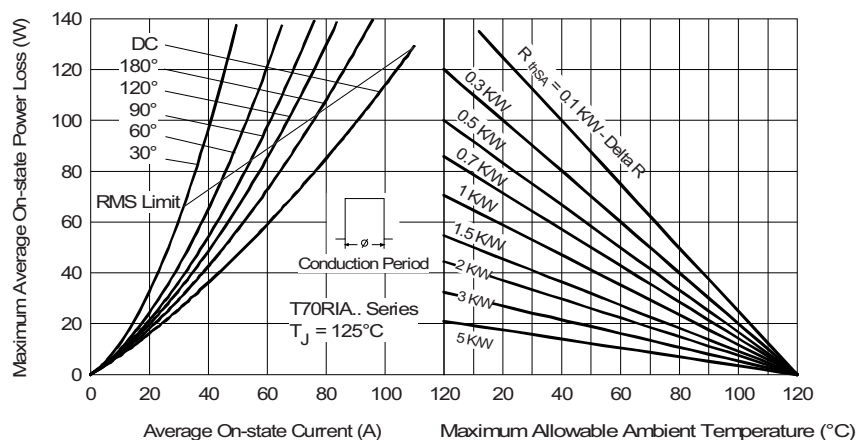


Fig. 12 - On-State Power Loss Characteristics

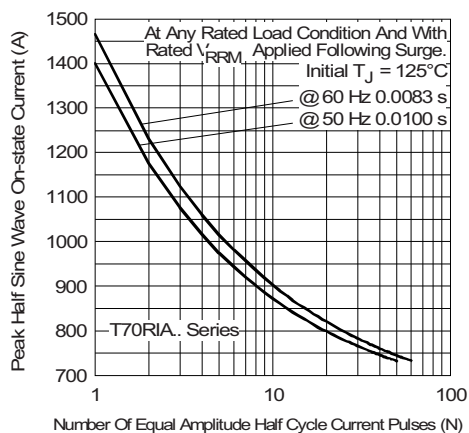


Fig. 13 - Maximum Non-Repetitive Surge Current

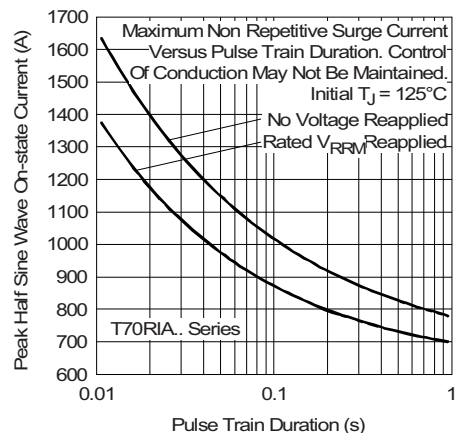


Fig. 14 - Maximum Non-Repetitive Surge Current

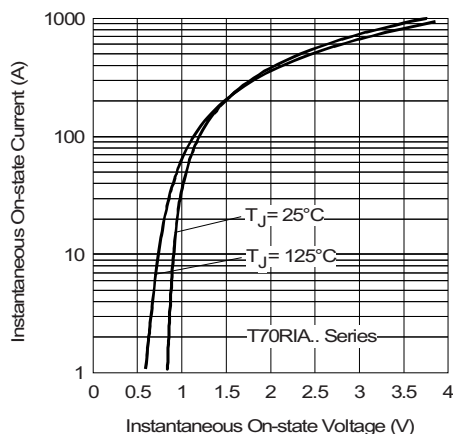


Fig. 15 - On-State Voltage Drop Characteristics

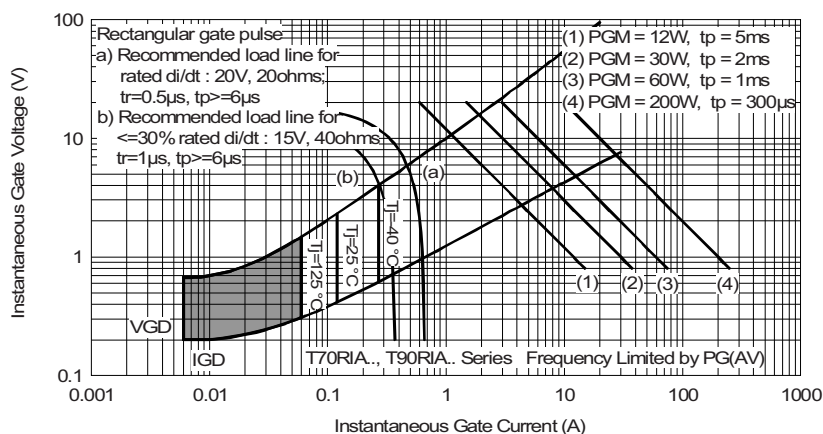


Fig. 16 - Gate Characteristics

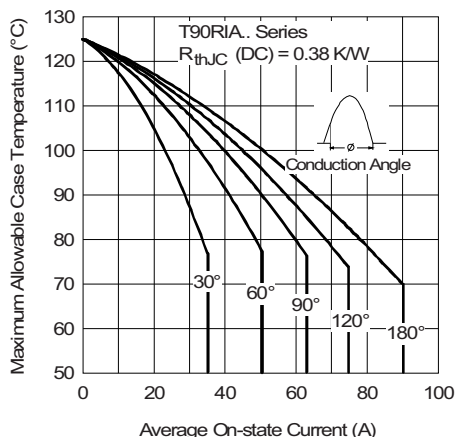


Fig. 17 - Current Ratings Characteristics

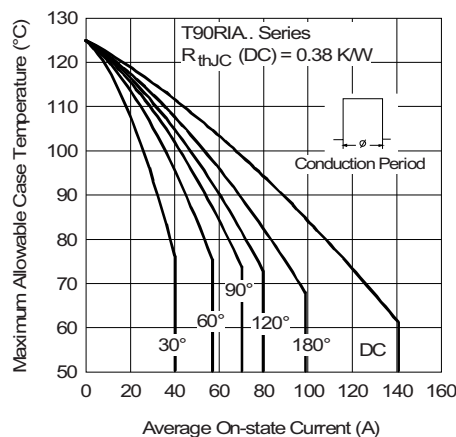


Fig. 18 - Current Ratings Characteristics

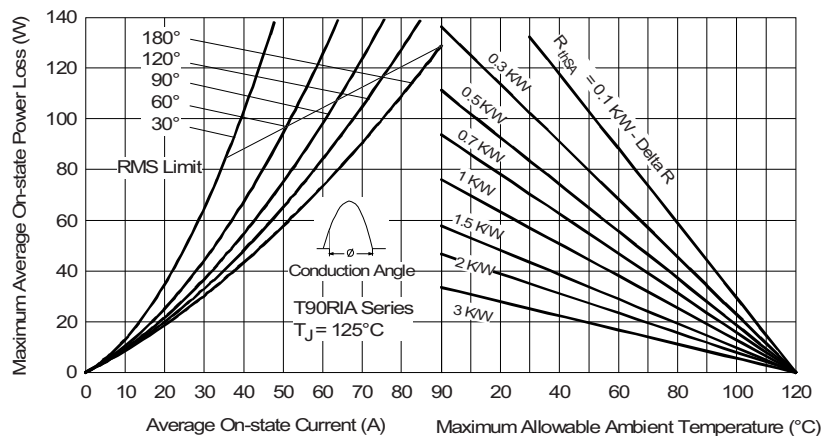


Fig. 19 - On-State Power Loss Characteristics

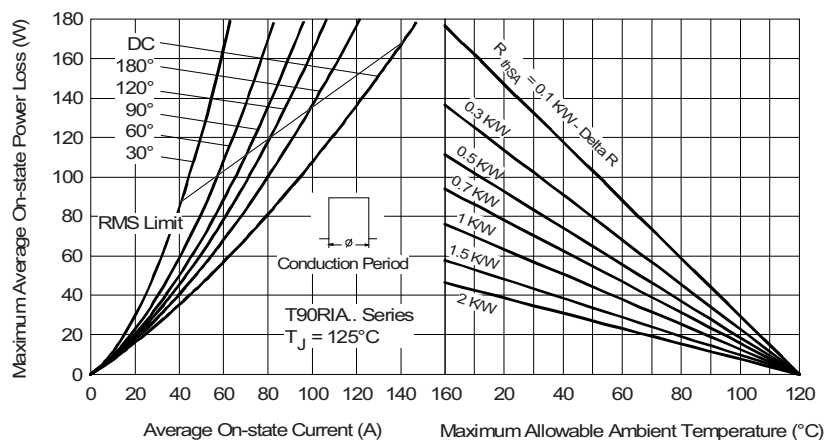


Fig. 20 - On-State Power Loss Characteristics

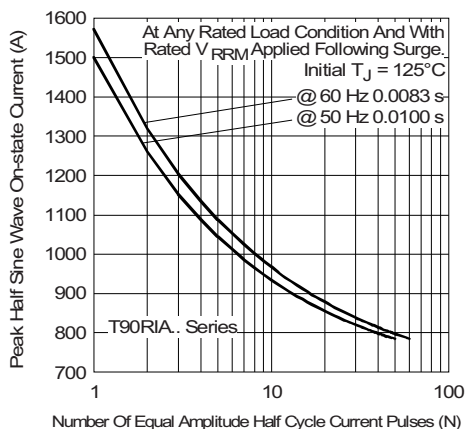


Fig. 21 - Maximum Non-Repetitive Surge Current

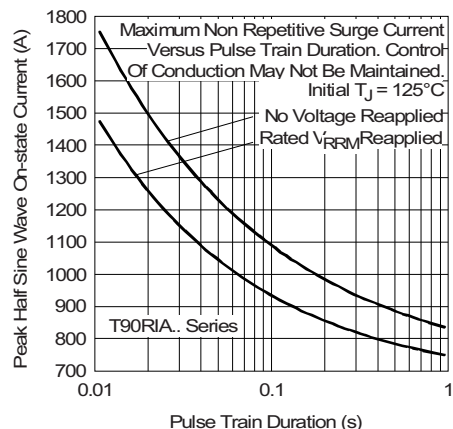


Fig. 22 - Maximum Non-Repetitive Surge Current

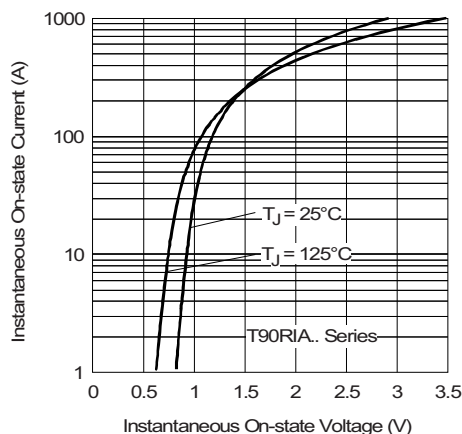


Fig. 23 - On-State Voltage Drop Characteristics

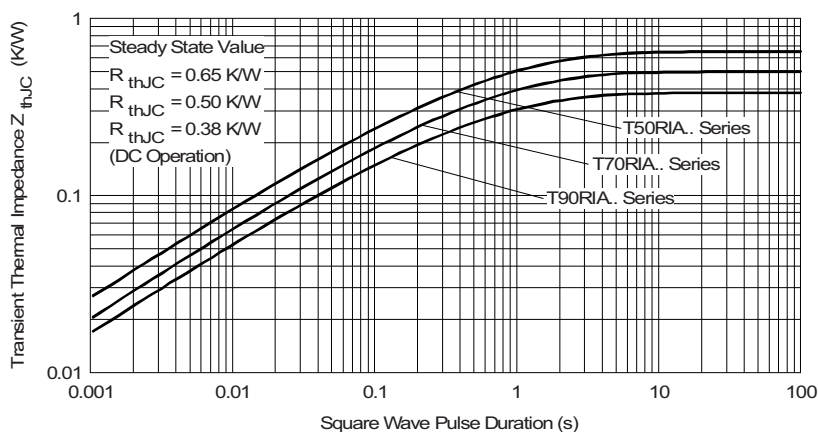


Fig. 24 - Thermal Impedance Z_{thJC} Characteristics



ORDERING INFORMATION TABLE

Device code	VS-	T	50	RIA	120
	1	2	3	4	5

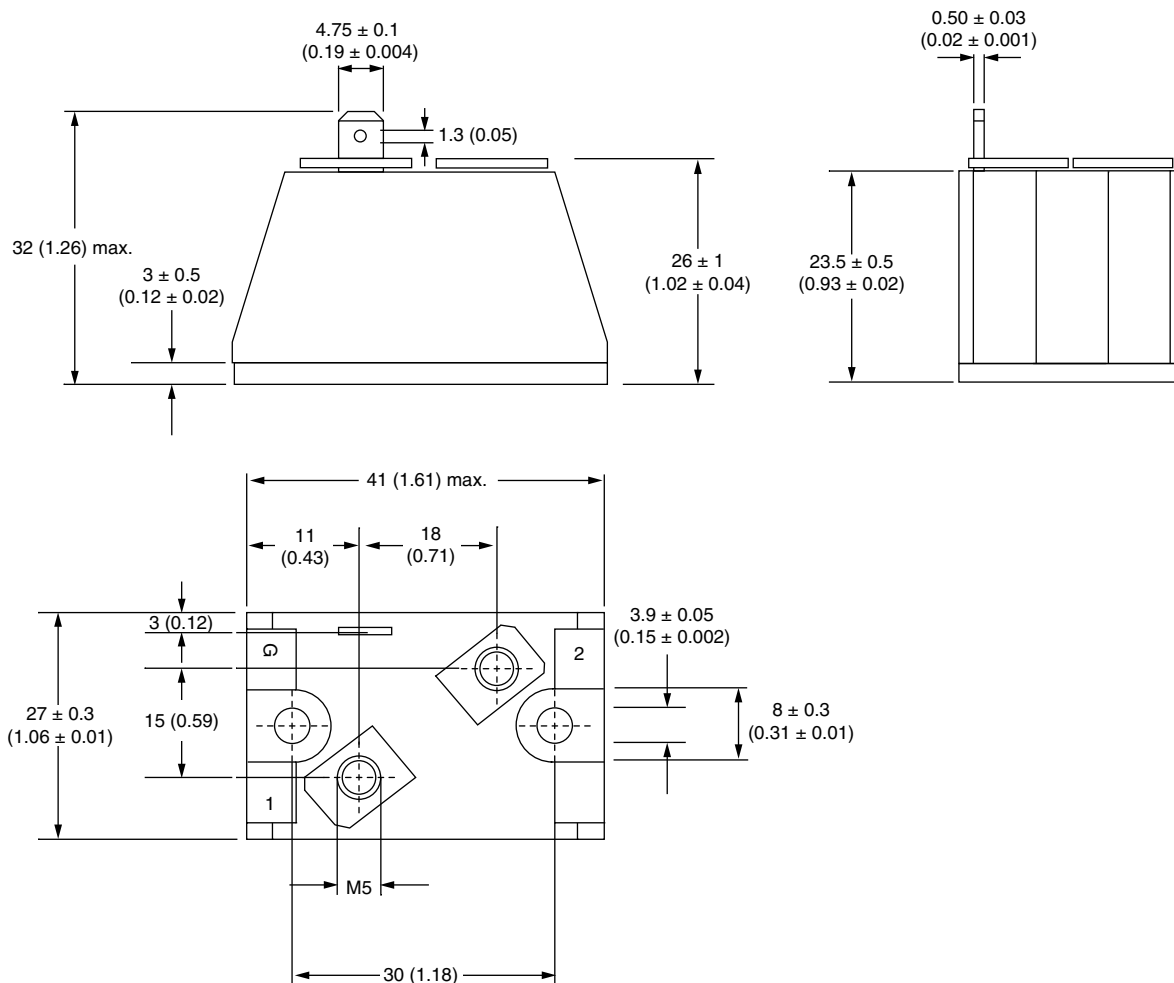
1	-	Vishay Semiconductors product
2	-	Module type
3	-	Current rating
4	-	Circuit configuration
5	-	Voltage code x 10 = V_{RRM}

CIRCUIT CONFIGURATION	
CIRCUIT DESCRIPTION	CIRCUIT DRAWING
Single SCR	

LINKS TO RELATED DOCUMENTS	
Dimensions	www.vishay.com/doc?95336

D-55 (T-Module) Thyristor Standard

DIMENSIONS in millimeters (inches)



Note

- 1 = anode
- 2 = cathode



Disclaimer

ALL PRODUCT, PRODUCT SPECIFICATIONS AND DATA ARE SUBJECT TO CHANGE WITHOUT NOTICE TO IMPROVE RELIABILITY, FUNCTION OR DESIGN OR OTHERWISE.

Vishay Intertechnology, Inc., its affiliates, agents, and employees, and all persons acting on its or their behalf (collectively, "Vishay"), disclaim any and all liability for any errors, inaccuracies or incompleteness contained in any datasheet or in any other disclosure relating to any product.

Vishay makes no warranty, representation or guarantee regarding the suitability of the products for any particular purpose or the continuing production of any product. To the maximum extent permitted by applicable law, Vishay disclaims (i) any and all liability arising out of the application or use of any product, (ii) any and all liability, including without limitation special, consequential or incidental damages, and (iii) any and all implied warranties, including warranties of fitness for particular purpose, non-infringement and merchantability.

Statements regarding the suitability of products for certain types of applications are based on Vishay's knowledge of typical requirements that are often placed on Vishay products in generic applications. Such statements are not binding statements about the suitability of products for a particular application. It is the customer's responsibility to validate that a particular product with the properties described in the product specification is suitable for use in a particular application. Parameters provided in datasheets and / or specifications may vary in different applications and performance may vary over time. All operating parameters, including typical parameters, must be validated for each customer application by the customer's technical experts. Product specifications do not expand or otherwise modify Vishay's terms and conditions of purchase, including but not limited to the warranty expressed therein.

Hyperlinks included in this datasheet may direct users to third-party websites. These links are provided as a convenience and for informational purposes only. Inclusion of these hyperlinks does not constitute an endorsement or an approval by Vishay of any of the products, services or opinions of the corporation, organization or individual associated with the third-party website. Vishay disclaims any and all liability and bears no responsibility for the accuracy, legality or content of the third-party website or for that of subsequent links.

Except as expressly indicated in writing, Vishay products are not designed for use in medical, life-saving, or life-sustaining applications or for any other application in which the failure of the Vishay product could result in personal injury or death. Customers using or selling Vishay products not expressly indicated for use in such applications do so at their own risk. Please contact authorized Vishay personnel to obtain written terms and conditions regarding products designed for such applications.

No license, express or implied, by estoppel or otherwise, to any intellectual property rights is granted by this document or by any conduct of Vishay. Product names and markings noted herein may be trademarks of their respective owners.