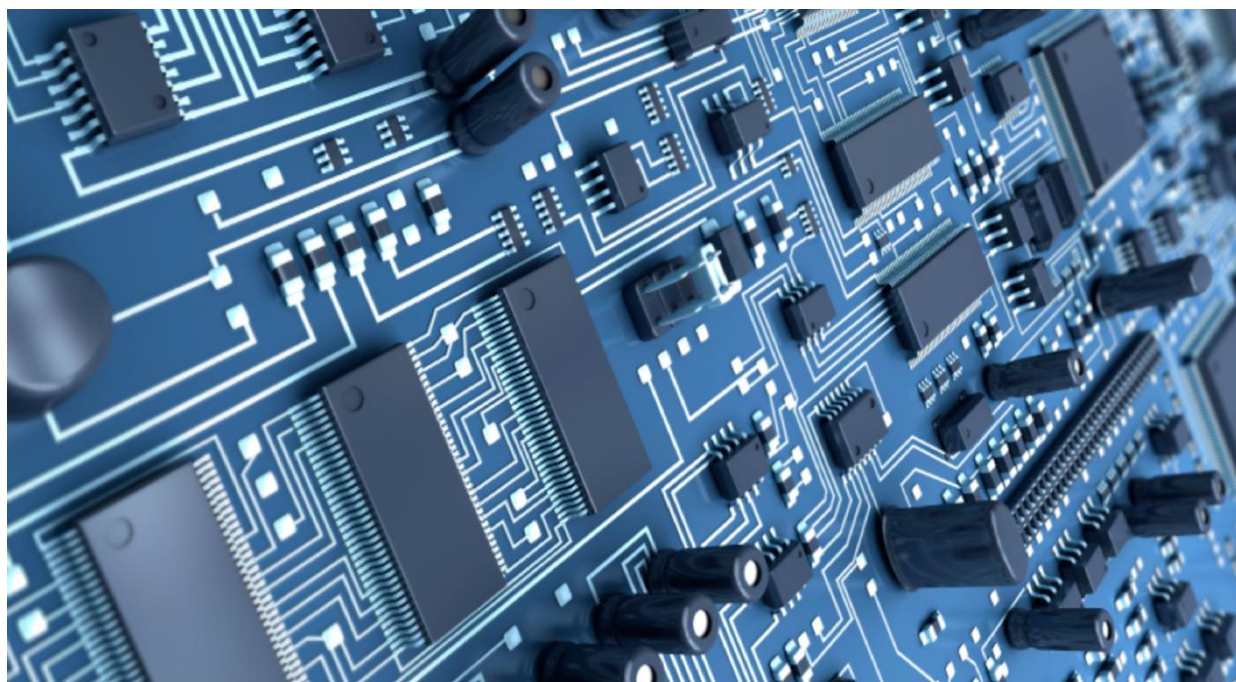


ΑΡΙΣΤΟΤΕΛΕΙΟ ΠΑΝΕΠΙΣΤΗΜΙΟ ΘΕΣΣΑΛΟΝΙΚΗΣ  
ΠΟΛΥΤΕΧΝΙΚΗ ΣΧΟΛΗ  
ΤΟΜΕΑΣ ΗΛΕΚΤΡΙΚΗΣ ΕΝΕΡΓΕΙΑΣ  
ΑΚΑΔΗΜΑΙΚΟ ΕΤΟΣ 2019-2020  
ΗΛΕΚΤΡΟΝΙΚΑ ΙΣΧΥΟΣ Ι



ΘΕΜΑ

Κατανόηση και ανάλυση της διάταξης Ηλεκτρονικών Ισχύος  
και σχεδιασμός φίλτρων αρμονικών ρεύματος

Ομάδα 2:

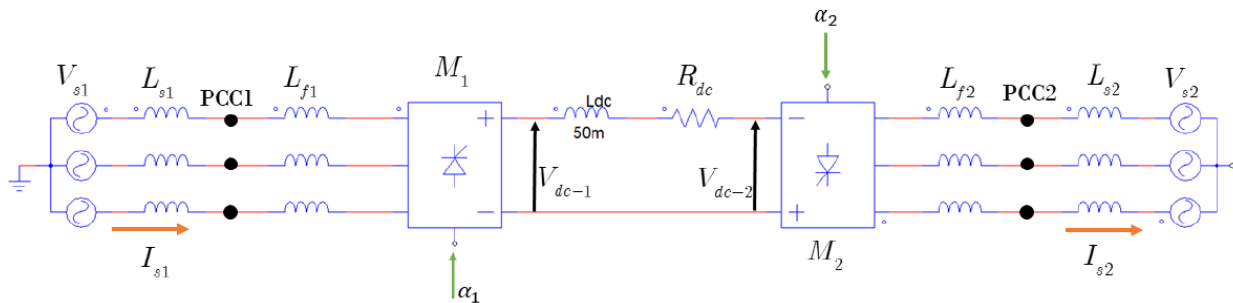
Ονοματεπώνυμο	AEM	Email
Παναγιώτης Φιλανιώτης	8970	filanioti@ece.auth.gr
Γεώργιος Παπαχαραλάμπους	8728	gpapache@ece.auth.gr
Αλκιβιάδης Στασινός	9214	astasinos@ece.auth.gr

## Περιεχόμενα

1. Εισαγωγή .....	3
2. Δεδομένα και Παράμετροι Ομάδας .....	3
3. Ερωτήματα .....	3
3.1 Για ποιους λόγους θέλουμε η τάση $V_{dc2}$ να είναι όσο το δυνατόν μεγαλύτερη; .....	3
3.2 Τι περιορίζει την αύξηση της $V_{dc2}$ στο μέγιστο θεωρητικό επίπεδο; .....	4
3.3 Γιατί ο μετατροπέας M2 στο Σχ.1 είναι αντίστροφα συνδεδεμένος; .....	4
4. Υπολογισμοί.....	5
4.1 Ρεύμα $I_{dc}$ . .....	5
4.2 Γωνία Έναυσης $\alpha_2$ . .....	6
4.3 Γωνία Μετάβασης $u_2$ . .....	7
4.4 Υπολογισμός $V_{dc1}$ .....	7
4.5 Γωνία Έναυσης $\alpha_1$ . .....	7
4.6 Γωνία Μετάβασης $u_1$ . .....	8
4.7 Συγκέντρωση αποτελεσμάτων .....	8
4.8 Μέση και rms τιμή του ρεύματος.....	13
4.9 Μέση και rms τιμή του ρεύματος μέσω προσομοίωσης. ....	14
4.10 Μέγιστη ανάστροφη τάση.....	16
4.11 Μέγιστη ανάστροφη τάση μέσω προσομοίωσης. ....	18
4.12 Επιλογή thyristor. ....	19
4.13 Μαθηματική έκφραση του ρεύματος στην φάση 1 του M1.....	19
4.14 Μαθηματική έκφραση της $V_{dc} - 1$ .....	22
4.15 Απώλειες κάθε μετατροπέα. ....	25
4.16 Έλεγχος χρονικού διαστήματος σβέσης. ....	26
4.17 Αιχμές στις πολικές τάσεις.....	27
4.18 Ανάλυση αρμονικών στα AC ρεύματα.....	31
4.19 Άεργος ισχύς στην θεμελιώδη αρμονική $Q_1$ και η άεργος ισχύς παραμόρφωσης D.....	33
4.20 Σχεδιασμός φίλτρου αρμονικών.....	36
4.21 Σύνδεση φίλτρου στο Pcc1 και συμπεράσματα .....	37
4.22 Αντιστροφή ροής Ισχύος.....	37

## 1. Εισαγωγή

Στη διάταξη του σχήματος 1, παρουσιάζονται τα κύρια μέρη ενός AC/DC/AC συστήματος μεταφοράς ηλεκτρικής ενέργειας μεταξύ AC δικτύων της ίδιας ή διαφορετικής συχνότητας. Το DC μέρος, διαχωρίζει τα δύο AC δίκτυα και επιτρέπει στα δύο δίκτυα να έχουν διαφορετική συχνότητα και διαφορετικά μέτρα τάσεων. Το πηνίο  $L_{dc}$ , έχει μεγάλη τιμή και είναι ισοδύναμο με μία πηγή σταθερού ρεύματος. Η ανόρθωση και η αντιστροφή των τάσεων γίνεται μέσω 6-παλμικών τριφασικών διατάξεων με thyristors.



Σχήμα 1: Διάταξη του AC/DC/AC συστήματος μεταφοράς ηλεκτρικής ενέργειας

## 2. Δεδομένα και Παράμετροι Ομάδας

Βάση Ισχύς	$S_b$ (kVA)	100
Βάση Τάσης	$V_b$ (V)	400
Εσωτερικές Τάσεις	$V_{s1} = V_{s2}$ (pu)	1
Αυτεπαγωγές	$L_{f1} = L_{f2}$	$5\% * Z_{z1}$
Μεταφερόμενη Ισχύς του μετατροπέα 2	$p_{dc2}$ (pu)	0.84
Απώλειες Ισχύος	$\% * p_{dc2}$ (pu)	1.7
Ισχύς Βραχυκύκλωσης	$S_{sc1} = S_{sc2}$ (pu)	19
DC Τάση πριν το μετατροπέα 2	$V_{dc2}$ (V)	490

Δεδομένα και Παράμετροι Ομάδας

## 3. Ερωτήματα

### 3.1 Για ποιους λόγους θέλουμε η τάση $V_{dc2}$ να είναι όσο το δυνατόν μεγαλύτερη;

Βασικός σκοπός της διάταξης είναι η μεταφορά ισχύος από την πλευρά της  $V_{s1}$  στην πλευρά της  $V_{s2}$ . Η ενεργός ισχύς είναι ανάλογη του τετραγώνου της τάσης. Άρα, όσο μεγαλύτερη είναι η  $V_{dc2}$ , τόσο αυξάνεται η ικανότητα μεταφοράς ισχύος της γραμμής μεταφοράς. Επίσης, για δεδομένη ισχύ, με την όσο δυνατόν μεγαλύτερη τάση, επιτυγχάνεται όσον πιο δυνατόν μικρότερο ρεύμα στο DC με αποτέλεσμα λιγότερες απώλειες. Γι' αυτούς τους λόγους είναι επιθυμητό η τάση να είναι όσο το δυνατόν μεγαλύτερη.

### 3.2 Τι περιορίζει την αύξηση της $V_{dc2}$ στο μέγιστο θεωρητικό επίπεδο;

Η αύξηση της  $V_{dc2}$  στο μέγιστο θεωρητικό επίπεδο δεν είναι εφικτή για δύο λόγους. Οι δύο αυτοί λόγοι θα εξηγηθούν σύμφωνα με τη σχέση 6-55, σελ. 177, από το βιβλίο των Mohan, Undeland και Robbins

$$V_d = \frac{3\sqrt{2}}{\pi} V_{LL} \cos \alpha - \frac{3\omega L_s}{\pi} I_d$$

Ο πρώτος λόγος, όπως φαίνεται και από τη σχέση 6-55, αποτελούν τα όρια που μπορεί να πάρει η γωνία έναυσης  $\alpha_2$  του αντιστροφέα. Στην περίπτωση του αντιστροφέα, οι τιμές που μπορεί να πάρει η γωνία είναι  $90^\circ < \alpha_2 < 180^\circ$ . Για να φτάσει τη μέγιστη θεωρητική τιμή η τάση  $V_{dc2}$ , πρέπει η γωνία έναυσης να γίνει ίση με  $180^\circ$ . Αυτό όμως δεν είναι εφικτό, διότι σύμφωνα με τη σχέση 6-35, από το βιβλίο των Mohan, Undeland και Robbins, η γωνία έναυσης μειώνεται κατά μία γωνία σβέσης και μία γωνία μετάβασης.

$$\alpha_2 = 180^\circ - \gamma - u$$

Η γωνία σβέσης  $\gamma$ , καθορίζει το χρονικό διάστημα σβέσης  $t_\gamma$  το οποίο πρέπει να είναι μεγαλύτερο από το χρόνο σβέσης του thyristor  $t_q$  για να μην διαταραχτεί η μετάβαση από το ένα ζεύγος thyristor σε ένα άλλο.

Ο δεύτερος λόγος είναι η παρουσία της αυτεπαγωγής στην εν λόγω διάταξη. Με δεδομένη την παρουσία της αυτεπαγωγής, είναι δεδομένη η μετάβαση από ένα ζεύγος thyristor σε ένα άλλο και κατά συνέπεια η περαιτέρω μείωση της γωνία έναυσης  $\alpha_2$  κατά γωνία μετάβασης  $u_2$ .

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

Βασικός σκοπός της διάταξης είναι η μεταφορά ισχύος από την πλευρά της  $V_{s1}$  στην πλευρά της  $V_{s2}$ . Ένας λόγος για τον οποίο ο μετατροπέας M2 είναι αντίστροφα συνδεδεμένος, είναι για υπάρξει ροή ρεύματος στην πλευρά της  $V_{s2}$ . Το ρεύμα θα ξεκινήσει από το θετικό πόλο του M1 και με δεδομένη τη διαφορά δυναμικού μεταξύ των  $V_{dc1}$  και  $V_{dc2}$  θα δημιουργηθεί ένας βρόγχος στο DC link με κατεύθυνση τον αρνητικό πόλο του M2. Έτσι θα υπάρξει ροή ισχύος από τη DC στην AC πλευρά με κατεύθυνση τη  $V_{s2}$ .

## 4. Υπολογισμοί

### 4.1 Ρεύμα $I_{dc}$ .

Αρχικά, υπολογίζεται μέσω των δεδομένων βάσεων ισχύος και τάσης, η τιμή της βάσης του ρεύματος και της βάσης της αντίστασης.

$$I_b = \frac{S_b}{V_b} \quad (4.1.1)$$

$$Z_{b1} = Z_1 = \frac{U_b^2}{S_b} \quad (4.1.2)$$

$$\left. \begin{array}{l} S_b = 100 \text{ kVA} \\ V_b = 400 \text{ V} \end{array} \right\} \Rightarrow I_b = 250 \text{ A} \quad Z_{b1} = 1.6 \Omega$$

Με τη βοήθεια των παραμέτρων και της βάσης της ισχύς  $S_b$ , υπολογίστηκε η ισχύς  $P_{dc_2}$  και το ρεύμα  $I_{dc}$  του κλάδου DC.

$$p_{dc_2} = \frac{P_{dc_2}}{S_b} \quad (4.1.3)$$

$$\left. \begin{array}{l} p_{dc_2} = 0.84 \text{ pu} \\ V_{dc_2} = 490 \text{ V} \end{array} \right\} \Rightarrow P_{dc_2} = 0.84 * 100 = 84 \text{ kW}$$

$$P_{dc_2} = V_{dc_2} * I_{dc} \Rightarrow I_{dc} = \frac{P_{dc_2}}{V_{dc_2}} \quad (4.1.4)$$

$$\Rightarrow I_{dc} = 171.43 \text{ A} \Rightarrow i_{dc} = 0.686 \text{ pu}$$

Σύμφωνα με τις παραμέτρους, οι απώλειες στο DC, είναι μικρότερες από  $1.7\% * P_{dc_2}$ . Επομένως, οι απώλειες είναι μικρότερες από:

$$P_{loss} < 1.7\% * P_{dc_2} < 1.7\% * 84 < 1.428 \text{ kW}$$

Στη χειρότερη περίπτωση, οι απώλειες είναι ίσες με  $P_{loss} = 1.428 \text{ kW}$ . Οι απώλειες αυτές, οφείλονται στην αντίσταση  $R_{dc}$ , η οποία βρίσκεται στον κλάδο του DC. Επομένως, η τιμή της αντίστασης  $R_{dc}$ , υπολογίζεται ως:



$$P_{loss} = I_{dc}^2 * R_{dc} \Rightarrow R_{dc} = \frac{P_{loss}}{I_{dc}^2} = \frac{1428}{171.43^2} = 0.0486 \Omega \quad (4.1.6)$$

Επιπλέον, η ισχύς η οποία εξέρχεται από το Μετατροπέα 1, είναι ίση με το άθροισμα της ισχύος που εισέρχεται στο Μετατροπέα 2,  $P_{dc2}$  και το σύνολο των απωλειών στην αντίσταση  $R_{dc}$ . Δηλαδή είναι ίση με

$$P_{dc1} = P_{dc2} + P_{loss} = 84 + 1.428 = 85.428 \text{ kW} \quad (4.1.7)$$

## 4.2 Γωνία Έναυσης $\alpha_2$ .

Όπως απαντήθηκε και στο ερώτημα 2, οι μετατροπείς με thyristors, μπορούν να λειτουργούν και ως αντιστροφείς, όταν η  $V_d$  είναι αρνητική και όταν η γωνία έναυσης των thyristors, ρυθμίζεται μεταξύ 90 και 180 μοιρών. Ρυθμίζοντας τη γωνία έναυσης των thyristors, ρυθμίζεται η τάση στη DC πλευρά του αντιστροφέα. Η ρύθμιση της γωνίας έναυσης διασφαλίζεται η ροή ενεργού ισχύος από τη DC πλευρά στην AC πλευρά. Για να γίνει αυτό και ο μετατροπέας 2 να λειτουργεί ως αντιστροφέας, πρέπει η γωνία έναυσης να ρυθμίζεται μεταξύ 90 και 180 μοιρών. Από το βιβλίο των Mohan, Undeland και Robbins, σύμφωνα με την εξίσωση 6-55, σελ. 177 θα υπολογιστεί η γωνία έναυσης του Μετατροπέα 2,  $\alpha_2$ .

$$V_d = \frac{3\sqrt{2}}{\pi} V_{LL} \cos \alpha_2 - \frac{3\omega L_s}{\pi} I_d \quad (4.2.1)$$

Η συνολική αυτεπαγωγή  $L_2$ , αποτελεί το άθροισμα των τιμών της δεδομένης εσωτερικής αυτεπαγωγής του μετατροπέα  $L_{f2}$  και της εσωτερικής αυτεπαγωγής της πηγής  $L_{s2}$ . Η εσωτερική σύνθετη αντίσταση του δικτύου  $Z_\delta$ , σύμφωνα με το βιβλίο του κ. Ντοκόπουλου, «Ηλεκτρικές Εγκαταστάσεις Καταναλωτών», υπολογίζεται από την εξίσωση 8.2, σελ. 320,

$$Z_\delta = \frac{cU_n^2}{S_k} \quad (4.2.2)$$

Εφόσον η αντίσταση του δικτύου είναι μηδενική  $R_\delta = 0$ , υπολογίζεται η εσωτερική αυτεπαγωγή της πηγής:

$$\Rightarrow \omega L_{s2} = \frac{cU_n^2}{S_k} = 1.1 * \frac{0.4^2}{1.9} \Rightarrow L_{s2} = 0.294 \text{ mH}$$

Η εσωτερική αυτεπαγωγή του αντιστροφέα είναι ίση με:

$$L_{f2} = \frac{0.05Z_b}{\omega} \Rightarrow L_{f2} = 0.254 \text{ mH} \quad (4.2.3)$$

Επομένως η συνολική αυτεπαγωγή είναι ίση με  $L_2 = 0.548 \text{ mH}$ .

Σύμφωνα με την εξίσωση 4.2.1 και με όλα τα δεδομένα γνωστά, υπολογίζεται η μέγιστη γωνία έναυσης του thyristor  $\alpha_2$ .

$$\left. \begin{array}{l} V_d = -490 \text{ V} \\ V_{LL} = 400 \text{ V} \\ L_2 = 0.548 \text{ mH} \end{array} \right\} \Rightarrow -490 = \frac{3\sqrt{2}}{\pi} 400 \cos \alpha_2 - \frac{3 \cdot 2\pi \cdot 50 \cdot 0.548 \cdot 10^{-3}}{\pi} 171.43 \Rightarrow \alpha_2 = 148.76^\circ$$

#### 4.3 Γωνία Μετάβασης $u_2$ .

Σε ένα πραγματικό μετατροπέα με thyristors, η αυτεπαγωγή στη AC πλευρά του δεν μπορεί να αγνοηθεί με αποτέλεσμα η μετάβαση του ρεύματος να μην είναι ακαριαία. Για μια δεδομένη γωνία έναυσης  $\alpha$  του μετατροπέα, η μετάβαση του ρεύματος γίνεται σε ένα χρονικό διάστημα μετάβασης  $u$ . Για τον υπολογισμό της γωνίας μετάβασης, χρησιμοποιείται η εξίσωση 4.3.1.

$$\cos(\alpha + u) = \cos \alpha - \frac{2\omega L_s}{\sqrt{2}V_{LL}} I_d \quad (4.3.1)$$

Εφόσον, όλα τα δεδομένα της εξίσωσης 4.3.1 είναι γνωστά, από τις προηγούμενες ενότητες υπολογίζεται η γωνία μετάβασης  $u \Rightarrow$

$$\begin{aligned} \cos(\alpha_2 + u_2) &= \cos(\alpha_2) - \frac{2 \cdot 2\pi \cdot 50 \cdot 0.548 \cdot 10^{-3}}{\sqrt{2} \cdot 400} 171.43 \\ &\Rightarrow \cos(148.75 + u_2) = -0.959 \Rightarrow u_2 = 14.786^\circ \end{aligned}$$

#### 4.4 Υπολογισμός $V_{dc1}$ .

Ανάμεσα στους δύο μετατροπείς, παρεμβάλλεται και η αντίσταση  $R_{dc}$ , επομένως οι DC τάσεις στην έξοδο του Μετατροπέα 1,  $V_{dc1}$  και στην είσοδο του Μετατροπέα 2,  $V_{dc2}$  δεν είναι ίσες, λόγω της πτώσης τάσης πάνω στην αντίσταση  $R_{dc}$ . Η  $V_{dc1}$  υπολογίζεται ως εξής:

$$\begin{aligned} V_{dc1} &= V_{dc2} + V_{R_{dc}} \Rightarrow V_{dc1} = V_{dc2} + I_{dc} R_{dc} \\ &\Rightarrow V_{dc1} = 490 + 171.43 \cdot 0.0486 \Rightarrow V_{dc1} = 498.331 \text{ V} \end{aligned}$$

#### 4.5 Γωνία Έναυσης $\alpha_1$ .

Για να λειτουργεί ο Μετατροπέας 1 ως ανορθωτής, πρέπει η γωνία έναυσης των thyristors, να ρυθμίζεται μεταξύ 0 και 90 μοιρών. Ρυθμίζοντας τη γωνία έναυσης των thyristors, ρυθμίζεται το ρεύμα στη DC πλευρά του ανορθωτή και επομένως και το μέγεθος της μεταφερόμενης ισχύος. Η ρύθμιση της γωνίας έναυσης διασφαλίζει ότι η ροή ενεργού ισχύος από τη AC πλευρά στην DC πλευρά. Η γωνία έναυσης  $\alpha_1$ , θα υπολογιστεί από την εξίσωση 4.2.1. Σε αυτή τη περίπτωση η  $V_d$  θα είναι θετική και ίση με τη τιμή, που έχει υπολογιστεί στην ενότητα 4.4.

$$\left. \begin{array}{l} V_d = 498.331 \text{ V} \\ V_{LL} = 400 \text{ V} \\ L_s = 0.548 \text{ mH} \end{array} \right\} \Rightarrow 498.331 = \frac{3\sqrt{2}}{\pi} 400 \cos \alpha_1 - \frac{3 \cdot 2\pi \cdot 50 \cdot 0.548 \cdot 10^{-3}}{\pi} 171.43 \Rightarrow \alpha_1 = 12.839^\circ$$

#### 4.6 Γωνία Μετάβασης $u_1$ .

Για τον υπολογισμό της γωνίας μετάβασης, χρησιμοποιείται η εξίσωση 4.3.1.

$$\cos(\alpha_1 + u_1) = \cos(\alpha_1) - \frac{2 * 2\pi * 50 * 0.548 * 10^{-3}}{\sqrt{2} * 400} 171.43$$

$$\Rightarrow \cos(12.839 + u_1) = 0.871 \Rightarrow u_1 = 16.586^\circ$$

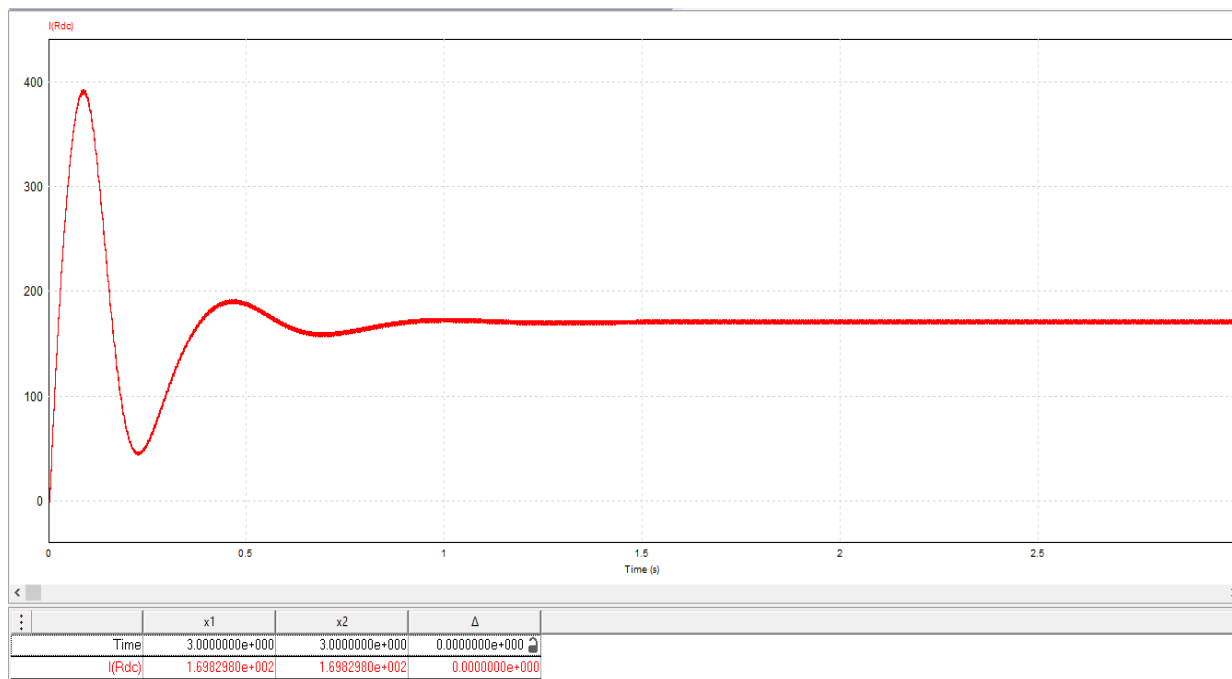
#### 4.7 Συγκέντρωση αποτελεσμάτων

Στον Πίνακα 1 παρουσιάζονται συγκεντρωτικά οι θεωρητικοί υπολογισμοί και οι υπολογισμοί μέσω προσομοίωσης με τη βοήθεια του προγράμματος PSIM.

	Υπολογισμοί	Προσομοίωση PSIM
$I_{dc}$	171.43 A	169.829 A
$V_{dc1}$	498.331 V	498.253 V
$V_{dc2}$	490 V	490.006 V
$\alpha_1$	12.839°	12.676°
$\alpha_2$	148.75°	148.559°
$u_1$	16.586	16.466°
$u_2$	14.776°	14.766°

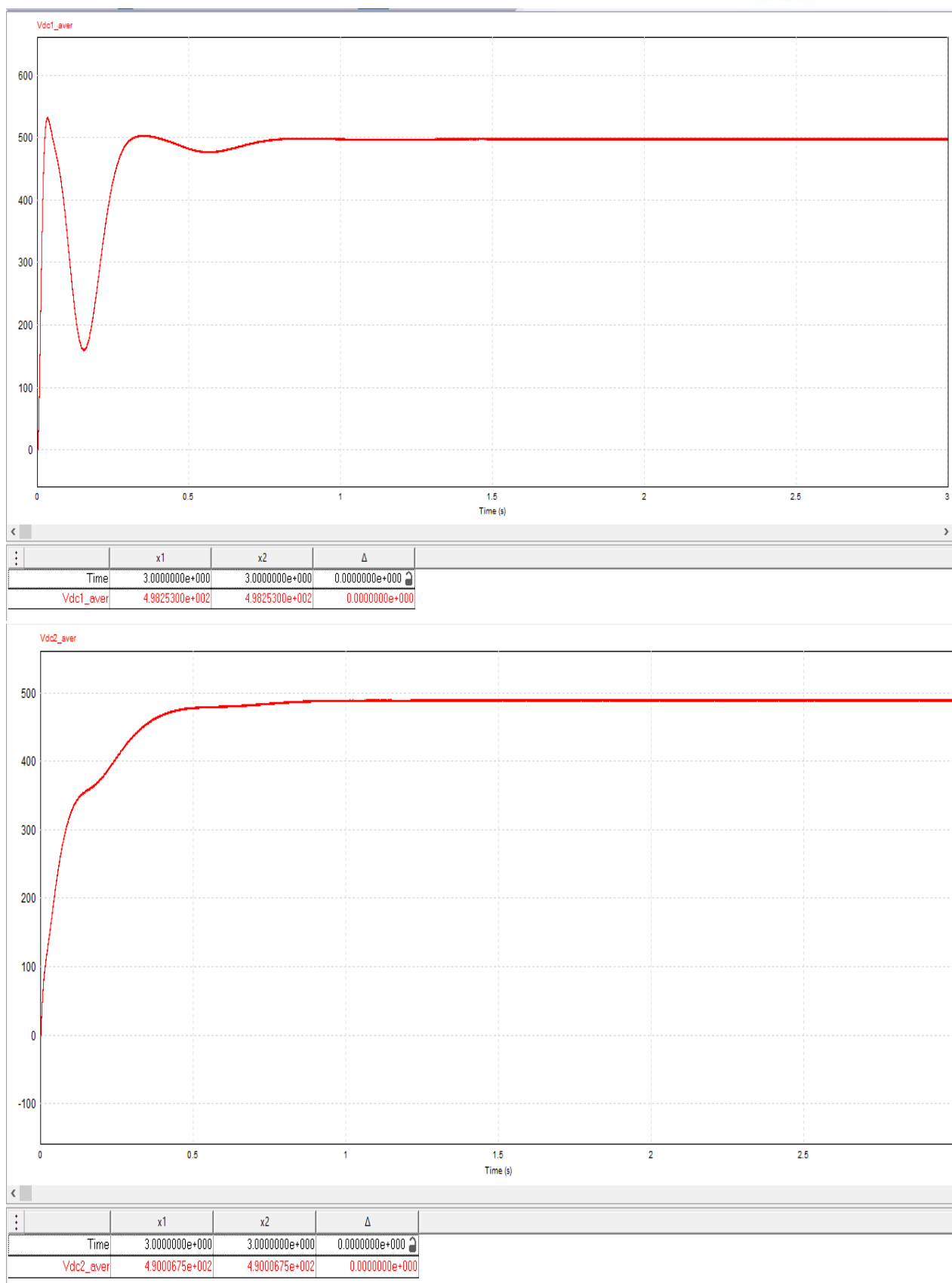
Πίνακας 1

Στα σχήματα 2, 3, 4, 5 και 6, παρουσιάζονται οι υπολογισμοί μέσω προσομοίωσης.

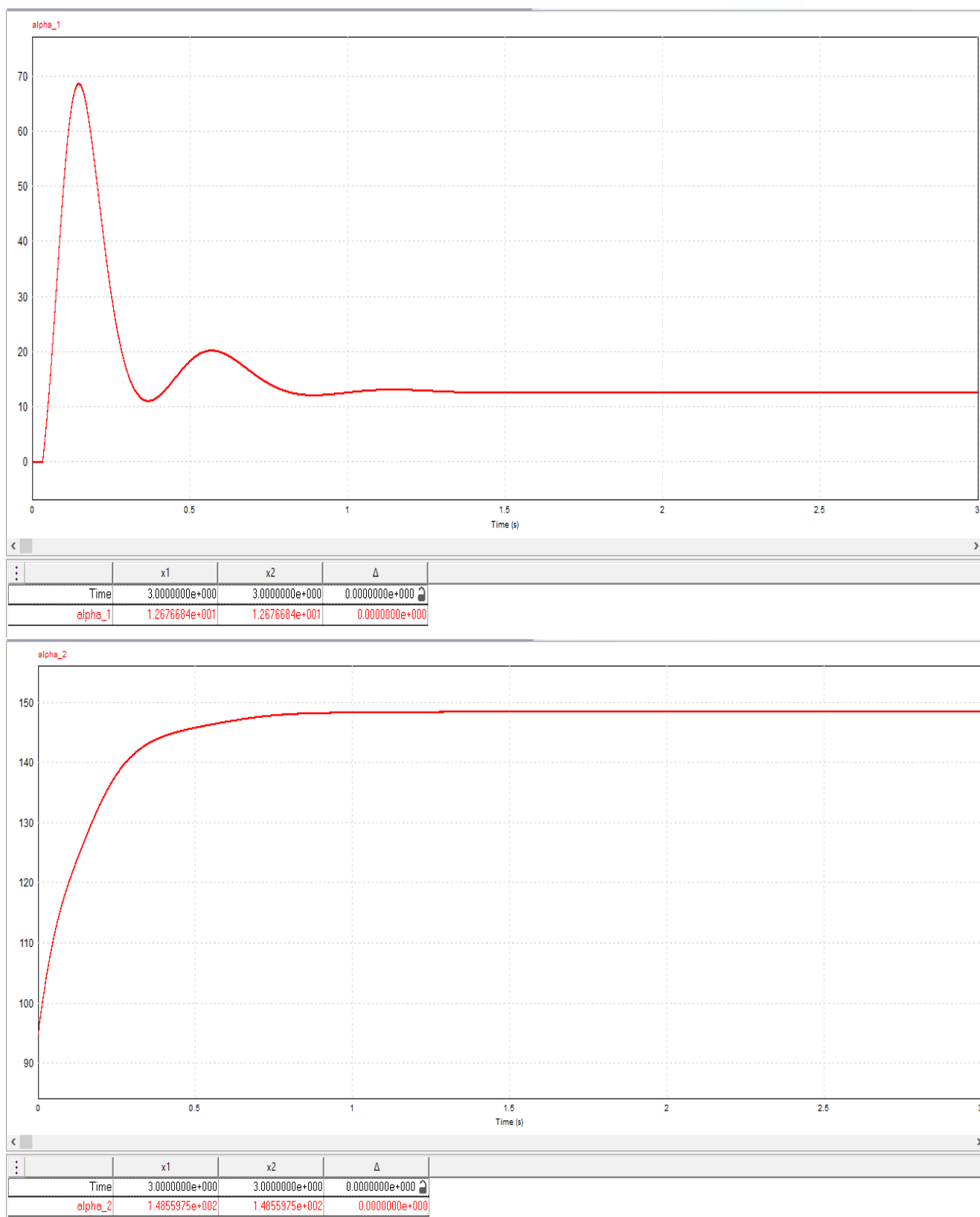


Σχήμα 2: Ρεύμα DC,  $I_{dc}$

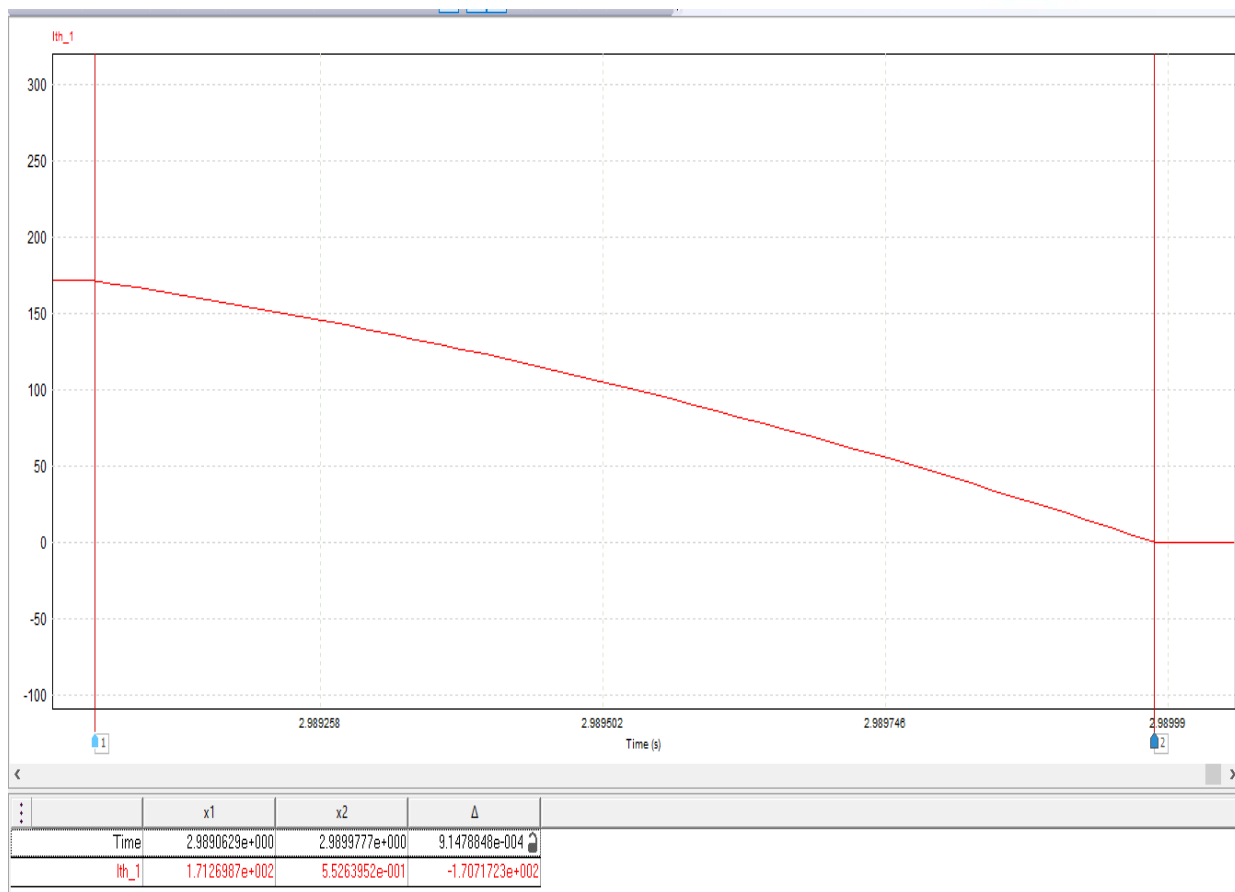




Σχήμα 3: Τάσεις των μετατροπέων στη DC πλευρά, Vdc1 και Vdc2



Σχήμα 4: Γωνίες έναυσης των thyristors,  $\alpha_1$  και  $\alpha_2$



What time delay is it with phase angle

Frequency  $f$  50 Hz

Time delay  $\Delta t$  0.91478 ms

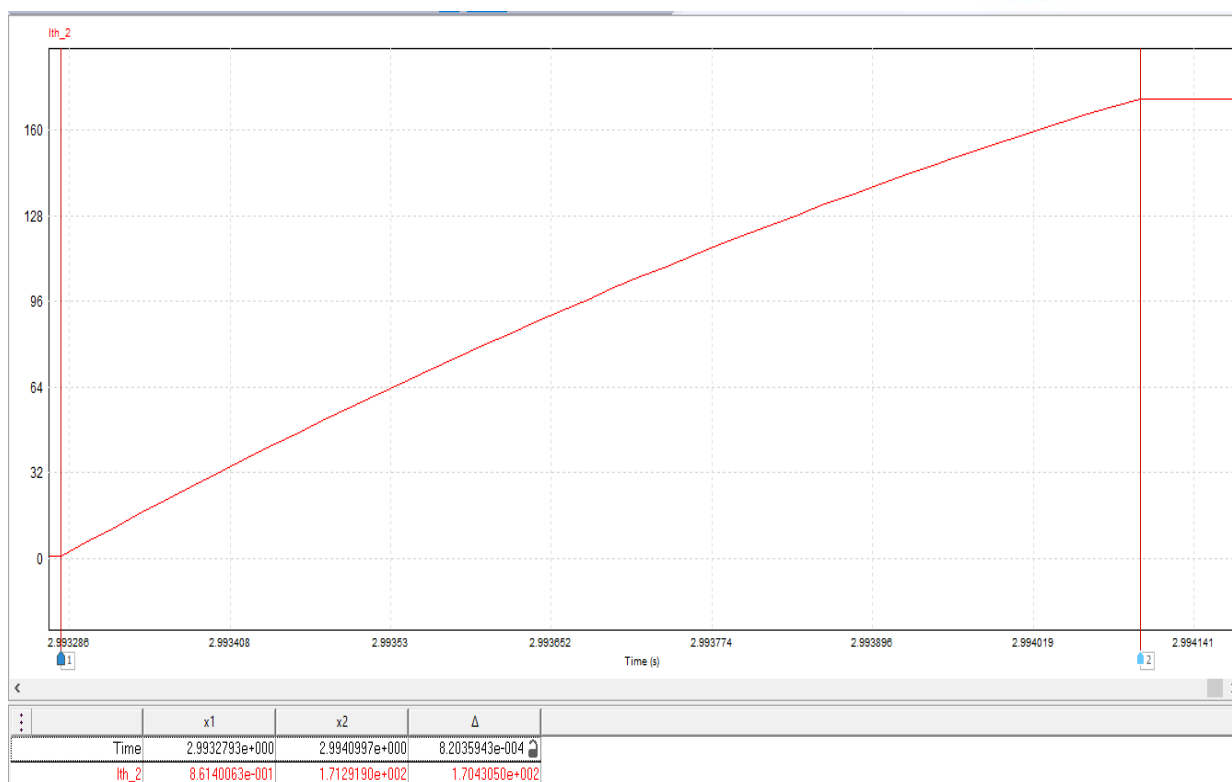
reset ↓ calculation

Phase difference  $\phi$  in degrees 16.46604 ° or deg

$\phi$  in radians 0.28738661276508 rad

$c = 343$  m/s at 20° wavelength  $\lambda$  6.86 m

Σχήμα 5: Γωνιά μετάβασης των thyristors του Μετατροπέα 1, υ1



Frequency  $f$  50 Hz

Time delay  $\Delta t$  0.82035 ms

reset ↓ calculation

Phase difference  $\varphi$  in degrees 14.7663000000000 ° or deg

$\varphi$  in radians 0.25772055333723 rad

$c = 343$  m/s at 20° wavelength  $\lambda$  6.86 m

Σχήμα 6: Γωνιά μετάβασης των thyristors του Μετατροπέα 2,  $u_2$

#### 4.8 Μέση και rms τιμή του ρεύματος.

Χρησιμοποιώντας τις πιο κάτω σχέσεις θα υπολογιστούν η μέση και rms τιμή των ρευμάτων στα thyristor στους μετατροπείς 1 και 2.

##### Μετατροπέας 1 - Ανορθωτής

##### Μέση Τιμή

$$\overline{I_{th}} = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} i_{th}(t) d(\omega t) \quad (4.8.1)$$

$$\Rightarrow \frac{1}{2\pi} \int_0^{\frac{2\pi}{3}} I_D d(\omega t) = \frac{1}{2\pi} * \frac{2\pi}{3} * I_D = \frac{I_D}{3} \Rightarrow \overline{I_{th1}} = 57.143A$$

##### RMS τιμή

$$I_{thrms} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T i_{th}^2(t) d(\omega t)} \quad (4.8.2)$$

$$\Rightarrow \sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_0^{\frac{2\pi}{3}+\alpha} I_D^2(t) d(\omega t)} = \sqrt{\frac{1}{2\pi} * \frac{2\pi}{3} * I_D^2} = \frac{I_D}{\sqrt{3}} \Rightarrow I_{th1rms} = 98.975A$$

##### Μετατροπέας 2 - Αντιστροφέας

##### Μέση Τιμή

Με τη χρήση της εξίσωσης 4.8.1

$$\overline{I_{th}} = \frac{1}{2\pi} \int_0^{\frac{2\pi}{3}} I_D d(\omega t) = \frac{1}{2\pi} * \frac{2\pi}{3} * I_D = \frac{I_D}{3} \Rightarrow \overline{I_{th2}} = 57.143A$$

##### RMS τιμή

Με χρήση της εξίσωσης 4.8.2

$$I_{thrms} = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_0^{\frac{2\pi}{3}+\alpha} I_D^2(t) d(\omega t)} = \sqrt{\frac{1}{2\pi} * \frac{2\pi}{3} * I_D^2} = \frac{I_D}{\sqrt{3}}$$

$$\Rightarrow I_{th2rms} = 98.975A$$

Οι μέσες και οι RMS των ρευμάτων σε κάθε μετατροπέα είναι ίσες, αφού τα thyristors και των δύο μετατροπέων διαρρέονται από το ίδιο ρεύμα.

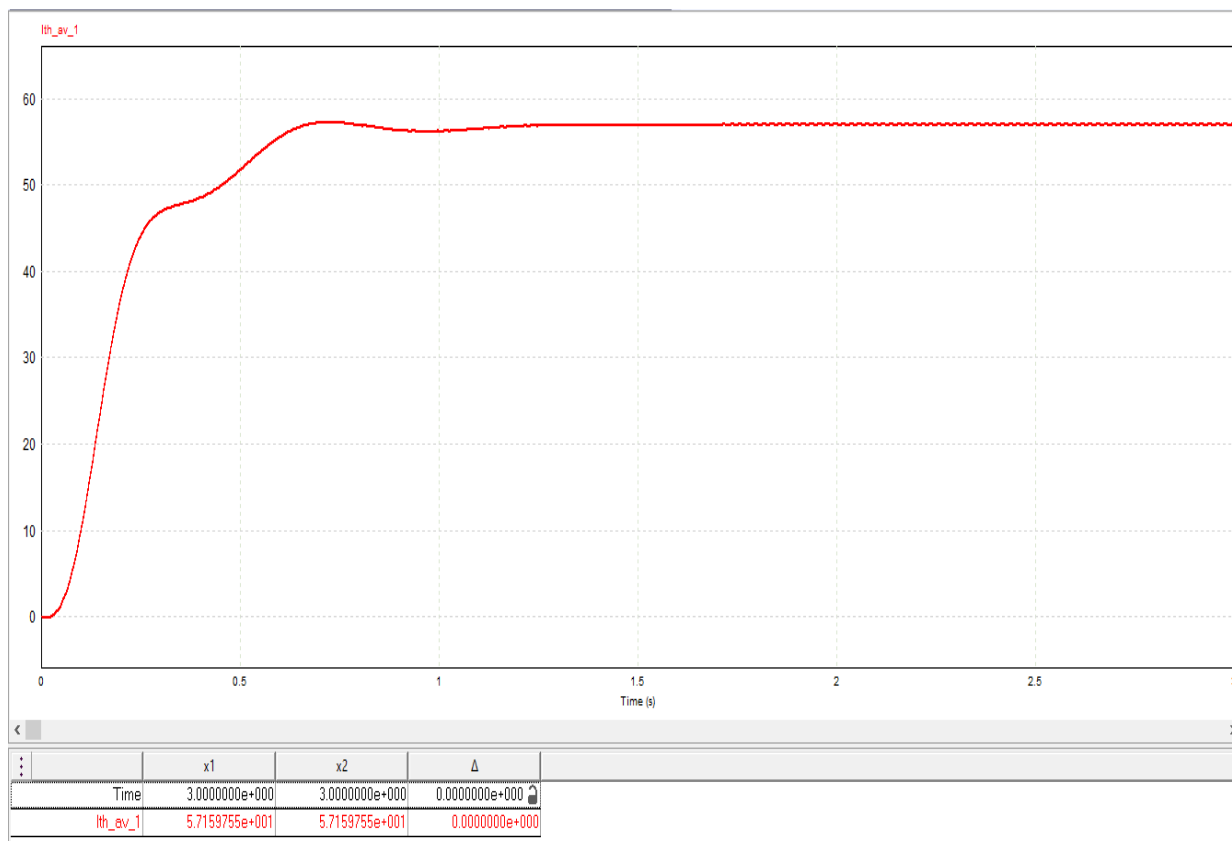
#### 4.9 Μέση και rms τιμή του ρεύματος μέσω προσομοίωσης.

Στον Πίνακα 2 παρουσιάζονται συγκεντρωτικά οι θεωρητικοί υπολογισμοί και οι υπολογισμοί μέσω προσομοίωσης με τη βοήθεια του προγράμματος PSIM. Υπάρχουν ελάχιστες διαφορές μεταξύ των δύο, καθώς στους θεωρητικούς υπολογισμούς δεν λήφθηκε υπόψιν η μετάβαση.

	Υπολογισμοί	Προσομοίωση PSIM
Μέσο ρεύμα thyristor M1	57.143	57.159
Μέσο ρεύμα thyristor M2	57.143	57.123
RMS ρεύμα thyristor M1	98.975	96.767
RMS ρεύμα thyristor M2	98.975	96.984

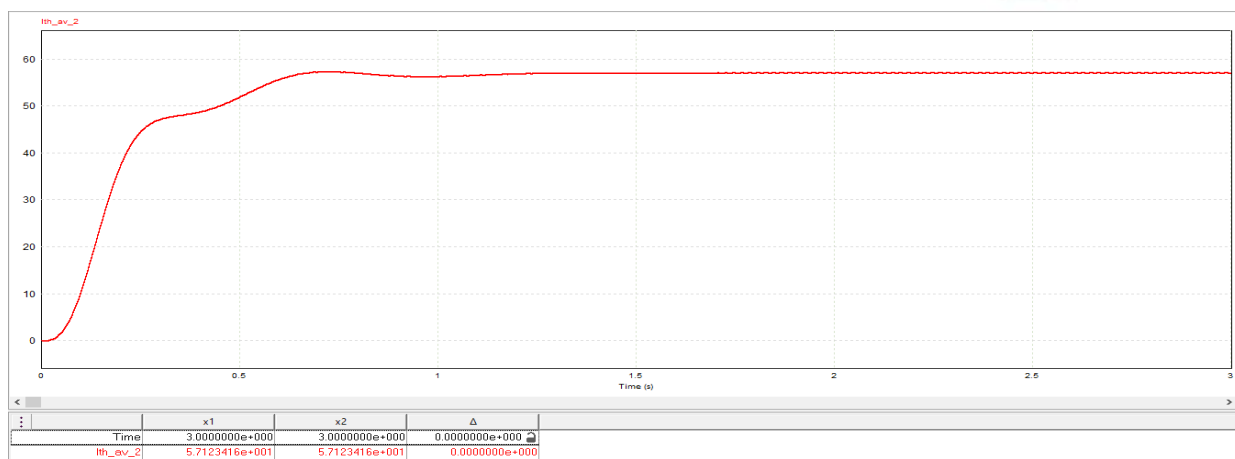
Πίνακας 2

Στα σχήματα που παρουσιάζονται παρακάτω, παρουσιάζονται οι υπολογισμοί μέσω προσομοίωσης.

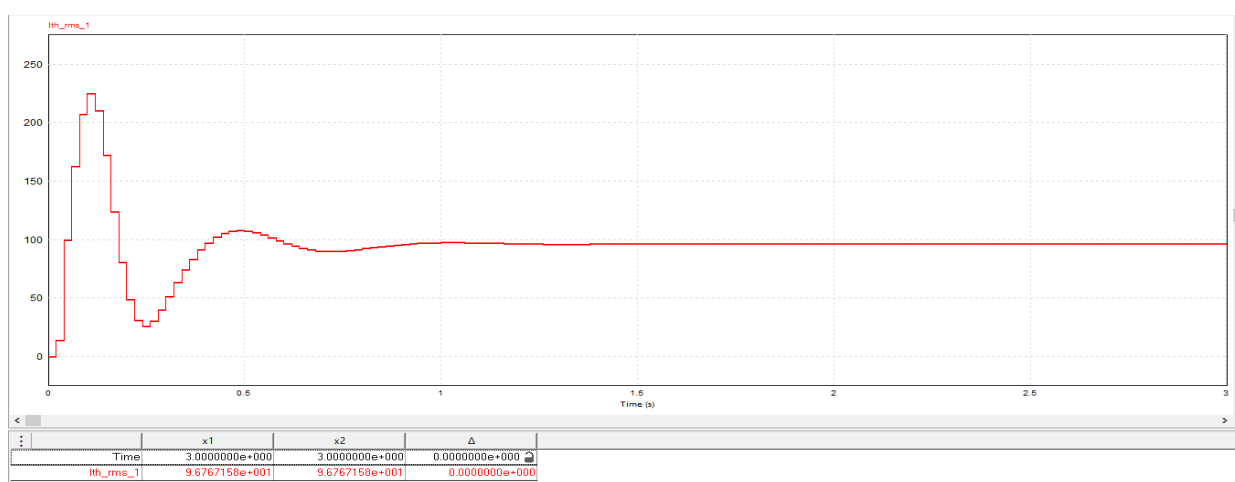


Σχήμα 7: Μέσο Ρεύμα thyristor M1,  $\overline{I_{th_1}}$

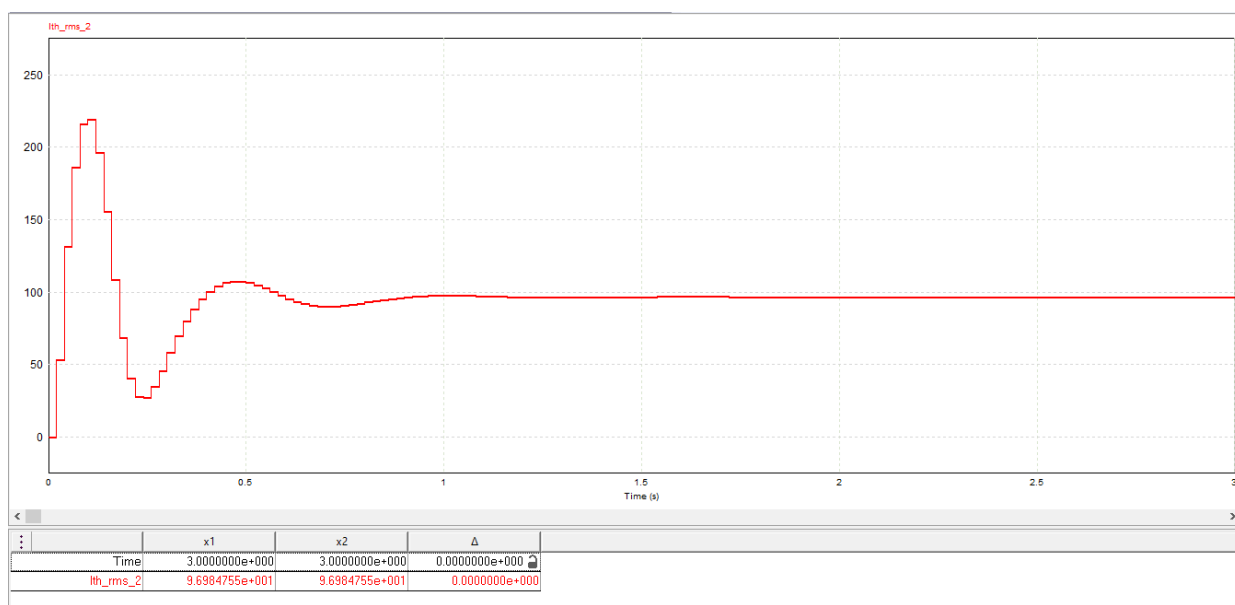




Σχήμα 8: Μέσο Ρεύμα thyristor M2,  $\overline{I_{th2}}$



Σχήμα 9: RMS τιμή του ρεύματος thyristor του M1,  $I_{th1,rms}$



Σχήμα 10: RMS τιμή του ρεύματος thyristor του M2,  $I_{th2,rms}$

#### 4.10 Μέγιστη ανάστροφη τάση.

Θα μελετηθεί αρχικά το thyristor 1 του ανορθωτή. Για την ανάλυση τα thyristors θα θεωρηθούν ιδανικά, οπότε η τάση τους όταν άγουν είναι 0. Όταν δεν άγουν η τάση τους θα προκύπτει απ' τη διαφορά της τάσης στην άνοδο από την τάση στην κάθοδο. Σύμφωνα με αυτή τη θεώρηση προκύπτουν τα εξής:

- $a \leq \omega t \leq 120^\circ + a + u \Rightarrow 18.781 \leq \omega t \leq 146.069$  :  
Άγει το thyristor 1 άρα:

$$V_{th1} = 0$$

- $120^\circ + a + u \leq \omega t \leq 180^\circ + a \Rightarrow 146.069 \leq \omega t \leq 198.781$  :  
Άγουν τα thyristor 2 κ' 3 άρα :

$$V_{th1} = V_{an} - V_{bn} = V_{ab} = 565.685 * \sin(\omega t - \frac{300\pi}{180})$$

- $180^\circ + a \leq \omega t \leq 180^\circ + a + u \Rightarrow 198.781 \leq \omega t \leq 206.069$  :  
Στο διάστημα αυτό γίνεται μετάβαση από το thyristor 2 στο 4, άρα θα εμφανιστεί στη φάση α το μεταβατικό ρεύμα  $i_u$  το οποίο δημιουργεί μια πτώση τάσης στο πηνίο της φάσης α άρα η τάση που "βλέπει" η άνοδος του thyristor θα είναι  $V_{an} - V_{La}$ . Άρα:  
 $V_{th1} = V_{an} - V_{La} - V_{bn} = V_{an} - \frac{V_{an} - V_{cn}}{2} - V_{bn}$ .  
Ισχύει ότι:  $V_{an} + V_{bn} + V_{cn} = 0$ . Άρα:

$$V_{th1} = -\frac{3}{2} V_{bn} = -489.8985 * \sin(\omega t - \frac{90\pi}{180})$$

- $180^\circ + a + u \leq \omega t \leq 240^\circ + a \Rightarrow 206.069 \leq \omega t \leq 258.781$  :  
Άγουν τα thyristor 3 κ' 4 άρα:

$$V_{th1} = V_{an} - V_{bn} = V_{ab} = 565.685 * \sin(\omega t - \frac{300\pi}{180})$$

- $240^\circ + a \leq \omega t \leq 240^\circ + a + u \Rightarrow 258.781 \leq \omega t \leq 266.069$  :  
Στο διάστημα αυτό έχουμε μετάβαση από το thyristor 3 στο 5, ενώ το 4 συνεχίζει να άγει άρα προκύπτει όπως πριν:

$$\begin{aligned} V_{th1} &= V_{an} - (V_{cn} - V_{Lc}) = V_{an} - \frac{V_{cn} - V_{bn}}{2} - V_{cn} = \frac{3}{2} V_{an} \\ &= 489.8985 * \sin(\omega t + \frac{30\pi}{180}) \end{aligned}$$

- $240^\circ + a + u \leq \omega t \leq 300^\circ + a \Rightarrow 266.069 \leq \omega t \leq 318.781$

Άγουν τα thyristor 4 κ' 5 άρα:

$$V_{th1} = V_{an} - V_{cn} = V_{ac} = 565.685 * \sin \omega t$$

- $300^\circ + a \leq \omega t \leq 300^\circ + a + u \Rightarrow 318.781 \leq \omega t \leq 326.069$

Στο διάστημα αυτό έχουμε μετάβαση από το thyristor 4 στο 6, ενώ το 5 συνεχίζει να άγει άρα προκύπτει όπως πριν:

$$\begin{aligned} V_{th1} &= V_{an} - V_{cn} - V_{Lc} = V_{an} - \frac{V_{an} - V_{bn}}{2} - V_{cn} = -\frac{3}{2}V_{cn} \\ &= -489.8985 * \sin \left( \omega t + \frac{150\pi}{180} \right) \end{aligned}$$

- $300^\circ + a + u \leq \omega t \leq 360^\circ + a \Rightarrow 326.069 \leq \omega t \leq 378.781$

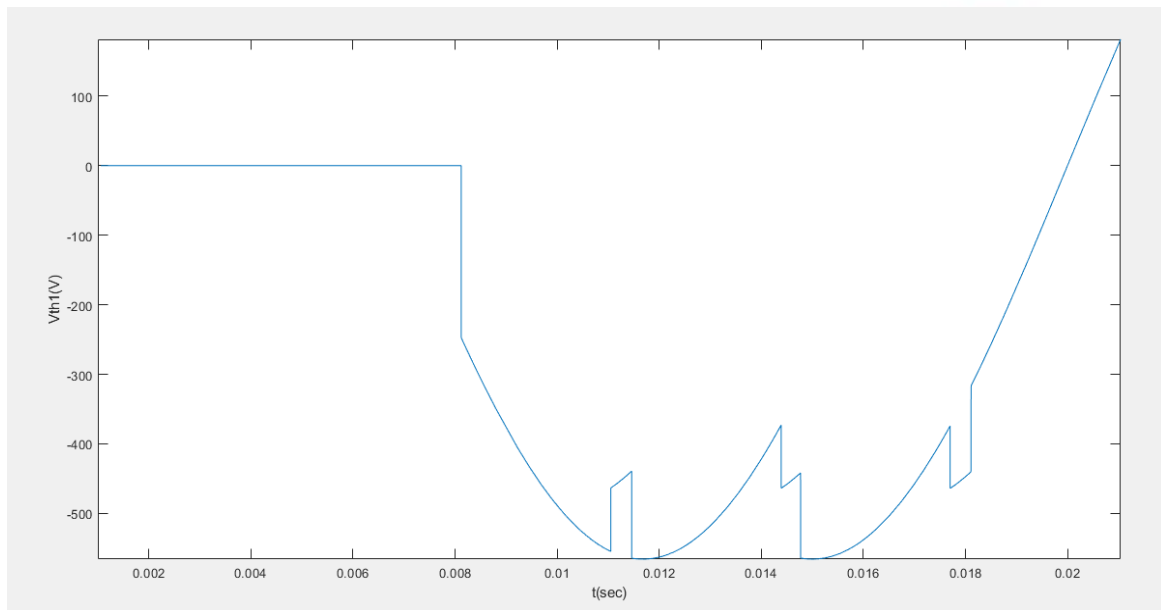
Άγουν τα thyristor 5 κ' 6 άρα:

$$V_{th1} = V_{an} - V_{cn} = V_{ac} = 565.685 * \sin \omega t$$

Άρα συνολικά για το thyristor 1 του πρώτου μετατροπέα σε διάστημα μιας περιόδου ισχύει:

$$V_{th1} = \begin{cases} 0 & \text{για } 0.00104 \leq t \leq 0.00812 \\ 565.685 * \sin \left( \omega t - \frac{300\pi}{180} \right) & \text{για } 0.00812 \leq t \leq 0.01105 \\ -489.8985 * \sin \left( \omega t - \frac{90\pi}{180} \right) & \text{για } 0.01105 \leq t \leq 0.01146 \\ 565.685 * \sin \left( \omega t - \frac{300\pi}{180} \right) & \text{για } 0.01146 \leq t \leq 0.01439 \\ 489.8985 * \sin \left( \omega t + \frac{30\pi}{180} \right) & \text{για } 0.01439 \leq t \leq 0.01477 \\ 565.685 * \sin \omega t & \text{για } 0.01477 \leq t \leq 0.0177 \\ -489.8985 * \sin \left( \omega t + \frac{150\pi}{180} \right) & \text{για } 0.0177 \leq t \leq 0.01811 \\ 565.685 * \sin \omega t & \text{για } 0.01811 \leq t \leq 0.02104 \end{cases}$$

Στο σχήμα 11 παρουσιάζεται η μέγιστη ανάστροφη τάση του thyristor 1 μέσω του προγράμματος MATLAB.



Σχήμα 11: Μέγιστη Ανάστροφη τάση του thyristor 1

Από την παραπάνω εξίσωση καθώς και τον υπολογισμό μέσω του προγράμματος MATLAB προκύπτει ότι η μέγιστη ανάστροφη τάση του thyristor 1, είναι  $V_{th1} = -565.685 \text{ V}$ .

Μετατροπέας 2:

Με την ίδια ακριβώς λογική αλλά με αντίθετες φορές στις τάσεις.

Άρα η μέγιστη ανάστροφη τάση του thyristor 1 του δεύτερου μετατροπέα θα είναι  $V_{th1} = 565.685 \text{ V}$ .

#### 4.11 Μέγιστη ανάστροφη τάση μέσω προσομοίωσης.

Στο σχήμα 12, φαίνεται η μέγιστη ανάστροφη τάση του thyristor 1 του Μετατροπέα 1, όπως υπολογίστηκε μέσω προσομοίωσης με το πρόγραμμα PSIM.

	x1	x2	Δ	RMS
Time	8.3400000e-002	2.4000020e+000	2.3166020e+000	
V_AB_cnv1	5.6597371e+002	2.8050692e+002	-2.8546679e+002	0.0000000e+000

Σχήμα 12: Μέγιστη ανάστροφη τάση μέσω προσομοίωσης στο PSIM

Άρα η μέγιστη ανάστροφη τάση στο thyristor 1 του μετατροπέα 1 υπολογίζεται μέσω της προσομοίωσης στο PSIM:  $V_{th1} = -565.97371 \text{ V}$ .

#### 4.12 Επιλογή thyristor.

Η επιλογή των thyristor έγινε με βάση την μέση του ρεύματος και τη μέγιστη ανάστροφη τάση την οποία θα πρέπει να αντέξει το thyristor. Με βάση την έρευνα που έγινε στο διαδίκτυο από διάφορους κατασκευαστές, θεωρήθηκε ως κατάλληλο, το thyristor από την εταιρία **Dynex** με αριθμό παραγγελίας **DCR47T06**. Το thyristor αυτό, έχει μέγιστη ανάστροφη τάση 600 V, και μέση τιμή του ρεύματος 470 A, τιμές μεγαλύτερες από τις τιμές που υπολογίστηκαν στα προηγούμενα ερωτήματα. Επομένως το thyristor θεωρείται πως θα έχει ασφαλή λειτουργία. Επίσης έχουν χαμηλές απώλειες αγωγιμότητας και μικρό χρόνο σβέσης. Επιλέχτηκαν 12 thyristor , 6 για τον κάθε μετατροπέα. Το φυλλάδιο του κατασκευαστή βρίσκεται ολοκληρωμένο στο **παρακάτω σύνδεσμο**.

[https://www.dynexsemi.com/Portals/0/assets/downloads/DNX\\_DCR470T.pdf](https://www.dynexsemi.com/Portals/0/assets/downloads/DNX_DCR470T.pdf)

#### 4.13 Μαθηματική έκφραση του ρεύματος στην φάση 1 του M1.

- Το διάστημα μεταξύ του θετικού μηδενισμού της φάσης α και της τομής των φάσεων α κ' c είναι  $30^\circ$ .
- Το ρεύμα  $i_a$  παραμένει ίσο με το 0 για διάστημα  $\Delta_{\text{μηδενισμού}} = 60^\circ - u_1 = 43.414^\circ$  λόγω της αυτεπαγωγής.
- Το διάστημα μεταξύ της στιγμής αναφοράς ( $\omega t = 30^\circ$ ) και της στιγμή που το ρεύμα μεταβαίνει απο 0 σε θετικές τιμές είναι  $\Delta = 30^\circ + \alpha_1 = 42.839^\circ$
- Παρατηρείται ότι  $\Delta_{\text{μηδενισμού}} > \Delta$ . Άρα για  $t = 0 \Rightarrow i_a = 0$ .
- $\Delta_{\text{μηδενισμού}} - \Delta = 0.575^\circ$ , άρα το ρεύμα μηδενίζεται τη στιγμή  $\omega t_1 = -0.575^\circ$  και μεταβαίνει στις θετικές τιμές την στιγμή  $\omega t_2 = \Delta$ .
- Από την εξίσωση 6-61, του βιβλίου Mohan Undeland Robbins προκύπτει:

$$L_s * \frac{di_a}{dt} = \frac{V_{ac}}{2} = \frac{\sqrt{2} * V_{LL} * \sin(100\pi t - 30^\circ)}{2} \Rightarrow$$

$$\frac{di_a}{dt} = \frac{\sqrt{2} * V_{LL} * \sin(100\pi t - 30^\circ)}{2L_s}$$

Η παραπάνω σχέση θα ολοκληρωθεί με αρχική στιγμή, την  $t = \frac{42.839^\circ}{100\pi} \text{ sec}$  εως το τέλος της πρώτης μετάβασης την  $t = \frac{42.839^\circ}{100\pi} + \frac{16.586^\circ}{100\pi} = \frac{59.425^\circ}{100\pi} \approx 0.0033 \text{ sec}$  :

$$\int_0^{i_{a,\text{μετ}}} i_a = \sqrt{2} * \frac{V_{LL}}{2 * L_s} * \int_{\frac{42.839^\circ}{100\pi}}^t \sin(100\pi t - 30^\circ) dt \Rightarrow$$

$$i_{a,\text{μετ}} = \sqrt{2} * \frac{V_{LL}}{2 * L_s} * \int_{0.0023}^t \sin(100\pi t - 30^\circ) dt$$

- Αφού τελειώσει η μετάβαση το ρεύμα θα έχει την τιμή  $i_a = +I_d$  για διάστημα  $\Delta = 120^\circ - u_1 = 120^\circ - 16.586^\circ = 103.414^\circ$ .

- Η δεύτερη μετάβαση του ρεύματος από  $+I_d$  σε 0 θα γίνει τη στιγμή:

$$t = \frac{59.425^\circ}{100\pi} + \frac{103.414^\circ}{100\pi} = \frac{162.839^\circ}{100\pi} \approx 0.009 \text{ sec}$$

- Η δεύτερη μετάβαση διαρκεί επίσης για  $u_1 = 16.586^\circ$  άρα η μετάβαση τελειώνει τη στιγμή:  $t = \frac{162.839^\circ}{100\pi} + \frac{16.586^\circ}{100\pi} = \frac{179.425^\circ}{100\pi} \approx 0.001 \text{ sec}$

Για το ρεύμα κατά τη διάρκεια της μετάβασης ισχύει σύμφωνα με σχέση 6-59 του βιβλίου Mohan Undeland Robbins:  $\frac{di_a}{dt} = -\frac{di_c}{dt}$

Όμως, στην προκειμένη περίπτωση θα πρέπει να γίνει μια προσαρμογή καθώς το  $i_a$  θα έχει το ρόλο του  $i_c$  στο παράδειγμα του βιβλίου και το ρεύμα  $i_b$  τον ρόλο του  $i_a$ . Άρα προκύπτει:

$$\begin{aligned} \frac{di_a}{dt} = -\frac{di_b}{dt} \Rightarrow L_s * \frac{di_b}{dt} = \frac{V_{ba}}{2} \Rightarrow L_s * \frac{di_a}{dt} = -\frac{V_{ba}}{2} = -\frac{V_{ac} * \left(t - \frac{120^\circ}{100\pi}\right)}{2} \Rightarrow \\ \int_{I_d}^{i_a} di_a = \sqrt{2} * \frac{V_{LL}}{2 * L_s} * \int_{0.009}^t -\sin(100\pi t - 150^\circ) \end{aligned}$$

- Αφού τελειώσει και η δεύτερη μετάβαση, το ρεύμα θα παραμείνει 0 για χρονικό διάστημα ίσο με το  $\Delta_{\mu\eta\delta\epsilon\upsilon\sigma\iota\sigma\mu\omicron\upsilon}$ . Άρα έως τη χρονική στιγμή:

$$t = \frac{179.425^\circ}{100\pi} + \frac{43.414^\circ}{100\pi} \approx 0.00124 \text{ sec}$$

- $V_{pn} = V_{an} + L_s * \frac{di_a}{dt}$   
 $V_{pn} = V_{cn} + L_s * \frac{di_c}{dt}$

Άρα προκύπτει ότι κατά την διάρκεια της 3<sup>ης</sup> μετάβασης του ρεύματος από 0 σε  $-I_d$  ισχύει:

$$\begin{aligned} L_s * \frac{di_a}{dt} = \frac{V_{ac}}{2} \Rightarrow \int_0^{i_{a,\mu\epsilon\tau}} i_a = \sqrt{2} * \frac{V_{LL}}{2 * L_s} * \int_{0.0124}^t \sin(100\pi t - 30^\circ) dt \Rightarrow \\ i_{a,\mu\epsilon\tau} = \sqrt{2} * \frac{V_{LL}}{2 * L_s} * \int_{0.0124}^t \sin(100\pi t - 30^\circ) dt \end{aligned}$$

Η 3<sup>η</sup> μετάβαση διαρκεί για  $u_1 = 16.586^\circ$  άρα η μετάβαση τελειώνει τη στιγμή:

$$t = \frac{222.839^\circ}{100\pi} + \frac{16.586^\circ}{100\pi} = \frac{239.425^\circ}{100\pi} \approx 0.00133 \text{ sec}$$

- Αφού τελειώσει η 3<sup>η</sup> μετάβαση το ρεύμα θα έχει την τιμή  $-I_d$  για διάστημα:  $\Delta = 120^\circ - u_1 = 103.414^\circ$



- Άρα η 4<sup>η</sup> μετάβαση από  $-I_d$  σε 0 θα ξεκινήσει τη στιγμή:

$$t = \frac{239.425^\circ}{100\pi} + \frac{103.414^\circ}{100\pi} = \frac{342.839^\circ}{100\pi} \approx 0,0019 \text{ sec}$$

Και θα διαρκέσει όσο και η μετάβαση, δηλαδή για διάστημα  $u_1 = 16,586^\circ$  άρα η μετάβαση τελειώνει τη στιγμή:

$$t = \frac{342.839^\circ}{100\pi} + \frac{16.586^\circ}{100\pi} = \frac{359.425^\circ}{100\pi} \approx 0.001997 \text{ sec}$$

Κατά τη διάρκεια της 4<sup>ης</sup> μετάβασης το ρεύμα θα έχει την τιμή:

$$\left. \begin{aligned} L_s * \frac{di_a}{dt} &= \frac{V_{ac}}{2} \\ \frac{di_a}{dt} &= -\frac{di_b}{dt} \end{aligned} \right\} \Rightarrow L_s * \frac{di_a}{dt} = -\frac{V_{ba}}{2} \Rightarrow$$

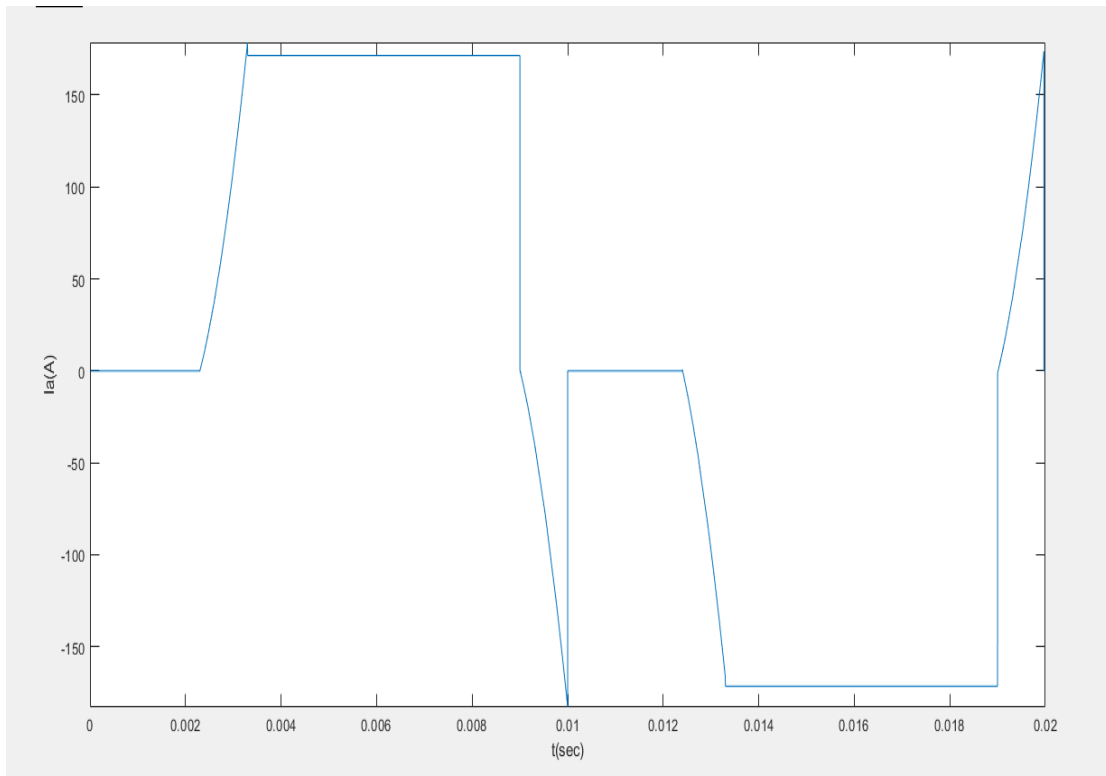
$$\int_{-I_d}^{i_a} di_a = \sqrt{2} * \frac{V_{LL}}{2 * L_s} * \int_{0.019}^t -\sin(100\pi t - 150^\circ)$$

- Στο τελευταίο πολύ μικρό διάστημα ( $360^\circ - 359.425^\circ = 0.575^\circ$ ) το ρεύμα θα είναι 0, όπως αναφέρθηκε και στην αρχή της ανάλυσης.

Συμπερασματικά σε χρόνο μια περιόδου το ρεύμα θα είναι:

$$i_a(t) = \begin{cases} 0 & \text{για } 0 \leq t \leq 0.0023 \\ 1610.5 - 1642.91 * \sin(100\pi t + 1.0472) & \text{για } 0.0023 \leq t \leq 0.0033 \\ +I_d = 171.43A & \text{για } 0.0033 \leq t \leq 0.009 \\ -1607 - 1642.91 * \cos(100\pi t + 0.5236) & \text{για } 0.009 \leq t \leq 0.01 \\ 0 & \text{για } 0,01 \leq t \leq 0.0124 \\ -1599.5 - 1642.91 * \sin(100\pi t + 1.0472) & \text{για } 0.0124 \leq t \leq 0.0133 \\ -I_d = -171.43A & \text{για } 0.0133 \leq t \leq 0.019 \\ 1607 - 1642.91 * \cos(100\pi t + 0.5236) & \text{για } 0.019 \leq t \leq 0.01997 \\ 0 & \text{για } 0.01997 \leq t \leq 0.02 \end{cases}$$

Στο σχήμα 13, παρουσιάζεται το ρεύμα της φάσης 1 όπως διαμορφώθηκε με τη χρήση του προγράμματος MATLAB.



Σχήμα 13: Ρεύμα φάσης 1

#### 4.14 Μαθηματική έκφραση της $V_{dc-1}$ .

Για τον προσδιορισμό των τμημάτων της  $V_{dc1}$  χρησιμοποιήθηκε το σχήμα 6-25 από το βιβλίο των Mohan, Undeland και Robbins. Στη συνέχεια θα γίνει ο απαραίτητος προσδιορισμός των τάσεων  $V_{pn}$  και  $V_{nn}$  για διάφορα χρονικά διαστήματα και θα προσδιοριστεί η  $V_{dc1}$  ως η διαφορά των δύο αυτών τάσεων. Η αρχή του χρόνου ορίστηκε όταν οι τάσεις των φάσεων a και c είναι ίσες.

Οι φασικές τάσεις είναι οι εξής.

$$V_{an} = \sqrt{\frac{2}{3}} V_{LL} \sin\left(\omega t + \frac{30\pi}{180}\right) = 326.599 \sin\left(\omega t + \frac{30\pi}{180}\right)$$

$$V_{bn} = \sqrt{\frac{2}{3}} V_{LL} \sin\left(\omega t - \frac{90\pi}{180}\right) = 326.599 \sin\left(\omega t - \frac{90\pi}{180}\right)$$

$$V_{cn} = \sqrt{\frac{2}{3}} V_{LL} \sin\left(\omega t + \frac{150\pi}{180}\right) = 326.599 \sin\left(\omega t + \frac{150\pi}{180}\right)$$

Οι πολικές τάσεις είναι οι εξής.

$$\begin{aligned} V_{ac} &= \sqrt{2} V_{LL} \sin(\omega t) = 565.685 \sin(\omega t) \\ V_{ba} &= \sqrt{2} V_{LL} \sin\left(\omega t - \frac{120\pi}{180}\right) = 565.685 \sin\left(\omega t - \frac{120\pi}{180}\right) \\ V_{cb} &= \sqrt{2} V_{LL} \sin\left(\omega t + \frac{120\pi}{180}\right) = 565.685 \sin\left(\omega t + \frac{120\pi}{180}\right) \\ V_{ca} &= \sqrt{2} V_{LL} \sin(\omega t - \pi) = 565.685 \sin(\omega t - \pi) \\ V_{ab} &= \sqrt{2} V_{LL} \sin\left(\omega t - \frac{300\pi}{180}\right) = 565.685 \sin\left(\omega t - \frac{300\pi}{180}\right) \\ V_{bc} &= \sqrt{2} V_{LL} \sin\left(\omega t - \frac{60\pi}{180}\right) = 565.685 \sin\left(\omega t - \frac{60\pi}{180}\right) \end{aligned}$$

Με τη βοήθεια του σχήματος 6.25 η  $V_{Pn}$  είναι:

$$V_{Pn} = \begin{cases} V_{cn}, & 0 \leq t < 0.000713 \text{ s} \\ \frac{1}{2}(V_{an} + V_{cn}), & 0.000713 \text{ s} \leq t < 0.001635 \text{ s} \\ V_{an}, & 0.001635 \text{ s} \leq t < 0.007380 \text{ s} \\ \frac{1}{2}(V_{an} + V_{bn}), & 0.007380 \text{ s} \leq t < 0.008301 \text{ s} \\ V_{bn}, & 0.008301 \text{ s} \leq t < 0.0014046 \text{ s} \\ \frac{1}{2}(V_{bn} + V_{cn}), & 0.0014046 \text{ s} \leq t < 0.0014968 \text{ s} \\ V_{cn}, & 0.0014968 \text{ s} \leq t < 0.020 \text{ s} \end{cases}$$

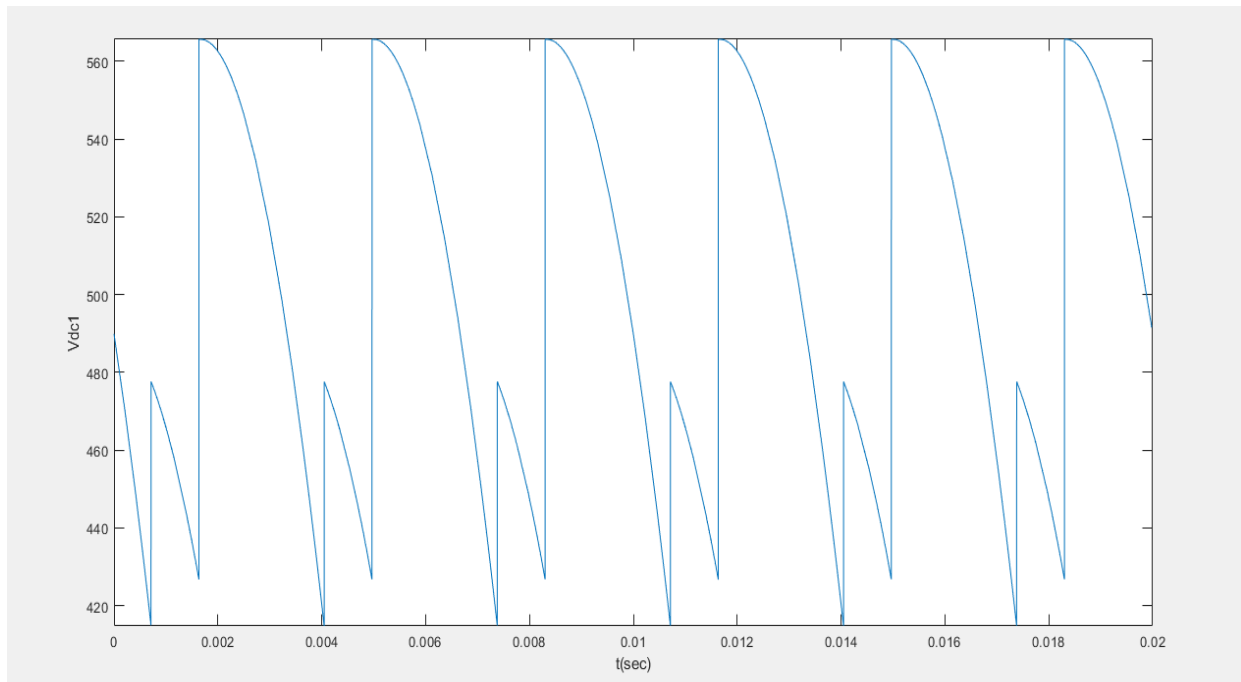
Και η  $V_{Nn}$  είναι:

$$V_{Nn} = \begin{cases} V_{bn}, & 0 \leq t < 0.004047 \text{ s} \\ \frac{1}{2}(V_{bn} + V_{cn}), & 0.004047 \text{ s} \leq t < 0.004968 \text{ s} \\ V_{cn}, & 0.004968 \text{ s} \leq t < 0.010713 \text{ s} \\ \frac{1}{2}(V_{cn} + V_{an}), & 0.010713 \text{ s} \leq t < 0.011635 \text{ s} \\ V_{an}, & 0.011635 \text{ s} \leq t < 0.017380 \text{ s} \\ \frac{1}{2}(V_{an} + V_{bn}), & 0.017380 \text{ s} \leq t < 0.018301 \text{ s} \\ V_{bn}, & 0.018301 \text{ s} \leq t < 0.020 \text{ s} \end{cases}$$

Για τον προσδιορισμό των τμημάτων της  $V_{dc1}$ , θα υπολογιστεί η διαφορά των τάσεων  $V_{pn}$  και  $V_{nn}$ .  $V_{dc1} = V_{pn} - V_{nn}$ . Επομένως η  $V_{dc1}$  θα είναι:

$$V_{dc1} = \begin{cases} V_{cn} - V_{bn}, & 0 \leq t < 0.000713 \text{ s} \\ \frac{1}{2}(V_{an} + V_{cn}) - V_{bn}, & 0.000713 \text{ s} \leq t < 0.001635 \text{ s} \\ V_{an} - V_{bn}, & 0.001635 \text{ s} \leq t < 0.004047 \text{ s} \\ V_{an} - \frac{1}{2}(V_{cn} + V_{bn}), & 0.004047 \text{ s} \leq t < 0.004968 \text{ s} \\ V_{an} - V_{cn}, & 0.004968 \text{ s} \leq t < 0.007380 \text{ s} \\ \frac{1}{2}(V_{an} + V_{bn}) - V_{cn}, & 0.007380 \text{ s} \leq t < 0.008301 \text{ s} \\ V_{bn} - V_{cn}, & 0.008301 \text{ s} \leq t < 0.010713 \text{ s} \\ V_{bn} - \frac{1}{2}(V_{cn} + V_{an}), & 0.010713 \text{ s} \leq t < 0.011635 \text{ s} \\ V_{bn} - V_{an}, & 0.011635 \text{ s} \leq t < 0.014047 \text{ s} \\ \frac{1}{2}(V_{cn} + V_{bn}) - V_{an}, & 0.014047 \text{ s} \leq t < 0.014968 \text{ s} \\ V_{cn} - V_{an}, & 0.014968 \text{ s} \leq t < 0.017380 \text{ s} \\ V_{cn} - \frac{1}{2}(V_{an} + V_{bn}), & 0.017380 \text{ s} \leq t < 0.018301 \text{ s} \\ V_{cn} - V_{bn}, & 0.018301 \text{ s} \leq t < 0.020 \text{ s} \end{cases}$$

Στο σχήμα 14, παρουσιάζεται η τάση  $V_{dc1}$ , σε μία περίοδο μέσω του προγράμματος MATLAB.



Σχήμα 14: Τάση  $V_{dc1}$

#### 4.15 Απώλειες κάθε μετατροπέα.

Οι απώλειες σε κάθε μετατροπέα θα υπολογιστούν προσεγγιστικά με βάση το διάγραμμα που δίνεται από τον κατασκευαστή. Το διάγραμμα αυτό που βρίσκεται στο σχήμα 15 δίνει τη μέση απορρόφηση ισχύος συναρτήσει τη μέση τιμή του ρεύματος που διαρρέει ένα thyristor. Εφόσον η μέση τιμή του ρεύματος είναι ίση στους δύο μετατροπείς, οι απώλειες θα είναι ίσες. Είναι σημαντικό να διευκρινιστεί πως επιλέχθηκε το διάγραμμα για τετραγωνικό κύμα (rectangular wave) καθώς προσομοιώνει καλύτερα τη συνάρτηση του ρεύματος.

Η μέση τιμή του ρεύματος που διαρρέει κάθε thyristor, υπολογίστηκε στο ερώτημα 4.9 και είναι ίση με  $\overline{I_{th}} = 57.143A$

Επομένως, για συχνότητα  $f = 50\text{ Hz}$ , οι απώλειες σε κάθε thyristor σύμφωνα με το διάγραμμα του σχήματος 15 είναι ίσες με  $P_{\alpha\pi} = 50\text{ W}$ .

Επειδή σε κάθε μετατροπέα, υπάρχουν 6 thyristor, οι συνολικές απώλειες για κάθε μετατροπέα είναι  $P_{tot} = 6 * P_{\alpha\pi} = 300\text{ W}$ .

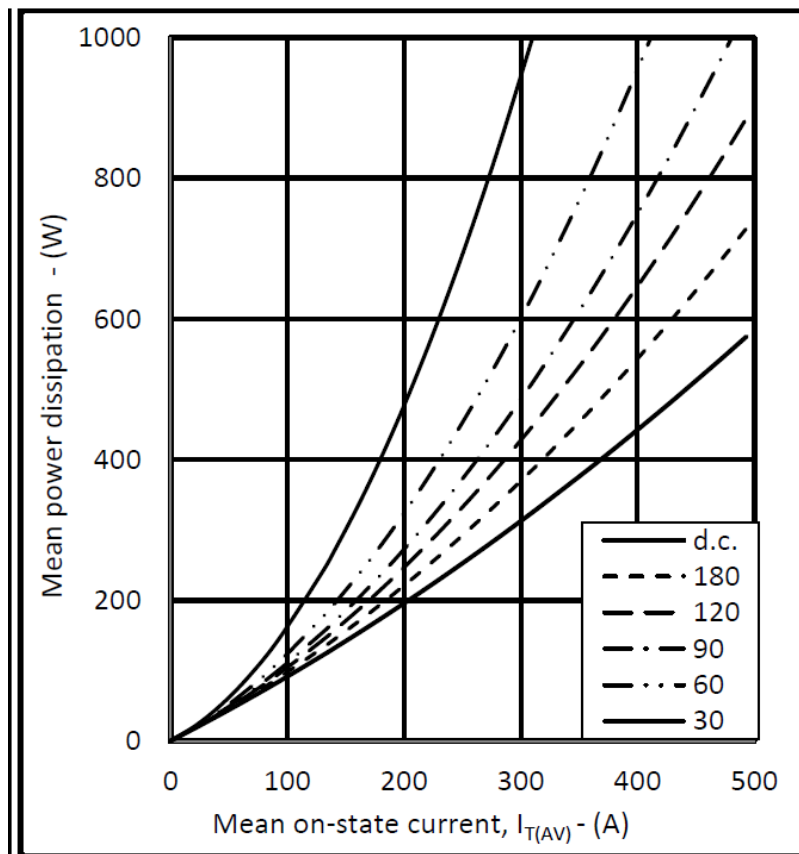


Fig.7 On-state power dissipation – rectangular wave

Σχήμα 15: Μέση Απορρόφηση Ισχύος συναρτήσει της μέσης τιμής του ρεύματος

#### 4.16 Έλεγχος χρονικού διαστήματος σβέσης.

Το χρονικό διάστημα σβέσης ορίζεται ως το χρονικό διάστημα μεταξύ του μηδενισμού του ρεύματος και του μηδενισμού της τάσης στα άκρα του thyristor. Στο datasheet που δίνει ο κατασκευαστής, το διάστημα σβέσης είναι  $t_q = 150 \mu s$  και φαίνεται στο σχήμα 16.

$t_q$	Turn-off time	$T_j = 125^\circ C, V_R = 100V, di/dt = 10A/\mu s,$ $dV_{DR}/dt = 20V/\mu s$ linear to 67% $V_{DRM}$	-	150	$\mu s$
-------	---------------	---	---	-----	---------

Σχήμα 16: Χρονικό διάστημα σβέσης thyristor

Το χρονικό διάστημα σβέσης  $t_\gamma = \frac{\gamma}{\omega}$  πρέπει να είναι μεγαλύτερο από το χρόνο σβέσης του thyristor  $t_q$ . Η γωνιά σβέσης  $\gamma$ , θα υπολογιστεί από τη σχέση 6-35 του βιβλίου των Mohan, Undeland και Robbins και θα είναι:

$$\gamma = 180 - (\alpha_2 + u_2) \Rightarrow \gamma = 16.464^\circ$$

Στην περίπτωση όπου το  $t_q > t_\gamma$ , το thyristor θα αρχίσει να άγει πρόωρα, με αποτέλεσμα η μετάβαση από το ένα ζεύγος thyristor στο άλλο να διαταράσσεται και ακολουθεί μη κανονική λειτουργία, η οποία μπορεί να προκαλέσει καταστροφικά ρεύματα.

Το χρονικό διάστημα σβέσης είναι ίσο με  $t_\gamma = 0.915 ms$ . Το  $t_\gamma > t_q$  επομένως δεν θα υπάρξει κανένα πρόβλημα και ο αντιστροφέας θα λειτουργεί κανονικά.



## 4.17 Αιχμές στις πολικές τάσεις.

### Μετατροπέας 1:

Σε κάθε μετατροπέα γίνονται έξι μεταβάσεις ανά περίοδο της τάσης του δικτύου. Κατά τη διάρκεια της μετάβασης, δύο από τις τρεις φάσεις βραχυκυκλώνονται μεταξύ τους από τα thyristor του μετατροπέα, μέσω των  $L_s$  και  $L_f$  που υπάρχουν σε κάθε φάση. Η διάρκεια μετάβασης για τον μετατροπέα M1 είναι  $\alpha_1 = 16.586^\circ$ . Οι αιχμές της πολικής τάσης έχουν το ίδιο εύρος με τη γωνία μετάβασης. Στο σχήμα 17 και 18 φαίνονται οι αιχμές στην πολική τάση στους ακροδέκτες του μετατροπέα M1 και στο σημείο PCC1.

Κατά τη διάρκεια των μεταβάσεων ισχύουν οι σχέσεις:

Η πολική τάση στους ακροδέκτες του M1 δίνεται από τη σχέση:

$$V_{AB} = V_{An} - V_{Bn}$$

Επίσης

ισχύουν:

$$\begin{cases} V_{An} = V_{an} - (L_{s1} + L_{s2}) * \frac{di_a}{dt} \\ V_{Bn} = V_{bn} - (L_{s1} + L_{s2}) * \frac{di_b}{dt} \end{cases}$$

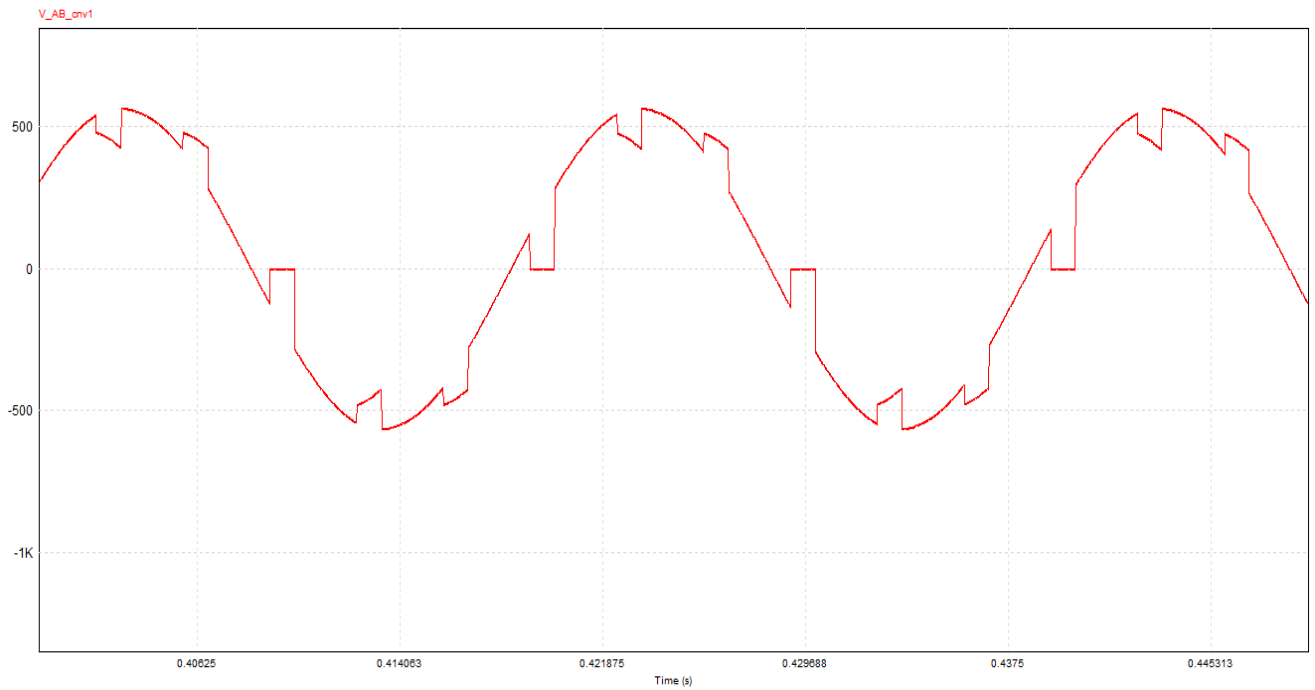
Η πολική τάση στο σημείο PCC1 του M1 δίνεται από τη σχέση:

$$V_{a'm} = V_{a'n} - V_{b'm}$$

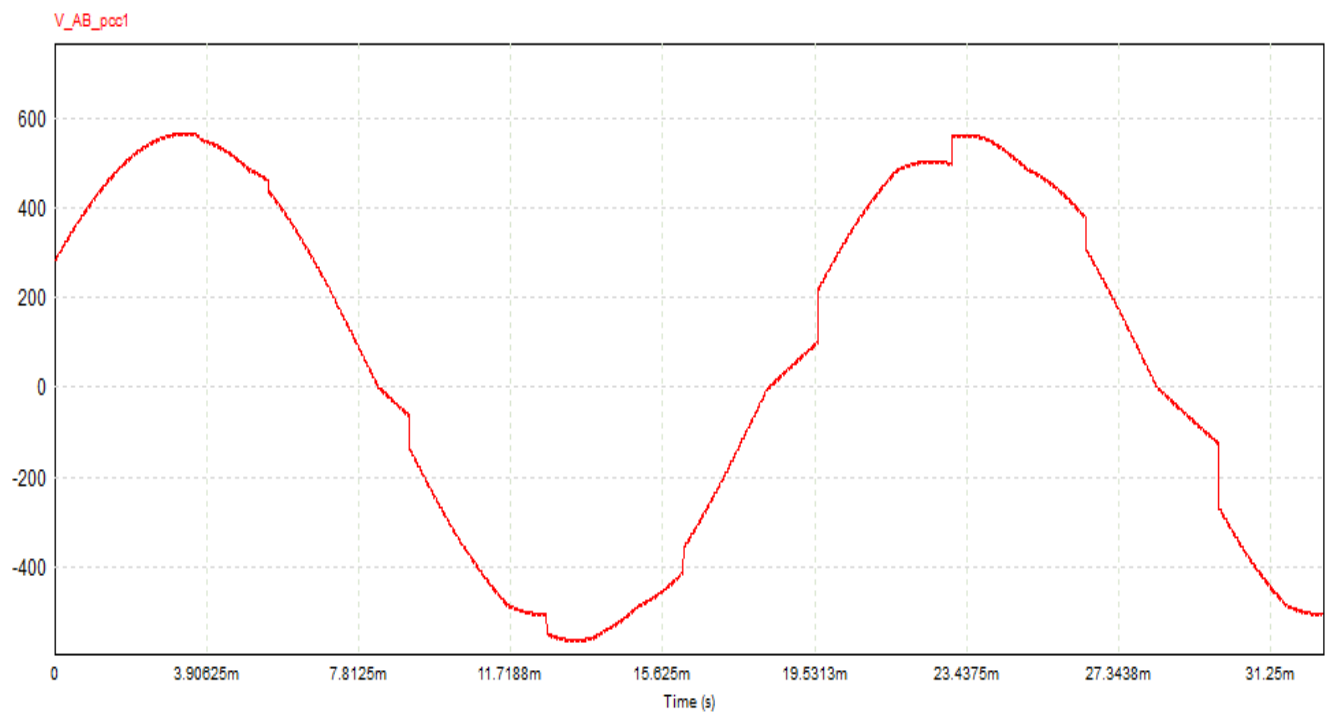
Επίσης

ισχύουν:

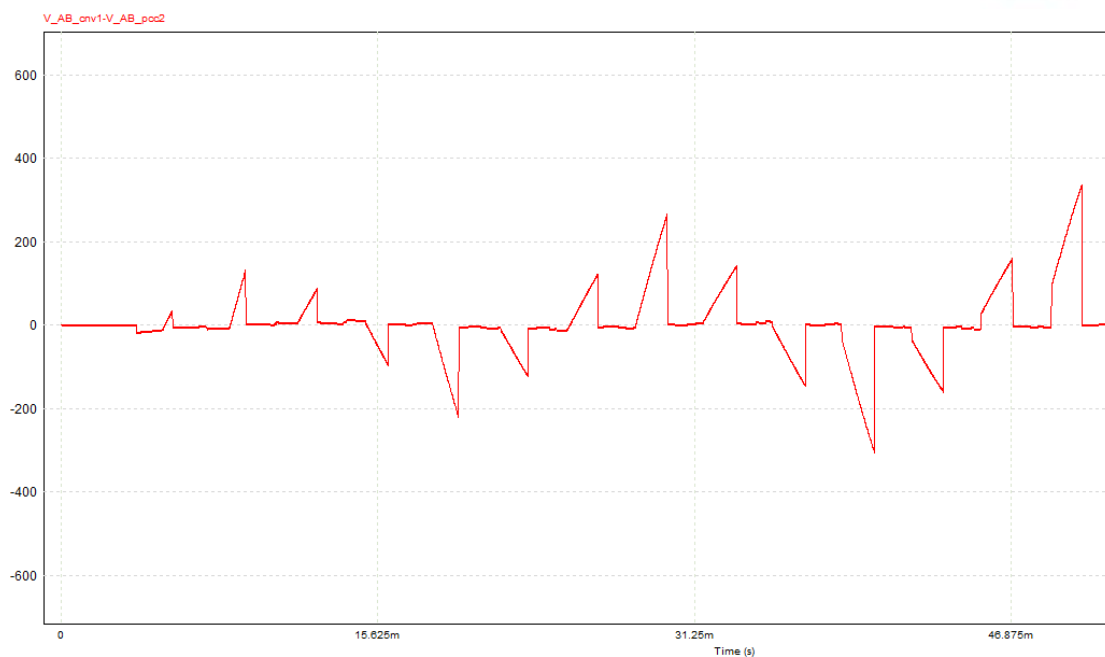
$$\begin{cases} V_{a'm} = V_{a'n} - L_{s1} * \frac{di_a}{dt} \\ V_{b'm} = V_{b'n} - L_{s1} * \frac{di_b}{dt} \end{cases}$$



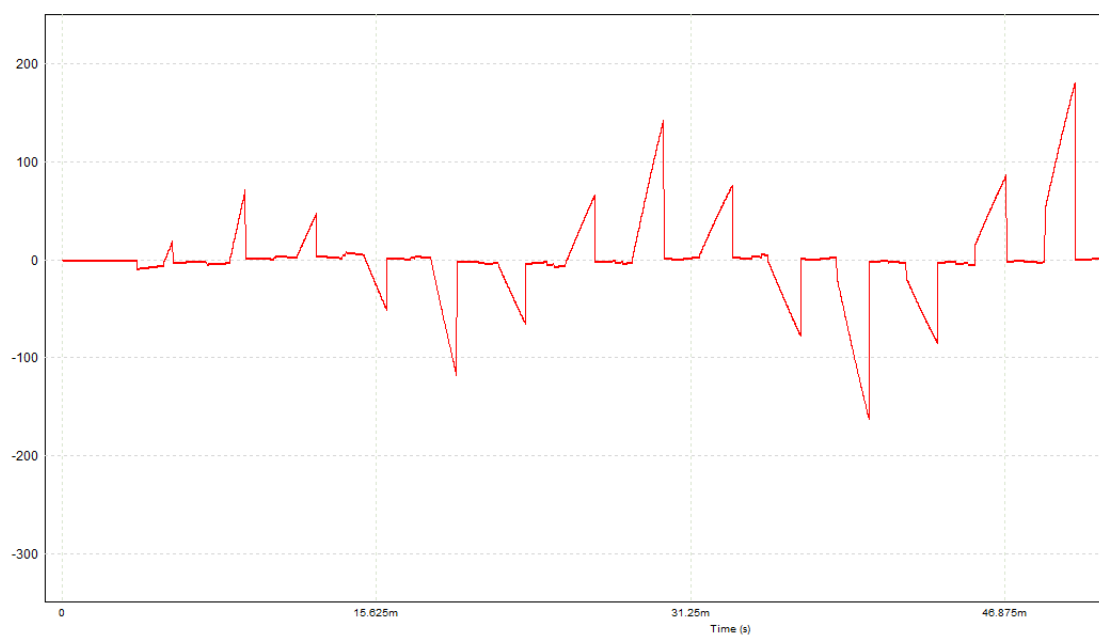
Σχήμα 17: Τάση στους ακροδέκτες του Μετατροπέα 1



Σχήμα 18: Τάση στο σημείο PCC1



Σχήμα 19: Τάση στους ακροδέκτες του Μετατροπέα 1, αφαιρώντας την πολική τάση



Σχήμα 20: Τάση στο σημείο PCC1, αφαιρώντας την πολική τάση

Από τα σχήματα 19 και 20 θα επιλεγθούν για να αναλυθεί η σχέση του βάθους των αιχμών της πολικής τάσης τα σημεία για τα οποία ισχύει:

$$y_{cnv1} = 337.75V \text{ και } y_{PCC1} = 181.2V$$

Από τη σχέση 6-68 του βιβλίου των Mohan, Undeland, Robbins:

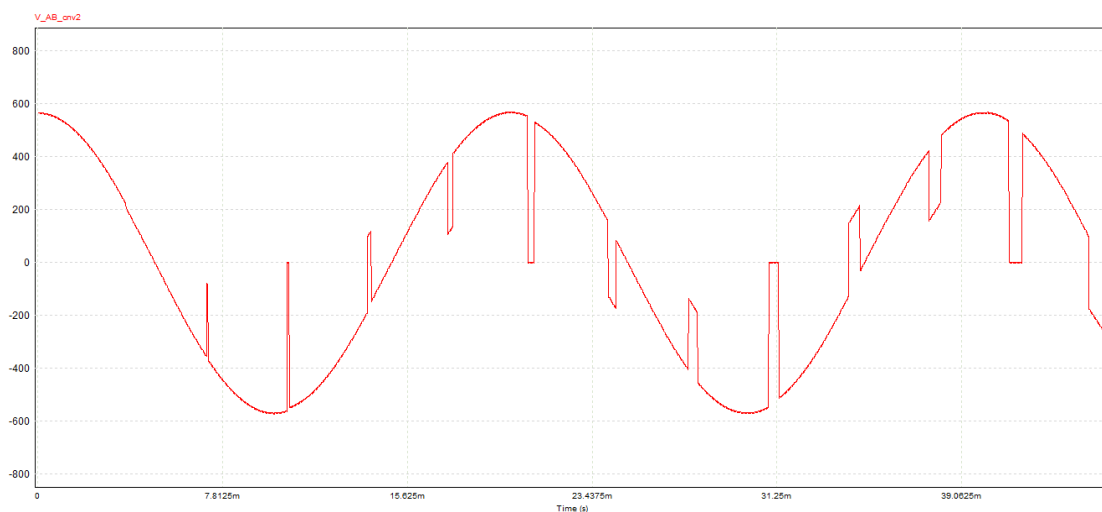
$$\rho = \frac{L_{s1}}{L_{s1} + L_{f2}} = \frac{0.294}{0.294 + 0.254} = 0.5364$$

Από τα παραπάνω φαίνεται ότι:

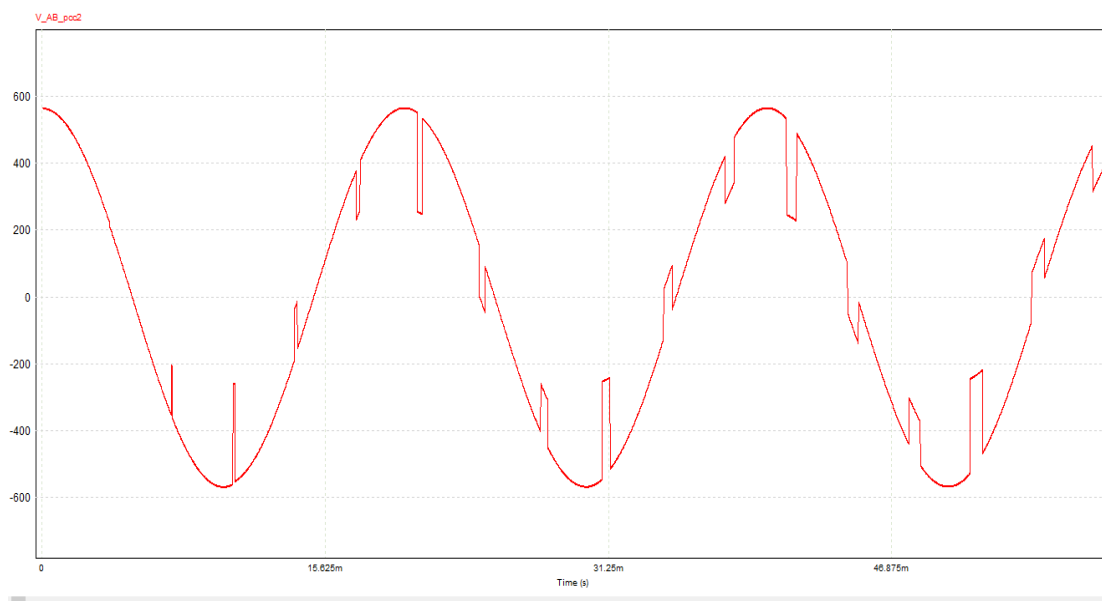
$$\frac{y_{PCC1}}{y_{cnv1}} = \frac{181.2}{337.75} = 0.5367 = \rho$$

## Μετατροπές 2:

Με την αντίστοιχη ανάλυση προκύπτουν και τα σχήμα 21 και 22 για το Μετατροπέα 2 - Αντιστροφέα. Βέβαια σε αυτήν την περίπτωση αλλάζουν οι γωνίες έναυσης και μετάβασης.



Σχήμα 21: Τάση στα άκρα του Μετατροπέα 2



Σχήμα 22: Τάση στο σημείο PCC2

Αντίστοιχα με προηγούμενα, από τα δύο διαγράμματα θα επιλεχθούν για να αναλυθεί η σχέση του βάθους των αιχμών της πολικής τάσης τα σημεία για το οποία ισχύει:

$$y_{cnv1} = V \text{ και } y_{PCC1} = V$$

Από τη σχέση 6-68 του βιβλίου των Mohan, Undeland, Robbins θα προκύψει ξανά ότι:  $\rho = 0.5364$ , που ήταν αναμενόμενο διότι  $L_{s1} = L_{s2}$  και  $L_{f1} = L_{f2}$ .

#### 4.18 Ανάλυση αρμονικών στα AC ρεύματα.

Στον Πίνακα 3 παρουσιάζονται τα θεωρητικά αποτελέσματα και τα αποτελέσματα μέσω προσομοίωσης με τη βοήθεια του προγράμματος PSIM για την ανάλυση των αρμονικών στα AC ρεύματα  $I_{s1}$  και  $I_{s2}$  στα δύο δίκτυα αντίστοιχα. Η ανάλυση των αρμονικών έγινε στο ρεύμα της φάσης α. Η ενεργός τιμή της θεμελιώδους συνιστώσας υπολογίστηκε με βάση τη σχέση 6-44 από το βιβλίο των Mohan, Undeland και Robbins και είναι:

$$I_{s1} = 0.78 I_d$$

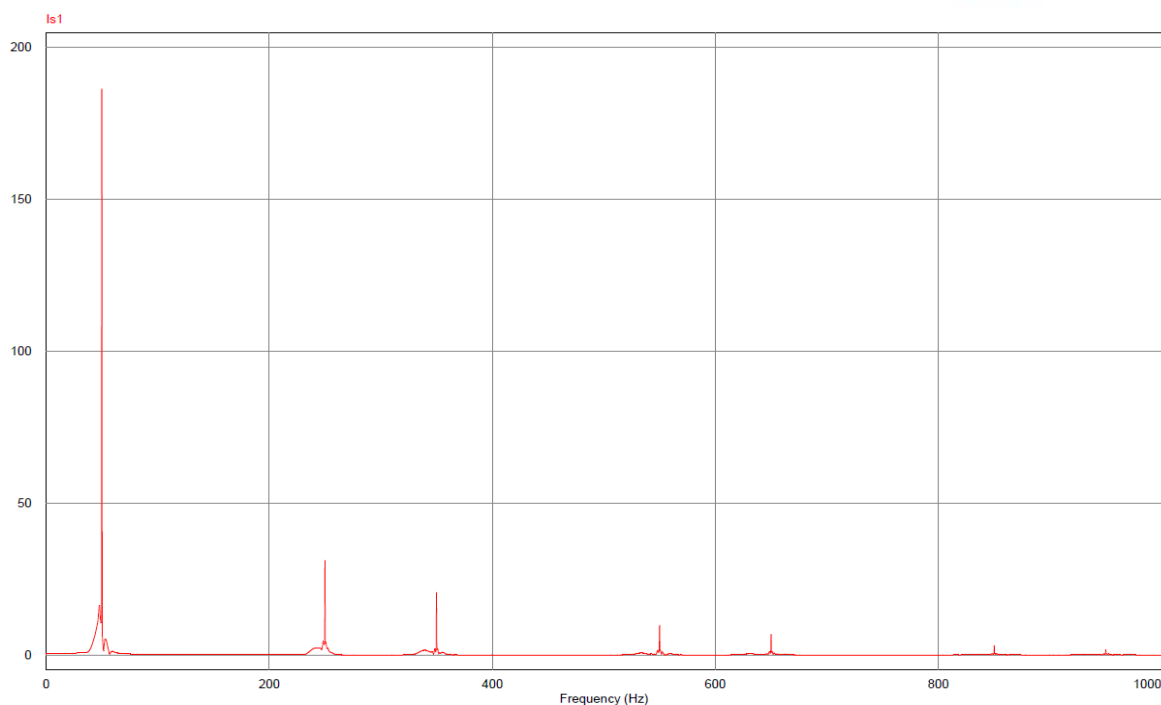
Όπου το  $I_d$  υπολογίστηκε στην ενότητα 4.1 και είναι ίσο με  $I_d = 171.43 \text{ A}$ . Η ενεργός τιμή των αρμονικών είναι αντιστρόφως ανάλογη της τάξης της αρμονικής και υπολογίστηκε με βάση τη σχέση 6-45 του βιβλίου των Mohan, Undeland και Robbins. Λόγω της ύπαρξης τριφασικού δικτύου, εμφανίζονται μόνο οι περιττές αρμονικές οι οποίες δεν είναι πολλαπλάσια του τρία. Η ενεργός τιμή των αρμονικών υπολογίζεται ως:

$$I_{sh} = \frac{I_{s1}}{h}, \text{ όπου } h = 6n \pm 1$$

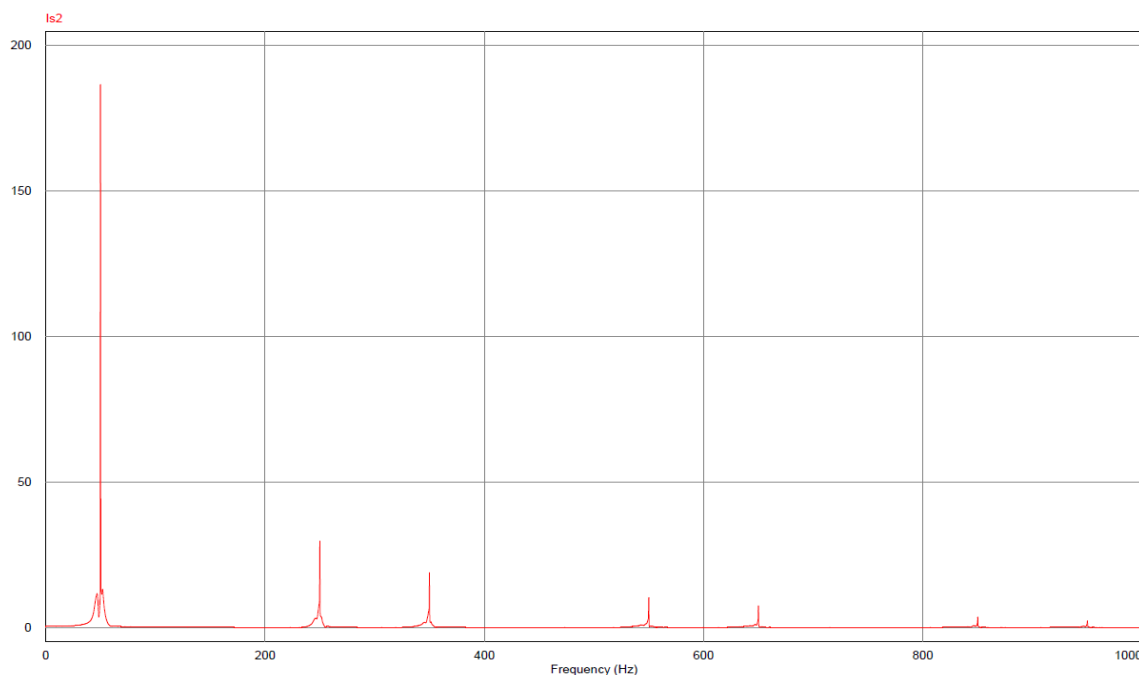
	$I_{s1}$ Θεωρητικά	$I_{s1}$ Προσομοίωση	$I_{s2}$ Θεωρητικά	$I_{s2}$ Προσομοίωση
$h = 1$	133.7154 A	131.7645 A	133.7154 A	131.9461 A
$h = 5$	26.7431 A	21.9849 A	26.7431 A	21.0175 A
$h = 7$	19.1022 A	14.5417 A	19.1022 A	13.2983 A
$h = 11$	12.1559 A	10.1774 A	12.1559 A	7.2577 A
$h = 13$	10.2858 A	4.7679 A	10.2858 A	5.2465 A
$h = 17$	7.8656 A	2.1742 A	7.8656 A	2.5425 A
$h = 19$	7.0377 A	1.2109 A	7.0377 A	1.6135 A

Πίνακας 3

Στα σχήματα 23 και 24 παρουσιάζονται οι αρμονικές των ρευμάτων  $I_{s1}$  και  $I_{s2}$ , όπως υπολογίστηκαν μέσω της προσομοίωσης στο πρόγραμμα PSIM.



Σχήμα 23: Αρμονικές Ρεύματος  $I_{s1}$



Σχήμα 24: : 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.



#### 4.19 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 ισχύς παραμόρφωσης θα χρησιμοποιούν οι εξής σχέσεις.

$$Q_{1\varphi\alpha\sigma} = V_{s\varphi\alpha\sigma} * I_{s1} * \sin a \Rightarrow Q_{1\varphi\alpha\sigma} = 0.78 * V_{s\varphi\alpha\sigma} * I_d * \sin a \quad (4.19.1)$$

$$P_{\varphi\alpha\sigma} = V_{s\varphi\alpha\sigma} * I_{s1} * \cos a \quad (4.19.2)$$

$$S_{\varphi\alpha\sigma} = 0.816 * V_{s\varphi\alpha\sigma} * I_d \quad (4.19.3)$$

$$D = \sqrt{S^2 - P^2 - Q_1^2} \quad (4.19.4)$$

Από προηγούμενα ερωτήματα είναι γνωστά τα  $I_d = 171.43 \text{ A}$ ,  $a_1 = 12.839^\circ$ ,  $a_2 = 148.76^\circ$

Θα γίνουν οι απαραίτητοι υπολογισμοί για το δίκτυο 1:

$$\begin{aligned} Q_{1-1\varphi\alpha\sigma} &= 0.78 * V_{s\varphi\alpha\sigma} * I_d * \sin a_1 \\ \Rightarrow Q_{1-1\varphi\alpha\sigma} &= 0.78 * \frac{400}{\sqrt{3}} * 171.43 * \sin 12.839 \\ \Rightarrow Q_{1-1\varphi\alpha\sigma} &= 6.861 \text{ kVAr} \Rightarrow Q_{1-1} = 20.585 \text{ kVAr} \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} P_{1\varphi\alpha\sigma} &= 0.78 * V_{s\varphi\alpha\sigma} * I_d * \cos a_1 \\ \Rightarrow P_{1\varphi\alpha\sigma} &= 0.78 * \frac{400}{\sqrt{3}} * 171.43 * \cos 12.839 \\ \Rightarrow P_{1\varphi\alpha\sigma} &= 30.108 \text{ kW} \Rightarrow P_1 = 90.325 \text{ kW} \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} S_{\varphi\alpha\sigma} &= 0.816 * V_{s\varphi\alpha\sigma} * I_d \\ \Rightarrow S_{\varphi\alpha\sigma} &= 0.816 * \frac{400}{\sqrt{3}} * 171.43 \Rightarrow S = 96.916 \text{ kVA} \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} D_1 &= \sqrt{S^2 - P_1^2 - Q_{1-1}^2} \\ D_1 &= \sqrt{96916^2 - 90325^2 - 20585^2} \Rightarrow D_1 = 28.467 \text{ kVA} \end{aligned}$$

Θα γίνουν οι απαραίτητοι υπολογισμοί για το δίκτυο 2:

$$\begin{aligned} Q_{1-2\varphi\alpha\sigma} &= 0.78 * V_{s\varphi\alpha\sigma} * I_d * \sin\alpha_2 \\ \Rightarrow Q_{1-1\varphi\alpha\sigma} &= 0.78 * \frac{400}{\sqrt{3}} * 171.43 * \sin 148.76 \\ \Rightarrow Q_{1-2\varphi\alpha\sigma} &= 16.015 \text{ kVAr} \Rightarrow Q_{1-2} = 48.046 \text{ kVAr} \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} P_{2\varphi\alpha\sigma} &= 0.78 * V_{s\varphi\alpha\sigma} * I_d * \cos\alpha_2 \\ \Rightarrow P_{2\varphi\alpha\sigma} &= 0.78 * \frac{400}{\sqrt{3}} * 171.43 * \cos 148.76 \\ \Rightarrow P_{2\varphi\alpha\sigma} &= -26.403 \text{ kW} \Rightarrow P_1 = -79.208 \text{ kW} \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} D_2 &= \sqrt{S^2 - P_2^2 - Q_{1-2}^2} \Rightarrow \\ D_2 &= \sqrt{96916^2 - (-79208)^2 - 48046^2} \Rightarrow D_2 = 28.467 \text{ kVA} \end{aligned}$$

Στη συνέχεια θα παρουσιαστούν οι υπολογισμοί οι οποίοι έγιναν μέσω προσομοίωσης με τη βοήθεια του προγράμματος PSIM και σε συνδυασμό με τις σχέσεις 4.19.1, 4.19.2, 4.19.3, 4.19.4 θα υπολογιστούν οι τιμές των άεργων ισχύων και των άεργων ισχύων παραμόρφωσης για τα δίκτυα 1 και 2, για να συγκριθούν αποτελέσματα και να συμπληρωθεί ο πίνακας 4.

Μέσω του προγράμματος PSIM, έχουν παρθεί ως δεδομένα οι ενεργές τιμές των ρευμάτων  $I_{s1_{rms}}$  και  $I_{s2_{rms}}$ , οι τιμές των συντελεστών μετατόπισης  $DPF_1$  και  $DPF_2$  καθώς και οι τιμές των φαινόμενων ισχύων  $S_1$  και  $S_2$  για τα δίκτυα 1 και 2 αντίστοιχα. Στον πίνακα Α καθώς και στα σχήματα 25 και 26 παρουσιάζονται τα δεδομένα που έχουν παρθεί από το πρόγραμμα PSIM.

$I_{s1_{rms}}$	131.7645 A
$DPF_1$	0.9252
$S_1$	94.8 kVA
$I_{s2_{rms}}$	131.9461
$DPF_2$	0.8151
$S_2$	95.012 kVA

Πίνακας Α

Ισχύει ότι ο  $DPF = \cos(a + \frac{1}{2}u)$  και αυτό σημαίνει ότι στη προσομοίωση λαμβάνει μέρος και η μετάβαση. Με βάση τους υπολογισμούς θα συμπληρωθεί ο Πίνακας 4:

	Θεωρητικά	Προσομοίωση
$Q_{1-1}$	20.585 kVAr	34.662 kVAr
$D_1$	28.467 kVA	25.563 kVA
$Q_{1-2}$	48.046 kVAr	52.958 kVAr
$D_2$	28.467 kVA	26.195 kVA

Πίνακας 4

Λόγω της μετάβασης είναι εμφανής η διαφορά των μεταξύ θεωρητικών αποτελεσμάτων και αποτελεσμάτων μέσω προσομοίωσης.



Σχήμα 25: Συντελεστές μετατόπισης για τα δίκτυα 1 και 2



Σχήμα 26: Φαινόμενη ισχύς για τα δίκτυα 1 και 2

## 4.20 Σχεδιασμός φίλτρου αρμονικών

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.

$$Q_{1-1} = 34.662 \text{ kVar} \Rightarrow Q_{1-1\varphi\alpha\sigma} = 11.554 \text{ kVar}$$

Η συχνότητα συντονισμού στην αρμονική είναι δεδομένη και ίση με  $f_h = 4.3$ . Εάν η πολική τάση στους ακροδέκτες του φίλτρου είναι  $V_{LL}$ , η τριφασική άεργος ισχύς του στην θεμελιώδη αρμονική είναι,

$$Q_{f1} = \frac{V_{LL}^2}{X_F} \Rightarrow X_F = 4.616 \Omega \quad (4.20.1)$$

$$X_F = (f_h^2 - 1) * X_L \Rightarrow X_L = 0.2639 \Omega \Rightarrow L = 0.8400 \text{ mH}$$

$$X_F = X_C - X_L \Rightarrow X_C = 4.8799 \Omega \Rightarrow C_Y = 0.6523 \text{ mF} \Rightarrow C_\Delta = 0.2174 \text{ mF}$$

Δίνεται ως δεδομένο πως οι απώλειες στο φίλτρο είναι της τάξης 5% της ονομαστικής άεργης ισχύος στη θεμελιώδη αρμονική. Για να υπολογιστεί η αντίσταση R, θα χρησιμοποιηθεί ξανά η σχέση 4.20.1, χρησιμοποιώντας μονοφασική άεργο ισχύ και αφαιρώντας την πτώση τάσης πάνω στην αυτεπαγωγή και στον πυκνωτή αντίστοιχα. Δηλαδή:

$$0.05 * Q_{1-1\varphi\alpha\sigma} = \frac{V_{LL\varphi\alpha\sigma}^2 - V_C - V_L}{X_R}$$

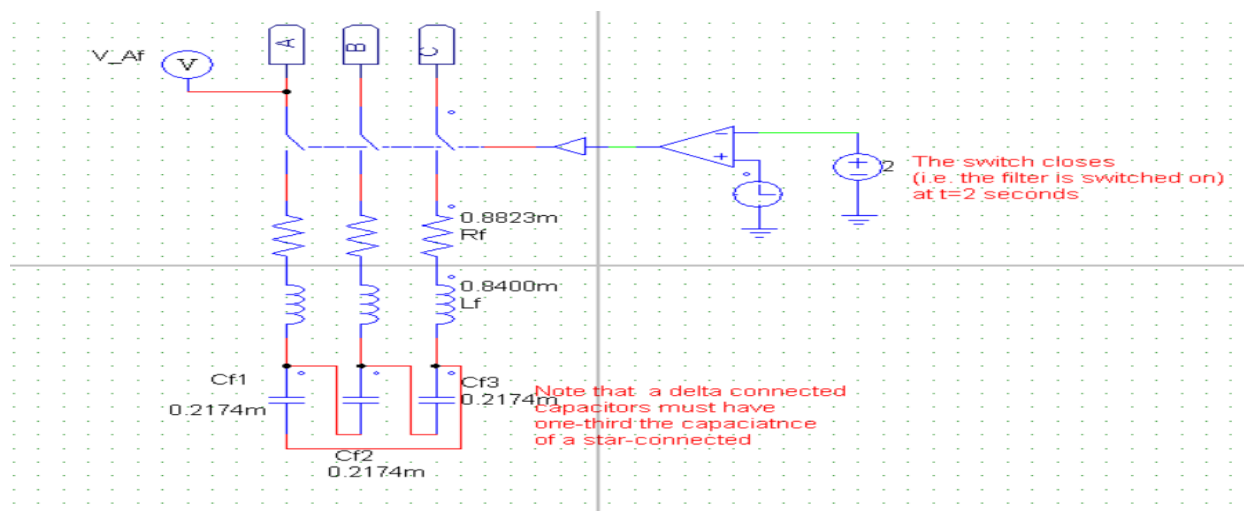
$$\text{Όπου } V_C = \frac{V_{LL}}{\sqrt{3}} * \frac{X_C}{X_F} \Rightarrow V_C = 244.143 \text{ Volt}$$

$$\text{Και } V_L = \frac{V_{LL}}{\sqrt{3}} * \frac{X_L}{X_C} \Rightarrow V_L = 12.4890 \text{ Volt}$$

Επομένως:

$$X_R = 0.8823 \text{ m}\Omega$$

Στο σχήμα 27, παρουσιάζεται το φίλτρο που θα χρησιμοποιηθεί στο πρόγραμμα PSIM, με τα αποτελέσματα που υπολογίστηκαν στην παρούσα ενότητα.



Σχήμα 27: Φίλτρο

#### 4.21 Σύνδεση φίλτρου στο Pcc1 και συμπεράσματα

Με τη σύνδεση του φίλτρου στο σημείο Pcc1, αναμένεται πως οι αρμονικές του ρεύματος θα μειωθούν. Στον **Πίνακα 5**, παρουσιάζονται τα αποτελέσματα των αρμονικών του ρεύματος πριν και μετά τη σύνδεση του φίλτρου. Η σύνδεση του φίλτρου γίνεται τη χρονική στιγμή  $t = 2s$ .

	$I_{s1}(t < 2s)$	$I_{s1}(t > 2s)$
$h = 1$	131.7645 A	126.841 A
$h = 5$	21.9849 A	17.266 A
$h = 7$	14.5417 A	12.658 A
$h = 11$	10.1774 A	6.247 A
$h = 13$	4.7679 A	4.384 A
$h = 17$	2.1742 A	2.255 A
$h = 19$	1.2109 A	1.422 A

Πίνακας 5

Παρατηρείται μεγάλη μείωση στην 1<sup>η</sup>, 5<sup>η</sup>, 7<sup>η</sup>, και 11<sup>η</sup> αρμονική, λόγω παρουσίας του φίλτρου.

Στον **Πίνακα 6** παρουσιάζονται συγκεντρωμένα τα αποτελέσματα της προσομοίωσης της άεργου ισχύς παραμόρφωσης και της άεργου ισχύς πριν και μετά τη σύνδεση του φίλτρου στο σημείο Pcc1.

	$t < 2s$	$t > 2s$
$Q_{1-1}$	34.662 kVAr	3.924 kVAr
$D_1$	25.563 kVA	14.974 kVA

Πίνακας 6

Παρατηρείται μεγάλη μείωσης 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.

#### 4.22 Αντιστροφή ροής Ισχύος

Για να πραγματοποιηθεί η αντιστροφή ισχύος μεταξύ των δύο πηγών ούτως ώστε να μεταφέρεται ισχύς από δεξιά προς τα αριστερά πρέπει να γίνουν τα εξής. Αρχικά, οι μετατροπείς πρέπει να αντιστρέψουν τους “ρόλους” τους. Δηλαδή ο M1 να γίνει αντιστροφέας και M2 να γίνει ανορθωτής. Αυτό γίνεται με την αλλαγή των γωνιών έναυσης  $\alpha_1$  και  $\alpha_2$  αντίστοιχα. Στη συνέχεια, όπως φαίνεται και στο Σχήμα 1, η πλευρά όπου ξεκινά η μεταφορά ισχύος είναι γειωμένη, ενώ η δεξιά πλευρά είναι στον αέρα. Επομένως, για να αντιστραφεί η ροή ισχύος θα πρέπει να γειωθεί ο κόμβος στην πλευρά των  $V_{s2}$ , και να παραμείνει στον αέρα η πλευρά της  $V_{s1}$ .