



Αλεξάνδρειο Τεχνολογικό Εκπαιδευτικό Ίδρυμα Θεσσαλονίκης
Σχολή Τεχνολογικών Εφαρμογών
Τμήμα Μηχανικών Αυτοματισμού ΤΕ

ΠΤΥΧΙΑΚΗ ΕΡΓΑΣΙΑ

**ΜΕΛΕΤΗ ΤΟΥ SPACE VECTOR PWM
(SVPWM) ΑΛΓΟΡΙΘΜΟΥ ΣΕ
ΑΝΑΣΤΡΟΦΕΑ ΤΑΣΗΣ (VSI)**

ΓΕΩΡΓΙΟΣ ΣΑΚΑΤΖΙΔΗΣ

A.M.:123109

Επιβλέπων: **ΒΑΣΙΛΕΙΟΣ ΗΛΙΟΥΔΗΣ**, Επίκουρος Καθηγητής

Θεσσαλονίκη, Νοέμβριος 2018

ΔΗΛΩΣΗ ΦΟΙΤΗΤΗ στο εσώφυλλο (copyright notice)

Η παρούσα Πτυχιακή Εργασία και τα συμπεράσματά της, σε οποιαδήποτε μορφή, αποτελούν συνιδιοκτησία του Τμήματος Μηχανικών Αυτοματισμού Τ.Ε. του Αλεξάνδρειου ΤΕΙ Θεσσαλονίκης και του φοιτητή. Οι προαναφερόμενοι διατηρούν το δικαίωμα ανεξάρτητης χρήσης και αναπαραγωγής (τμηματικά ή συνολικά) για διδακτικούς και ερευνητικούς σκοπούς. Σε κάθε περίπτωση πρέπει να αναφέρεται ο τίτλος, ο συγγραφέας, ο επιβλέπων και το τμήμα του ΑΤΕΙΘ.

Η έγκριση της παρούσας Πτυχιακής Εργασίας από το Τμήμα Μηχανικών Αυτοματισμού Τ.Ε. δεν υποδηλώνει απαραίτητως και αποδοχή των απόψεων του συγγραφέα εκ μέρους του Τμήματος.

Μελέτη του Space Vector PWM (SVPWM) Αλγορίθμου σε αναστροφέα Τάσης (VSI).

Ο υπογεγραμμένος δηλώνω υπεύθυνα ότι η παρούσα Πτυχιακή Εργασία είναι εξ' ολοκλήρου δικό μου έργο και συγγράφηκε ειδικά για τις απαιτήσεις του προγράμματος σπουδών του Τμήματος Μηχανικών Αυτοματισμού Τ.Ε.

Δηλώνω υπεύθυνα ότι κατά τη συγγραφή ακολούθησα την πρέπουσα ακαδημαϊκή δεοντολογία αποφυγής λογοκλοπής και έχω αποφύγει οποιαδήποτε ενέργεια που συνιστά παράπτωμα λογοκλοπής.

(Όνομα, Υπογραφή, Ημερομηνία)

Γεώργιος Σακατζίδης



ΕΥΧΑΡΙΣΤΙΕΣ

Πρώτα από όλα θα ήθελα να ευχαριστήσω τους γονείς μου, που ήταν πάντα δίπλα μου, στήριγμά μου όλα τα χρόνια των σπουδών μου και όλους όσους με βοήθησαν να ολοκληρώσω αυτήν την πτυχιακή.

Τέλος, ευχαριστώ τον υπεύθυνο της πτυχιακής μου εργασίας, επίκουρο καθηγητή κ. Βασίλειο Ηλιούδη του τμήματος Μηχανικών Αυτοματισμού για τις πολύτιμες συμβουλές του, την ουσιαστική καθοδήγησή του και το χρόνο που διέθεσε για την ολοκλήρωση αυτής της εργασίας.

ΠΙΝΑΚΑΣ ΠΕΡΙΕΧΟΜΕΝΩΝ

ΕΥΧΑΡΙΣΤΙΕΣ.....	3
ΕΙΣΑΓΩΓΗ.....	5
ΠΡΟΛΟΓΟΣ.....	6
ΚΕΦΑΛΑΙΟ 1 ΜΕΘΟΔΟΣ SVPWM.....	7
1.1 Αρχή λειτουργίας της διαμόρφωσης πλάτους παλμού (PWM).....	7
1.2 Χαρακτηριστικά της τεχνικής SVPWM.....	8
1.3 Ανάλυση της τεχνικής SVPWM.....	9
1.4 Αρχή λειτουργίας της τεχνικής SVPWM.....	11
1.5 Εκτέλεση της τεχνικής SVPWM.....	12
1.6 Υπολογισμός των V_d , V_q και α	13
1.7 Υπολογισμός των T_1 , T_2 και T_0	14
1.7.1 Υπολογισμός των T_1 , T_2 και T_0 στον sector 1.....	14
1.7.2 Υπολογισμός των T_1 , T_2 και T_0 σε οποιονδήποτε sector.....	16
1.8 Υπολογισμός των χρόνων για τις αλλαγές κατάστασης των S1-S6.....	18
ΚΕΦΑΛΑΙΟ 2 ΑΠΟΤΕΛΕΣΜΑΤΑ ΜΕ ΤΗ ΧΡΗΣΗ ΤΟΥ SIMULINK.....	22
2.1 Αποτελέσματα με σταθερή περίοδο δειγματοληψίας και μεταβλητό συντελεστή διαμόρφωσης.....	22
2.2 Αποτελέσματα με σταθερό συντελεστή διαμόρφωσης και μεταβλητή περίοδο δειγματοληψίας.....	38
2.3 Total Harmonic Distortion.....	43
ΚΕΦΑΛΑΙΟ 3 ΕΠΙΛΟΓΟΣ ΚΑΙ ΣΥΜΠΕΡΑΣΜΑΤΑ.....	48
ΒΙΒΛΙΟΓΡΑΦΙΑ.....	49

ΕΙΣΑΓΩΓΗ

Οι μονάδες εναλλασσόμενου ρεύματος είναι περισσότερο επικρατέστερες από τις μονάδες συνεχούς ρεύματος. Οι μονάδες AC απαιτούν μεταβλητή τάση υψηλής ισχύος καθώς και παροχή μεταβλητής συχνότητας. Οι έρευνες σχετικά με τις τεχνικές διαφοροποίησης πλάτους παλμού έχουν εντατικοποιηθεί τις τελευταίες δεκαετίες. Οι τεχνικές PWM έχουν χρησιμοποιηθεί για την επίτευξη μεταβλητής τάσης και μεταβλητής συχνότητας σε μετατροπείς ac-dc και dc-ac. Όμως, το κυρίως πρόβλημα που συναντάται είναι η προσπάθεια μείωσης της ολικής αρμονικής παραμόρφωσης (THD). Ο κλασικός inverter παλμοδοτούμενος με τη μέθοδο της τετραγωνικής κυματομορφής που χρησιμοποιείται σε εφαρμογές χαμηλής ή μέσης ισχύος υποφέρει από ένα σοβαρό μειονέκτημα όπως οι αρμονικές χαμηλότερης τάξης στην τάση εξόδου. Μία από τις λύσεις για την επίλυση αυτού του προβλήματος είναι η χρήση τεχνικών ελέγχου PWM. Ο στόχος των τεχνικών PWM είναι να κατασκευαστεί μία ημιτονοειδής έξοδος AC της οποίας το μέγεθος και η συχνότητα θα μπορούσαν να περιοριστούν. Στις μεθόδους TCPWM, όπως το PWM ημιτονοειδούς τριγώνου (sine-triangle PWM), τα σήματα διαμόρφωσης των τριών φάσεων συγκρίνονται με έναν κοινό τριγωνικό φορέα για την παραγωγή παλμών PWM για τις τρεις φάσεις. Το μέγεθος και η συχνότητα ελέγχονται μεταβάλλοντας το μέγεθος και τη συχνότητα του σήματος διαμόρφωσης. Όμως, το εύρος της τάσης πρέπει να αυξηθεί και οι αρμονικές να μειωθούν. Στις μεθόδους SVPWM, η τάση αναφοράς παρέχεται χρησιμοποιώντας ένα περιστρεφόμενο διάνυσμα αναφοράς. Σε αυτήν την περίπτωση το μέγεθος και η συχνότητα ελέγχεται από το μέγεθος και τη συχνότητα, αντίστοιχα, του διανύσματος τάσης αναφοράς. Η μέθοδος SVPWM χρησιμοποιεί την συνεχή τάση πιο αποτελεσματικά και παράγει λιγότερη αρμονική παραμόρφωση σε έναν μετατροπέα τριών φάσεων.

ΠΡΟΛΟΓΟΣ

Η μέθοδος SVPWM έχει γίνει μία δημοφιλής τεχνική PWM για τους τριφασικούς μετατροπείς σε εφαρμογές όπως ο έλεγχος εναλλασσόμενων επαγωγικών κινητήρων καθώς και σύγχρονων κινητήρων μόνιμου μαγνήτη, κυρίως λόγω της βέλτιστης εκμετάλλευσης της παρεχόμενης DC τάσης και της μείωσης των αρμονικών.

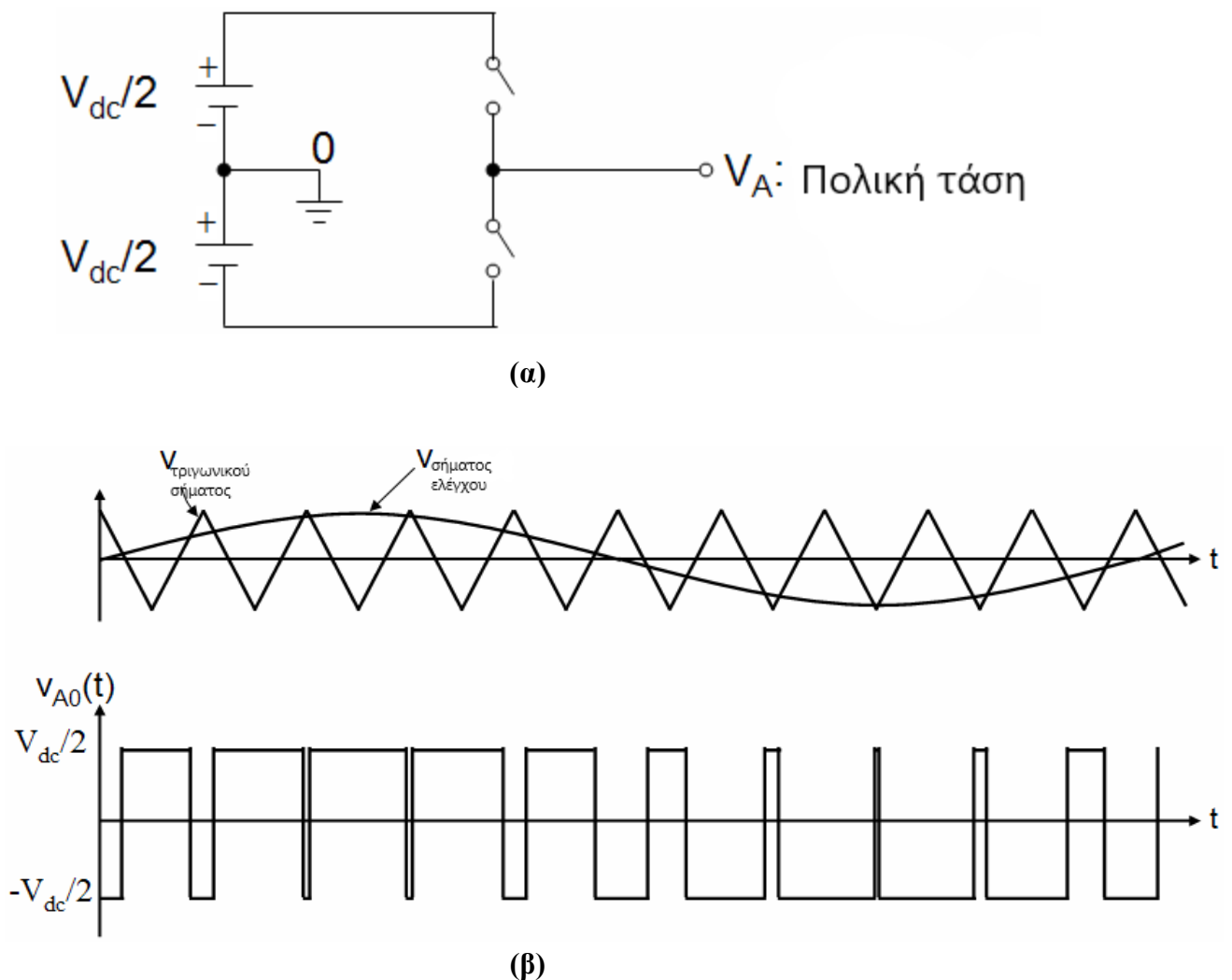
Η βασική ιδέα της μεθόδου SVPWM είναι ότι ένα διάνυσμα αναφοράς, που περιστρέφεται αντίστροφα των δεικτών του ρολογιού στους μιγαδικούς άξονες, μπορεί να παρασταθεί ως συνδυασμός των οκτώ βασικών διανυσμάτων του τριφασικού αναστροφέα τάσης. Αυτά τα διανύσματα αντιπροσωπεύουν τις γνωστές καταστάσεις λειτουργίας του αναστροφέα. Κάθε διάνυσμα αναφοράς της τάσης μπορεί να προκύψει με κατάλληλο συνδυασμό των καταστάσεων αυτών.

ΚΕΦΑΛΑΙΟ 1

ΜΕΘΟΔΟΣ SVPWM

1.1 Αρχή λειτουργίας της διαμόρφωσης πλάτους παλμού (PWM)

Στο παρακάτω σχήμα φαίνεται ένας μονοφασικός αναστροφέας καθώς και η διαμόρφωση PWM, η οποία προκύπτει μετά από σύγκριση του σήματος ελέγχου με την τριγωνική κυματομορφή. Η σύγκριση αυτή καθορίζει την τιμή της πολικής τάσης $V_A = \pm V_{dc}/2$, όπως αυτό περιγράφεται παρακάτω.



Σχήμα 1.1. Μονοφασικός PWM αναστροφέας (α) και η τεχνική διαμόρφωσης πλάτους PWM (β).

Όπως απεικονίζεται στο σχήμα 1.2, η έξοδος του μονοφασικού αντιστροφέα καθορίζεται σύμφωνα με τις παρακάτω συνθήκες:

- Όταν η τάση του σήματος ελέγχου ξεπερνάει αυτή του τριγωνικού σήματος

$$= \frac{V_{dc}}{2}$$
(Ντριγ.>Vσημ. Ελέγχου), τότε θα ισχύει V_{A0}
- Όταν η τάση του τριγωνικού σήματος ξεπερνάει αυτή του σήματος ελέγχου

$$= -\frac{V_{dc}}{2}$$
(Ντριγ.>Vσημ. Ελέγχου), τότε θα ισχύει V_{A0}

Επιπροσθέτως, η τάση εξόδου του μονοφασικού αντιστροφέα έχει τις ακόλουθες ιδιότητες :

- Η συχνότητα του σήματος PWM που παράγεται στην έξοδο είναι ίδια με αυτήν του τριγωνικού σήματος
- Το πλάτος του σήματος PWM εξαρτάται από την μέγιστη τιμή του πλάτους του σήματος ελέγχου
- Η θεμελιώδης συχνότητα ελέγχεται από τη συχνότητα του τριγωνικού σήματος

Τέλος, ο συντελεστής διαμόρφωσης ορίζεται από τη παρακάτω σχέση:

$$M.I = \frac{V_{σημ. \epsilon\lambda\chi\gamma\chi\omicron\upsilon}}{V_{τριγ. \sigma\psi\mu\alpha\tau\omicron\varsigma}} < 1$$

1.2 Χαρακτηριστικά της τεχνικής SVPWM

Μερικά γνωρίσματα που αναδεικνύουν την μέθοδο SVPWM καλύτερη από τις άλλες PWM μεθόδους είναι:

1. Οι απώλειες στις αλλαγές κατάστασης είναι πολύ μικρότερες, καθώς συμβαίνει μόνο μία αλλαγή τη φορά.
2. Δυνατότητα ελέγχου της μεταβλητής συχνότητας και του πλάτους της τάσης.
3. Αξιοποιεί την DC τάση κατά 15.5% περισσότερο από τις άλλες παραδοσιακές μεθόδους PWM.
4. Έχει μεγαλύτερη αποδοτικότητα.
5. Η φασική τάση εξόδου όπως και η τάση γραμμής στην έξοδο είναι μεγαλύτερες σε σχέση με τις άλλες μεθόδους PWM ($\frac{V_{dc}}{\sqrt{3}}$ και V_{dc} αντίστοιχα).
6. Πρόκειται για μια τεχνική ψηφιακής διαμόρφωσης.

1.3 Ανάλυση της τεχνικής SVPWM

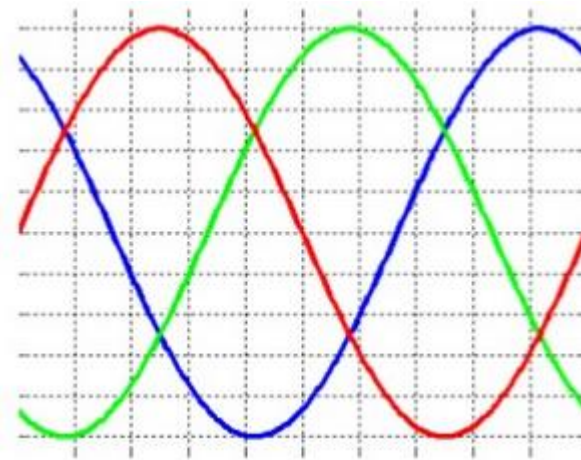
Η ιδέα της μεθόδου SVPWM προέρχεται από την περιστρεφόμενη θεωρία του μαγνητικού πεδίου τριών φάσεων επαγωγικού κινητήρα που χρησιμοποιείται για τη ρύθμιση της τάσης εξόδου του μετατροπέα. Σε αυτή τη μέθοδο οι τάσεις τριών φάσεων μετατρέπονται σε τάσεις δύο φάσεων είτε σε σταθερό πλαίσιο αναφοράς είτε σε σύγχρονο περιστρεφόμενο πλαίσιο αναφοράς. Χρησιμοποιώντας αυτά τα στοιχεία αναφοράς της τάσης δύο φάσεων, η έξοδος του μετατροπέα μπορεί να ρυθμιστεί.

Οι εξισώσεις των τριφασικών τάσεων δίνονται ως ακολούθως:

$$V_{as} = V_m \sin \omega t$$

$$V_{bs} = V_m \sin\left(\omega t - \frac{2\pi}{3}\right)$$

$$V_{cs} = V_m \sin\left(\omega t + \frac{2\pi}{3}\right)$$



Σχήμα 1.2: Κυματομορφές των τριών τάσεων

Εφαρμόζοντας τις τρεις αυτές τάσεις σε έναν, για παράδειγμα επαγωγικό κινητήρα, παράγεται ένα περιστρεφόμενο διάνυσμα, το οποίο περιστρέφεται με ταχύτητα ω . Το μέγεθος και η γωνία του διανύσματος μπορούν να υπολογιστούν με τη χρήση της μεθόδου μετασχηματισμού Clark σε σταθερό πλαίσιο αναφοράς όπως φαίνεται παρακάτω:

$$\overline{V_{ref}} = \overline{V_\alpha} + j\overline{V_\beta} = \frac{2}{3} (V_\alpha + V_\beta e^{j\frac{2\pi}{3}} + V_c e^{j\frac{4\pi}{3}}) \quad (1.1)$$

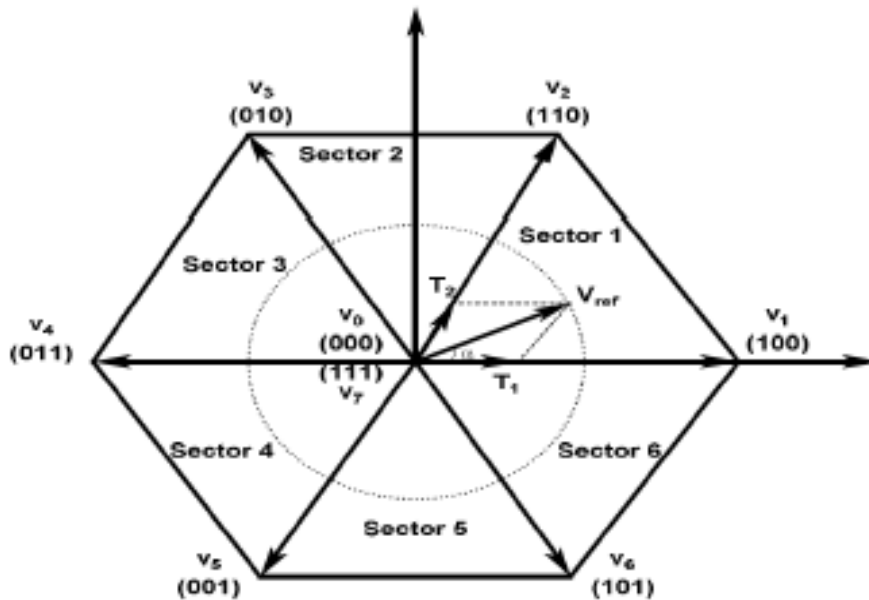
όπου $|V_{ref}| = \sqrt{(V_\alpha^2 + V_\beta^2)}$ και $\alpha = \tan^{-1} \frac{V_\alpha}{V_\beta}$

Η παραπάνω ισότητα χωρίζεται σε πραγματικό και φανταστικό μέρος τα οποία είναι:

$$V_\alpha = \frac{2}{3} (V_a \cos 0 + V_b \cos \frac{2\pi}{3} + V_c \cos \frac{4\pi}{3})$$

$$V_\beta = \frac{2}{3} (V_a \sin 0 + V_b \sin \frac{2\pi}{3} + V_c \sin \frac{4\pi}{3})$$

Επίσης μπορούν να αναπαρασταθούν σε μορφή διαγράμματος όπως φαίνεται παρακάτω:

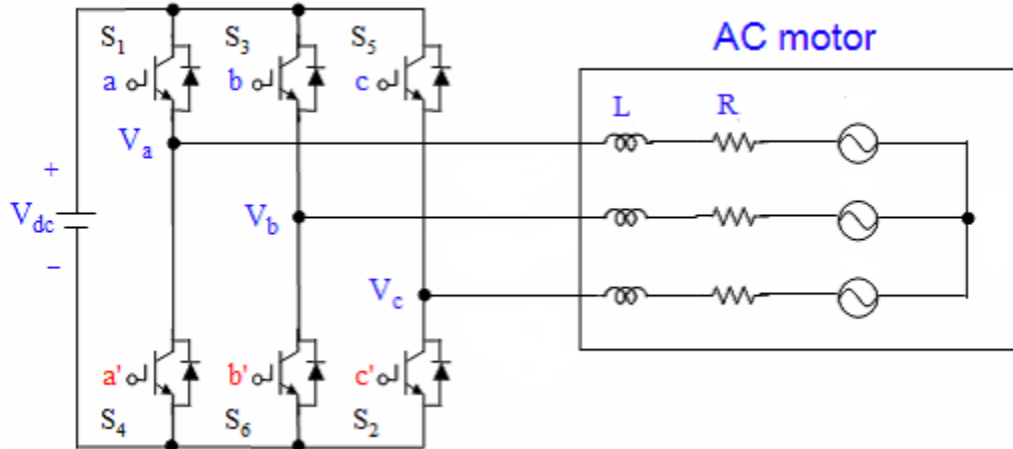


Σχήμα 1.3. Αναπαράσταση του διανύσματος περιστροφής

$$\begin{bmatrix} V_\alpha \\ V_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_a \\ V_b \\ V_c \end{bmatrix}$$

1.4 Αρχή λειτουργίας της τεχνικής SVPWM

Ο τριφασικός μετατροπέας πηγής τάσης (VSI) με φορτίο έναν εναλλασσόμενο κινητήρα παρουσιάζεται παρακάτω. S1-S6 είναι οι διακόπτες ισχύος που διαμορφώνουν τη έξοδο, οι οποίοι ελέγχονται από τις αλλαγές κατάστασης των a, a', b, b', c και c'. Όταν ένα άνω τρανζίστορ (S1, S3, S5) άγει, δηλαδή όταν τα a, b, c ισούνται με 1, τότε τα αντίστοιχα κάτω τρανζίστορ (S2, S4, S6) δεν άγουν, δηλαδή τα a', b', c' ισούνται με 0. Επομένως η τάση εξόδου καθορίζεται από τις ON/OFF καταστάσεις των τριών άνω τρανζίστορ, δηλαδή των S1, S3, S5.



Σχήμα 1.4. Τριφασικός PWM αντιστροφέας.

Παρακάτω δίνονται οι σχέσεις που συνδέουν τις αλλαγές καταστάσεις με τις τάσεις γραμμών και με τις τάσεις εξόδου αντίστοιχα.

$$\begin{bmatrix} V_{an} \\ V_{bn} \\ V_{cn} \end{bmatrix} = V_{dc} \begin{bmatrix} 1 & -1 & 0 \\ 0 & 1 & -1 \\ -1 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} a \\ b \\ c \end{bmatrix}$$

$$\begin{bmatrix} V_{ab} \\ V_{bc} \\ V_{ca} \end{bmatrix} = \frac{V_{dc}}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} a \\ b \\ c \end{bmatrix}$$

Ο αντιστροφέας έχει 8 πιθανούς συνδυασμούς για τις ON/OFF καταστάσεις των άνω τρανζίστορ. Οι καταστάσεις των κάτω τρανζίστορ μπορούν εύκολα να οριστούν από τη στιγμή που θα έχει οριστεί αυτή των άνω. Βασιζόμενοι στις δύο παραπάνω σχέσεις και στην (1.1), μπορούν να οριστούν τα διανύσματα τάσης, οι τάσεις γραμμής και οι τάσεις εξόδου.

Διανύσματα Τάσης ($\times V_{dc}$)	Καταστάσεις			Τάσεις εξόδου ($\times V_{dc}$)			Τάσεις γραμμής ($\times V_{dc}$)		
	a	b	c	V_{an}	V_{bn}	V_{cn}	V_{ab}	V_{bc}	V_{ca}
$\bar{V}_0 = 0$	0	0	0	0	0	0	0	0	0
$\bar{V}_1 = \frac{2}{3} e^{j\frac{\pi}{3}}$	0	0	1	$\frac{2}{3}$	$-\frac{1}{3}$	$-\frac{1}{3}$	1	0	-1
$\bar{V}_2 = \frac{2}{3} e^{j\frac{2\pi}{3}}$	0	1	0	$\frac{1}{3}$	$\frac{1}{3}$	$-\frac{2}{3}$	0	1	-1
$\bar{V}_3 = \frac{2}{3} e^{j\pi}$	0	1	1	$-\frac{1}{3}$	$\frac{2}{3}$	$-\frac{1}{3}$	-1	1	0
$\bar{V}_4 = \frac{2}{3} e^{j\frac{4\pi}{3}}$	1	0	0	$-\frac{2}{3}$	$\frac{1}{3}$	$\frac{1}{3}$	-1	0	1
$\bar{V}_5 = \frac{2}{3} e^{j\frac{5\pi}{3}}$	1	0	1	$-\frac{1}{3}$	$-\frac{1}{3}$	$\frac{2}{3}$	0	-1	1
$\bar{V}_6 = \frac{2}{3} e^{j2\pi}$	1	1	0	$\frac{1}{3}$	$-\frac{2}{3}$	$\frac{1}{3}$	1	-1	0
$\bar{V}_7 = 0$	1	1	1	0	0	0	0	0	0

Πίνακας 1.1. Οι οκτώ βασικές καταστάσεις του αναστροφέα και οι φασικές και πολικές τάσεις.

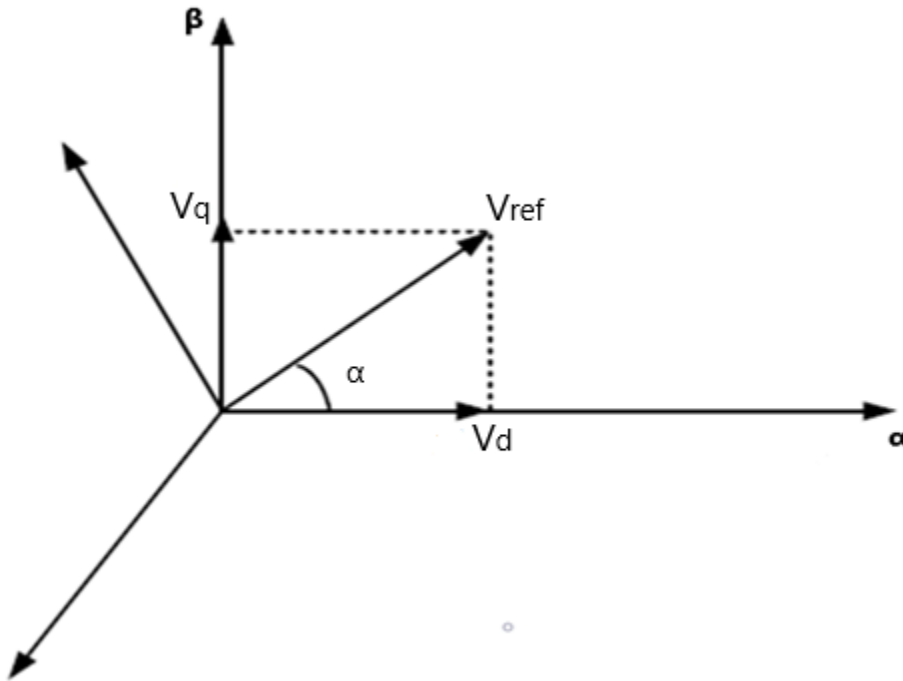
1.5 Εκτέλεση της τεχνικής SVPWM

Η μέθοδος SVPWM μπορεί να εκτελεστεί ακολουθώντας τα παρακάτω βήματα:

1. Υπολογισμός των V_d , V_q , και της γωνίας α .
2. Υπολογισμός των T_1 , T_2 και T_0 .
3. Υπολογισμός των χρονικών διαστημάτων που απαιτούνται για τις αλλαγές καταστάσεις των τρανζίστορ S1-S6.

1.6 Υπολογισμός των V_d , V_q και α .

Με τη χρήση του μετασχηματισμού Clark το σύστημα τριών αξόνων μετατρέπεται σε αυτό των δύο σε ένα σταθερό σύστημα αναφοράς $\alpha\beta$ όπως φαίνεται παρακάτω.



Σχήμα 1.5. Η ανάλυση του διανύσματος αναφοράς στο σταθερό σύστημα συντεταγμένων $\alpha\beta$.

Ισχύουν οι παρακάτω σχέσεις:

$$V_d = \frac{2}{3} \left(V_a \cos 0 + V_b \cos \frac{2\pi}{3} + V_c \cos \frac{4\pi}{3} \right) = V_a - \frac{1}{2} V_b - \frac{1}{2} V_c$$

$$V_q = \frac{2}{3} \left(V_a \sin 0 + V_b \sin \frac{2\pi}{3} + V_c \sin \frac{4\pi}{3} \right) = \frac{\sqrt{3}}{2} V_b - \frac{\sqrt{3}}{2} V_c$$

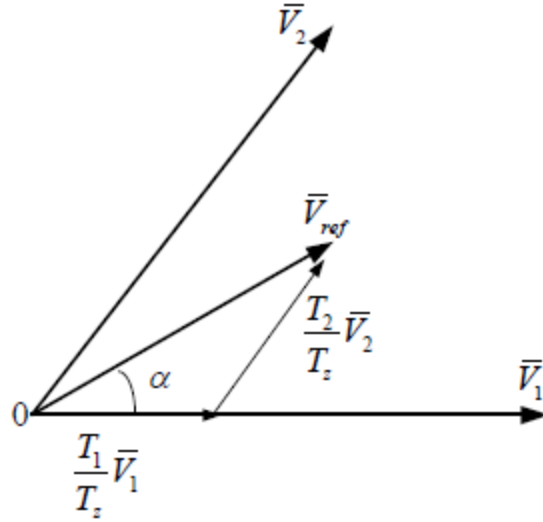
$$\begin{bmatrix} V_d \\ V_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} Van \\ Vbn \\ Vcn \end{bmatrix}$$

Όπου $|V_{ref}| = \sqrt{(V_q^2 + V_d^2)}$ και $\alpha = \tan^{-1} \frac{V_q}{V_d}$

1.7 Υπολογισμός των T_1 , T_2 και T_0 .

1.7.1 Υπολογισμός των T_1 , T_2 και T_0 στον sector 1.

Για την δημιουργία του διανύσματος τάσης V_{ref} στον sector 1 σε ένα χρόνο δειγματοληψίας T_z απαιτούνται δύο ενεργά διανύσματα τάσης και δύο μηδενικά. Έστω ότι το \bar{V}_1 είναι το ενεργό διάνυσμα που εφαρμόζεται στο μεσοδιάστημα του χρονικού κλάσματος $\frac{T_1}{T_z}$, το \bar{V}_2 είναι το ενεργό διάνυσμα που εφαρμόζεται στο μεσοδιάστημα του χρονικού κλάσματος $\frac{T_2}{T_z}$ και τα \bar{V}_0, \bar{V}_7 είναι τα μηδενικά διανύσματα που εφαρμόζονται στα μεσοδιαστήματα των $\frac{T_0}{T_z}$ και $\frac{T_7}{T_z}$ αντίστοιχα. Το παρακάτω σχήμα δείχνει το διάνυσμα V_{ref} στον sector 1.



Σχήμα 1.6. Υπολογισμός του διανύσματος V_{ref} στον sector 1

Ισχύουν οι παρακάτω σχέσεις:

$$\frac{1}{T_z} \int_0^{T_z} \overline{V_{ref}} dt = \frac{1}{T} \left[\int_0^{T_0} \overline{V_0} dt + \int_0^{T_1} \overline{V_1} dt + \int_0^{T_2} \overline{V_2} dt + \int_0^{T_7} \overline{V_7} dt \right]$$

$$T_z \overline{V_{ref}} = T_1 \overline{V_1} + T_2 \overline{V_2} \quad (1.2)$$

$$T_z = T_1 + T_2 + T_n$$

Όπου $T_n = T_0 + T_7$ και $0 \leq \alpha \leq \frac{\pi}{3}$

$$T_z |V_{ref}| \begin{pmatrix} \cos a \\ \sin a \end{pmatrix} = T_1 \frac{2}{3} V_{dc} \begin{pmatrix} 1 \\ 0 \end{pmatrix} + T_2 \frac{2}{3} V_{dc} \begin{pmatrix} \cos \frac{\pi}{3} \\ \sin \frac{\pi}{3} \end{pmatrix} \quad (1.3)$$

Χωρίζοντας το πραγματικό και το φανταστικό μέρος από την παραπάνω σχέση έχουμε:

$$T_z |V_{ref}| \cos a = T_1 \frac{2}{3} V_{dc} + T_2 \frac{2}{3} V_{dc} \cos \frac{\pi}{3}$$

$$T_z |V_{ref}| \sin a = T_2 \frac{2}{3} V_{dc} \sin \frac{\pi}{3}$$

Από τις σχέσεις (1.2) και (1.3) προκύπτουν τα T_1 , T_2 :

$$T_1 = \frac{|V_{ref}| T_z \sin\left(\frac{\pi}{3} - \alpha\right)}{\frac{2}{3} V_{dc} \sin \frac{\pi}{3}}$$

$$T_2 = \frac{|V_{ref}| T_z \sin(\alpha)}{\frac{2}{3} V_{dc} \sin \frac{\pi}{3}}$$

$$T_0 = T_z - T_1 - T_2$$

1.7.2 Υπολογισμός των T_1 , T_2 και T_0 σε οποιονδήποτε sector.

$$T_z |V_{ref}| \begin{pmatrix} \cos a \\ \sin a \end{pmatrix} = T_1 \frac{2}{3} V_{dc} \begin{pmatrix} \cos(n-1) \frac{\pi}{3} \\ \sin(n-1) \frac{\pi}{3} \end{pmatrix} + T_2 \frac{2}{3} V_{dc} \begin{pmatrix} \cos \frac{n\pi}{3} \\ \sin \frac{n\pi}{3} \end{pmatrix} \quad (1.4)$$

Χωρίζοντας το πραγματικό και το φανταστικό μέρος απο την παραπάνω σχέση έχουμε:

$$T_z |V_{ref}| \cos a = T_1 \frac{2}{3} V_{dc} \cos(n-1) \frac{\pi}{3} + T_2 \frac{2}{3} V_{dc} \cos \frac{n\pi}{3}$$

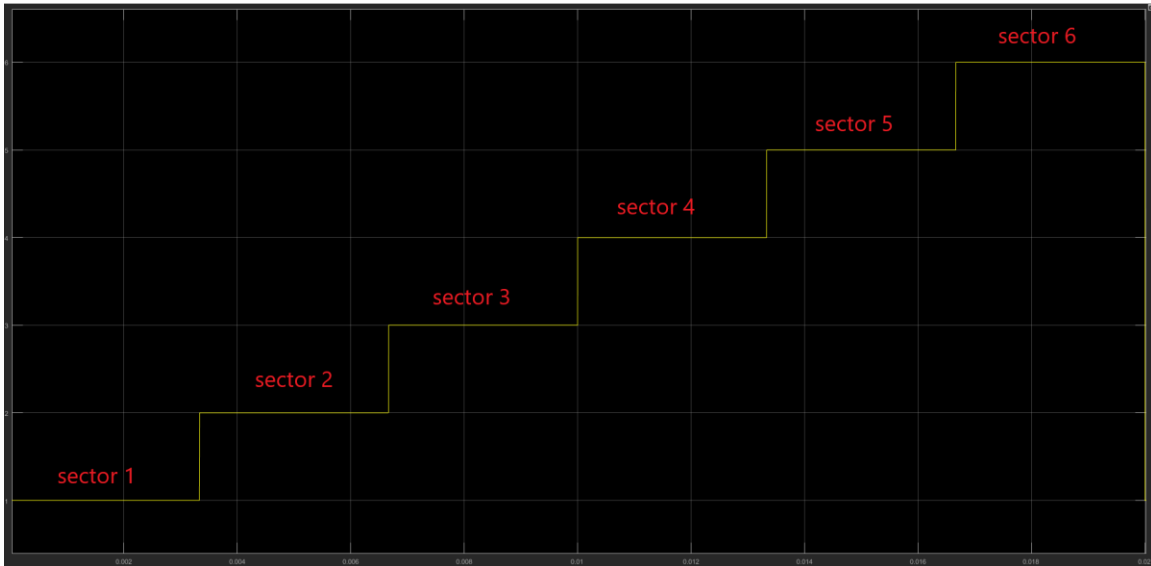
$$T_z |V_{ref}| \sin a = T_1 \frac{2}{3} V_{dc} \sin(n-1) \frac{\pi}{3} + T_2 \frac{2}{3} V_{dc} \sin \frac{n\pi}{3}$$

Απο τις σχέσεις (1.2) και (1.4) προκύπτουν τα T_1 , T_2 :

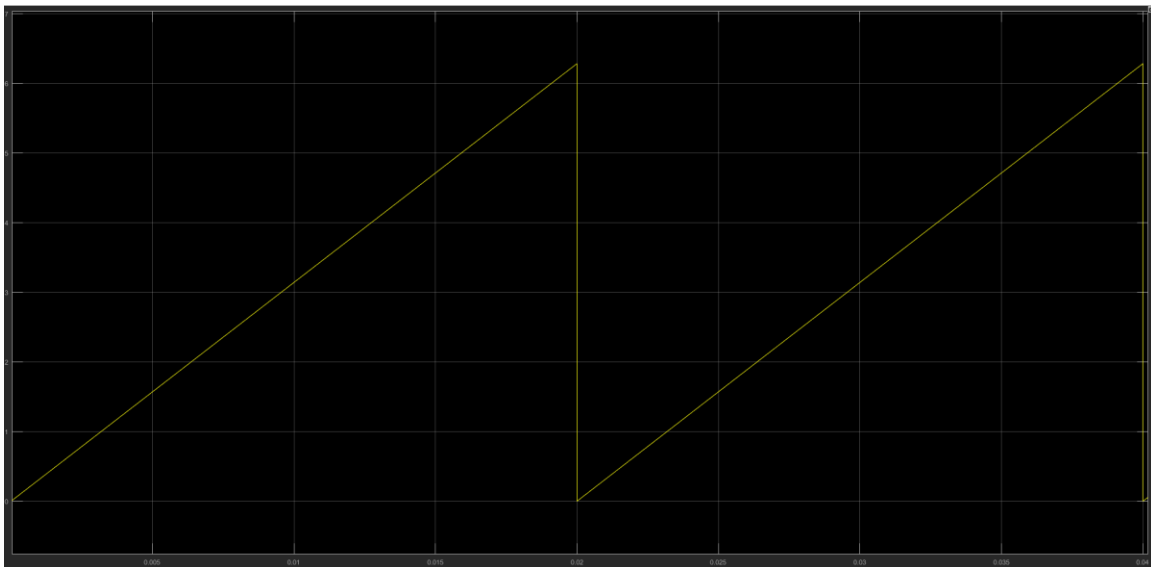
$$T_1 = \frac{\sqrt{3} T_z |V_{ref}| \sin\left(\frac{n\pi}{3} - \alpha\right)}{V_{dc}}$$

$$T_2 = \frac{\sqrt{3}T_z |V_{ref}| \sin(a - \frac{(n-1)\pi}{2})}{V_{dc}}$$

$$T_0 = T_z - T_1 - T_2, \text{ όπου } n=1,2,3,4,5,6 \text{ και } 0 \leq \alpha \leq \frac{\pi}{3}$$



Σχήμα 1.7. Απεικόνιση όλων των ενεργών sector.



Σχήμα 1.8. Απεικόνιση της γωνίας του διανύσματος αναφοράς

Η σχέση που συνδέει τους χρόνους T_1 , T_2 , T_0 είναι αντιστρόφως ανάλογη, δηλαδή όταν οι χρόνοι T_1, T_2 αυξάνονται τότε ο χρόνος T_0 θα μειώνεται, διότι το διάνυσμα αναφοράς V_{ref} θα τείνει να ακουμπήσει τον εσωτερικό κύκλο.

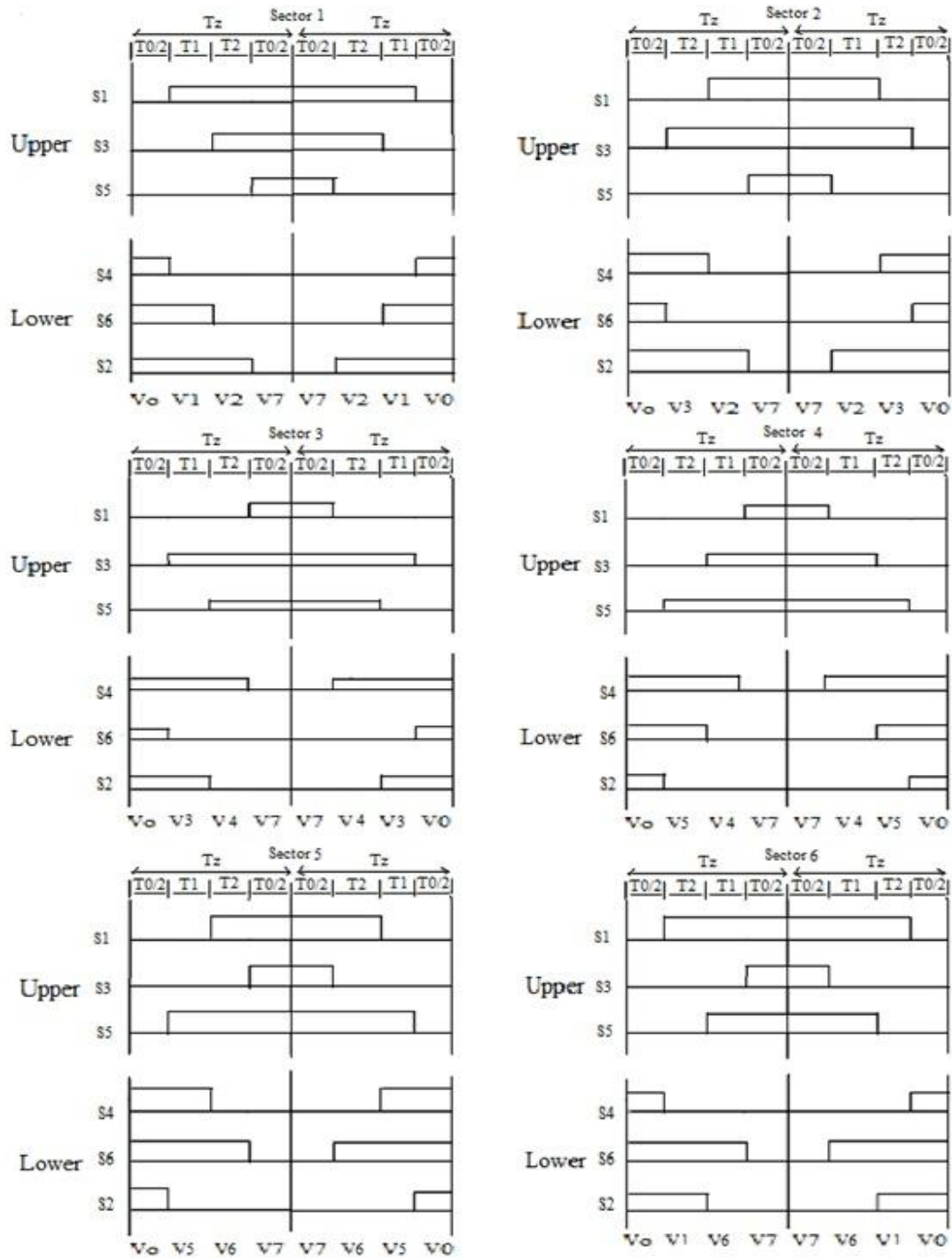
1.8 Υπολογισμός των χρόνων για τις αλλαγές καταστάσεις των S1-S6

Στο παρακάτω πίνακα φαίνεται για κάθε sector η αλληλουχία αλλαγών των διανυσμάτων τάσης που απαιτείται. Σε κάθε sector και για χρονική διάρκεια T_z (Switching Period), υπάρχουν 7 καταστάσεις, που διαδέχονται η μία την άλλη και αντιπροσωπεύουν τα δύο βασικά διανύσματα του κάθε sector (γειτονικά διανύσματα) και τα μηδενικά διανύσματα (βλ. Πίνακα 1.1).

Αριθμός sector	Αλληλουχία αλλαγών
1	$\overline{V_0} - \overline{V_1} - \overline{V_2} - \overline{V_7} - \overline{V_2} - \overline{V_1} - \overline{V_0}$
2	$\overline{V_0} - \overline{V_3} - \overline{V_2} - \overline{V_7} - \overline{V_2} - \overline{V_3} - \overline{V_0}$
3	$\overline{V_0} - \overline{V_3} - \overline{V_4} - \overline{V_7} - \overline{V_4} - \overline{V_3} - \overline{V_0}$
4	$\overline{V_0} - \overline{V_4} - \overline{V_5} - \overline{V_7} - \overline{V_5} - \overline{V_4} - \overline{V_0}$
5	$\overline{V_0} - \overline{V_5} - \overline{V_6} - \overline{V_7} - \overline{V_6} - \overline{V_5} - \overline{V_0}$
6	$\overline{V_0} - \overline{V_1} - \overline{V_6} - \overline{V_7} - \overline{V_6} - \overline{V_1} - \overline{V_0}$

Πίνακας 1.2. Η σειρά εφαρμογής των έξι βασικών ($V_1, V_2, V_3, V_4, V_5, V_6$) και των μηδενικών διανυσμάτων (V_0, V_7) στον κάθε sector.

Το επόμενο σχήμα δείχνει την μορφή των παλμών σε όλους τους ενεργούς sectors. Με αυτό το συμμετρικό σύστημα παλμών επιτυγχάνονται λιγότερες αρμονικές.



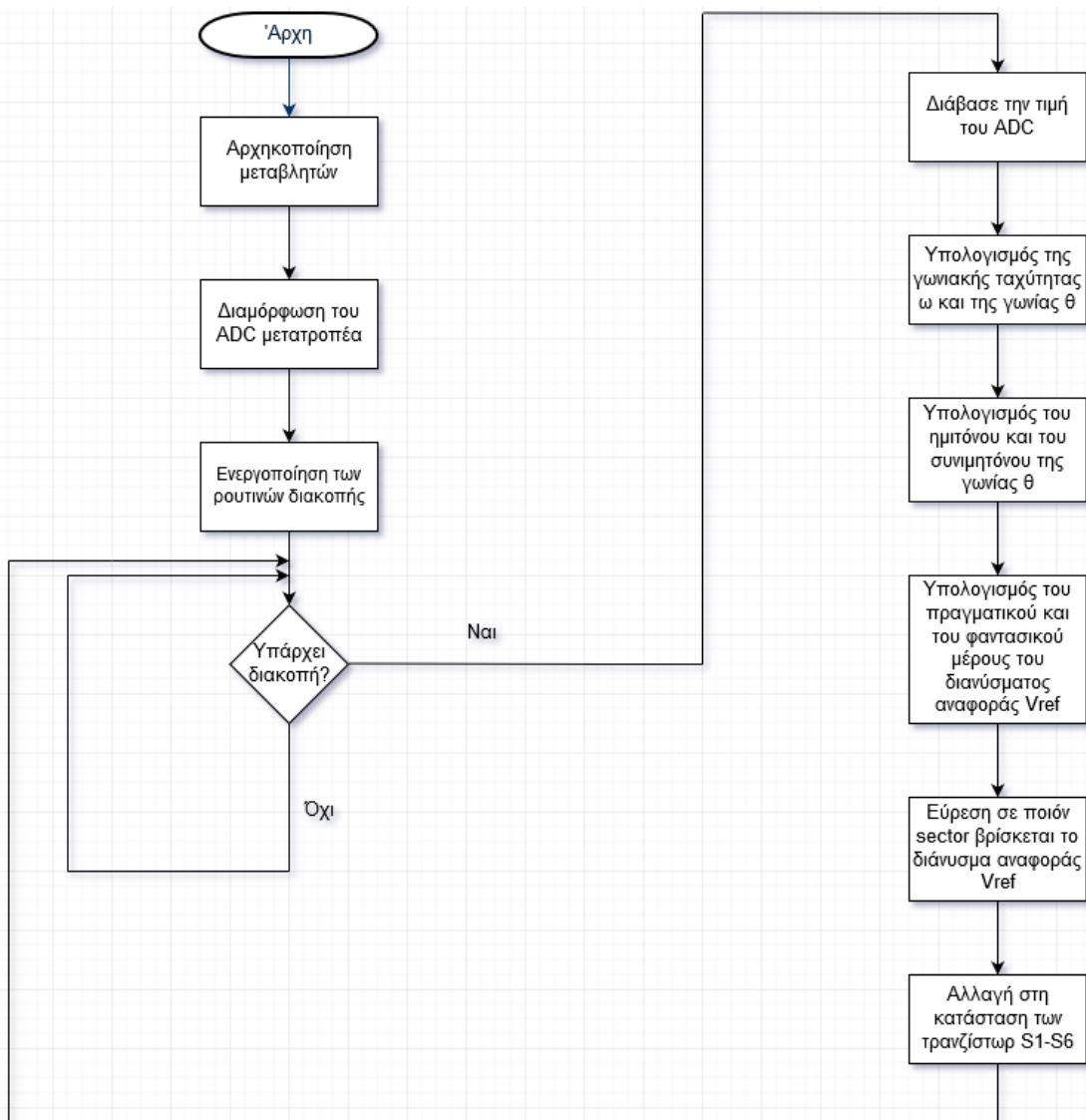
Σχήμα 1.9. Οι παλμοί ελέγχου των ON/OFF καταστάσεων των διακοπτικών στοιχείων (switches S1 to S6) σε κάθε sector.

Επίσης στον παρακάτω πίνακα φαίνονται οι χρόνοι αλλαγής κατάστασης για τα S1-S6.

Αριθμός sector	Θέση του διανύσματος σε κάθε sector	Άνω τρανζίστορ (S1,S3,S5)	Κάτω τρανζίστορ (S4,S6,S2)
1	$0 \leq \theta \leq \frac{\pi}{3}$	$S_1 = T_1 + T_2 + \frac{T_0}{2}$ $S_3 = T_2 + \frac{T_0}{2}$ $S_5 = \frac{T_0}{2}$	$S_4 = \frac{T_0}{2}$ $S_6 = T_1 + \frac{T_0}{2}$ $S_2 = T_1 + T_2 + \frac{T_0}{2}$
2	$\frac{\pi}{3} \leq \theta \leq \frac{2\pi}{3}$	$S_1 = T_1 + \frac{T_0}{2}$ $S_3 = T_1 + T_2 + \frac{T_0}{2}$ $S_5 = \frac{T_0}{2}$	$S_4 = T_2 + \frac{T_0}{2}$ $S_6 = \frac{T_0}{2}$ $S_2 = T_1 + T_2 + \frac{T_0}{2}$
3	$\frac{2\pi}{3} \leq \theta \leq \pi$	$S_1 = \frac{T_0}{2}$ $S_3 = T_1 + T_2 + \frac{T_0}{2}$ $S_5 = T_2 + \frac{T_0}{2}$	$S_4 = T_1 + T_2 + \frac{T_0}{2}$ $S_6 = \frac{T_0}{2}$ $S_2 = T_1 + \frac{T_0}{2}$
4	$\pi \leq \theta \leq \frac{4\pi}{3}$	$S_1 = \frac{T_0}{2}$ $S_3 = T_1 + \frac{T_0}{2}$ $S_5 = T_1 + T_2 + \frac{T_0}{2}$	$S_4 = T_1 + T_2 + \frac{T_0}{2}$ $S_6 = T_2 + \frac{T_0}{2}$ $S_2 = \frac{T_0}{2}$
5	$\frac{4\pi}{3} \leq \theta \leq \frac{5\pi}{3}$	$S_1 = T_2 + \frac{T_0}{2}$ $S_3 = \frac{T_0}{2}$ $S_5 = T_1 + T_2 + \frac{T_0}{2}$	$S_4 = T_1 + \frac{T_0}{2}$ $S_6 = T_1 + T_2 + \frac{T_0}{2}$ $S_2 = \frac{T_0}{2}$
6	$\frac{5\pi}{3} \leq \theta \leq 2\pi$	$S_1 = T_1 + T_2 + \frac{T_0}{2}$ $S_3 = \frac{T_0}{2}$ $S_5 = T_1 + \frac{T_0}{2}$	$S_4 = \frac{T_0}{2}$ $S_6 = T_1 + T_2 + \frac{T_0}{2}$ $S_2 = T_2 + \frac{T_0}{2}$

Πίνακας 1.3. Η χρονική διάρκεια των παλμών ελέγχου στα έξι διακοπτικά στοιχεία (S₁, S₂, S₃, S₄, S₅, S₆) στον κάθε sector.

Παρακάτω φαίνεται το διάγραμμα ροής για την υλοποίηση του SVPWM.



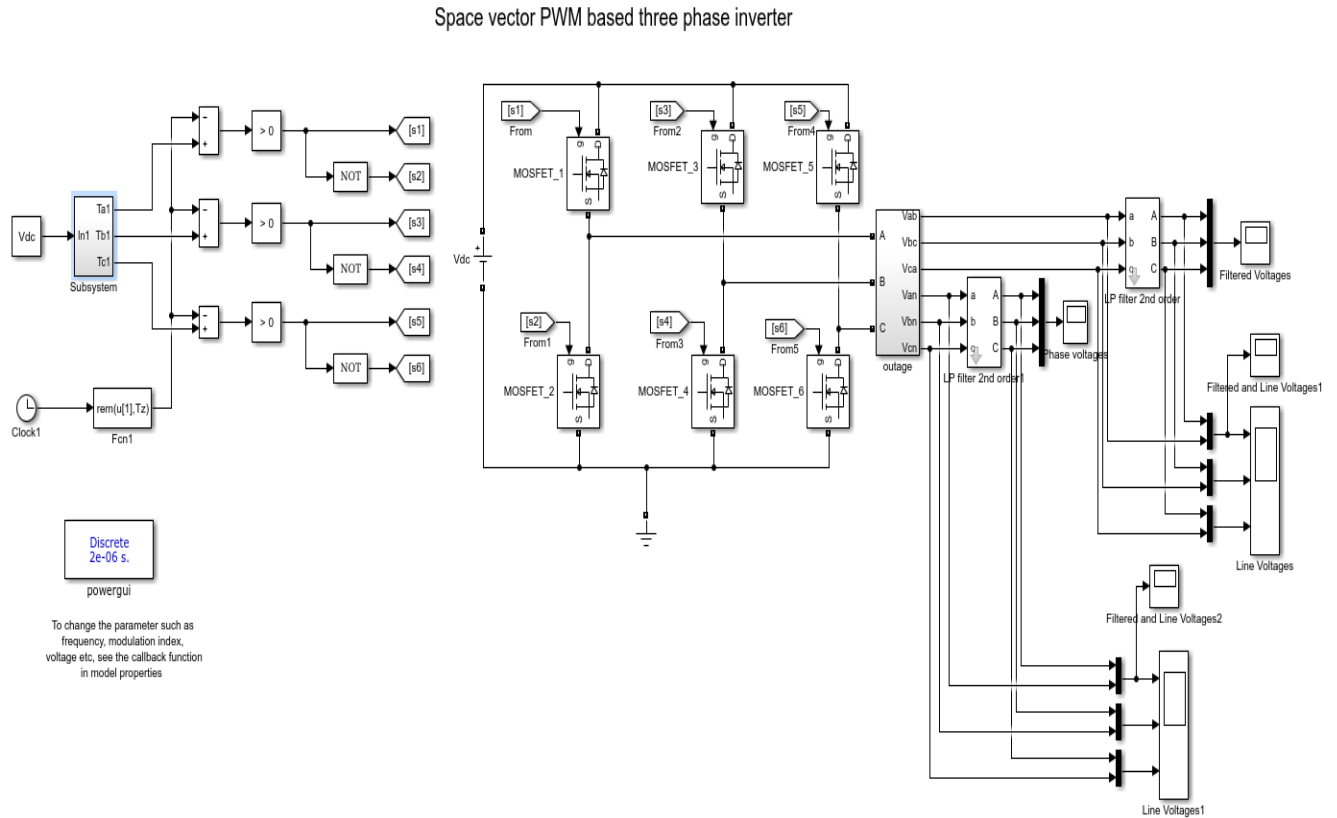
Σχήμα 1.10. Διάγραμμα ροής του αλγορίθμου SVPWM.

ΚΕΦΑΛΑΙΟ 2

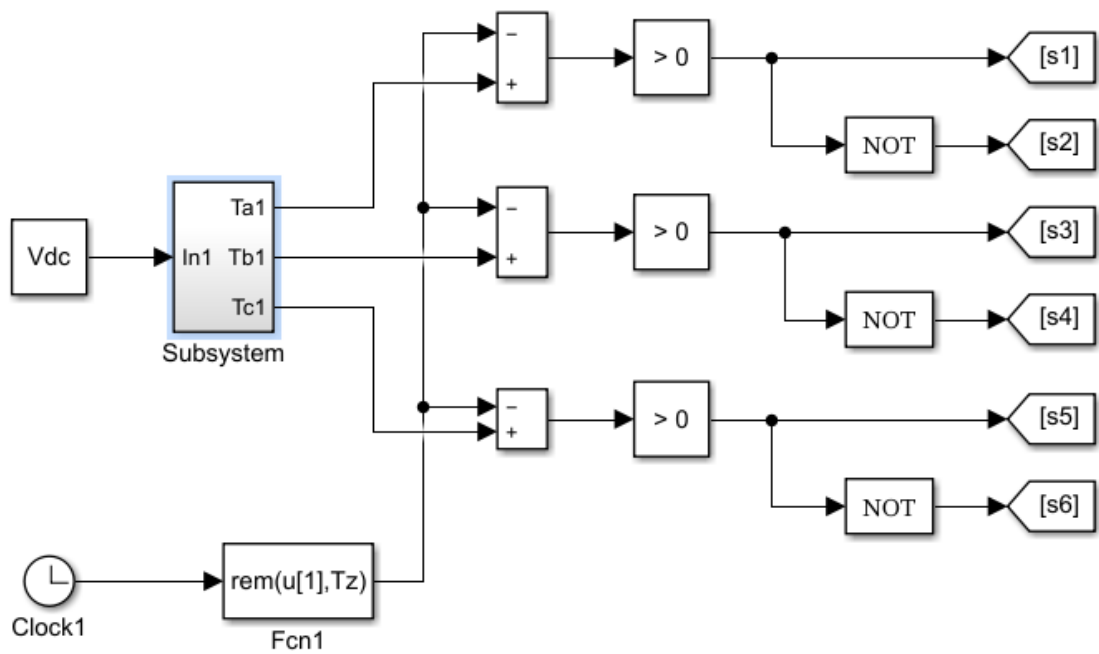
ΑΠΟΤΕΛΕΣΜΑΤΑ ΜΕ ΤΗ ΧΡΗΣΗ ΤΟΥ SIMULINK

2.1 Αποτελέσματα με σταθερή περίοδο δειγματοληψίας και μεταβλητό συντελεστή διαμόρφωσης

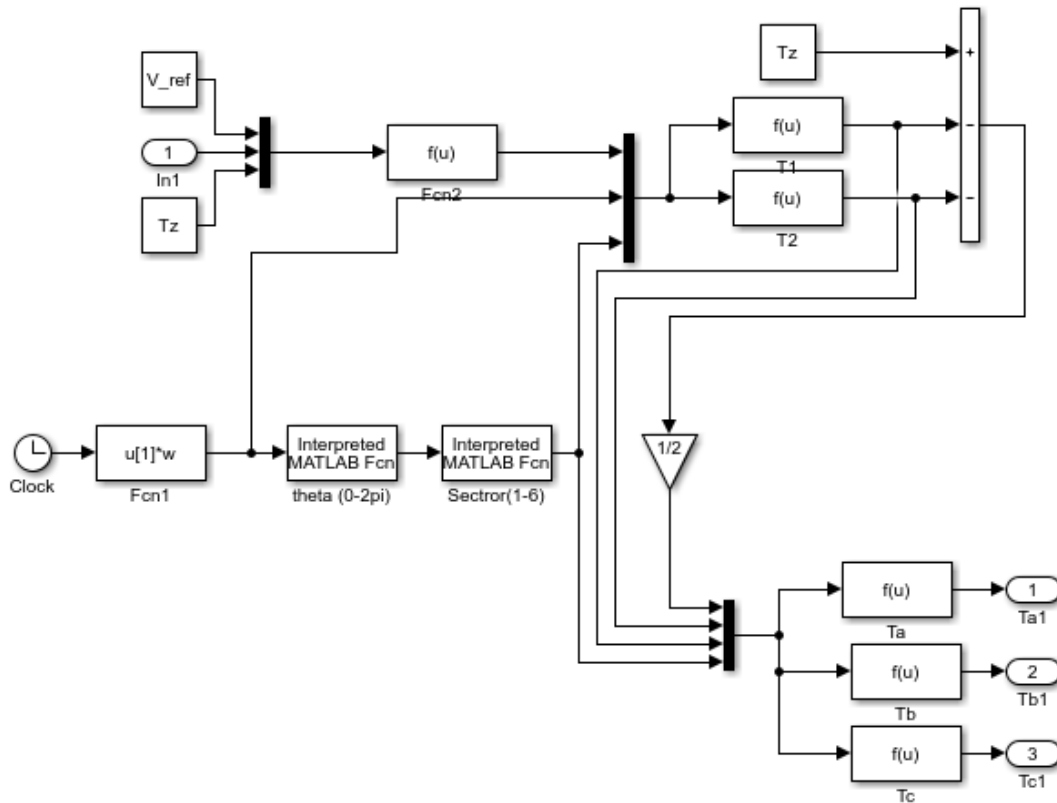
Το συνολικό μοντέλο για την υλοποίηση της SVPWM μεθόδου παρουσιάζεται στο σχήμα που ακολουθεί:



Σχήμα 2.1. Το σύνολο της προσομοίωσης για την παραγωγή του SVPWM και η σύνδεση με τον αναστροφέα.



Σχήμα 2.2. Το τμήμα της προσομοίωσης για την παραγωγή των παλμών ενεργοποίησης των διακοπτικών στοιχείων για την διαμόρφωση SVPWM.



Σχήμα 2.3. Σχηματική παράσταση της προσομοίωσης για τον υπολογισμό των χρονικών διαστημάτων του SVPWM.

Όπου :

$$T_1 = u[1] * (\sin(u[3] * \pi / 3) * \cos(u[2]) - \cos(u[3] * \pi / 3) * \sin(u[2]))$$

$$T_2 = u[1] * (\cos((u[3] - 1) * (\pi / 3)) * \sin(u[2]) - \sin((u[3] - 1) * (\pi / 3)) * \cos(u[2]))$$

$$T_a = (u[4] == 1) * (u[1] + u[2] + u[3]) + (u[4] == 2) * (u[1] + u[2] + u[3]) + (u[4] == 3) * (u[1] + u[3]) + (u[4] == 4) * (u[1]) + (u[4] == 5) * (u[1]) + (u[4] == 6) * (u[1] + u[2])$$

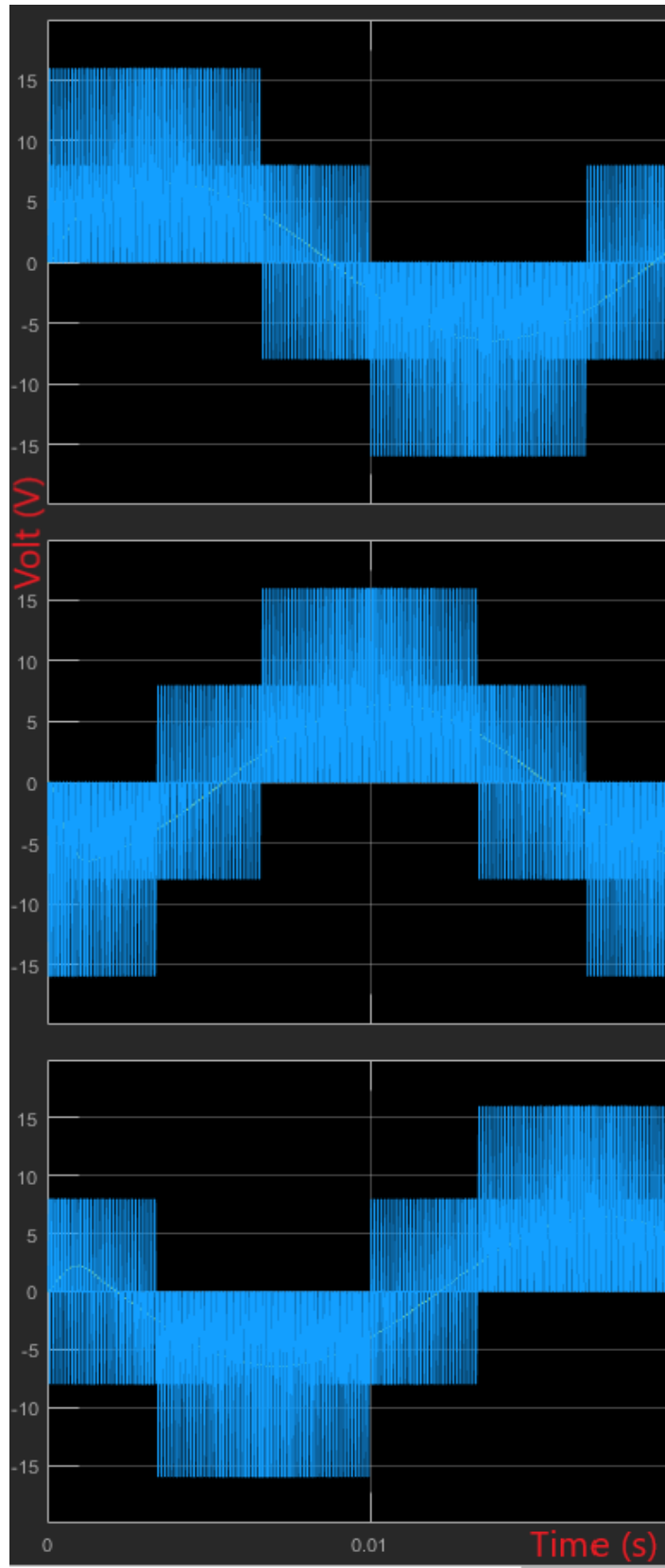
$$T_b = (u[4]==1)*(u[1])+(u[4]==2)*(u[1]+u[2])+(u[4]==3)* \\ *(u[1]+u[2]+u[3])+(u[4]==4)*(u[1]+u[2]+u[3])+(u[4] \\ ==5)*(u[1]+u[3])+(u[4]==6)*(u[1])$$

$$T_c = (u[4]==1)*(u[1]+u[3])+(u[4]==2)*(u[1])+(u[4]==3)*(u[1])+(u[\\ 4]==4)*(u[1]+u[2])+(u[4]==5)*(u[1]+u[2]+u[3])+(u[4]==6)*(u[1] \\ +u[2]+u[3])$$

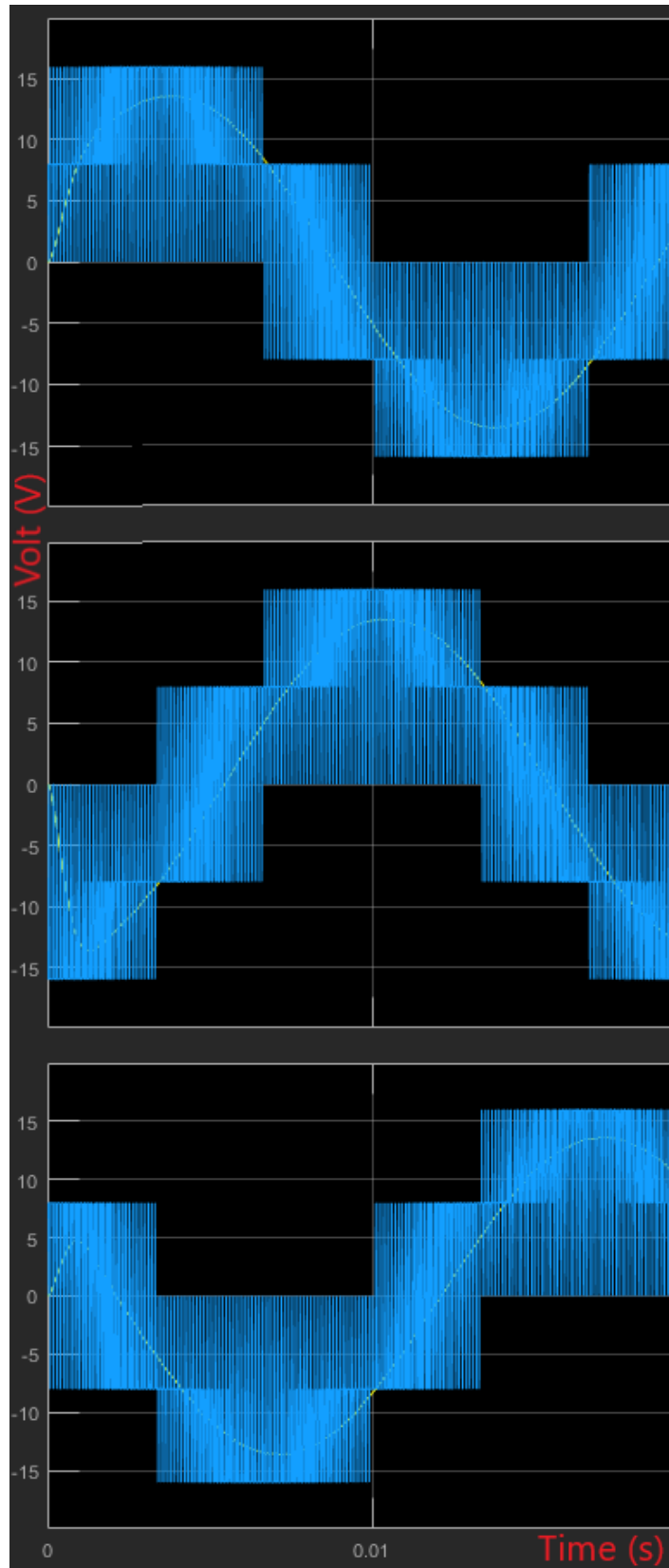
Η προσομοίωση εκτελείται υπό τις ακόλουθες συνθήκες:

- $V_{DC} = 24V$
- Θεμελιώδη συχνότητα $f = 50Hz$
- Περίοδος δειγματοληψίας $T_z = \frac{1}{10KHZ} = 100\mu s$
- Με μεταβλητό τον συντελεστή διαμόρφωσης M.I (0.4, 0.85 και 0.95)

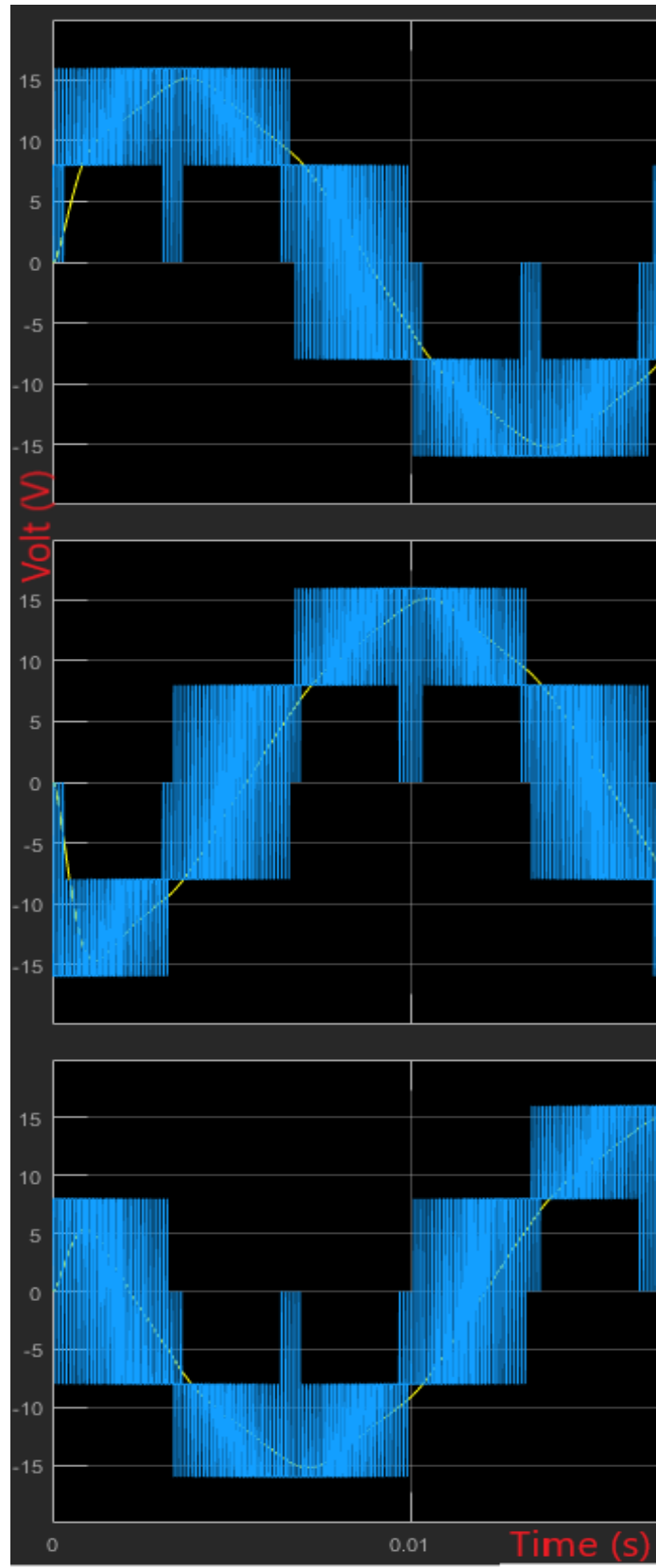
Παρακάτω φαίνονται οι κυματομορφές των φασικών τάσεων για συντελεστή διαμόρφωσης $a=0.4$, 0.85 και 0.95 αντίστοιχα.



Σχήμα 2.4. Κυματομορφές των φασικών τάσεων για $M.I=0.4$



Σχήμα 2.5. Κυματομορφές των φασικών τάσεων για $M.I=0.85$



Σχήμα 2.6. Κυματομορφές των φασικών τάσεων για $M.I=0.95$

Η μέγιστη τάση των φιλτραρισμένων φασικών τάσεων διαμορφώνεται για κάθε περίπτωση σύμφωνα με τη παρακάτω σχέση:

$$V_{out} = \frac{2}{3} * M.I * V_{dc}$$

Επομένως για τις παραπάνω τιμές του συντελεστή διαμόρφωσης έχουμε $V_{out} = 6.4 V$, $13.6V$ και $15.2V$ αντίστοιχα.

Η μέγιστη τάση των αφιλτράριστων φασικών τάσεων είναι η ίδια σε κάθε περίπτωση και δίνεται σύμφωνα με την παρακάτω σχέση:

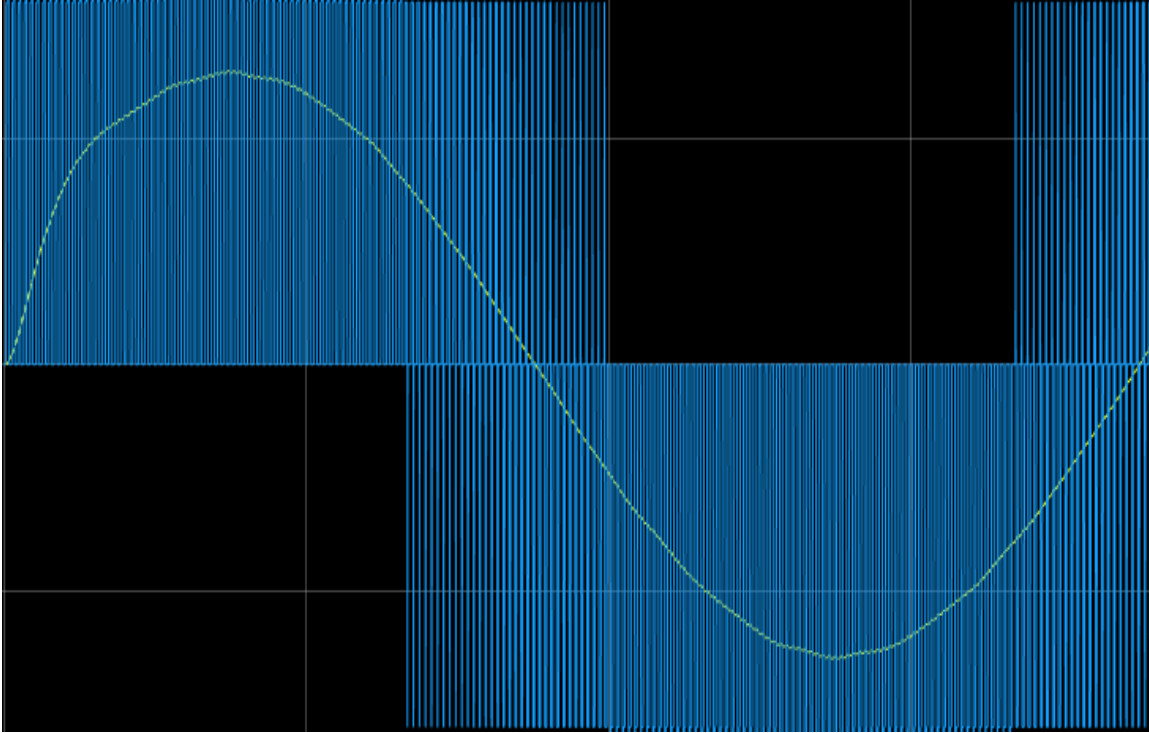
$$V_{out} = \frac{2}{3} * V_{dc} = 0.66 * 24 = 16V$$

Από τα παραπάνω αποτελέσματα παρατηρούμε ότι ο αλγόριθμος SVPWM δουλεύει αποτελεσματικά στη γραμμική περιοχή ($0 \leq M.I \leq 0.85$).

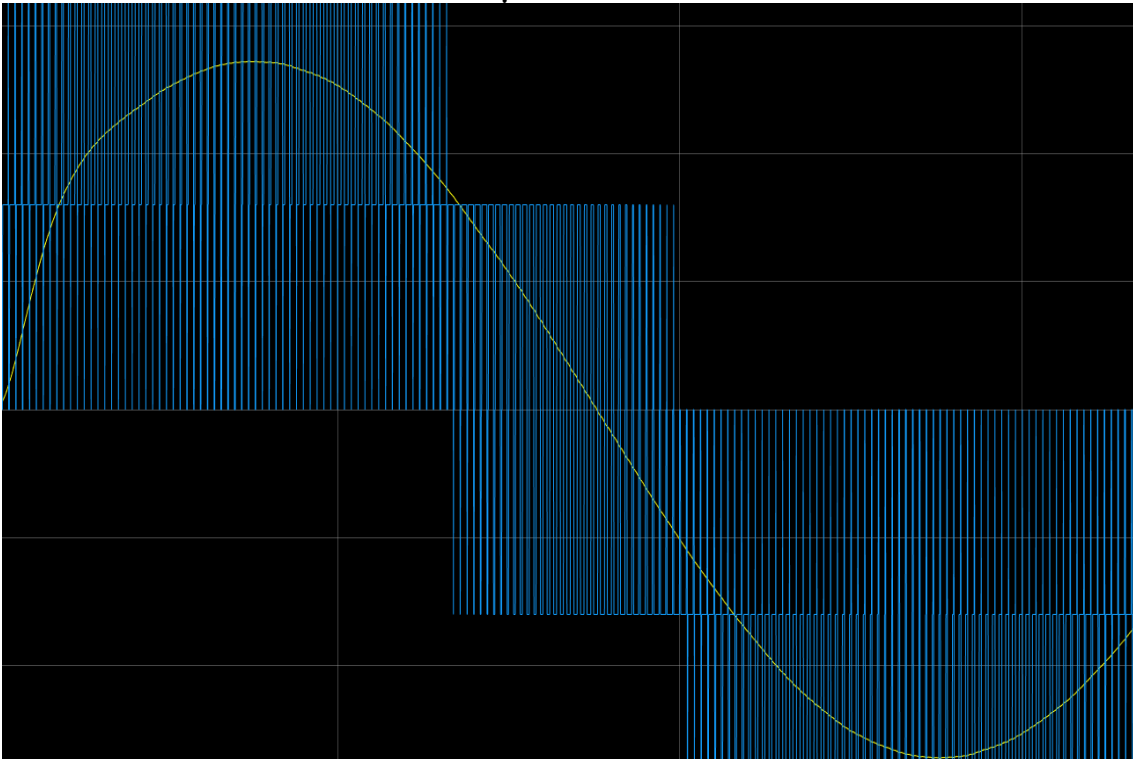
Πιο συγκεκριμένα, για συντελεστή διαμόρφωσης 0.4 παρατηρούμε παρά πολύ μικρές απώλειες στην αφιλτράριστη έξοδο και η κυματομορφή της φιλτραρισμένης εξόδου έχει σαν αποτέλεσμα ημιτονοειδή μορφή. (Σχήμα 2.7) Για συντελεστή διαμόρφωσης 0.85, παρατηρούμε κάποιες μικρές απώλειες στην αφιλτράριστη έξοδο, χωρίς ωστόσο να δυσχεραίνει το συνολικό αποτέλεσμα. Η κυματομορφή της φιλτραρισμένης εξόδου σε αυτήν την περίπτωση είναι καθαρό ημίτονο. (Σχήμα 2.8)

Παρ' όλα αυτά, για συντελεστή διαμόρφωσης $M.I \geq 0.95$ παρατηρούμε ότι στην κυματομορφή της αφιλτράριστης εξόδου, υπάρχουν πολύ μεγάλες απώλειες, και έτσι ο αλγόριθμος SVPWM δεν θα έχει τα επιθυμητά αποτελέσματα. Η κυματομορφή της φιλτραρισμένης τάσης εξόδου έχει «διαταραχθεί» και δεν έχει πλέον σαν αποτέλεσμα ένα καθαρό ημίτονο. (Σχήμα 2.9). Το φαινόμενο αυτό συμβαίνει γιατί το διάνυσμα

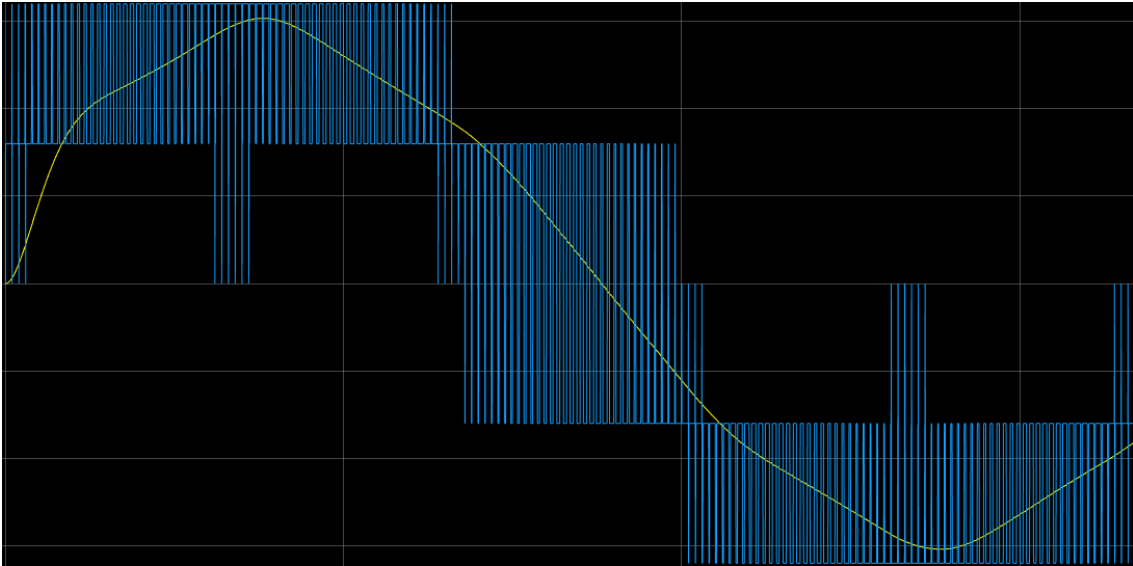
αναφοράς V_{ref} διαγράφει τροχιά εκτός του εσωτερικού κύκλου και έτσι ο μετατροπέας υπερβαίνει τη γραμμική περιοχή λειτουργίας του και εισέρχεται στην περιοχή υπερδιαμόρφωσης. (Σχήμα 2.10)



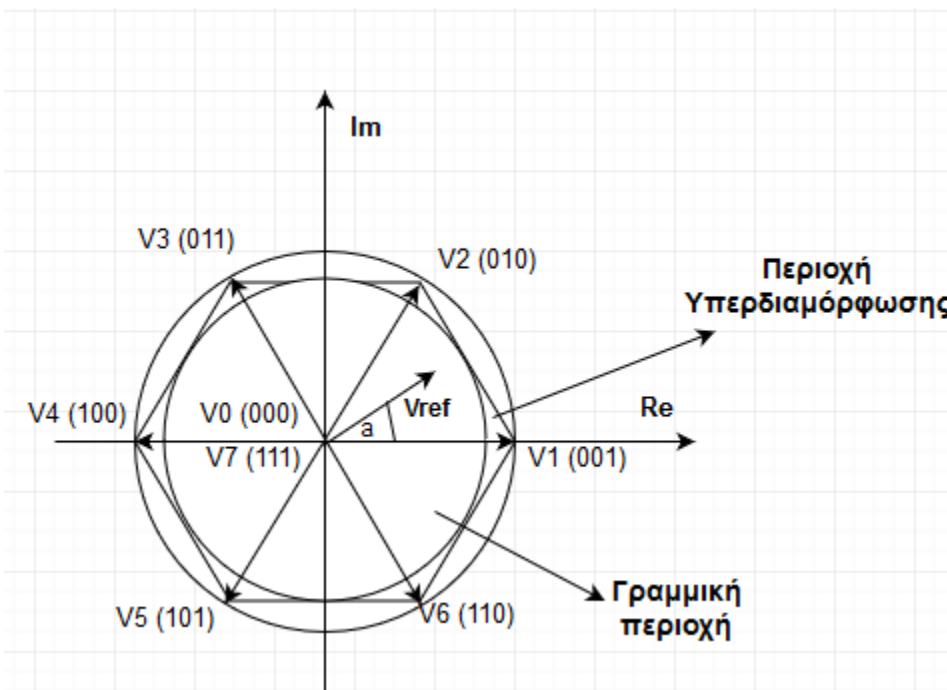
Σχήμα 2.7. Κυματομορφές μίας φιλτραρισμένης και αφιλτράριστης φασικής τάσης για $M.I=0.4$



Σχήμα 2.8. Κυματομορφές μίας φιλτραρισμένης και αφιλτράριστης φασικής τάσης για $M.I=0.85$

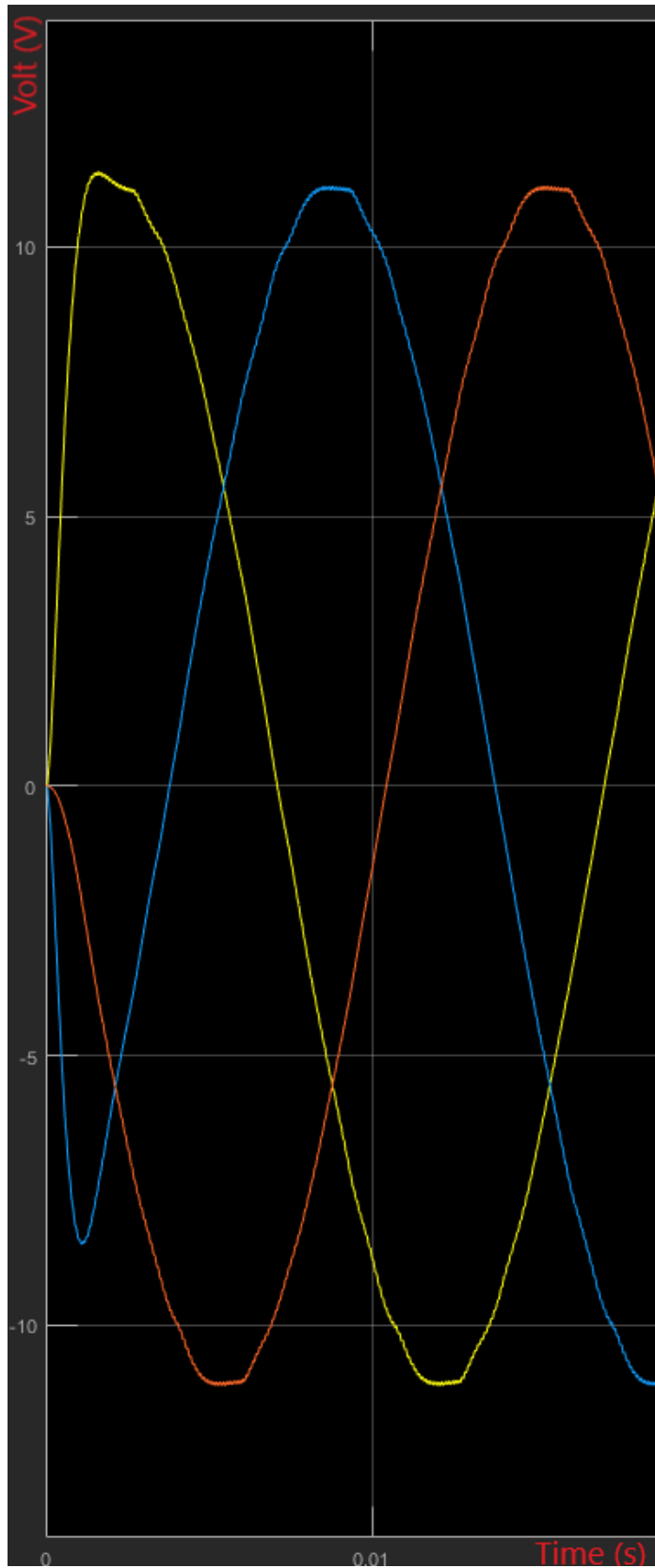


Σχήμα 2.9. Κυματομορφές μίας φιλτραρισμένης και αφιλτράριστης φασικής τάσης για $M.I=0.95$

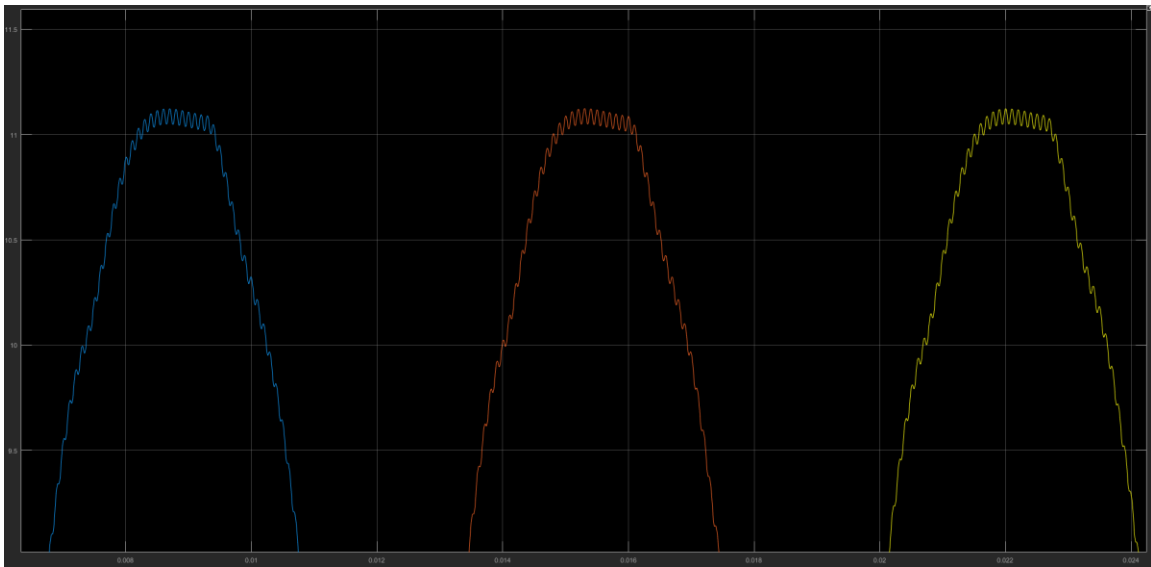


Σχήμα 2.10. Περιοχές λειτουργίας του inverter

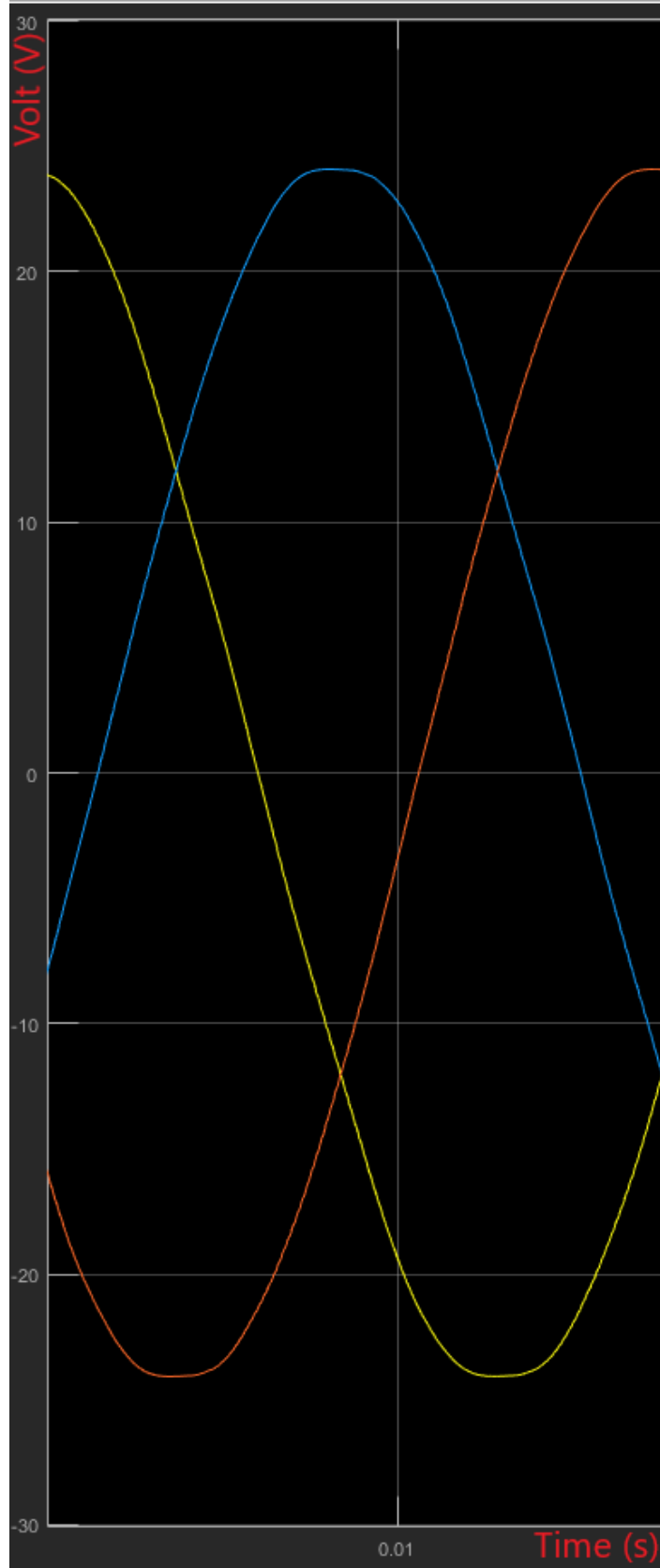
Στη συνέχεια, παρουσιάζονται παρακάτω οι κυματομορφές των φιλτραρισμένων πολικών τάσεων για συντελεστή διαμόρφωσης $a=0.4$, 0.85 και 0.95 αντίστοιχα.



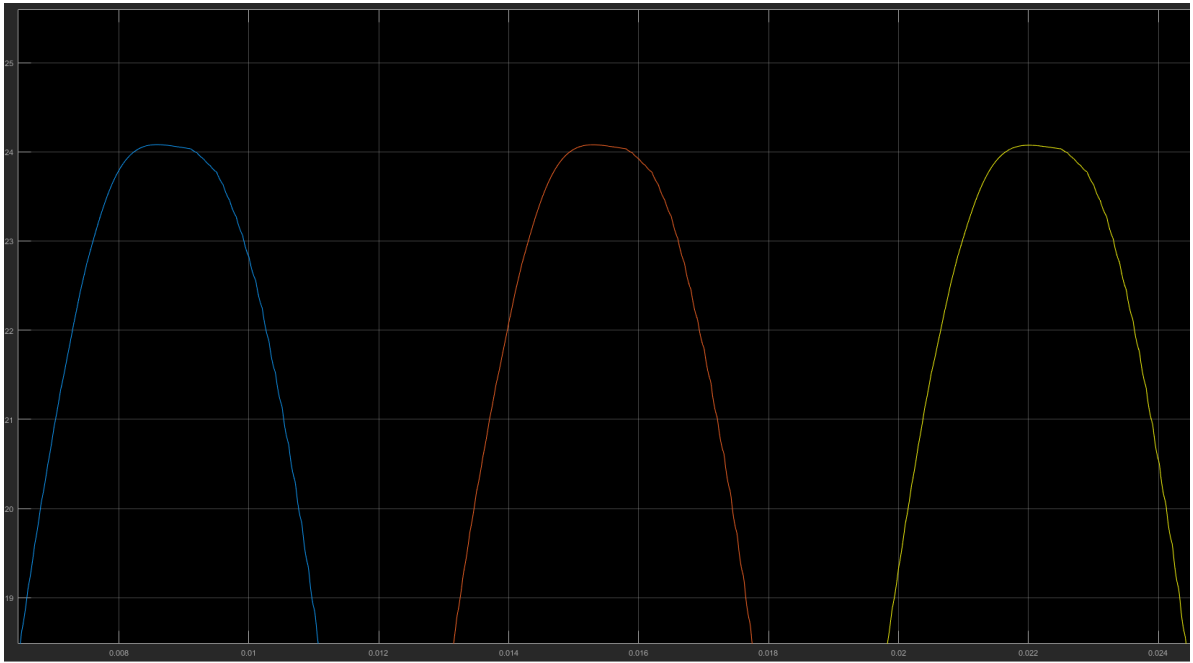
Σχήμα 2.11. Κυματομορφές των πολικών τάσεων για $M.I=0.4$



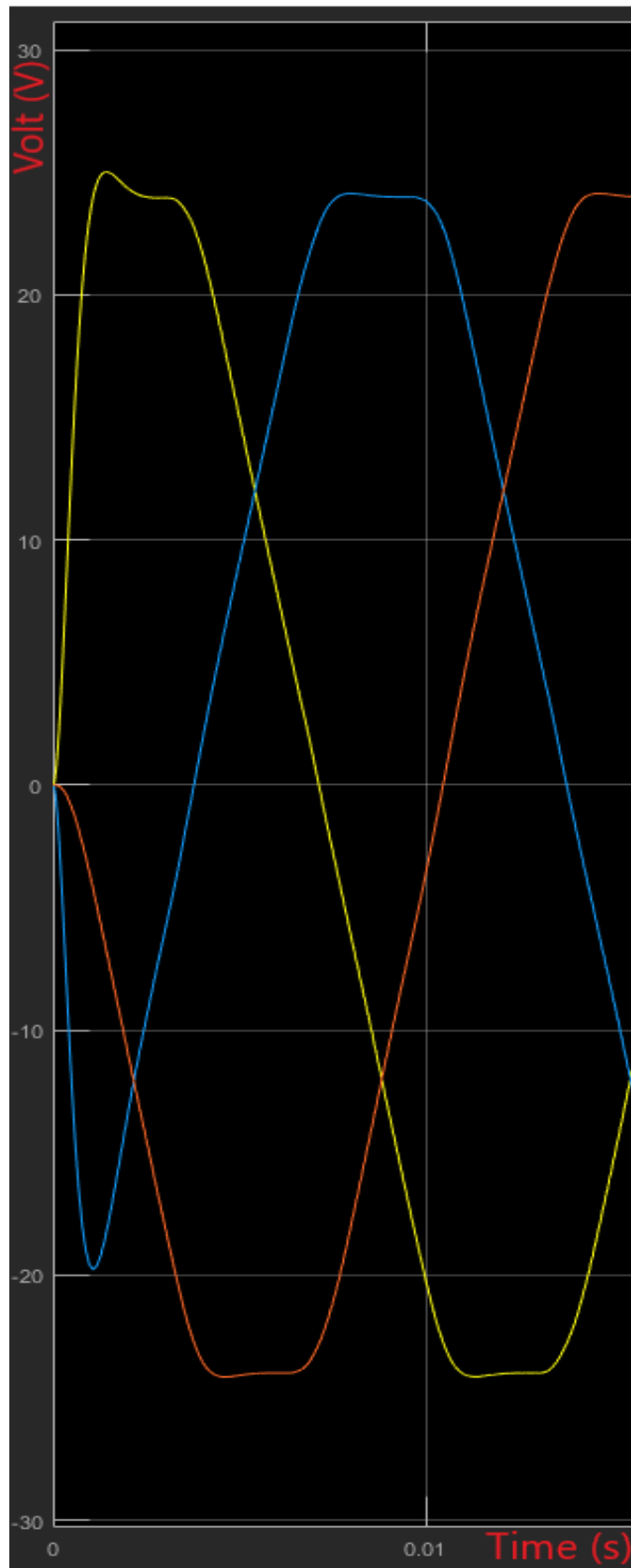
Σχήμα 2.12. Λεπτομερή απεικόνιση των πολικών τάσεων για $M.I=0.4$



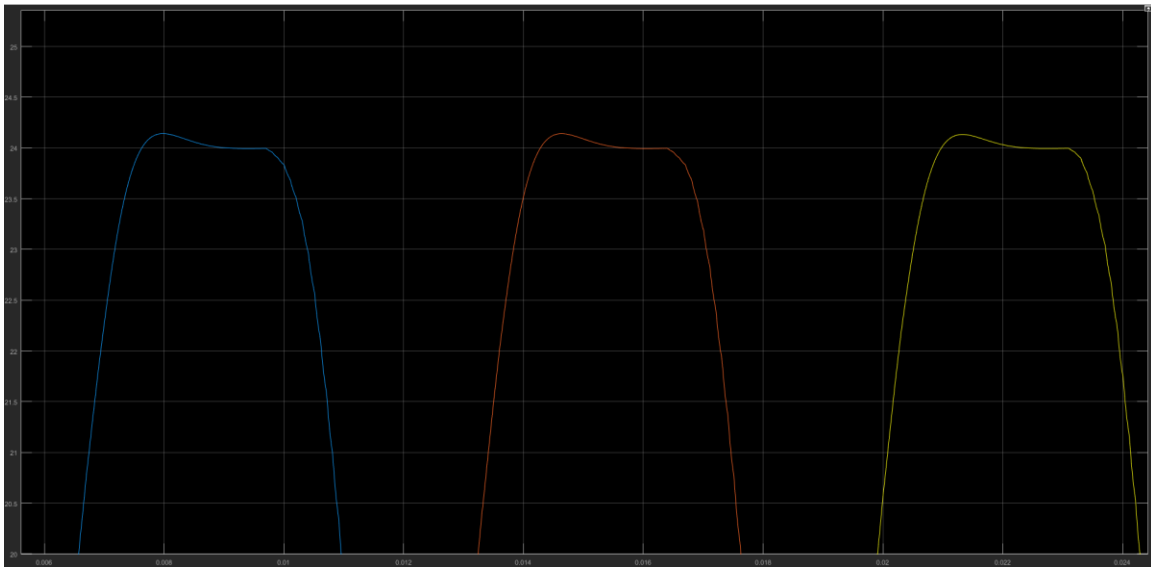
Σχήμα 2.13. Κυματομορφές των πολικών τάσεων για $M.I=0.85$



Σχήμα 2.14. Λεπτομερή απεικόνιση των πολικών τάσεων για $M.I=0.85$



Σχήμα 2.15. Κυματομορφές των πολικών τάσεων για $M.I=0.95$



Σχήμα 2.16. Λεπτομερή απεικόνιση των πολικών τάσεων για $M.I=0.95$

Από τα παραπάνω σχήματα των πολικών τάσεων παρατηρούμε ότι για συντελεστή διαμόρφωσης 0.4, παρόλο που ο αντιστροφέας βρίσκεται στην γραμμική περιοχή, οι κυματομορφές των πολικών τάσεων έχουν μερικώς παραμορφωθεί και δεν έχουν απόλυτη ημιτονοειδή μορφή (Σχήμα 2.11). Επίσης, παρατηρούμε ότι υπάρχουν μικρές διακυμάνσεις της τάσης (Σχήμα 2.12). Αυτό συμβαίνει διότι στον έλεγχο V/F που τηρείται, η θεμελιώδης συχνότητα παραμένει σταθερή αντί να μειωθεί με αποτέλεσμα να μην αυξηθεί η περίοδος δειγματοληψίας και να πάρουμε λιγότερα δείγματα.

Για συντελεστή διαμόρφωσης 0.85, οι κυματομορφές των πολικών τάσεων έχουν σαν αποτέλεσμα καθαρό ημίτονο με σχεδόν μηδαμινές διακυμάνσεις της τάσης (Σχήματα 2.13, 2.14).

Τέλος για συντελεστή διαμόρφωσης 0.95, το ημίτονο των πολικών τάσεων έχει διαταραχθεί, όπως είναι αναμενόμενο, διότι ο αντιστροφέας βρίσκεται πλέον στην μη γραμμική περιοχή. (Σχήματα 2.15, 2.16)

2.2 Αποτελέσματα με σταθερό συντελεστή διαμόρφωσης και μεταβλητή περίοδο δειγματοληψίας

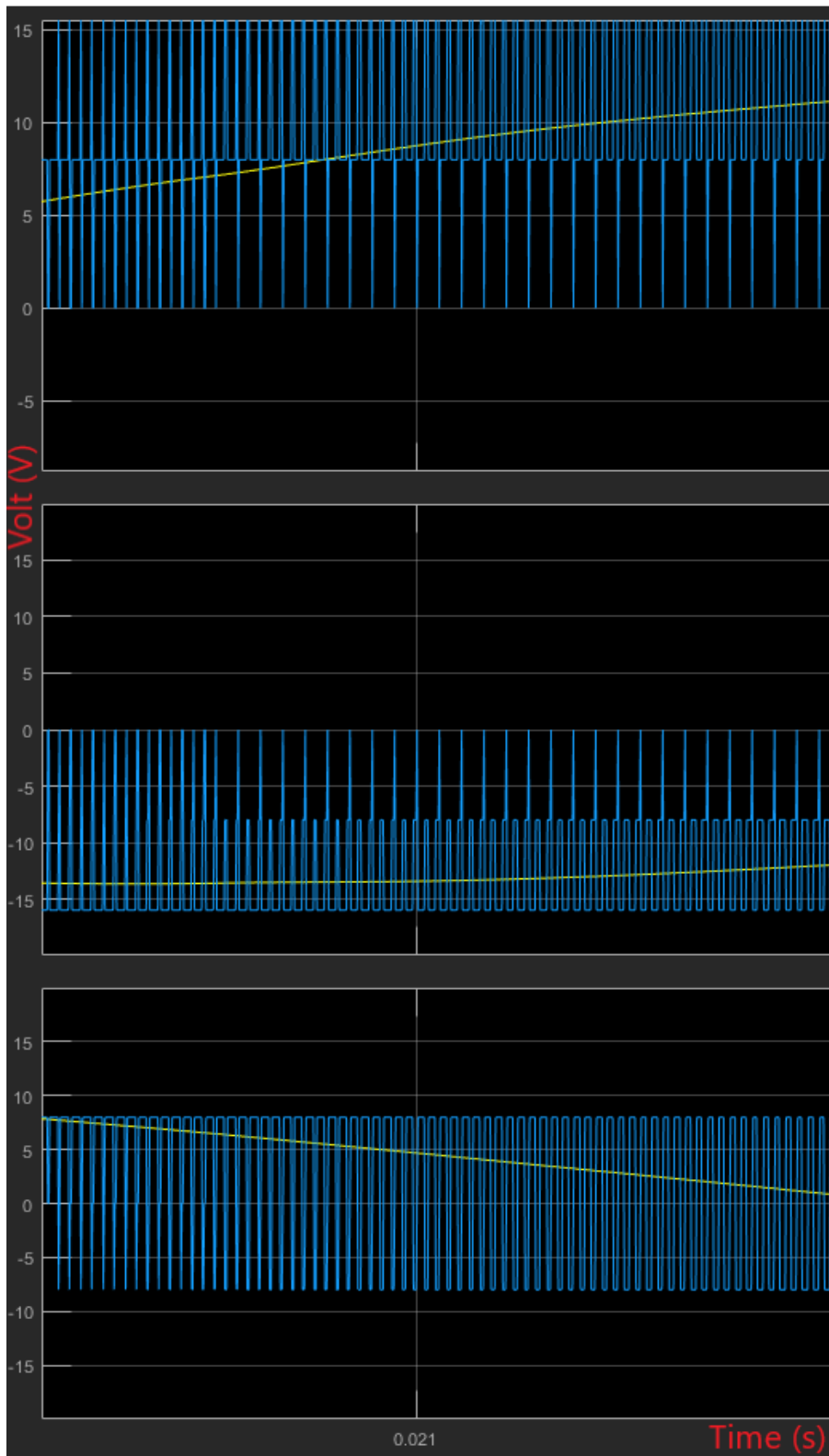
Η παραπάνω προσομοίωση εκτελείται εκ νέου υπό τις ακόλουθες συνθήκες:

- $V_{DC} = 24V$
- Θεμελιώδη συχνότητα $f = 50Hz$
- Συντελεστή διαμόρφωσης $M.I=0.85$
- Με μεταβλητή την περίοδο δειγματοληψίας T_z (25 μs και 500 μs)

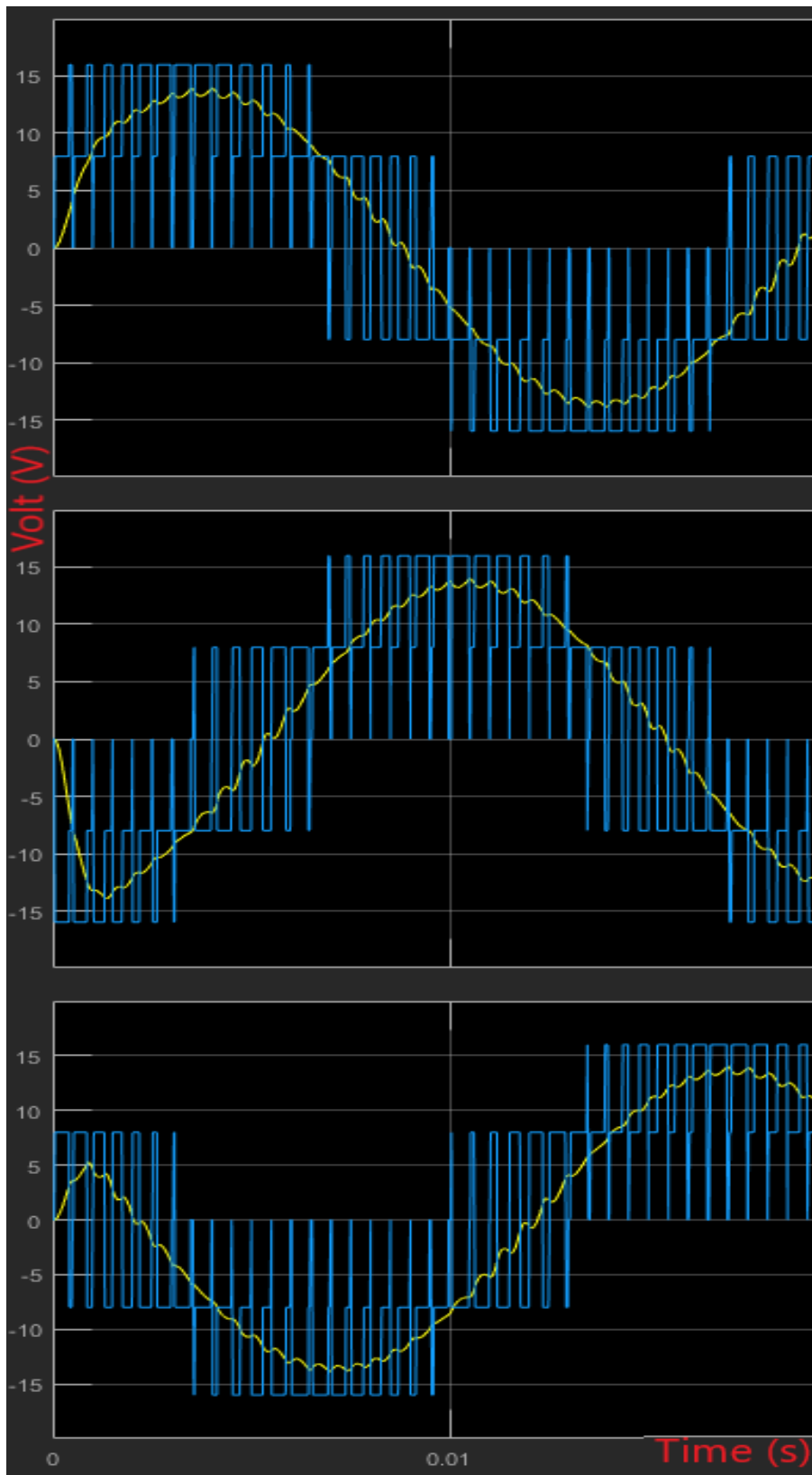
Παρακάτω φαίνονται οι κυματομορφές των φασικών τάσεων για περίοδο δειγματοληψίας $T_z = 25 \mu s$ και 500 μs αντίστοιχα.



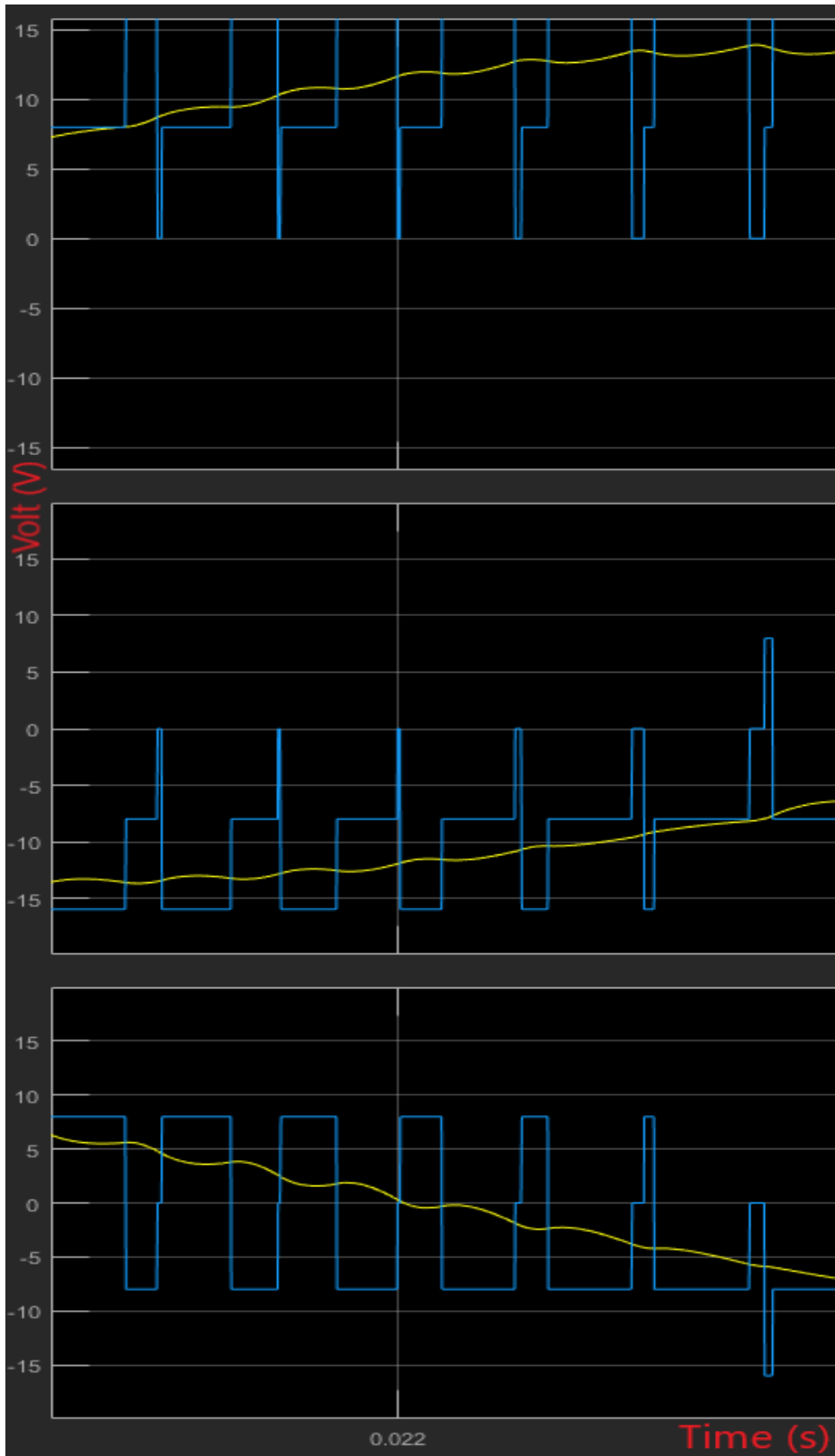
Σχήμα 2.17. Κυματομορφές των φασικών τάσεων για $T_Z = 25 \mu\text{s}$



Σχήμα 2.18. Λεπτομερή απεικόνιση των φασικών τάσεων για $T_Z = 25 \mu\text{s}$



Σχήμα 2.19. Κυματομορφές των φασικών τάσεων για $T_z = 500 \mu\text{s}$

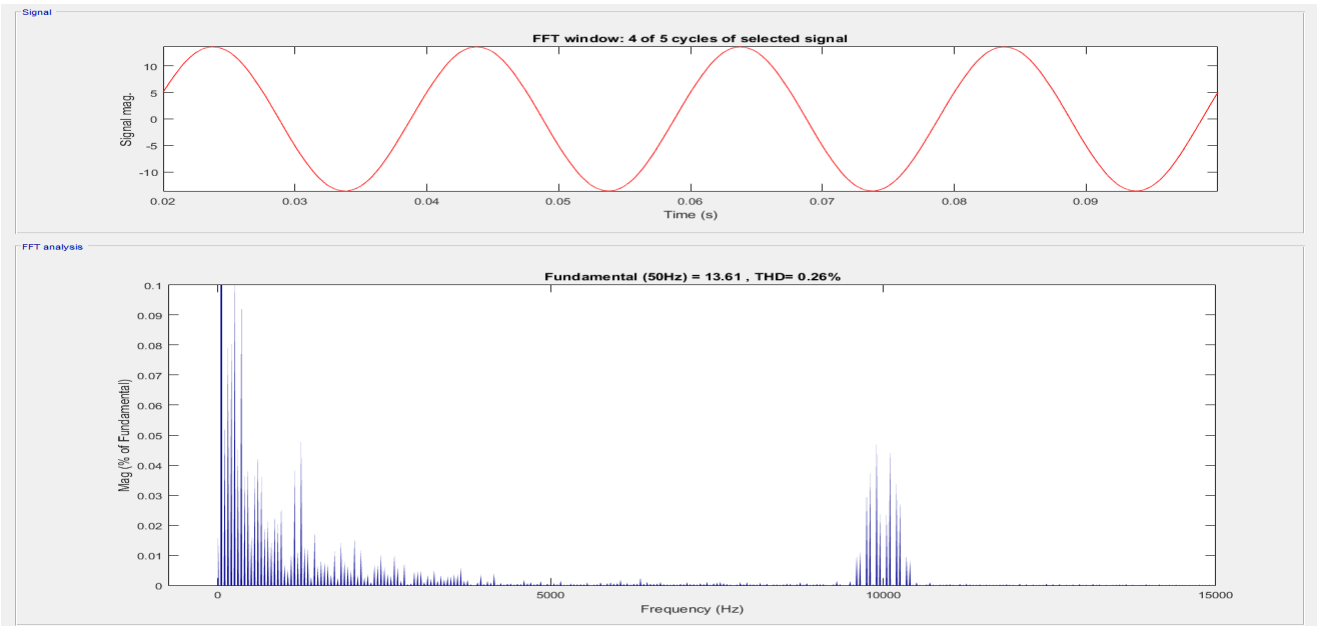


Σχήμα 2.20. Λεπτομερή απεικόνιση των φασικών τάσεων για $T_z = 500 \mu\text{s}$

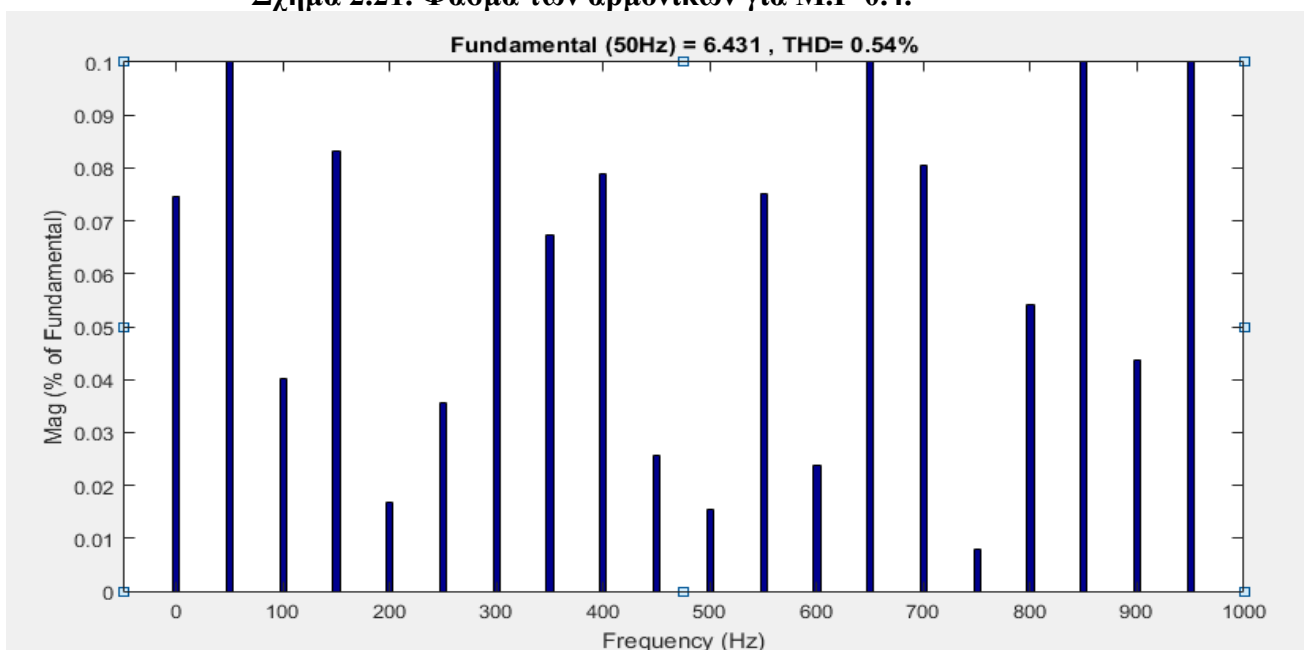
Από τις παραπάνω κυματομορφές συμπεραίνουμε ότι όσο αυξάνεται η περίοδος δειγματοληψίας, τόσο περισσότερες διακυμάνσεις περιέχει το ημίτονο στην φιλτραρισμένη έξοδο των φασικών τάσεων.

2.3 Total Harmonic Distortion (THD)

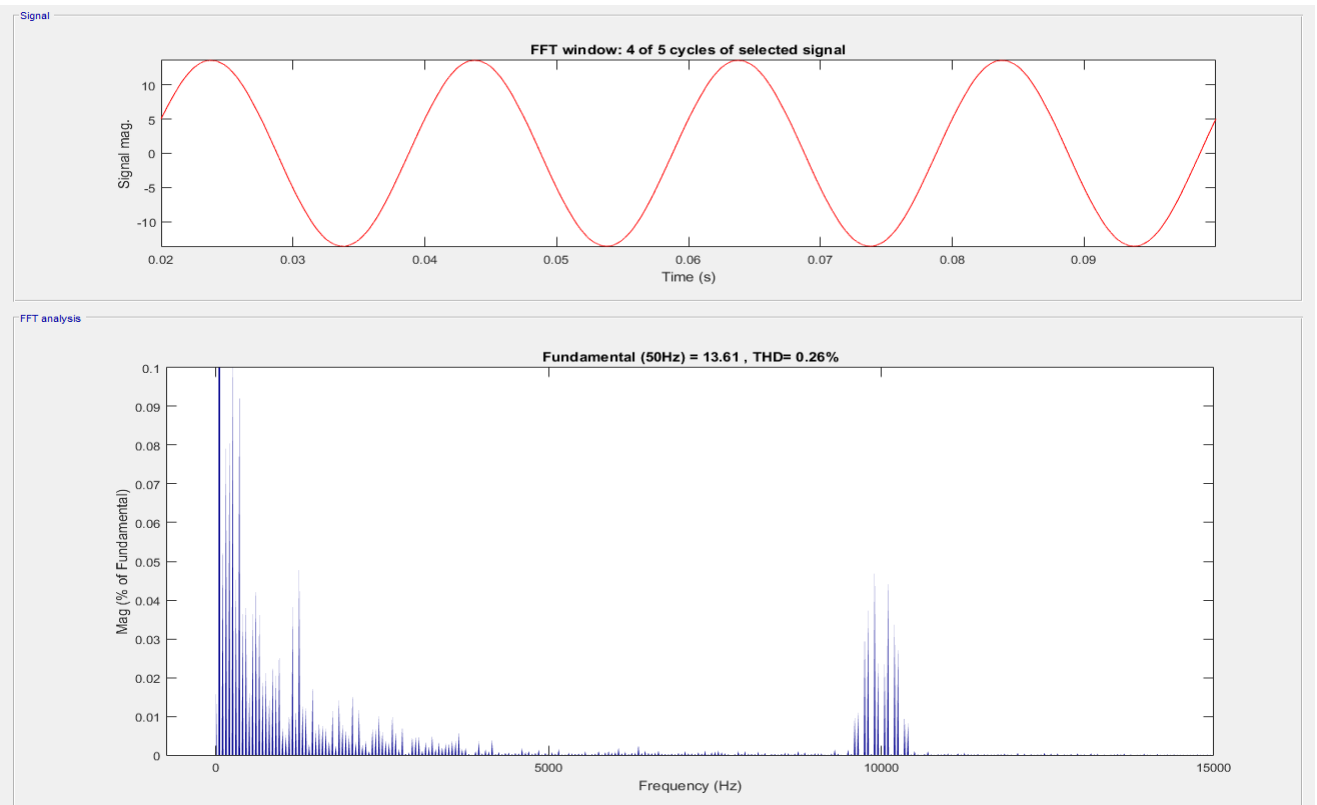
Παρακάτω φαίνονται τα φάσματα των αρμονικών για συντελεστή διαμόρφωσης $M.I = 0.4, 0.85, 0.95$ και 1.15 αντίστοιχα.



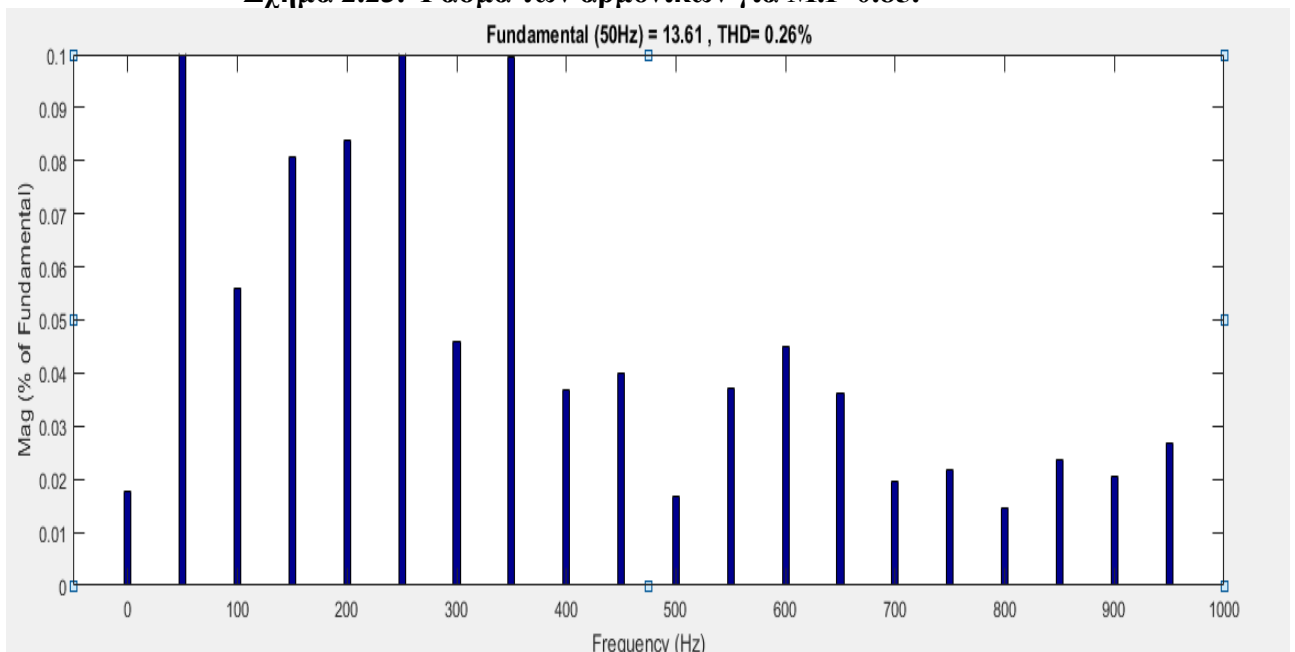
Σχήμα 2.21. Φάσμα των αρμονικών για $M.I=0.4$.



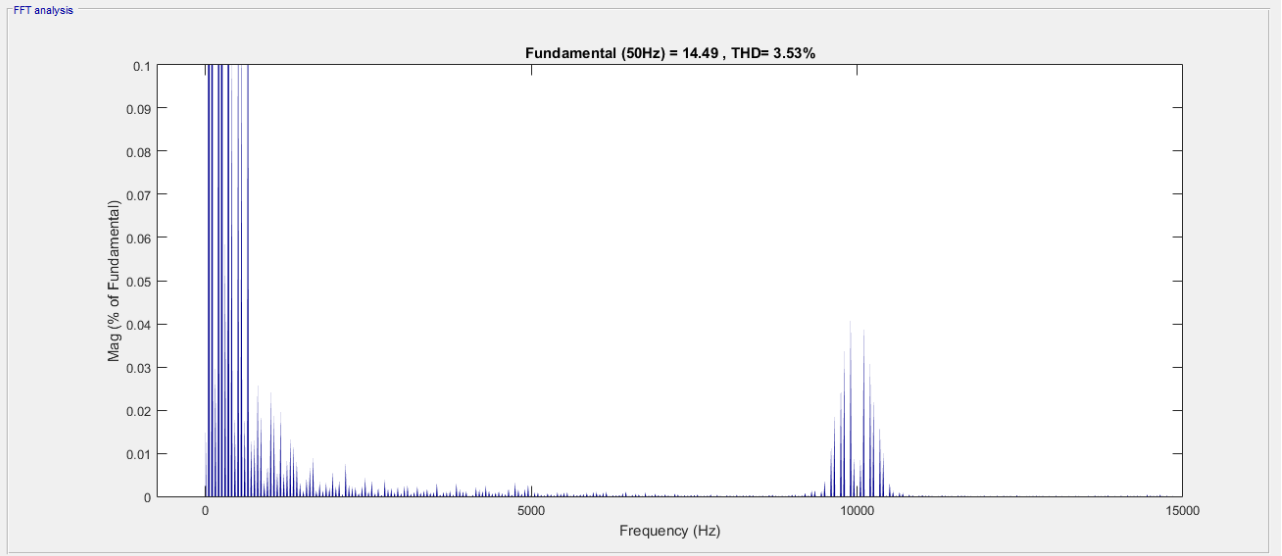
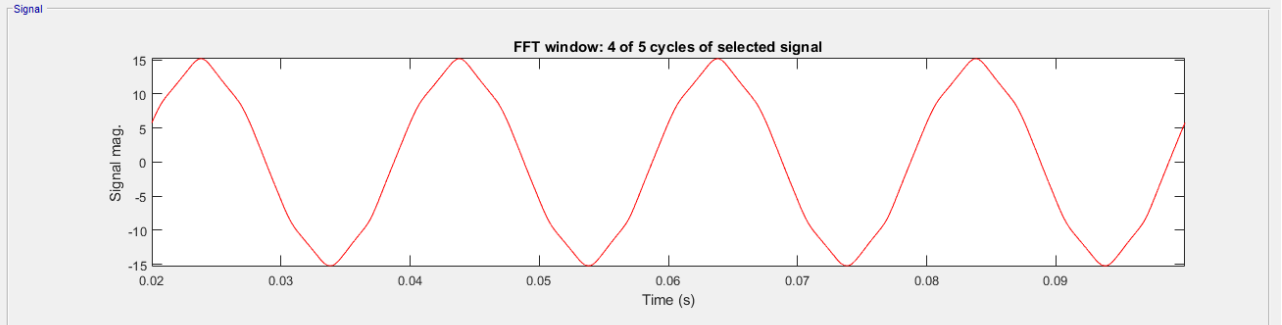
Σχήμα 2.22. Απεικόνιση των πρώτων είκοσι αρμονικών για $M.I=0.4$



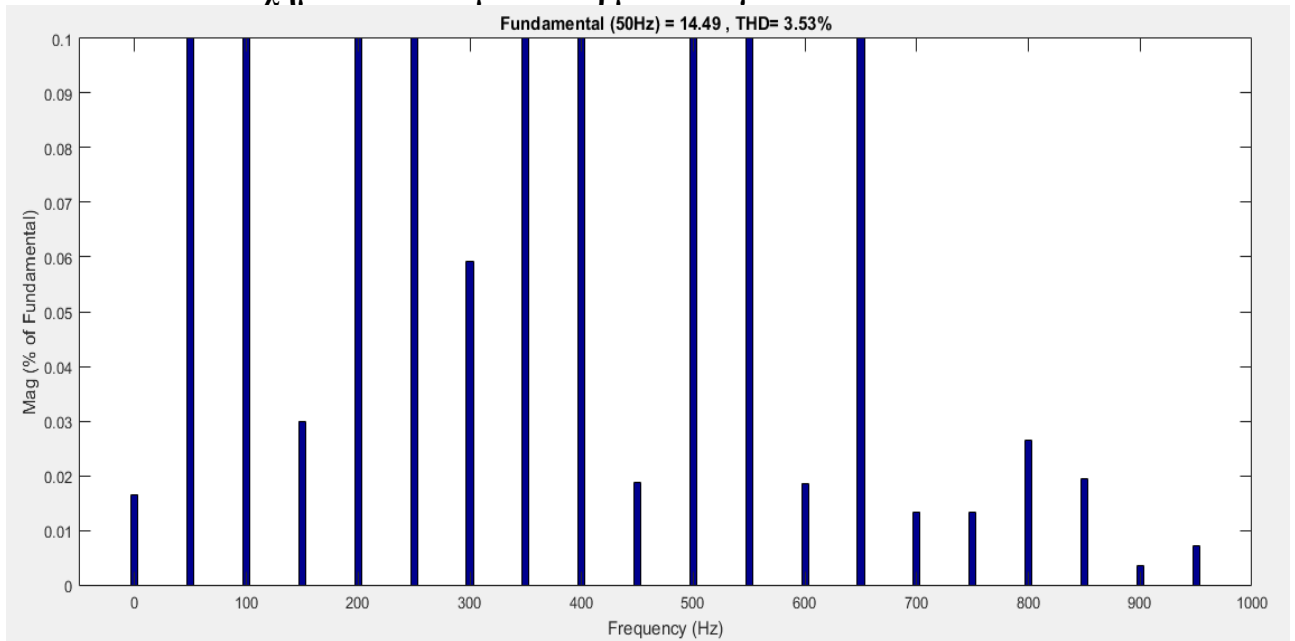
Σχήμα 2.23. Φάσμα των αρμονικών για M.I=0.85.



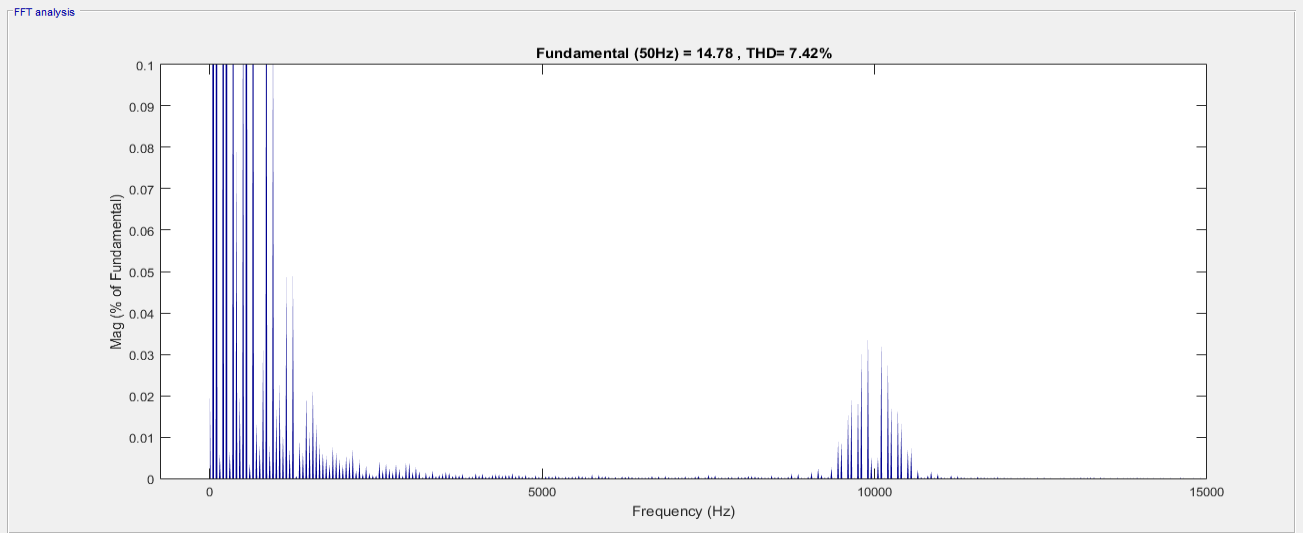
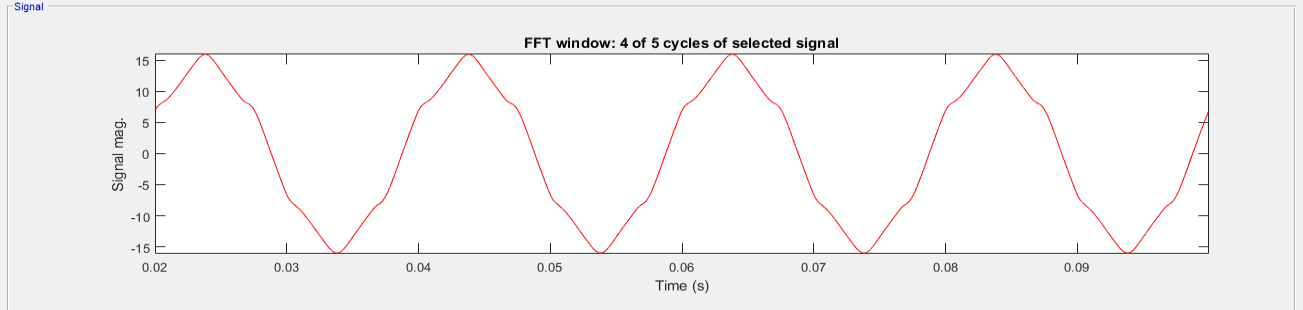
Σχήμα 2.24. Απεικόνιση των πρώτων είκοσι αρμονικών για M.I=0.85



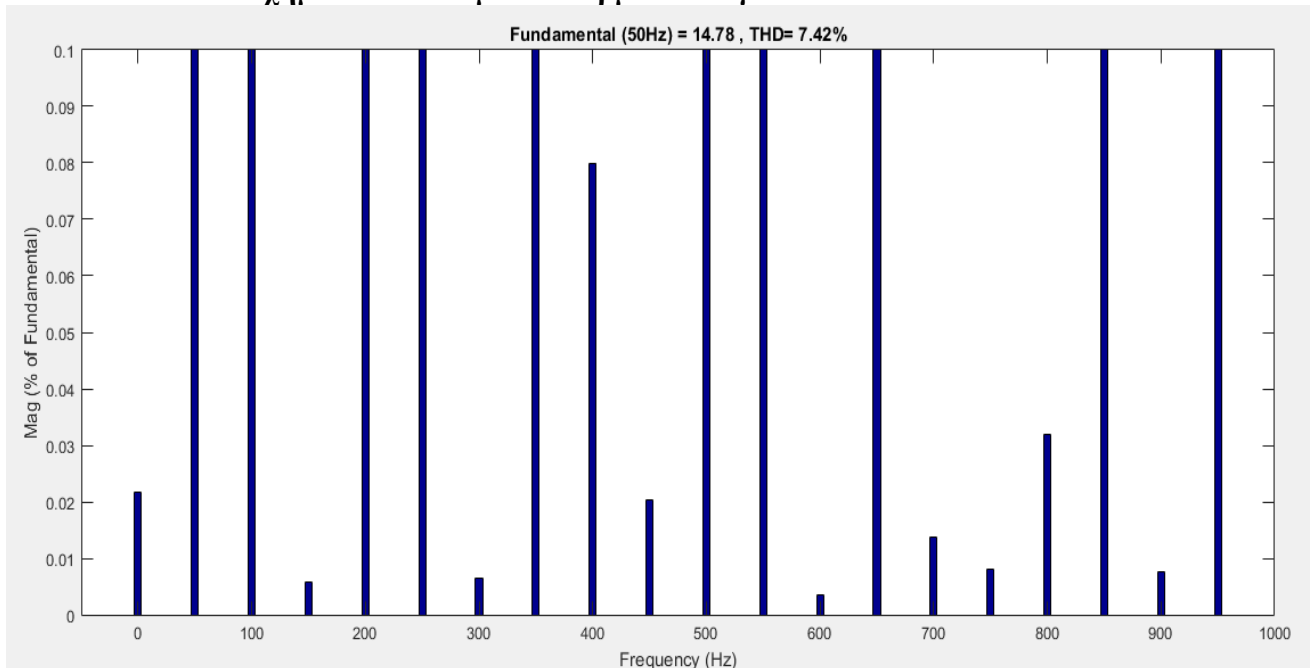
Σχήμα 2.25. Φάσμα των αρμονικών για M.I=0.95.



Σχήμα 2.26. Απεικόνιση των πρώτων είκοσι αρμονικών για M.I=0.95



Σχήμα 2.27. Φάσμα των αρμονικών για $M.I=1.15$.



Σχήμα 2.28. Απεικόνιση των πρώτων είκοσι αρμονικών για $M.I=1.15$

Από τα παραπάνω σχήματα, παρατηρούμε ότι όσο αυξάνεται ο συντελεστής διαμόρφωσης, αυξάνεται παράλληλα και το πλάτος της 1^{ης} αρμονικής (50Hz). Πιο συγκεκριμένα, για τις παραπάνω τιμές του M.I, το πλάτος της είναι 6.43V, 13.61V, 14.49V και 14.78 αντίστοιχα.

Επίσης, παρατηρούμε ότι όταν ο αντιστροφέας δουλεύει στη γραμμική περιοχή ($0 \leq M.I \leq 0.85$), η ανάλυση Fourier των φασικών τάσεων έχει σαν αποτέλεσμα κυματομορφή καθαρού ημιτόνου (**Σχήματα 2.15, 2.17**).

Παρ' όλα αυτά, όταν ο αντιστροφέας εισέρχεται στην μη γραμμική περιοχή, τότε βλέπουμε ότι οι αντίστοιχες κυματομορφές παύουν να έχουν ημιτονοειδή μορφή (**Σχήματα 2.19, 2.21**). Αυτό συμβαίνει διότι δημιουργούνται νέες αρμονικές και το πλάτος των ήδη υπάρχουσών αρμονικών αυξάνεται. Επίσης, και στις τέσσερις περιπτώσεις βλέπουμε επιπρόσθετες αρμονικές γύρω από την συχνότητα του φέροντος σήματος (**10KHZ**). Ο επικρατέστερος και πιο αποτελεσματικός τρόπος αντιμετώπισης των ανεπιθύμητων αρμονικών είναι με τη χρήση παθητικών φίλτρων LC.

ΚΕΦΑΛΑΙΟ 3

ΕΠΙΛΟΓΟΣ ΚΑΙ ΣΥΜΠΕΡΑΣΜΑΤΑ

Στην παρούσα πτυχιακή αναλύθηκε ο τρόπος υλοποίησης του αλγορίθμου της μεθόδου παλμοδότησης SVPWM σε τριφασικό αντιστροφέα δύο επιπέδων και αναφέρθηκαν μερικά από τα πιο βασικά χαρακτηριστικά της. Στη συνέχεια παρουσιάστηκε συνολικό μοντέλο προσομοίωσης με τη χρήση του Simulink του προγράμματος Matlab. Από τα αποτελέσματα της προσομοίωσης, διαπιστώνουμε ότι η μέθοδος SVPWM είναι πολύ αποδοτική στη γραμμική περιοχή λειτουργίας. Επίσης, ο δείκτης της συνολικής αρμονικής παραμόρφωσης THD κυμαίνεται σε χαμηλά επίπεδα, ένα από τα βασικότερα στοιχεία του SVPWM και ο πιο βασικός λόγος επικράτησης του τα τελευταία χρόνια. Τέλος, η μέθοδος SVPWM μπορεί να υλοποιηθεί και στη μη γραμμική περιοχή με κατάλληλες όμως τροποποιήσεις του αλγορίθμου της.

Μελλοντικές Επεκτάσεις

Κάποιες από τις μελλοντικές επεκτάσεις αυτής της εργασίας θα μπορούσαν να είναι :

- i. Η τροποποίηση και η εφαρμογή του αλγορίθμου SVPWM στην μη γραμμική περιοχή.
- ii. Δημιουργία και εφαρμογή του αλγορίθμου SVPWM σε τριφασικό αντιστροφέα τριών επιπέδων.

ΒΙΒΛΙΟΓΡΑΦΙΑ

- [1] Jin-Woo Jung.”Project #2 Space Vector PWM Inverter”, Mechatronic Systems Laboratory, Ohio State University (2005).
- [2] TMS320C24x/F24x User’s Guide, *Texas Instruments*, 1999.
- [3] https://en.wikipedia.org/wiki/Space_vector_modulation.
- [4] <https://www.switchcraft.org/learning/2017/3/15/space-vector-pwm-intro>.
- [5] <http://ww1.microchip.com/downloads/en/AppNotes/01078B.pdf>.
- [6] Analog devices, “Implementing Space Vector Modulation with the ADMC401”, 2000.
- [7] “Simulation and comparison of SPWM and SVPWM control for 3-phase Inverter.” Vinoth Kumar, P. A. Michael, J. P. John and Dr Suresh Kumar.
- [8] Z. Mihailovic, “Appendix A: Rotating (D-Q) Transformation and Space Vector Modulation Basic Principles”, Virginia Polytechnic Institute and State University, 1998.
- [9] K. Kumar, P. Michael, J. John and S. Kumar, “SIMULATION AND COMPARISON OF SPWM AND SVPWM CONTROL FOR THREE PHASE INVERTER”, *ARNP Journal of Engineering and Applied Sciences*, VOL. 5, NO. 7, JULY 2010.
- [10] B. Akin and N. Garg, “Scalar (V/f) Control of 3-Phase Induction Motors”, Texas Instruments Incorporated, July 2013.
- [11] <https://nl.mathworks.com/>
- [12] R. Cordero, J., O., P., Pinto, J., Solares, “New simplification of SV-PWM based on conditional rotation of the reference vector”, *Power Electronic Conference (IPEC)*, 2010, 2992-2999. (Conference Paper)