



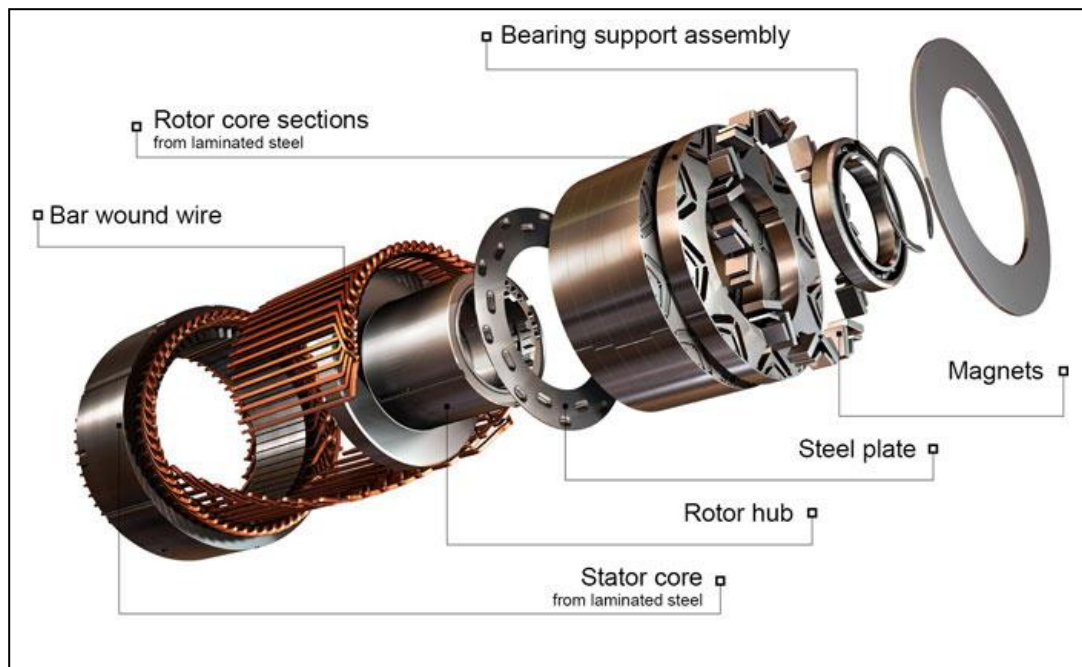
ΠΑΝΕΠΙΣΤΗΜΙΟ ΔΥΤΙΚΗΣ ΑΤΤΙΚΗΣ

ΣΧΟΛΗ ΜΗΧΑΝΙΚΩΝ

ΤΜΗΜΑ ΗΛΕΚΤΡΟΛΟΓΩΝ & ΗΛΕΚΤΡΟΝΙΚΩΝ ΜΗΧΑΝΙΚΩΝ

## Διπλωματική Εργασία

### Συστήματα Ελέγχου Σύγχρονων Κινητήρων Μόνιμων Μαγνητών Ημιτονοειδούς Μαγνητικής Ροής



Φοιτητής: Ντούνης Αντώνιος

ΑΜ:47402

Επιβλέπων Καθηγητής

Ιωαννίδης Γεώργιος

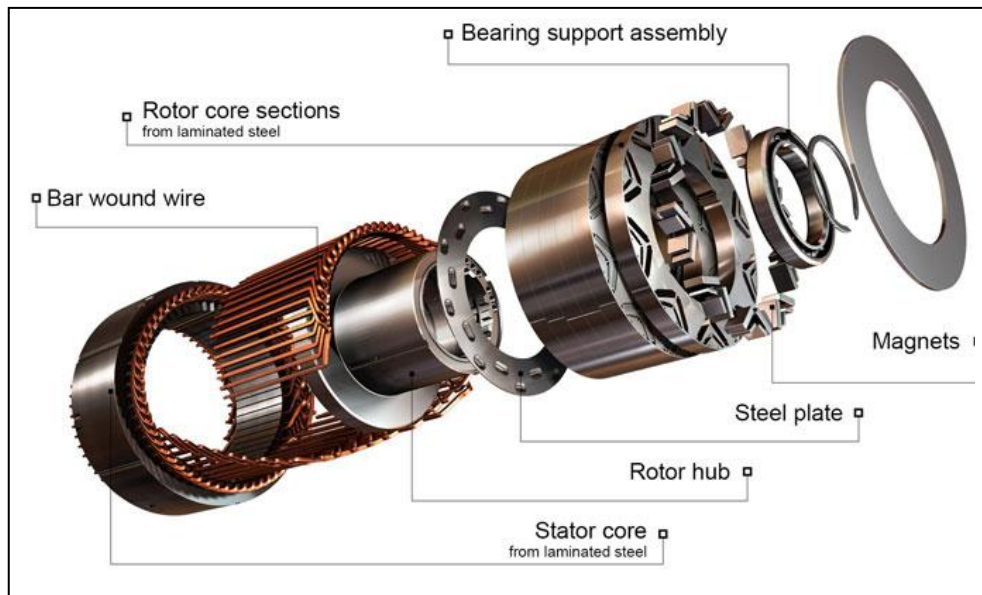
Καθηγητής



**UNIVERSITY OF WEST ATTICA**  
**FACULTY OF ENGINEERING**  
**DEPARTMENT OF ELECTRICAL & ELECTRONICS ENGINEERING**

## **Diploma Thesis**

### **Control Systems for Sinusoidal Magnetic Flux Permanent Magnet Synchronous Motors (PMS Motors)**



**Student: Ntounis Antonios**  
**Registration Number: 47402**

**Supervisor**

**Ioannidis Georgios**  
**Professor**

**ATHENS-EGALEO, SEPTEMBER 2021**

Η Διπλωματική Εργασία έγινε αποδεκτή και βαθμολογήθηκε από την εξής τριμελή επιτροπή:

Ιωαννίδης Γεώργιος, Καθηγητής	Βόκας Γεώργιος, Καθηγητής	Καραϊσάς Πέτρος, Καθηγητής
(Υπογραφή)	(Υπογραφή)	(Υπογραφή)

**Copyright** © Με επιφύλαξη παντός δικαιώματος. All rights reserved.

**ΠΑΝΕΠΙΣΤΗΜΙΟ ΔΥΤΙΚΗΣ ΑΤΤΙΚΗΣ και Ντούνης Αντώνιος, Σεπτέμβριος, 2021**

Απαγορεύεται η αντιγραφή, αποθήκευση και διανομή της παρούσας εργασίας, εξ ολοκλήρου ή τμήματος αυτής, για εμπορικό σκοπό. Επιτρέπεται η ανατύπωση, αποθήκευση και διανομή για σκοπό μη κερδοσκοπικό, εκπαιδευτικής ή ερευνητικής φύσης, υπό την προϋπόθεση να αναφέρεται η πηγή προέλευσης και να διατηρείται το παρόν μήνυμα. Ερωτήματα που αφορούν τη χρήση της εργασίας για κερδοσκοπικό σκοπό πρέπει να απευθύνονται προς τους συγγραφείς.

Οι απόψεις και τα συμπεράσματα που περιέχονται σε αυτό το έγγραφο εκφράζουν τον/την συγγραφέα του και δεν πρέπει να ερμηνευθεί ότι αντιπροσωπεύουν τις θέσεις του επιβλέποντος, της επιτροπής εξέτασης ή τις επίσημες θέσεις του Τμήματος και του Ιδρύματος.

### **ΔΗΛΩΣΗ ΣΥΓΓΡΑΦΕΑ ΔΙΠΛΩΜΑΤΙΚΗΣ ΕΡΓΑΣΙΑΣ**

Ο κάτωθι υπογεγραμμένος Ντούνης Αντώνιος του Ιωάννη, με αριθμό μητρώου 47402 φοιτητής του Πανεπιστημίου Δυτικής Αττικής της Σχολής ΜΗΧΑΝΙΚΩΝ του Τμήματος ΗΛΕΚΤΡΟΛΟΓΩΝ ΚΑΙ ΗΛΕΚΤΡΟΝΙΚΩΝ ΜΗΧΑΝΙΚΩΝ,

**δηλώνω υπεύθυνα ότι:**

«Είμαι συγγραφέας αυτής της διπλωματικής εργασίας και ότι κάθε βοήθεια την οποία είχα για την προετοιμασία της είναι πλήρως αναγνωρισμένη και αναφέρεται στην εργασία. Επίσης, οι όποιες πηγές από τις οποίες έκανα χρήση δεδομένων, ιδεών ή λέξεων, είτε ακριβώς είτε παραφρασμένες, αναφέρονται στο σύνολό τους, με πλήρη αναφορά στους συγγραφείς, τον εκδοτικό οίκο ή το περιοδικό, συμπεριλαμβανομένων και των πηγών που ενδεχομένως χρησιμοποιήθηκαν από το διαδίκτυο. Επίσης, βεβαιώνω ότι αυτή η εργασία έχει συγγραφεί από μένα αποκλειστικά και αποτελεί προϊόν πνευματικής ιδιοκτησίας τόσο δικής μου, όσο και του Ιδρύματος.

Παράβαση της ανωτέρω ακαδημαϊκής μου ευθύνης αποτελεί ουσιώδη λόγο για την ανάκληση του διπλώματός μου.

Επιθυμώ την απαγόρευση πρόσβασης στο πλήρες κείμενο της εργασίας μου μέχρι 31/12/2021 και έπειτα από αίτησή μου στη Βιβλιοθήκη και έγκριση του επιβλέποντος καθηγητή.»

Ο Δηλών  
Ντούνης Αντώνιος



## Περίληψη

Στην παρούσα διπλωματική εργασία μελετάται και παρουσιάζονται οι ηλεκτρικοί κινητήρες μόνιμων μαγνητών καθώς και τρόπους ελέγχου αυτών. Τα τελευταία χρόνια η ηλεκτρική κίνηση γίνεται ολοένα και πιο δημοφιλής τόσο στη βιομηχανία όσο και στις μεταφορές. Ειδικά στις μεταφορές τα ηλεκτρικά οχήματα τείνουν να αντικαταστήσουν ολοένα και περισσότερο εκείνα που για την κίνησή τους χρησιμοποιούν συμβατικές μηχανές ορυκτών καυσίμων όπως βενζίνη, πετρέλαιο, υγραέριο κτλ. Οι κυριότεροι λόγοι είναι αφενός η μείωση των διαθέσιμων πηγών αυτών κι αφετέρου το μεγάλο περιβαλλοντολογικό αποτύπωμα που δημιουργεί η καύση τέτοιων καυσίμων, π.χ. διοξείδιο του άνθρακα. Στην διπλωματική εργασία που ακολουθεί μελετάται μια συγκεκριμένη κατηγορία ηλεκτρικών κινητήρων, οι οποίοι τα τελευταία χρόνια έχουν γίνει ιδιαίτερα δημοφιλής χάρη στα πλεονεκτήματα που παρουσιάζουν, τους κινητήρες μόνιμου μαγνήτη ημιτονοειδούς ροής. Μέσα από τα κεφάλαια της παρούσας διπλωματικής γίνεται αναλυτική περιγραφή των κινητήρων αυτών (σχεδιασμός, τρόπος λειτουργίας κτλ.), ενώ στα τελευταία κεφάλαια γίνεται λόγος για τις τεχνικές ελέγχου αυτών. Καθότι οι τεχνικές ελέγχου είναι αρκετές, σε αυτή τη διπλωματική εργασία παρουσιάζονται δύο συνηθέστερους από αυτούς, τον ημιτονοειδή έλεγχο με αισθητήρες και τον προσανατολισμένο έλεγχο πεδίου. Προκειμένου να μελετηθούν εκτενώς οι τεχνικές αυτές γίνεται χρήση του προγράμματος MATLAB/Simulink, ώστε μέσω προσομοιώσεων να μπορέσει να γίνει σύγκριση μεταξύ αυτών. Η εργασία αυτή ολοκληρώνεται με τη μελέτη και παρουσίαση των αποτελεσμάτων των προσομοιώσεων καθώς και διάφορων παρατηρήσεων που λαμβάνουμε μέσα από εκείνες.

## Λέξεις – κλειδιά

μόνιμος μαγνήτης, μαγνητικό πεδίο, μαγνητική ροή, σύγχρονος κινητήρας μόνιμων μαγνητών, ηλεκτρομαγνητική ροπή, μετασχηματισμός Park, μετασχηματισμός Clarke, αισθητήρες Hall, οπτικοί αισθητήρες, κωδικοποιητές άξονα, άμεσος έλεγχος ροπής, έλεγχος προσανατολισμού πεδίου, βαθμωτός έλεγχος

## **Abstract**

This dissertation studies and presents the permanent magnets electric motors as well as ways to control them. In recent years, electric drive has become increasingly popular in both industry and transportation. Especially in transport, electric vehicles tend to replace more and more those that use conventional fossil fuel engines such as gasoline, diesel, LPG, etc. for their movement. The main reasons are on the one hand the reduction of these available sources and on the other the large environmental the combustion of such fuels, e.g., carbon dioxide. The dissertation that follows studies a specific category of electric motors, which in recent years have become particularly popular thanks to the advantages they permanent magnet synchronous motor. Through the chapters of this diploma, a detailed description of these engines (design, mode of operation, etc.) is given, while in the last chapters there is talk about their control techniques. Since there are several control techniques, this dissertation studies two of the most common of these, the sinusoidal control with sensors and the oriented field control. In order to study these techniques extensively, the MATLAB/Simulink program is used, so that comparisons can be made between them. This work is completed by studying and presenting the results of the simulations as well as various observations we receive through them.

## **Keywords**

Permanent Magnet, magnetic field, magnetic flux, permanent magnet, magnetic field, magnetic flux, permanent magnet synchronous motor (PMSM), electromagnetic torque, Park transformation, Clarke transformation, Hall sensors, optical sensors, encoder, resolver, direct torque control, field-oriented control, sensorless control, V/f scalar control

## Περιεχόμενα

<b>Κατάλογος Πινάκων .....</b>	<b>10</b>
<b>Κατάλογος Εικόνων.....</b>	<b>10</b>
<b>ΕΙΣΑΓΩΓΗ.....</b>	<b>22</b>
<b>Αντικείμενο της διπλωματικής εργασίας.....</b>	<b>22</b>
<b>Σκοπός και στόχοι .....</b>	<b>22</b>
<b>Μεθοδολογία.....</b>	<b>22</b>
<b>Δομή .....</b>	<b>23</b>
<b>1 ΚΕΦΑΛΑΙΟ 1<sup>ο</sup> : Εισαγωγή στους Ηλεκτρικούς Κινητήρες.....</b>	<b>24</b>
<b>1.1 Ιστορική αναδρομή .....</b>	<b>24</b>
<b>1.2 Τι είναι η ηλεκτρική μηχανή.....</b>	<b>26</b>
<b>1.3 Κινητήρες συνεχούς ρεύματος .....</b>	<b>27</b>
1.3.1.1 Ξένης διέγερσης.....	29
1.3.1.2 Παράλληλης διέγερσης .....	31
1.3.1.3 Διέγερση σειράς.....	32
1.3.1.4 Σύνθετης διέγερσης.....	34
<b>1.4 Κινητήρες εναλλασσόμενου ρεύματος.....</b>	<b>36</b>
1.4.1 Κινητήρες δακτυλιοφόρου δρομέα .....	36
1.4.2 Κινητήρες βραχυκυκλωμένου δρομέα .....	37
1.4.3 Σύγχρονοι κινητήρες .....	38
1.4.4 Ασύγχρονοι (επαγωγικοί) κινητήρες εναλλασσόμενου ρεύματος.....	39
<b>1.5 Κινητήρες Μεταβλητής Μαγνητικής Αντίδρασης (Switched Reluctance Motors - SRM) .....</b>	<b>42</b>
1.5.1 Δομή.....	42
1.5.2 Αρχή λειτουργίας.....	44
1.5.3 Μαθηματική ανάλυση κινητήρα μεταβλητής αντίδρασης.....	46
<b>2 ΚΕΦΑΛΑΙΟ 2<sup>ο</sup> : Εισαγωγή στους Διακόπτες Ισχύος &amp; στους Μετατροπείς..</b>	<b>48</b>
<b>2.1 Διακόπτες Ισχύος.....</b>	<b>48</b>
2.1.1 Δίοδος Ισχύος .....	48
2.1.2 Θυρίστορ .....	49
2.1.2.1 Ημιελεγχόμενος ανορθωτής πυριτίου - SCR (Silicon Controlled Rectifier) .....	49
2.1.2.2 Θυρίστορ με αποκοπή στην πύλη - GTO (Gate Turn Off – Thyristor) .....	51
2.1.3 Τρανζίστορ.....	52
2.1.3.1 Τρανζίστορ επαφής - BJT (Bipolar Junction Transistor).....	52
2.1.3.2 Διπολικό τρανζίστορ με απομονωμένη βάση – IGBT (Insulated Gate Bipolar Transistor) .....	53
2.1.3.3 Τρανζίστορ επίδρασης πεδίου – MOSFET (Metal Oxide Semiconductor Field Effect Transistor) .....	55
<b>2.2 Ελεγκτής PID .....</b>	<b>57</b>
<b>2.3 Μετατροπείς.....</b>	<b>58</b>
2.3.1 DC/DC (Chopper) .....	58
2.3.1.1 Διαμόρφωση εύρους παλμών (PWM).....	59
2.3.2 AC/DC (Ανορθωτής) .....	59
2.3.3 DC/AC (Αντιστροφέας).....	60
2.3.4 AC/AC (Ρυθμιστές τάσης).....	61

<b>3</b>	<b>ΚΕΦΑΛΑΙΟ 3<sup>ο</sup> : Μαγνήτες .....</b>	<b>63</b>
3.1	Μόνιμοι μαγνήτες .....	63
3.2	Μαγνητικό πεδίο.....	63
3.3	Βρόχος υστέρησης.....	64
3.4	Θερμοκρασία Curie .....	65
3.5	Μαλακά και σκληρά μαγνητικά υλικά .....	66
3.6	Μαγνητικά υλικά.....	66
3.6.1	Φερρίτες.....	66
3.6.2	Μαγνήτες Alnico .....	67
3.6.3	Μαγνήτες σπάνιων γαιών (σαμαρίου – κοβαλτίου, νεοδημίου – σιδήρου - βορίου) .....	67
3.7	Ηλεκτρομαγνήτης.....	68
<b>4</b>	<b>ΚΕΦΑΛΑΙΟ 4<sup>ο</sup> : Σύγχρονες Μηχανές Μόνιμων Μαγνητών (ΣΜΜΜ) .....</b>	<b>70</b>
4.1	Περιγραφή του δρομέα.....	71
4.1.1	Μηχανές εσωτερικών μαγνητών (interior PM) .....	71
4.1.2	Μηχανές επιφανειακών μαγνητών (surface PM).....	72
4.1.3	Διαχωρισμός μεταξύ αξονικής ροής (axial field) και ακτινικής ροής (radial field).....	74
4.1.3.1	Μηχανές ακτινικής ροής (radial field) .....	74
4.1.3.2	Μηχανές αξονικής ροής (axial field).....	75
4.1.3.3	Συστοιχία Halbach .....	76
4.2	Περιγραφή του στάτη.....	77
4.2.1	Αριθμός πόλων .....	78
4.2.2	Αστέρας – Τρίγωνο .....	79
4.3	Κινητήρες εσωτερικού (inrunner motors) και εξωτερικού δρομέα (outrunner motors) .....	79
4.4	Μαγνητική ροή στο διάκενο της σύγχρονης μηχανής μόνιμων μαγνητών .....	81
4.5	Σύγχρονοι κινητήρες μόνιμων μαγνητών τραπεζοειδούς μαγνητικής ροής (BLDC Motors) ..	82
4.6	Σύγχρονοι κινητήρες μόνιμων μαγνητών ημιτονοειδούς μαγνητικής ροής (PMS Motors) ...	83
4.6.1	Αρχή λειτουργίας των PMSM .....	84
4.6.2	Μαθηματικές εξισώσεις κινητήρα PMSM .....	86
4.6.3	Χαρακτηριστικά κινητήρα PMSM .....	91
4.7	Αισθητήρες Hall .....	92
4.7.1	Φαινόμενο Hall.....	93
4.7.2	Κατασκευή αισθητήρων Hall.....	94
4.7.3	Λειτουργία αισθητήρων Hall στις ΣΜΜΜ .....	95
4.8	Οπτικοί αισθητήρες θέσης - κωδικοποιητές (Encoders) .....	96
4.8.1	Κατασκευή encoder .....	96
4.8.2	Λειτουργία encoder .....	97
4.9	Ηλεκτρομαγνητικοί αναλυτές θέσης (Resolvers).....	98
4.9.1	Κατασκευή resolver .....	98
4.9.2	Λειτουργία resolver .....	99
4.10	Εφαρμογές .....	100
<b>5</b>	<b>ΚΕΦΑΛΑΙΟ 5<sup>ο</sup> : Τεχνικές Ελέγχου PMSM.....</b>	<b>101</b>
5.1	Μετασχηματισμός Park .....	101
5.2	Μετασχηματισμός Clarke .....	104
5.3	Τραπεζοειδής έλεγχος .....	106
5.4	Ημιτονοειδής έλεγχος.....	108
5.4.1	Σχεδιασμός στο MatLab .....	110
5.4.2	Προσομοίωση λειτουργίας σε μόνιμη κατάσταση - μεταβατική κατάσταση - εξαγωγή αποτελεσμάτων.....	114
5.5	Βαθμωτός $Vf$ έλεγχος ανοιχτού βρόχου (Open Loop Scalar Control) .....	150
5.5.1	Περιγραφή του βαθμωτού ελέγχου $Vf$ .....	150



5.5.2	Λειτουργία σε μόνιμη και μεταβατική κατάσταση - Μαθηματικές εξισώσεις.....	150
<b>6</b>	<b>ΚΕΦΑΛΑΙΟ 6<sup>ο</sup> : Διανυσματικός Έλεγχος (Vector Control).....</b>	<b>154</b>
<b>6.1</b>	<b>Έλεγχος χωρίς αισθητήρες – sensorless control .....</b>	<b>155</b>
<b>6.2</b>	<b>Προσανατολισμένος Έλεγχος Πεδίου (Field - Oriented Control).....</b>	<b>155</b>
6.2.1	Περιγραφή του προσανατολισμένου ελέγχου πεδίου – Μαθηματικές εξισώσεις.....	156
6.2.2	Διαμόρφωση διανύσματος χώρου (Space Vector Modulation – SVM).....	156
6.2.3	Σχεδιασμός στο MatLab .....	159
6.2.4	Προσομοίωση λειτουργίας σε μόνιμη κατάσταση – μεταβατική κατάσταση – εξαγωγή αποτελεσμάτων.....	164
<b>7</b>	<b>ΚΕΦΑΛΑΙΟ 7<sup>ο</sup> : Άμεσος Έλεγχος Ροπής – Direct Torque Control (DTC)...</b>	<b>202</b>
<b>7.1</b>	<b>Τεχνικές γραμμικού ελέγχου ροπής (Linear Torque Control Methods) .....</b>	<b>202</b>
7.1.1	Άμεσος έλεγχος ροπής με διαμόρφωση χωρικού διανύσματος – DTC-SVM (Direct Torque Control with Space Vector Modulation) .....	202
7.1.2	Άμεσος έλεγχος ροπής μέσω διαμόρφωση του διανύσματος της ροής – DTC-FVM (Direct Torque Control with Flux Vector Modulation) .....	204
<b>7.2</b>	<b>Μη γραμμικές τεχνικές ελέγχου ροπής – Non-linear Torque Control Techniques.....</b>	<b>206</b>
7.2.1	Διακοπτικός πίνακας αμέσου ελέγχου ροπής – ST – DTC (Switching Table Direct Torque Control) .....	206
7.2.2	Άμεσος αυτοέλεγχος – DSC (Direct Self Control) .....	207
7.2.3	Άμεσος έλεγχος ροπής με βελτιστοποιημένο μοντέλο πρόβλεψης – Online Optimized Model Predictive DTC) .....	209
<b>8</b>	<b>ΣΥΜΠΕΡΑΣΜΑΤΑ.....</b>	<b>210</b>

## Κατάλογος Πινάκων

Πίνακας 2.1: Χαρακτηριστικά ελεγκτών PID (ΨΗΦΙΑΚΑ ΣΥΣΤΗΜΑΤΑ ΑΥΤΟΜΑΤΟΥ ΕΛΕΓΧΟΥ)	58
Πίνακας 3.1: Ειδικά χαρακτηριστικά τεχνολογιών μόνιμων μαγνητών (Λάσκαρης, Δεκέμβριος 2011)	67
Πίνακας 4.1: Σύγκριση BLDC - PMSM (Nagaraju, 2017)	83
Πίνακας 4.2: Σύγκριση των DC Motors – Επαγωγικοί κινητήρες - BLDC – PMSM	92
Πίνακας 5.1: Ονομαστικά μεγέθη κινητήρα	113
Πίνακας 6.1: Δημιουργία των τάσεων εξόδου βάση των διανυσμάτων χώρου	157

## Κατάλογος Εικόνων

Εικόνα 1.1: Ο πρότυπος ηλεκτρικός κινητήρας του Faraday (Toerfer, 2011)	24
Εικόνα 1.2: Ο επαγωγικός κινητήρας εναλλασσόμενου ρεύματος του Tesla (1887) (Espen Skjong, 2015)	25
Εικόνα 1.3: Κινητήρας συνεχούς ρεύματος (Roberts, 2014)	28
Εικόνα 1.4: Διπολικός κινητήρας DC (wikiwand.com)	29
Εικόνα 1.5: Ισοδύναμο ηλεκτρικό κύκλωμα ενός κινητήρα συνεχούς ρεύματος, ξένης διέγερσης (Μαλατέστας, 2017)	30
Εικόνα 1.6: Χαρακτηριστική καμπύλη φορτίου κινητήρα ξένης διέγερσης (ΘΕΜΕΛΗΣ, 2015)	30
Εικόνα 1.7: Ισοδύναμο ηλεκτρικό κύκλωμα ενός κινητήρα συνεχούς ρεύματος, παράλληλης διέγερσης (Μαλατέστας, 2017)	32
Εικόνα 1.8: Χαρακτηριστική καμπύλη φορτίου κινητήρα παράλληλης διέγερσης (ΘΕΜΕΛΗΣ, 2015)	32
Εικόνα 1.9: Ισοδύναμο ηλεκτρικό κύκλωμα ενός κινητήρα συνεχούς ρεύματος, διέγερσης σειράς (Μαλατέστας, 2017)	33
Εικόνα 1.10: Χαρακτηριστική καμπύλη φορτίου κινητήρα διέγερσης σειράς	34
Εικόνα 1.11: Ισοδύναμο ηλεκτρικό κύκλωμα ενός κινητήρα συνεχούς ρεύματος, σύνθετης διέγερσης (Μαλατέστας, 2017)	35
Εικόνα 1.12: Σύγκριση χαρακτηριστικών καμπυλών φορτίου	35
Εικόνα 1.13: Κινητήρας δακτυλιοφόρου δρομέα (Espen Skjong, 2015)	37
Εικόνα 1.14: Ο βραχυκυκλωμένος δρομέας ενός επαγωγικού κινητήρα (oaedhlectrologoi.blogspot.com, 2015)	37
Εικόνα 1.15: Ο στάτης αποτελείται από πολλά συγκολλημένα μεταξύ τους σιδηρομαγνητικά ελάσματα (oaedhlectrologoi.blogspot.com, 2015)	38
Εικόνα 1.16: Ισοδύναμο μονοφασικό κύκλωμα ενός τριφασικού, επαγωγικού κινητήρα (Μαλατέστας, 2017)	40
Εικόνα 1.17: Χαρακτηριστική καμπύλη φορτίου τριφασικού, επαγωγικού κινητήρα (Μαλατέστας, 2017)	42
Εικόνα 1.18: Τα δομικά στοιχεία ενός κινητήρα SR (Roberts, 2014)	43

Εικόνα 1.19: Τριφασικός κινητήρας SR με έξι (6) πόλους στο στάτη και τέσσερις (4) στον δρομέα (COLLINS, How do switched reluctance motors differ from stepper motors?, 2017)	43
Εικόνα 1.20: Η τοποθέτηση μη μαγνητικών τμημάτων στο δρομέα επιφέρει περαιτέρω μείωση των μαγνητικών απωλειών (Bose, 2002)	44
Εικόνα 1.21: Η χρήση ρινισμάτων σιδήρου είναι ο ευκολότερος τρόπος για τον εντοπισμό ενός μαγνητικού πεδίου (Roberts, 2014)	44
Εικόνα 1.22: Τύλιγμα κινητήρα SR (Roberts, 2014)	45
Εικόνα 1.23: Ηλεκτρικό ισοδύναμο κύκλωμα μιας φάσης	46
Εικόνα 2.1: Το ηλεκτρονικό σύμβολο της διόδου (Gualtieri, 2014)	48
Εικόνα 2.2: Χαρακτηριστική καμπύλη τάσης – ρεύματος διόδου (Bose, 2002)	49
Εικόνα 2.3: Το ηλεκτρονικό σύμβολο του θυρίστορ (wikipedia)	49
Εικόνα 2.4: Το θυρίστορ δημιουργείται από την ένωση δύο διπολικών τρανζίστορ PNP & NPN (Electronics - Tutorials)	50
Εικόνα 2.5: Χαρακτηριστική καμπύλη τάσης – ρεύματος θυρίστορ (Bose, 2002)	50
Εικόνα 2.6: Γραφική V - t θυρίστορ (Electronics - Tutorials)	51
Εικόνα 2.7: Το ηλεκτρονικό σύμβολο του GTO (Electronics Hub)	51
Εικόνα 2.8: Χαρακτηριστική καμπύλη τάσης – ρεύματος GTO (Μανιάς, 2017)	52
Εικόνα 2.9: Αναπαράσταση PNP και NPN τρανζίστορ (Components101, 2020)	52
Εικόνα 2.10: Χαρακτηριστική καμπύλη BJT (Μανιάς, 2017)	53
Εικόνα 2.11: Το ηλεκτρονικό σύμβολο του IGBT (Μανιάς, 2017)	54
Εικόνα 2.12: Δομή ενός IGBT (Μανιάς, 2017)	54
Εικόνα 2.13: Χαρακτηριστική καμπύλη IGBT (Μανιάς, 2017)	55
Εικόνα 2.14: Το ηλεκτρονικό σύμβολο του MosFet (Bose, 2002)	56
Εικόνα 2.15: Χαρακτηριστική καμπύλη MosFet (Μανιάς, 2017)	56
Εικόνα 2.16: Αναπαράσταση παλμών PWM (Harb, 2013)	59
Εικόνα 2.17: Μπλοκ σχεδιάγραμμα AC/DC μετατροπέα	60
Εικόνα 2.18: Ενδεικτικό κύκλωμα τριφασικού DC/AC μετατροπέα	61
Εικόνα 2.19: Ενδεικτικό κύκλωμα τριφασικού AC/AC μετατροπέα (Daenotes.com, n.d.)	62
Εικόνα 3.1: Μαγνητική ροή B ενός μαγνητικού πεδίου A (Cyberphysics)	64
Εικόνα 3.2: Αναπαράσταση μαγνητικών των γραμμών ενός γραμμικού διπολικού μαγνήτη (magnetized.physics.auth)	64
Εικόνα 3.3: Βρόχος υστέρησης σιδηρομαγνητικού υλικού (Engineering Libretext, 2020)	65
Εικόνα 3.4: Σχήμα (38α): Βρόχος υστέρησης μαλακού μαγνητικού υλικού Σχήμα (38β): Βρόχος υστέρησης σκληρού μαγνητικού υλικού (Οικονόμου, 2014)	66
Εικόνα 3.5: Δημιουργία ηλεκτρομαγνήτη μέσω ενός πηνίου τυλιγμένο γύρω από σιδηρούχο αγωγό (Wikipedia)	68
Εικόνα 3.6: Εύρεση της φοράς του μαγνητικού πεδίου χρησιμοποιώντας τον κανόνα του δεξιού χεριού (Νόμος του Lorentz) (Electrical4dummies Blogspot, 2016)	69
Εικόνα 4.1: Δρομέας κινητήρα PMSM (Magcam)	71
Εικόνα 4.2: Κινητήρας MM εσωτερικών μαγνητών (Levkin)	72
Εικόνα 4.3: Κινητήρας MM επιφανειακών μαγνητών (Dmitry)	73

Εικόνα 4.4: Σχέση μεταξύ των αγωγιμοτήτων $d$ και $q$ σε κινητήρα MM (Dmitry)	73
Εικόνα 4.5: Δρομέας κινητήρα MM ακτινικής ροής (Roberts, 2014)	74
Εικόνα 4.6: Δρομέας κινητήρα MM αξονικής ροής (Roberts, 2014)	75
Εικόνα 4.7: Κινητήρας MM αξονικής ροής με δύο διάκενα (Belfkira, 2011)	76
Εικόνα 4.8: Δυναμικές γραμμές μαγνητικού πεδίου ( $\alpha$ ) στο διάκενο και ( $\beta$ ) στο εσωτερικό του δρομέα ενός κινητήρα MM με βάση τη συστοιχία Hallbach (Τσοτουλίδης, 2014)	76
Εικόνα 4.9: Τυλίγματα στάτη με αυλακώσεις τριφασικής ΣMMM (Levkin)	77
Εικόνα 4.10: Τυλίγματα στάτη χωρίς αυλακώσεις τριφασικής ΣMMM (Levkin)	78
Εικόνα 4.11: Τυλίγματα ΣMMM σε συνδεσμολογία ( $\alpha$ ) τριγώνου και ( $\beta$ ) αστέρα (Yang, 2018)	79
Εικόνα 4.12: Κινητήρας MM εξωτερικού δρομέα (Outrunner) (Roberts, 2014)	80
Εικόνα 4.13: Κινητήρας MM που φέρει γρανάζια (Roberts, 2014)	80
Εικόνα 4.14: Μαγνητική ροή στάτη και ΑΗΕΔ κινητήρα (Abubakar, 2014)	81
Εικόνα 4.15: ΑΗΕΔ BLDC κινητήρα σε μία πλήρη περιστροφή (COLLINS, What is trapezoidal back EMF?, 2016)	82
Εικόνα 4.16: Διαδοχικά ενεργοποιούμενοι πόλοι κινητήρα PMSM (Longatt)	85
Εικόνα 4.17: Ισοδύναμο κύκλωμα κινητήρα PMSM (A, B, C μοντέλο) (Μανιάς, 2017)	86
Εικόνα 4.18: Ηλεκτρική γωνία $\theta_e$ κινητήρα PMSM (Μανιάς, 2017)	87
Εικόνα 4.19: Μαγνητική ροή και αντιηλεκτρεργετική δύναμη κινητήρα PMSM συναρτήσει της θέσης του δρομέα	90
Εικόνα 4.20: Χαρακτηριστική καμπύλη ροπής - στροφών κινητήρα PMSM (Sikora, 2015)	91
Εικόνα 4.21: Αισθητήρες Hall τοποθετημένοι στον στάτη ενός κινητήρα MM (320volt)	93
Εικόνα 4.22: Φαινόμενο Hall (Electronics - Tutorials)	94
Εικόνα 4.23: Συνδεσμολογία αισθητήρων Hall σε τριφασικό κινητήρα MM (Roberts, 2014)	95
Εικόνα 4.24: Αναλογική έξοδος αισθητήρα Hall (Moselli G. D., 2007)	95
Εικόνα 4.25: Ψηφιοποίηση εξόδου αισθητήρα Hall (Electronics - Tutorials)	96
Εικόνα 4.26: Δομικά χαρακτηριστικά encoder	97
Εικόνα 4.27: Οπτικοί κωδικοποιητές προσαύξησης ( $\alpha$ ) και Οπτικοί απόλυτοι κωδικοποιητές ( $\beta$ )	97
Εικόνα 4.28: Οπτικοί κωδικοποιητές μάσκας κωδικοποιητές συστοιχίας	Εικόνα 4.29: Οπτικοί κωδικοποιητές συστοιχίας
Εικόνα 4.30: Εσωτερική δομή resolver (Roboteq)	98
Εικόνα 4.31: Primary: Τάση αναφοράς resolver , Sec1 & Sec2: Τάσεις εξόδου resolver (Roboteq)	99
Εικόνα 4.32: Σήματα εξόδου των διάφορων τύπων αισθητήρων (Kiran, 2014)	99
Εικόνα 5.1: Μετάβαση από το τριφασικό σύστημα αξόνων A-B-C στο διφασικό σύστημα $d-q$ (Αλεξανδρίδης, 2015)	100
Εικόνα 5.2: Από ακίνητο (σταθερό) πλαίσιο $\alpha-\beta$ σε σύγχρονα περιστρεφόμενο πλαίσιο $d-q$ (μετασχηματισμός Park) (Μανιάς, 2017)	102
Εικόνα 5.3: Από στατό πλαίσιο $a-b-c$ σε $\alpha-\beta$ (μετασχηματισμός Clarke) (Μανιάς, 2017)	103
Εικόνα 5.4: Ισοδύναμο κύκλωμα κινητήρα PMSM στον $q$ άξονα (Μανιάς, 2017)	105

Εικόνα 5.5: Ισοδύναμο κύκλωμα κινητήρα PMSM στον $d$ άξονα (Μανιάς, 2017)	105
Εικόνα 5.6: Οι μετασχηματισμοί Park και Clarke σε γραφική, μεταβαλλόμενη μορφή συναρτήσεων του χρόνου (Μανιάς, 2017)	106
Εικόνα 5.7: Δομικό διάγραμμα τραπεζοειδούς ελέγχου κλειστού βρόχου με αισθητήρες Hall (Dmitry)	106
Εικόνα 5.8: Πιθανές κατευθύνσεις του διανύσματος ροής στον τραπεζοειδή έλεγχο (Kiran, 2014)	107
Εικόνα 5.9: Κυματομορφές τάσης τριφασικού κινητήρα μόνιμων μαγνητών ελεγχόμενο με τραπεζοειδή έλεγχο (Kiran, 2014)	107
Εικόνα 5.10: Κυμάτωση της ροπής λόγω τραπεζοειδούς ελέγχου (Kiran, 2014)	108
Εικόνα 5.11: Τυπικό δομικό διάγραμμα ημιτονοειδούς ελέγχου κινητήρα PMSM με οπτικούς κωδικοποιητές	108
Εικόνα 5.12: Απλουστευμένο λογικό σχεδιάγραμμα ημιτονοειδούς ελέγχου με ελεγκτή PI	111
Εικόνα 5.13: Κύκλωμα ημιτονοειδούς ελέγχου με ελεγκτή PI στο Simulink	111
Εικόνα 5.14: Μετατροπή των σημάτων των αισθητήρων hall στις τάσεις A, B, C	112
Εικόνα 5.15: Δημιουργία παλμών έναυσης βασιζόμενοι στους αισθητήρες hall	112
Εικόνα 5.16: Απεικόνιση του ρεύματος στις τρεις φάσεις του κινητήρα υπό σταθερό φορτίο στο 50% (10 Nm) της ονομαστικής τιμής και βηματική μεταβολή της ταχύτητας από το 0% (0 RPM) στο 25% (750 RPM) της ονομαστικής τιμής, τη χρονική στιγμή $t=0,1s$ .	114
Εικόνα 5.17: Απεικόνιση της απόκρισης της ταχύτητας περιστροφής του κινητήρα υπό σταθερό φορτίο στο 50% (10 Nm) της ονομαστικής τιμής και βηματική μεταβολή της ταχύτητας από το 0% (0 RPM) στο 25% (750 RPM) της ονομαστικής τιμής, τη χρονική στιγμή $t=0,1s$ .	115
Εικόνα 5.18: Απεικόνιση της απόκρισης της ταχύτητας περιστροφής του κινητήρα υπό σταθερό φορτίο στο 100% (20 Nm) της ονομαστικής τιμής και βηματική μεταβολή της ταχύτητας από το 0% (0 RPM) στο 25% (750 RPM) της ονομαστικής τιμής, τη χρονική στιγμή $t=0,1s$ .	116
Εικόνα 5.19: Απεικόνιση του ρεύματος στις τρεις φάσεις του κινητήρα υπό σταθερό φορτίο στο 100% (20 Nm) της ονομαστικής τιμής και βηματική μεταβολή της ταχύτητας από το 0% (0 RPM) στο 25% (750 RPM) της ονομαστικής τιμής, τη χρονική στιγμή $t=0,1s$ .	117
Εικόνα 5.20: Απεικόνιση του ρεύματος στις τρεις φάσεις του κινητήρα υπό σταθερό φορτίο στο 50% (10 Nm) της ονομαστικής τιμής και βηματική μεταβολή της ταχύτητας από το 25% (750 RPM) στο 50% (1500 RPM) της ονομαστικής τιμής, τη χρονική στιγμή $t=0,1s$ .	118
Εικόνα 5.21: Απεικόνιση της απόκρισης της ταχύτητας περιστροφής του κινητήρα υπό σταθερό φορτίο στο 50% (10 Nm) της ονομαστικής τιμής και βηματική μεταβολή της ταχύτητας από το 25% (750 RPM) στο 50% (1500 RPM) της ονομαστικής τιμής, τη χρονική στιγμή $t=0,1s$ .	119
Εικόνα 5.22: Απεικόνιση του ρεύματος στις τρεις φάσεις του κινητήρα υπό σταθερό φορτίο στο 100% (20 Nm) της ονομαστικής τιμής και βηματική μεταβολή της ταχύτητας	

- από το 25% (750 RPM) στο 50% (1500 RPM) της ονομαστικής τιμής, τη χρονική στιγμή  $t=0,1s$ . 120
- Εικόνα 5.23: Απεικόνιση της απόκρισης της ταχύτητας περιστροφής του κινητήρα υπό σταθερό φορτίο στο 100% (20 Nm) της ονομαστικής τιμής και βηματική μεταβολή της ταχύτητας από το 25% (750 RPM) στο 50% (1500 RPM) της ονομαστικής τιμής, τη χρονική στιγμή  $t=0,1s$ . 121
- Εικόνα 5.24: Απεικόνιση του ρεύματος στις τρεις φάσεις του κινητήρα υπό σταθερό φορτίο στο 50% (10 Nm) της ονομαστικής τιμής και βηματική μεταβολή της ταχύτητας από το 50% (1500 RPM) στο 75% (2250 RPM) της ονομαστικής τιμής, τη χρονική στιγμή  $t=0,1s$ . 122
- Εικόνα 5.25: Απεικόνιση της απόκρισης της ταχύτητας περιστροφής του κινητήρα υπό σταθερό φορτίο στο 50% (10 Nm) της ονομαστικής τιμής και βηματική μεταβολή της ταχύτητας από το 50% (1500 RPM) στο 75% (2250 RPM) της ονομαστικής τιμής, τη χρονική στιγμή  $t=0,1s$ . 123
- Εικόνα 5.26: Απεικόνιση της απόκρισης της ταχύτητας περιστροφής του κινητήρα υπό σταθερό φορτίο στο 100% (20 Nm) της ονομαστικής τιμής και βηματική μεταβολή της ταχύτητας από το 50% (1500 RPM) στο 75% (2250 RPM) της ονομαστικής τιμής, τη χρονική στιγμή  $t=0,1s$ . 124
- Εικόνα 5.27: Απεικόνιση του ρεύματος στις τρεις φάσεις του κινητήρα υπό σταθερό φορτίο στο 100% (20 Nm) της ονομαστικής τιμής και βηματική μεταβολή της ταχύτητας από το 50% (1500 RPM) στο 75% (2250 RPM) της ονομαστικής τιμής, τη χρονική στιγμή  $t=0,1s$ . 125
- Εικόνα 5.28: Απεικόνιση του ρεύματος στις τρεις φάσεις του κινητήρα υπό σταθερό φορτίο στο 50% (10 Nm) της ονομαστικής τιμής και βηματική μεταβολή της ταχύτητας από το 75% (22500 RPM) στο 100% (3000 RPM) της ονομαστικής τιμής, τη χρονική στιγμή  $t=0,1s$ . 126
- Εικόνα 5.29: Απεικόνιση της απόκρισης της ταχύτητας περιστροφής του κινητήρα υπό σταθερό φορτίο στο 50% (10 Nm) της ονομαστικής τιμής και βηματική μεταβολή της ταχύτητας από το 75% (22500 RPM) στο 100% (3000 RPM) της ονομαστικής τιμής, τη χρονική στιγμή  $t=0,1s$ . 127
- Εικόνα 5.30: Απεικόνιση του ρεύματος στις τρεις φάσεις του κινητήρα υπό σταθερό φορτίο στο 100% (20 Nm) της ονομαστικής τιμής και βηματική μεταβολή της ταχύτητας από το 75% (22500 RPM) στο 100% (3000 RPM) της ονομαστικής τιμής, τη χρονική στιγμή  $t=0,1s$ . 128
- Εικόνα 5.31: Απεικόνιση της απόκρισης της ταχύτητας περιστροφής του κινητήρα υπό σταθερό φορτίο στο 100% (20 Nm) της ονομαστικής τιμής και βηματική μεταβολή της ταχύτητας από το 75% (22500 RPM) στο 100% (3000 RPM) της ονομαστικής τιμής, τη χρονική στιγμή  $t=0,1s$ . 129
- Εικόνα 5.32: Απεικόνιση του ρεύματος στις τρεις φάσεις του κινητήρα υπό σταθερή ταχύτητα στο 50% (1500rpm) της ονομαστικής τιμής και βηματική μεταβολή του φορτίου από το 0% (0 Nm) στο 25% (5 Nm) της ονομαστικής τιμής, τη χρονική στιγμή  $t=0,1s$ . 130

- Εικόνα 5.33: Απεικόνιση της απόκρισης της ταχύτητας περιστροφής του κινητήρα υπό σταθερή ταχύτητα στο 50% (1500rpm) της ονομαστικής τιμής και βηματική μεταβολή του φορτίου από το 0% (0 Nm) στο 25% (5 Nm) της ονομαστικής τιμής, τη χρονική στιγμή  $t=0,1s$ . 131
- Εικόνα 5.34: Απεικόνιση του ρεύματος στις τρεις φάσεις του κινητήρα υπό σταθερή ταχύτητα στο 50% (1500rpm) της ονομαστικής τιμής και βηματική μεταβολή του φορτίου από το 25% (5 Nm) στο 50% (10 Nm) της ονομαστικής τιμής, τη χρονική στιγμή  $t=0,1s$ . 132
- Εικόνα 5.35: Απεικόνιση της απόκρισης της ταχύτητας περιστροφής του κινητήρα υπό σταθερή ταχύτητα στο 50% (1500rpm) της ονομαστικής τιμής και βηματική μεταβολή του φορτίου από το 25% (5 Nm) στο 50% (10 Nm) της ονομαστικής τιμής, τη χρονική στιγμή  $t=0,1s$ . 133
- Εικόνα 5.36: Απεικόνιση του ρεύματος στις τρεις φάσεις του κινητήρα υπό σταθερή ταχύτητα στο 50% (1500rpm) της ονομαστικής τιμής και βηματική μεταβολή του φορτίου από το 50% (10 Nm) στο 75% (15 Nm) της ονομαστικής τιμής, τη χρονική στιγμή  $t=0,1s$ . 134
- Εικόνα 5.37: Απεικόνιση της απόκρισης της ταχύτητας περιστροφής του κινητήρα υπό σταθερή ταχύτητα στο 50% (1500rpm) της ονομαστικής τιμής και βηματική μεταβολή του φορτίου από το 50% (10 Nm) στο 75% (15 Nm) της ονομαστικής τιμής, τη χρονική στιγμή  $t=0,1s$ . 135
- Εικόνα 5.38: Απεικόνιση του ρεύματος στις τρεις φάσεις του κινητήρα υπό σταθερή ταχύτητα στο 50% (1500rpm) της ονομαστικής τιμής και βηματική μεταβολή του φορτίου από το 75% (15 Nm) στο 100% (20 Nm) της ονομαστικής τιμής, τη χρονική στιγμή  $t=0,1s$ . 136
- Εικόνα 5.39: Απεικόνιση της απόκρισης της ταχύτητας περιστροφής του κινητήρα υπό σταθερή ταχύτητα στο 50% (1500rpm) της ονομαστικής τιμής και βηματική μεταβολή του φορτίου από το 75% (15 Nm) στο 100% (20 Nm) της ονομαστικής τιμής, τη χρονική στιγμή  $t=0,1s$ . 137
- Εικόνα 5.40: Απεικόνιση του ρεύματος στις τρεις φάσεις του κινητήρα υπό σταθερή ταχύτητα στο 100% (3000rpm) της ονομαστικής τιμής και βηματική μεταβολή του φορτίου από το 0% (0 Nm) στο 25% (5 Nm) της ονομαστικής τιμής, τη χρονική στιγμή  $t=0,1s$ . 138
- Εικόνα 5.41: Απεικόνιση της απόκρισης της ταχύτητας περιστροφής του κινητήρα υπό σταθερή ταχύτητα στο 100% (3000rpm) της ονομαστικής τιμής και βηματική μεταβολή του φορτίου από το 0% (0 Nm) στο 25% (5 Nm) της ονομαστικής τιμής, τη χρονική στιγμή  $t=0,1s$ . 139
- Εικόνα 5.42: Απεικόνιση του ρεύματος στις τρεις φάσεις του κινητήρα υπό σταθερή ταχύτητα στο 100% (3000rpm) της ονομαστικής τιμής και βηματική μεταβολή του φορτίου από το 25% (5 Nm) στο 50% (10 Nm) της ονομαστικής τιμής, τη χρονική στιγμή  $t=0,1s$ . 140
- Εικόνα 5.43: Απεικόνιση της απόκρισης της ταχύτητας περιστροφής του κινητήρα υπό σταθερή ταχύτητα στο 100% (3000rpm) της ονομαστικής τιμής και βηματική μεταβολή του φορτίου από το 25% (5 Nm) στο 50% (10 Nm) της ονομαστικής τιμής, τη χρονική στιγμή  $t=0,1s$ . 141

- Εικόνα 5.44: Απεικόνιση του ρεύματος στις τρεις φάσεις του κινητήρα υπό σταθερή ταχύτητα στο 100% (3000rpm) της ονομαστικής τιμής και βηματική μεταβολή του φορτίου από το 50% (10 Nm) στο 75% (15 Nm) της ονομαστικής τιμής, τη χρονική στιγμή  $t=0,1s$ . 142
- Εικόνα 5.45: Απεικόνιση της απόκρισης της ταχύτητας περιστροφής του κινητήρα υπό σταθερή ταχύτητα στο 100% (3000rpm) της ονομαστικής τιμής και βηματική μεταβολή του φορτίου από το 50% (10 Nm) στο 75% (15 Nm) της ονομαστικής τιμής, τη χρονική στιγμή  $t=0,1s$ . 143
- Εικόνα 5.46: Απεικόνιση του ρεύματος στις τρεις φάσεις του κινητήρα υπό σταθερή ταχύτητα στο 100% (3000rpm) της ονομαστικής τιμής και βηματική μεταβολή του φορτίου από το 75% (15 Nm) στο 100% (20 Nm) της ονομαστικής τιμής, τη χρονική στιγμή  $t=0,1s$ . 144
- Εικόνα 5.47: Απεικόνιση της απόκρισης της ταχύτητας περιστροφής του κινητήρα υπό σταθερή ταχύτητα στο 100% (3000rpm) της ονομαστικής τιμής και βηματική μεταβολή του φορτίου από το 75% (15 Nm) στο 100% (20 Nm) της ονομαστικής τιμής, τη χρονική στιγμή  $t=0,1s$ . 145
- Εικόνα 5.48: Απεικόνιση του ρεύματος στις τρεις φάσεις του κινητήρα υπό σταθερή ταχύτητα στο 100% (3000rpm) της ονομαστικής τιμής και βηματική μεταβολή του φορτίου από το 100% (20 Nm) στο 125% (25 Nm) της ονομαστικής τιμής, τη χρονική στιγμή  $t=0,1s$ . 146
- Εικόνα 5.49: Απεικόνιση της απόκρισης της ταχύτητας περιστροφής του κινητήρα υπό σταθερή ταχύτητα στο 100% (3000rpm) της ονομαστικής τιμής και βηματική μεταβολή του φορτίου από το 100% (20 Nm) στο 125% (25 Nm) της ονομαστικής τιμής, τη χρονική στιγμή  $t=0,1s$ . 147
- Εικόνα 5.50: Απεικόνιση του ρεύματος στις τρεις φάσεις του κινητήρα υπό σταθερό φορτίο στο 100% (20 Nm) της ονομαστικής τιμής και βηματική μεταβολή της ταχύτητας από το 100% (3000 RPM) στο 110% (3300 RPM) της ονομαστικής τιμής, τη χρονική στιγμή  $t=0,1s$ . 148
- Εικόνα 5.51: Απεικόνιση της απόκρισης της ταχύτητας περιστροφής του κινητήρα υπό σταθερό φορτίο στο 100% (20 Nm) της ονομαστικής τιμής και βηματική μεταβολή της ταχύτητας από το 100% (3000 RPM) στο 110% (3300 RPM) της ονομαστικής τιμής, τη χρονική στιγμή  $t=0,1s$ . 149
- Εικόνα 5.52: Τυπικό διάγραμμα βαθμωτού ελέγχου  $V/f$  χωρίς αισθητήρες ανατροφοδότησης (Dmitry) 150
- Εικόνα 5.53: Τυπικό διάγραμμα βαθμωτού ελέγχου  $V/f$  με αισθητήρες ανατροφοδότησης (Dmitry) 150
- Εικόνα 5.54: Δομικό διάγραμμα βαθμωτού ελέγχου  $Vf$  ανοιχτού βρόχου (Μανιάς, 2017) 151
- Εικόνα 5.55: Περιοχές λειτουργίας του συστήματος οδήγησης για λειτουργία κινητήρα και λειτουργία γεννήτριας (Μανιάς, 2017). 151
- Εικόνα 5.56: Η κυματομορφή της τάσης κατά το βαθμωτό έλεγχο  $Vf$  (Dmitry) 152
- Εικόνα 5.57: Διανυσματικό διάγραμμα κινητήρα PMSM (Μανιάς, 2017) 153



Εικόνα 6.1: Τυπικό δομικό διάγραμμα γραμμικού (FOC) ελέγχου κινητήρα PMSM (Kiran, 2014)	154
Εικόνα 6.2: Τα οκτώ βασικά διανύσματα από τα οποία αποτελείται η τεχνική SVM	157
Εικόνα 6.3: Δομικό διάγραμμα προσανατολισμένου ελέγχου πεδίου (FOC) σε PMSM κινητήρα (Μανιάς, 2017)	158
Εικόνα 6.4: Διανυσματικό διάγραμμα ελέγχου FOC (Μανιάς, 2017)	158
Εικόνα 6.5: Κύκλωμα προσανατολισμένου διανυσματικού ελέγχου με ελεγκτή PI στο Simulink	159
Εικόνα 6.6: Απλουστευμένο λογικό σχεδιάγραμμα προσανατολισμένου διανυσματικού ελέγχου με ελεγκτή PI	160
Εικόνα 6.7: Μετασχηματισμός ρευμάτων $d-q-0 \rightarrow a, b, c$	160
Εικόνα 6.8: Σύγκριση των ρευμάτων $a, b, c$ με το ρεύμα αναφοράς $I_{ref}$ για παραγωγή των τάσεων του κινητήρα μέσω SVM (Space Vector Modulation)	161
Εικόνα 6.9: Σύγκριση του ρεύματος $I_a$ με το ρεύμα αναφοράς της φάσης $a$	162
Εικόνα 6.10: Σύγκριση του ρεύματος $I_b$ με το ρεύμα αναφοράς της φάσης $b$	162
Εικόνα 6.11: Σύγκριση του ρεύματος $I_c$ με το ρεύμα αναφοράς της φάσης $c$	162
Εικόνα 6.12: Απεικόνιση του ρεύματος στις τρεις φάσεις του κινητήρα υπό σταθερό φορτίο στο 50% (10 Nm) της ονομαστικής τιμής και βηματική μεταβολή της ταχύτητας από το 0% (0 RPM) στο 25% (750 RPM) της ονομαστικής τιμής, τη χρονική στιγμή $t=0,1s$	164
Εικόνα 6.13: Απεικόνιση της απόκρισης της ταχύτητας περιστροφής του κινητήρα υπό σταθερό φορτίο στο 50% (10 Nm) της ονομαστικής τιμής και βηματική μεταβολή της ταχύτητας από το 0% (0 RPM) στο 25% (750 RPM) της ονομαστικής τιμής, τη χρονική στιγμή $t=0,1s$	165
Εικόνα 6.14: Απεικόνιση του ρεύματος στις τρεις φάσεις του κινητήρα υπό σταθερό φορτίο στο 100% (20 Nm) της ονομαστικής τιμής και βηματική μεταβολή της ταχύτητας από το 0% (0 RPM) στο 25% (750 RPM) της ονομαστικής τιμής, τη χρονική στιγμή $t=0,1s$	166
Εικόνα 6.15: Απεικόνιση της απόκρισης της ταχύτητας περιστροφής του κινητήρα υπό σταθερό φορτίο στο 100% (20 Nm) της ονομαστικής τιμής και βηματική μεταβολή της ταχύτητας από το 0% (0 RPM) στο 25% (750 RPM) της ονομαστικής τιμής, τη χρονική στιγμή $t=0,1s$	167
Εικόνα 6.16: Απεικόνιση του ρεύματος στις τρεις φάσεις του κινητήρα υπό σταθερό φορτίο στο 50% (10 Nm) της ονομαστικής τιμής και βηματική μεταβολή της ταχύτητας από το 25% (750 RPM) στο 50% (1500 RPM) της ονομαστικής τιμής, τη χρονική στιγμή $t=0,1s$	168
Εικόνα 6.17: Απεικόνιση της απόκρισης της ταχύτητας περιστροφής του κινητήρα υπό σταθερό φορτίο στο 50% (10 Nm) της ονομαστικής τιμής και βηματική μεταβολή της ταχύτητας από το 25% (750 RPM) στο 50% (1500 RPM) της ονομαστικής τιμής, τη χρονική στιγμή $t=0,1s$	169
Εικόνα 6.18: Απεικόνιση του ρεύματος στις τρεις φάσεις του κινητήρα υπό σταθερό φορτίο στο 100% (20 Nm) της ονομαστικής τιμής και βηματική μεταβολή της ταχύτητας από το 25% (750 RPM) στο 50% (1500 RPM) της ονομαστικής τιμής, τη χρονική στιγμή $t=0,1s$	170

- Εικόνα 6.19: Απεικόνιση της απόκρισης της ταχύτητας περιστροφής του κινητήρα υπό σταθερό φορτίο στο 100% (20 Nm) της ονομαστικής τιμής και βηματική μεταβολή της ταχύτητας από το 25% (750 RPM) στο 50% (1500 RPM) της ονομαστικής τιμής, τη χρονική στιγμή  $t=0,1s$  171
- Εικόνα 6.20: Απεικόνιση του ρεύματος στις τρεις φάσεις του κινητήρα υπό σταθερό φορτίο στο 50% (10 Nm) της ονομαστικής τιμής και βηματική μεταβολή της ταχύτητας από το 50% (1500 RPM) στο 75% (2250 RPM) της ονομαστικής τιμής, τη χρονική στιγμή  $t=0,1s$  172
- Εικόνα 6.21: Απεικόνιση της απόκρισης της ταχύτητας περιστροφής του κινητήρα υπό σταθερό φορτίο στο 50% (10 Nm) της ονομαστικής τιμής και βηματική μεταβολή της ταχύτητας από το 50% (1500 RPM) στο 75% (2250 RPM) της ονομαστικής τιμής, τη χρονική στιγμή  $t=0,1s$  173
- Εικόνα 6.22: Απεικόνιση του ρεύματος στις τρεις φάσεις του κινητήρα υπό σταθερό φορτίο στο 100% (20 Nm) της ονομαστικής τιμής και βηματική μεταβολή της ταχύτητας από το 50% (1500 RPM) στο 75% (2250 RPM) της ονομαστικής τιμής, τη χρονική στιγμή  $t=0,1s$  174
- Εικόνα 6.23: Απεικόνιση της απόκρισης της ταχύτητας περιστροφής του κινητήρα υπό σταθερό φορτίο στο 100% (20 Nm) της ονομαστικής τιμής και βηματική μεταβολή της ταχύτητας από το 50% (1500 RPM) στο 75% (2250 RPM) της ονομαστικής τιμής, τη χρονική στιγμή  $t=0,1s$  175
- Εικόνα 6.24: Απεικόνιση του ρεύματος στις τρεις φάσεις του κινητήρα υπό σταθερό φορτίο στο 50% (10 Nm) της ονομαστικής τιμής και βηματική μεταβολή της ταχύτητας από το 75% (2250 RPM) στο 100% (3000 RPM) της ονομαστικής τιμής, τη χρονική στιγμή  $t=0,1s$  176
- Εικόνα 6.25: Απεικόνιση της απόκρισης της ταχύτητας περιστροφής του κινητήρα υπό σταθερό φορτίο στο 50% (10 Nm) της ονομαστικής τιμής και βηματική μεταβολή της ταχύτητας από το 75% (2250 RPM) στο 100% (3000 RPM) της ονομαστικής τιμής, τη χρονική στιγμή  $t=0,1s$  177
- Εικόνα 6.26: Απεικόνιση του ρεύματος στις τρεις φάσεις του κινητήρα υπό σταθερό φορτίο στο 100% (20 Nm) της ονομαστικής τιμής και βηματική μεταβολή της ταχύτητας από το 75% (2250 RPM) στο 100% (3000 RPM) της ονομαστικής τιμής, τη χρονική στιγμή  $t=0,1s$  178
- Εικόνα 6.27: Απεικόνιση της απόκρισης της ταχύτητας περιστροφής του κινητήρα υπό σταθερό φορτίο στο 100% (20 Nm) της ονομαστικής τιμής και βηματική μεταβολή της ταχύτητας από το 75% (2250 RPM) στο 100% (3000 RPM) της ονομαστικής τιμής, τη χρονική στιγμή  $t=0,1s$  179
- Εικόνα 6.28: Απεικόνιση του ρεύματος στις τρεις φάσεις του κινητήρα υπό σταθερή ταχύτητα στο 50% (1500rpm) της ονομαστικής τιμής και βηματική μεταβολή του φορτίου από το 0% (0 Nm) στο 25% (5 Nm) της ονομαστικής τιμής, τη χρονική στιγμή  $t=0,1s$ . 180
- Εικόνα 6.29: Απεικόνιση της απόκρισης της ταχύτητας περιστροφής του κινητήρα υπό σταθερή ταχύτητα στο 50% (1500rpm) της ονομαστικής τιμής και βηματική μεταβολή του

- φορτίου από το 0% (0 Nm) στο 25% (5 Nm) της ονομαστικής τιμής, τη χρονική στιγμή  $t=0,1s$ . 181
- Εικόνα 6.30: Απεικόνιση του ρεύματος στις τρεις φάσεις του κινητήρα υπό σταθερή ταχύτητα στο 50% (1500rpm) της ονομαστικής τιμής και βηματική μεταβολή του φορτίου από το 25% (5 Nm) στο 50% (10 Nm) της ονομαστικής τιμής, τη χρονική στιγμή  $t=0,1s$ . 182
- Εικόνα 6.31: Απεικόνιση της απόκρισης της ταχύτητας περιστροφής του κινητήρα υπό σταθερή ταχύτητα στο 50% (1500rpm) της ονομαστικής τιμής και βηματική μεταβολή του φορτίου από το 25% (5 Nm) στο 50% (10 Nm) της ονομαστικής τιμής, τη χρονική στιγμή  $t=0,1s$ . 183
- Εικόνα 6.32: Απεικόνιση του ρεύματος στις τρεις φάσεις του κινητήρα υπό σταθερή ταχύτητα στο 50% (1500rpm) της ονομαστικής τιμής και βηματική μεταβολή του φορτίου από το 50% (10 Nm) στο 75% (15 Nm) της ονομαστικής τιμής, τη χρονική στιγμή  $t=0,1s$ . 184
- Εικόνα 6.33: Απεικόνιση της απόκρισης της ταχύτητας περιστροφής του κινητήρα υπό σταθερή ταχύτητα στο 50% (1500rpm) της ονομαστικής τιμής και βηματική μεταβολή του φορτίου από το 50% (10 Nm) στο 75% (15 Nm) της ονομαστικής τιμής, τη χρονική στιγμή  $t=0,1s$ . 185
- Εικόνα 6.34: Απεικόνιση του ρεύματος στις τρεις φάσεις του κινητήρα υπό σταθερή ταχύτητα στο 50% (1500rpm) της ονομαστικής τιμής και βηματική μεταβολή του φορτίου από το 75% (15 Nm) στο 100% (20 Nm) της ονομαστικής τιμής, τη χρονική στιγμή  $t=0,1s$ . 186
- Εικόνα 6.35: Απεικόνιση της απόκρισης της ταχύτητας περιστροφής του κινητήρα υπό σταθερή ταχύτητα στο 50% (1500rpm) της ονομαστικής τιμής και βηματική μεταβολή του φορτίου από το 75% (15 Nm) στο 100% (20 Nm) της ονομαστικής τιμής, τη χρονική στιγμή  $t=0,1s$ . 187
- Εικόνα 6.36: Απεικόνιση του ρεύματος στις τρεις φάσεις του κινητήρα υπό σταθερή ταχύτητα στο 100% (3000rpm) της ονομαστικής τιμής και βηματική μεταβολή του φορτίου από το 0% (0 Nm) στο 25% (5 Nm) της ονομαστικής τιμής, τη χρονική στιγμή  $t=0,1s$ . 188
- Εικόνα 6.37: Απεικόνιση της απόκρισης της ταχύτητας περιστροφής του κινητήρα υπό σταθερή ταχύτητα στο 100% (3000rpm) της ονομαστικής τιμής και βηματική μεταβολή του φορτίου από το 0% (0 Nm) στο 25% (5 Nm) της ονομαστικής τιμής, τη χρονική στιγμή  $t=0,1s$ . 189
- Εικόνα 6.38: Απεικόνιση του ρεύματος στις τρεις φάσεις του κινητήρα υπό σταθερή ταχύτητα στο 100% (3000rpm) της ονομαστικής τιμής και βηματική μεταβολή του φορτίου από το 25% (5 Nm) στο 50% (10 Nm) της ονομαστικής τιμής, τη χρονική στιγμή  $t=0,1s$ . 190
- Εικόνα 6.39: Απεικόνιση της απόκρισης της ταχύτητας περιστροφής του κινητήρα υπό σταθερή ταχύτητα στο 100% (3000rpm) της ονομαστικής τιμής και βηματική μεταβολή του φορτίου από το 25% (5 Nm) στο 50% (10 Nm) της ονομαστικής τιμής, τη χρονική στιγμή  $t=0,1s$ . 191
- Εικόνα 6.40: Απεικόνιση του ρεύματος στις τρεις φάσεις του κινητήρα υπό σταθερή ταχύτητα στο 100% (3000rpm) της ονομαστικής τιμής και βηματική μεταβολή του φορτίου από το 50% (10 Nm) στο 75% (15 Nm) της ονομαστικής τιμής, τη χρονική στιγμή  $t=0,1s$ . 192

- Εικόνα 6.41: Απεικόνιση της απόκρισης της ταχύτητας περιστροφής του κινητήρα υπό σταθερή ταχύτητα στο 100% (3000rpm) της ονομαστικής τιμής και βηματική μεταβολή του φορτίου από το 50% (10 Nm) στο 75% (15 Nm) της ονομαστικής τιμής, τη χρονική στιγμή  $t=0,1s$ . 193
- Εικόνα 6.42: Απεικόνιση του ρεύματος στις τρεις φάσεις του κινητήρα υπό σταθερή ταχύτητα στο 100% (3000rpm) της ονομαστικής τιμής και βηματική μεταβολή του φορτίου από το 75% (15 Nm) στο 100% (20 Nm) της ονομαστικής τιμής, τη χρονική στιγμή  $t=0,1s$ . 194
- Εικόνα 6.43: Απεικόνιση της απόκρισης της ταχύτητας περιστροφής του κινητήρα υπό σταθερή ταχύτητα στο 100% (3000rpm) της ονομαστικής τιμής και βηματική μεταβολή του φορτίου από το 75% (15 Nm) στο 100% (20 Nm) της ονομαστικής τιμής, τη χρονική στιγμή  $t=0,1s$ . 195
- Εικόνα 6.44: Απεικόνιση του ρεύματος στις τρεις φάσεις του κινητήρα υπό σταθερή ταχύτητα στο 100% (3000rpm) της ονομαστικής τιμής και βηματική μεταβολή του φορτίου από το 100% (20 Nm) στο 200% (40 Nm) της ονομαστικής τιμής, τη χρονική στιγμή  $t=0,1s$ . 196
- Εικόνα 6.45: Απεικόνιση της απόκρισης της ταχύτητας περιστροφής του κινητήρα υπό σταθερή ταχύτητα στο 100% (3000rpm) της ονομαστικής τιμής και βηματική μεταβολή του φορτίου από το 100% (20 Nm) στο 200% (40 Nm) της ονομαστικής τιμής, τη χρονική στιγμή  $t=0,1s$ . 197
- Εικόνα 6.46: Απεικόνιση του ρεύματος στις τρεις φάσεις του κινητήρα υπό σταθερό φορτίο στο 100% (20 Nm) της ονομαστικής τιμής και βηματική μεταβολή της ταχύτητας από το 100% (3000 rpm) στο 110% (3300 rpm) της ονομαστικής τιμής, τη χρονική στιγμή  $t=0,1s$ . 198
- Εικόνα 6.47: Απεικόνιση της απόκρισης της ταχύτητας περιστροφής του κινητήρα υπό σταθερό φορτίο στο 100% (20 Nm) της ονομαστικής τιμής και βηματική μεταβολή της ταχύτητας από το 100% (3000 rpm) στο 110% (3300 rpm) της ονομαστικής τιμής, τη χρονική στιγμή  $t=0,1s$ . 199
- Εικόνα 6.48: Απεικόνιση του ρεύματος στις τρεις φάσεις του κινητήρα υπό σταθερό φορτίο στο 100% (20 Nm) της ονομαστικής τιμής και βηματική μεταβολή της ταχύτητας από το 100% (3000 rpm) στο 217% (6500 rpm) της ονομαστικής τιμής, τη χρονική στιγμή  $t=0,1s$ . 200
- Εικόνα 6.49: Απεικόνιση της απόκρισης της ταχύτητας περιστροφής του κινητήρα υπό σταθερό φορτίο στο 100% (20 Nm) της ονομαστικής τιμής και βηματική μεταβολή της ταχύτητας από το 100% (3000 rpm) στο 217% (6500 rpm) της ονομαστικής τιμής, τη χρονική στιγμή  $t=0,1s$ . 201
- Εικόνα 7.1: Δομικό διάγραμμα ελέγχου DTC – SVM με κλειστό βρόχο ελέγχου ροπής και πεδίου, ο οποίος λειτουργεί σε καρτεσιανές συντεταγμένες προσανατολισμένες στο πεδίο του (Μανιάς, 2017) 203
- Εικόνα 7.2: Διανυσματικό διάγραμμα ελέγχου DTC – SVM (Μανιάς, 2017) 204
- Εικόνα 7.3: Δομικό διάγραμμα ελέγχου DTC – FVM με κλειστό βρόχο ελέγχου ροής (Μανιάς, 2017) 205

Εικόνα 7.4: Διανυσματικό διάγραμμα ελέγχου DTC – FVM (Μανιάς, 2017)	205
Εικόνα 7.5: Δομικό διάγραμμα άμεσου ελέγχου κινητήρα PMSM, μέσω διακοπικού πίνακα (Μανιάς, 2017)	207
Εικόνα 7.6: Διανυσματικό διάγραμμα ροής ST - DTC (Μανιάς, 2017)	207
Εικόνα 7.7: Δομικό διάγραμμα άμεσου αυτοέλεγχου κινητήρα PMSM (Μανιάς, 2017)	208
Εικόνα 7.8: Διανυσματικό διάγραμμα ροής DSC (Μανιάς, 2017)	208
Εικόνα 7.9: Απλοποιημένο διάγραμμα λογικού προβλεπτικού ελέγχου DTC (Μανιάς, 2017)	209

## ΕΙΣΑΓΩΓΗ

Στην παρούσα διπλωματική εργασία παρουσιάζονται οι σύγχρονοι κινητήρες μόνιμων μαγνητών και συγκεκριμένα οι κινητήρες ημιτονοειδούς μαγνητικής ροής. Οι κινητήρες αυτοί αποτελούν μία σχετικά νέα και πολύ δημοφιλή κατηγορία ηλεκτρικών κινητήρων, καθότι εμφανίζουν ιδιαίτερα σημαντικά πλεονεκτήματα έναντι των υπολοίπων. Στη συνέχεια της εργασίας αφού παρουσιαστούν κάποιοι (ή οι πιο σημαντικοί) διαθέσιμοι τρόποι ελέγχου των κινητήρων αυτών, θα γίνει προσομοίωση μερικών εξ' αυτών μέσω του προγράμματος MATLAB/Simulink με σκοπό τη μεταξύ τους σύγκριση.

### Αντικείμενο της διπλωματικής εργασίας

Τις τελευταίες δεκαετίες παρατηρείται ένα αξιοσημείωτο ενδιαφέρον ως προς τους ηλεκτρικούς κινητήρες έναντι των κινητήρων εσωτερικής καύσης. Ο κύριος παράγοντας που οδηγεί στη μετάβαση αυτή είναι η καθαρότερη ενέργεια που προσφέρουν οι κινητήρες αυτοί, δίχως την παραγωγή προϊόντων καύσης, π.χ. διοξείδιο του άνθρακα, διοξείδιο του θείου, καθώς και τα καλύτερα χαρακτηριστικά λειτουργίας που παρουσιάζουν. Αρκεί να σκεφτούμε πως ανάλογα του είδους του ηλεκτρικού κινητήρα, ο βαθμός απόδοσης κυμαίνεται μεταξύ 70% - 95%, τη στιγμή που ο αποδοτικότερος βενζινοκινητήρας δεν ξεπερνάει το 50%. Επιπλέον, ένας κινητήρας εσωτερικής καύσης κατά τη λειτουργία του παράγει θόρυβο, μεγάλα ποσά θερμότητας, απαιτεί πληθώρα εξαρτημάτων και αναλώσιμων, όπως λάδια, μάντες, φίλτρα, ενώ ταυτόχρονα το κόστος των υγρών καυσίμων που χρησιμοποιούνται αυξάνουν κατακόρυφα το κόστος κατασκευής και συντήρησής του, έναντι ενός ηλεκτρικού κινητήρα. Ειδικότερα, αν εστιάσουμε στον τομέα της ηλεκτροκίνησης οχημάτων, θα δούμε ότι η χρήση ηλεκτροκινητήρα εξαλείφει την ανάγκη χρήσης πολύπλοκου συστήματος μετάδοσης κίνησης με διαφορετικές σχέσεις, διότι μπορούν να αποδώσουν την ονομαστική τους ροπή σε μεγάλο εύρος λειτουργίας. Μάλιστα το κόστος λειτουργίας ενός ηλεκτροκινητήρα, μπορεί να δεχτεί περεταίρω μείωση, αν για την παραγωγή της απαραίτητης ηλεκτρικής ενέργειας γίνει χρήση ανανεώσιμων πηγών. Ωστόσο, παρά τα σπουδαία πλεονεκτήματα της ηλεκτροκίνησης, εμφανίζονται και κάποια προβλήματα. Το κυριότερο μεταξύ αυτών είναι η δυσκολία που εμφανίζεται κατά την αποθήκευση της ηλεκτρικής ενέργειας, συγκριτικά με τα υγρά καύσιμα. Οι μπαταρίες, παρά την εξέλιξη που έχουν δεχθεί με την εμφάνιση των στοιχείων λιθίου, βρίσκονται ακόμη σε στάδιο που χρήζει ιδιαίτερης βελτίωσης. Πλέον, για τον ακριβή, αποτελεσματικό και αποδοτικό έλεγχο ενός ηλεκτρικού κινητήρα, γίνεται χρήση ηλεκτρονικών στοιχείων, ολοκληρωμένων κυκλωμάτων, αισθητήρων και μικροεπεξεργαστών.

### Σκοπός και στόχοι

Ο σκοπός και οι στόχοι της εργασίας είναι η ανάπτυξη δύο εκ των δημοφιλέστερων τρόπων ελέγχου των κινητήρων PMSM με σκοπό τη μεταξύ τους σύγκριση.

### Μεθοδολογία

Η μελέτη των τρόπων ελέγχου που επιλέχθηκαν πραγματοποιήθηκε μέσω προγράμματος προσομοίωσης και συγκεκριμένα του MATLAB/Simulink.

## Δομή

Στο πρώτο κεφάλαιο γίνεται μία γενική εισαγωγή στους ηλεκτρικούς κινητήρες που είναι διαθέσιμοι τα τελευταία χρόνια, της εξέλιξης καθώς και κάποιες από τις εφαρμογές όπου χρησιμοποιούνται.

Το δεύτερο κεφάλαιο της εργασίας περιλαμβάνει μία συνοπτική περιγραφή των ηλεκτρονικών εξαρτημάτων που είναι απαραίτητα για την κατασκευή οποιουδήποτε ηλεκτρονικού κυκλώματος. Επίσης, στο κεφάλαιο αυτό θα δούμε και τα είδη των μετατροπέων που υπάρχουν όσον αφορά τη μετατροπή της ηλεκτρικής τάσης από μία μορφή της σε μία άλλη.

Στο τρίτο κεφάλαιο παρουσιάζεται οι βασικές αρχές της θεωρίας του μαγνητισμού καθώς και κάποια μαγνητικά υλικά. Τα μαγνητικά υλικά αποτελούν πολύ βασικό τμήμα των ηλεκτρικών μηχανών γι' αυτό και έχει αφιερωθεί ένα μικρό κεφάλαιο μόνο σε αυτά.

Το τέταρτο κεφάλαιο της εργασίας εστιάζει στις σύγχρονες μηχανές μόνιμων μαγνητών. Εδώ γίνεται εκτενής αναφορά στα ιδιαίτερα χαρακτηριστικά αυτής της κατηγορίας μηχανών. Οι μηχανές αυτές μπορούν να χωριστούν σε διάφορες κατηγορίες, με σημαντικότερη διαφοροποίηση την διαφορετική αντί-ηλεκτρεγερτική τάση που παράγουν σε λειτουργία γεννήτριας ή την τάση που απαιτούν αν χρησιμοποιηθούν ως κινητήρες αντίστοιχα. Οι δύο αυτές υποκατηγορίες είναι οι σύγχρονες μηχανές μόνιμων μαγνητών τραπεζοειδούς μαγνητικής ροής και οι σύγχρονες μηχανές μόνιμων μαγνητών ημιτονοειδούς μαγνητικής ροής. Αφού αναλυθούν οι βασικές διαφορές αυτών στη συνέχεια θα γίνει περαιτέρω μελέτη ως προς τη δεύτερη κατηγορία μηχανών και συγκεκριμένα στη λειτουργία τους ως κινητήρες που είναι και το βασικό αντικείμενο της παρούσας διπλωματικής εργασίας.

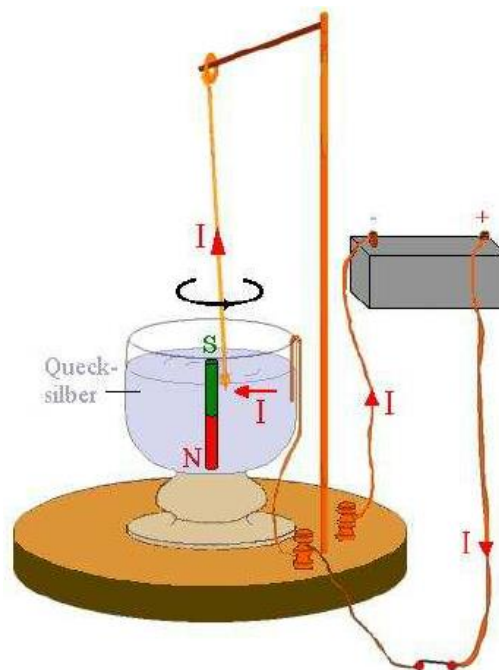
Τα κεφάλαια πέντε, έξι και επτά είναι ίσως τα πιο σημαντικά. Αρχικά, στο πέμπτο κεφάλαιο αναλύονται εκτεταμένα οι κλασικές τεχνικές ελέγχου των κινητήρων μόνιμων μαγνητών, ενώ στην υποενότητα 5.4 γίνεται αναλυτική παρουσίαση, συμπεριλαμβανομένης και της προσομοίωσης, του ημιτονοειδούς ελέγχου με αρκετές λεπτομέρειες. Το έκτο κεφάλαιο αφιερώνεται στη δεύτερη τεχνική ελέγχου που μελετάται, αυτή του προσανατολισμένου ελέγχου πεδίου, ενώ στο έβδομο κεφάλαιο γίνεται βιβλιογραφική αναφορά σε μία τρίτη κατηγορία τεχνικών ελέγχου, αυτές του άμεσου ελέγχου ροπής.

Το όγδοο κεφάλαιο περιλαμβάνει όλα τα συμπεράσματα και τις διαπιστώσεις που προήλθαν μέσα από το πρακτικό κομμάτι κλείνοντας ουσιαστικά την εργασία.

## 1 ΚΕΦΑΛΑΙΟ 1<sup>ο</sup> : Εισαγωγή στους Ηλεκτρικούς Κινητήρες

### 1.1 Ιστορική αναδρομή

Οι ηλεκτρικοί κινητήρες έκαναν την εμφάνισή τους τον 18<sup>ο</sup> αιώνα κι έκτοτε γίνονται ολοένα και πιο δημοφιλείς σε διάφορες εφαρμογές, ανεξαρτήτως μεγέθους και ισχύος (ttmotor.com, 2017). Ο πρώτος ηλεκτρικός κινητήρας φαίνεται να κατασκευάστηκε το 1740 από τον Andrew Gordon ο οποίος βασιζόταν σε φαινόμενα ηλεκτροστατικής φύσεως. Η πρώτη μορφή ηλεκτρικού κινητήρα που στήριζε τη λειτουργία του στην αλληλεπίδραση μαγνητικών πεδίων παραγόμενων από ηλεκτρικό ρεύμα ήρθε από τον Michael Faraday, όπου βασιζόμενος στο νόμο του Ampere κατάφερε να πετύχει την περιστροφή ενός ελεύθερου κρεμαστού σύρματος τοποθετημένο πάνω σε ένα μόνιμο μαγνήτη. Η περιστροφή του σύρματος οφειλόταν στο μαγνητικό πεδίο που δημιουργούσε το ηλεκτρικό ρεύμα όταν το τελευταίο διέρρεε το σύρμα. Η θεωρία του Faraday ήταν το πρώτο μεγάλο βήμα για τη μετατροπή της ηλεκτρομαγνητικής ενέργειας σε κινητική η οποία εξελίχθηκε δίνοντας, το 1834 τη δυνατότητα στον Thomas Davenport να σχεδιάσει τον πρώτο κινητήρα συνεχούς ρεύματος κατάλληλο για εμπορική χρήση. Ο κινητήρας του Davenport έφερε ψήκτρες, ενώ για τη δημιουργία μαγνητικού πεδίου χρησιμοποιούσε πηνία. Αν και την επόμενη χρονιά αυτός ο κινητήρας χρησιμοποιήθηκε σε ένα πρότυπο τρένο, δεν συνάντησε επιτυχία, καθώς ο έλεγχος μέσω συνεχούς τάσης και το κόστος των μπαταριών για την αποθήκευση της απαιτούμενης ενέργειας ήταν απαγορευτικό. Η πρώτη εμπορικά επιτυχημένη απόπειρα των κινητήρων DC ήρθε το 1886 απ' το Frank Julian Sprague, όπου οι κινητήρες πλέον μπορούσαν να διατηρήσουν σταθερή ταχύτητα περιστροφής ανεξαρτήτως φορτίου, ενώ το 1909 ο Lionel εισήγαγε έναν κινητήρα που γνώρισε τεράστια επιτυχία (Sumida Crossing, 2017).

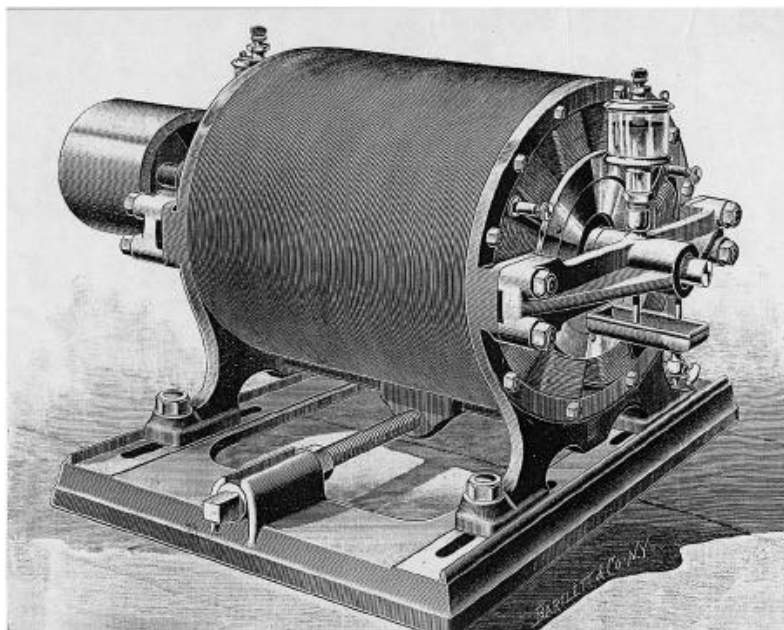


Εικόνα 1.1: Ο πρότυπος ηλεκτρικός κινητήρας του Faraday (Toerper, 2011)

Όλα αυτά τα χρόνια, στην προσπάθεια βελτίωσης των κινητήρων συνεχούς ρεύματος, πολλοί εφευρέτες επιχείρησαν να κατασκευάσουν κινητήρες που να λειτουργούν με εναλλασσόμενο ρεύμα. Οι τριφασικοί κινητήρες AC "επαγωγής" του Νίκολα Τέσλα από το 1887 ήταν ένα



απίστευτο άλμα στην τεχνολογία των κινητήρων γενικότερα, πάνω στον οποίο εργάστηκαν πολλοί εφευρέτες, όπως ο Galileo Ferraris, ο George Westinghouse, ο CF Scott κι ο Alfred Zehden προκειμένου να το βελτιώσουν. Το 1935 ο Kemper κατάφερε να κατασκευάσει έναν γραμμικό επαγωγικό κινητήρα, τον οποίο στη συνέχεια βελτίωσε ο Laithwaite ώστε να λάβει τη μορφή που είναι γνωστή μέχρι σήμερα. (Espen Skjong, 2015), (ttmotor.com, 2017).



Εικόνα 1.2: Ο επαγωγικός κινητήρας εναλλασσόμενου ρεύματος του Tesla (1887) (Espen Skjong, 2015)

Απ' τη δεκαετία του 1930 κι έπειτα, άρχισαν να κάνουν την εμφάνισή τους οι κινητήρες μόνιμου μαγνήτη με ψήκτρες οι οποίοι μπορούσαν να ανταγωνιστούν τους κινητήρες εναλλασσόμενου ρεύματος σε κάποιες εφαρμογές. Η πλειοψηφία αυτών των πρόωρων μηχανών, αν και όχι όλοι, ήταν μηχανές μόνιμων μαγνητών, και αρχικά 6V ήταν η τυποποιημένη τάση τροφοδοσία τους. Η μεγάλη εξέλιξη έγινε αργότερα τον 20<sup>ο</sup> αιώνα αφενός με την έλευση των ηλεκτρονικών κι αφετέρου με την ανακάλυψη ισχυρών μόνιμων μαγνητών από το 1970, όπως οι μαγνήτες Alnico και οι μαγνήτες νεοδημίου το 1980 από τον Ιάπωνα εφευρέτη Masato Sagawa. Έπειτα, το 1982, οι εταιρίες General Motors και Sumitomo ανέπτυξαν μαγνήτες από κράματα νεοδημίου και συγκεκριμένα το μαγνήτη νεοδημίου – σιδήρου – βορίου ( $Nd_2Fe_{14}B$ ). Οι μαγνήτες αυτοί καθότι προέρχονταν από πηγές σπάνιων γαιών στην αρχή είχαν υψηλό κόστος, ωστόσο χάρη στη δύναμή τους, οι μαγνήτες αυτοί επεκτάθηκαν πολύ γρήγορα. Εξάλλου, η ανάπτυξη των σκληρών δίσκων αύξησε τρομερά τη ζήτηση ισχυρών μαγνητών κι έτσι η χρήση τους γρήγορα επεκτάθηκε και σε άλλες εφαρμογές. Πλέον, κινητήρες μόνιμων μαγνητών χρησιμοποιούνται από μικρές και απλές συσκευές όπως οπτικά μέσα και ανεμιστήρες, μέχρι μεγάλα ηλεκτρικά οχήματα (ηλεκτρικοί σιδηρόδρομοι). Αυτό οφείλεται εν μέρει στο μεγάλο εύρος περιστροφής που είναι αποδοτικοί οι κινητήρες αυτοί, καθώς κάποιοι μπορούν να ξεπεράσουν τις 10.000 rpm (Sumida Crossing, 2017).

## 1.2 Τι είναι η ηλεκτρική μηχανή

Ως ηλεκτρική μηχανή ορίζεται η μηχανή εκείνη η οποία είναι ικανή για τη μετατροπή της ηλεκτρικής ενέργειας σε μηχανική και το αντίστροφο. Συγκεκριμένα όταν η μηχανή λαμβάνει στην είσοδό της ηλεκτρική ενέργεια και στην έξοδό της παράγει μηχανικό έργο, ονομάζεται ηλεκτρικός κινητήρας. Αντίθετα, όταν λαμβάνει μηχανική ενέργεια, την οποία στη συνέχεια τη μετατρέπει σε ηλεκτρική, τότε χαρακτηρίζεται ως γεννήτρια. Ακόμα, υπάρχει και μία τρίτη κατηγορία ηλεκτρικών μηχανών, οι μετασχηματιστές οι οποίοι χαρακτηρίζονται και ως στατικές μηχανές, διότι το ηλεκτρικό τους ισοδύναμο και η αρχή λειτουργίας τους, είναι παρόμοια με αυτά των ηλεκτρικών μηχανών. Στο εξής η παρούσα διπλωματική εργασία θα εστιάσει στους ηλεκτρικούς κινητήρες και συγκεκριμένα στους σύγχρονους κινητήρες μόνιμων μαγνητών ημιτονοειδούς ροής (PMSM).

Αρχικά, θα χρειαστεί να γίνει μια σύντομη περιγραφή των κύριων μερών τα οποία περιλαμβάνει μία ηλεκτρική μηχανή καθώς και τις βασικές αρχές λειτουργίας της. Σύμφωνα με την παρακάτω εικόνα και ξεκινώντας την περιγραφή εξωτερικά της μηχανής, το πρώτο τμήμα που διακρίνουμε είναι ο στάτης της μηχανής.

Ο στάτης αποτελεί το κύριο σώμα της μηχανής, το οποίο είναι υπεύθυνο τόσο για τη συγκράτηση των υπόλοιπων τμημάτων της μηχανής, όσο και για τη στήριξη της ίδιας της μηχανής σε ένα σταθερό σημείο. Πάνω στον στάτη εδράζονται οι (ηλεκτρο)μαγνήτες του πεδίου του στάτη, το κιβώτιο των ακροδεκτών όλων των τυλιγμάτων της μηχανής, καθώς και τα ρουλεμάν του δρομέα. Πολύ συχνά η εξωτερική επιφάνεια του στάτη είναι διαμορφωμένη με τέτοιο τρόπο ώστε να συμβάλει στην παθητική ψύξη της μηχανής μέσω των αυλακώσεων που έχει, ώστε να αυξάνεται η επιφάνεια επαφής του κελύφους με τον αέρα. Στη συνέχεια, συναντάμε τα τυλίγματα του στάτη, τα οποία είναι υπεύθυνα για τη δημιουργία μαγνητικού πεδίου στον στάτη. Το κάθε τύλιγμα αποτελείται από ένα σιδηρομαγνητικό πυρήνα κι έναν μονωμένο, χάλκινο αγωγό τυλιγμένο γύρω από τον πυρήνα. Ο πυρήνας προτιμάται να κατασκευάζεται, ως επί το πλείστον, από σιδηρομαγνητικά υλικά με υψηλή μαγνητική διαπερατότητα και χαμηλές μαγνητικές απώλειες. Επιπλέον, οι πυρήνες αποτελούνται από πολλά, λεπτά ελάσματα μονωμένα με ειδικό βερνίκι, συγκολλημένα αναμεταξύ τους κι όχι από συμπαγή υλικά, ούτως ώστε να μειώνονται οι απώλειες λόγω δινορευμάτων σε αυτά. Κάθε ζεύγος τυλίγματος – πυρήνα αποτελεί έναν πόλο. Μία ηλεκτρική μηχανή μπορεί να περιλαμβάνει κάμποσα ζεύγη πόλων, π.χ. 1, 2, 3 ή περισσότερα, ανάλογα με τις εκάστοτε απαιτήσεις που πρόκειται να ζητηθούν από τη μηχανή. Έπειτα, προχωρώντας προς το εσωτερικό της μηχανής, συναντάμε τον δρομέα (Μαλατέστας, 2017).

Ο δρομέας αποτελεί ουσιαστικά τον άξονα της μηχανής, ο οποίος περιστρέφεται σε σχέση με τον στάτη και είναι υπεύθυνος για τη μεταφορά της κίνησης απ' το εσωτερικό της μηχανής προς το εξωτερικό της και το αντίστροφο. Ανάλογα, με το ανάλογο το είδος της εκάστοτε μηχανής, ο σχεδιασμός του μπορεί να διαφέρει. Σε γενικές γραμμές ο δρομέας είναι μεταλλικός ελασματοποιημένος και ανάλογα το είδος της μηχανής φέρει είτε χάλκινα τυλίγματα, είτε μόνιμους μαγνήτες για τη δημιουργία του πεδίου διέγερσης. Σε κάθε περίπτωση, επάνω στον δρομέα δημιουργείται ένα μαγνητικό πεδίο, το οποίο αντιδράει με το μαγνητικό πεδίο του στάτη παράγοντας έτσι γωνιακή, περιστρεφόμενη ροπή, η οποία οδηγεί στην περιστροφή της μηχανής (κινητήρας) ή στην παραγωγή τάσης (γεννήτρια). Ο δρομέας εδράζεται επάνω στα ρουλεμάν ούτως ώστε να μπορεί να περιστρέφεται με ευκολία στο

εσωτερικό της μηχανής μειώνοντας στο ελάχιστο δυνατό τις τριβές που δημιουργούνται. Τέλος, ανάλογα του είδους της, η εκάστοτε μηχανή περιλαμβάνει κάποια ακόμη εξαρτήματα τα οποία είναι υπεύθυνα για την απρόσκοπτη λειτουργία της (Μαλατέστας, 2017).

Τα βασικά χαρακτηριστικά μεγέθη ενός κινητήρα είναι η ταχύτητα με την οποία περιστρέφεται ο άξονάς του και η ροπή που μπορεί να παράγει. Η πρώτη μετριέται σε στροφές ανά λεπτό (RPM), ενώ η δεύτερη σε Nm. Πολλαπλασιάζοντας τα δύο αυτά μεγέθη, προκύπτει η ισχύς που παράγει ένας κινητήρας η οποία υπολογίζεται είτε σε W είτε σε HP. Ισχύει ότι:  $1 \text{ HP} = 746 \text{ W}$ . Με απλά λόγια, μπορούμε να πούμε πως η ροπή προσφέρει επιτάχυνση στον κινητήρα, ενώ η ισχύς του τού επιτρέπει να περιστραφεί σε μεγάλη ταχύτητα.

Όλοι ανεξαιρέτως οι ηλεκτρικοί κινητήρες δύνανται να κατηγοριοποιηθούν σε δύο μεγάλες ομάδες, τους κινητήρες συνεχούς ρεύματος (DC motors) και τους κινητήρες εναλλασσόμενου ρεύματος (AC motors). Όπως γίνεται αντιληπτό, η κατηγοριοποίηση αυτή γίνεται με βάση τη μορφή του ρεύματος και της τάσης που απαιτούν οι εκάστοτε κινητήρες προκειμένου να λειτουργήσουν ορθά. Στη συνέχεια, ανάλογα την κατηγορία, έχουμε διαφόρων ειδών κινητήρες οι οποίοι πρόκειται να παρουσιαστούν στη συνέχεια της εργασίας αυτής.

Οι γενικές κατηγορίες ηλεκτρικών κινητήρων είναι συνεχούς ρεύματος με ψήκτρες, ασύγχρονοι εναλλασσόμενου ρεύματος – επαγωγής, μεταβλητής μαγνητικής αντίδρασης και σύγχρονοι μόνιμων μαγνητών.

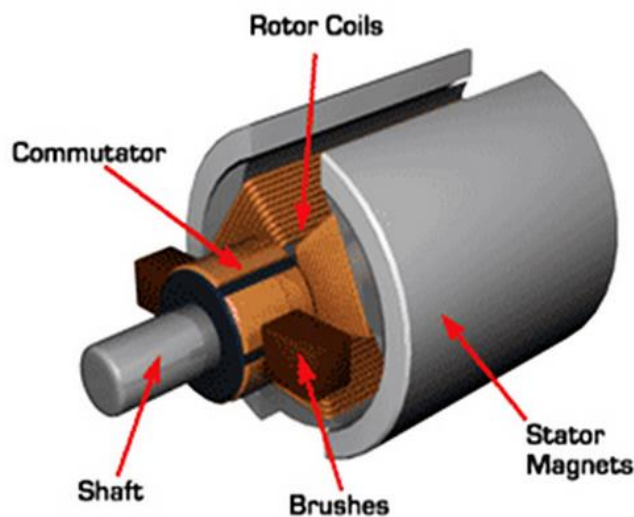
### 1.3 Κινητήρες συνεχούς ρεύματος

Οι κλασικοί κινητήρες συνεχούς ρεύματος που φέρουν ψήκτρες αποτελούν μια απλή μορφή κινητήρα, η οποία μάλιστα τα τελευταία χρόνια τείνει να αντικατασταθεί πλήρως από άλλους τύπους κινητήρα. Η λειτουργία του, όπως και όλων των κινητήρων, βασίζεται στην αλληλεπίδραση του μαγνητικού πεδίου του δρομέα με αυτό του στάτη. Ο στάτης στην απλούστερη μορφή του φέρει δύο ηλεκτρομαγνήτες οι οποίοι σχηματίζουν ένα βόρειο κι έναν νότιο πόλο. Ενώ η πολικότητα των δύο αυτών πόλων είναι σταθερή, εφόσον τροφοδοτούνται από συνεχή τάση (DC), η παραγόμενη μαγνητική ροή μπορεί να αυξομειώνεται ανάλογα με το μέγεθος της τάσης τροφοδοσίας. Οι πόλοι του στάτη δημιουργούνται από έναν πυρήνα φτιαγμένο από σιδηρομαγνητικό υλικό, π.χ. χάλυβας, κι ένα χάλκινο, μονωμένο τύλιγμα (τύλιγμα τυμπάνου) το οποίο τυλίγεται γύρω από τον πυρήνα. Με αυτόν τον τρόπο, όταν εφαρμόζεται ηλεκτρική τάση στο τύλιγμα, το σιδηρομαγνητικό υλικό μαγνητίζεται προς μία συγκεκριμένη κατεύθυνση (κάθετη στο ηλεκτρικό πεδίο του τυλίγματος) κι έτσι έχουμε τη δημιουργία ενός σταθερού μαγνητικού πεδίου. Ανάλογα την εφαρμογή για την οποία προορίζεται ο κινητήρας, μπορούμε να έχουμε μεγαλύτερο αριθμό πόλων (4, 6, 8 κτλ.) (Μαλατέστας, 2017).

Όσον αφορά το δρομέα του κινητήρα, αυτός είναι κατασκευασμένος από ελασμαματοποιημένο σιδηρομαγνητικό υλικό με αυλακώσεις, μέσα στις οποίες φέρει το τύλιγμα διέγερσης. Το τελευταίο αποτελείται από πολλά επιμέρους τυλίγματα, τα οποία αρχίζουν και καταλήγουν στην άκρη του δρομέα, επάνω στο συλλέκτη. Εννοείται πως κι εδώ οι χάλκινοι αγωγοί είναι μονωμένοι με ειδικό βερνίκι ούτως ώστε να μη βραχυκυκλώνονται

μεταξύ τους. Μία σημαντική λεπτομέρεια που αξίζει να αναφερθεί είναι πως αν παρατηρήσουμε τις αυλακώσεις ενός δρομέα θα δούμε ότι δεν είναι παράλληλες στον άξονα περιστροφής της μηχανής, αλλά σχηματίζουν μία γωνία με αυτόν. Με αυτήν την τεχνική ενισχύεται η παραγωγή της ηλεκτρομαγνητικής ροπής επάνω στον άξονα.

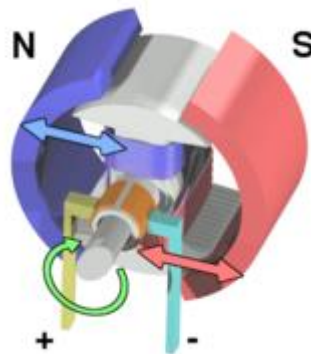
Ένα ακόμη πολύ σημαντικό τμήμα των μηχανών συνεχούς ρεύματος είναι το σύστημα συλλέκτη (commutator) – ψηκτρών (brushes). Οι ψήκτρες κατασκευάζονται από άνθρακα, είναι πάντα δύο στον αριθμό, εφάπτονται στον συλλέκτη, όπου καταλήγουν όλες οι άκρες των τυλιγμάτων του δρομέα, και είναι υπεύθυνες για τη δημιουργία εναλλασσόμενης τάσης, η οποία στη συνέχεια μέσω των τυλιγμάτων του δρομέα θα δημιουργήσει το απαραίτητο περιστρεφόμενο μαγνητικό πεδίο προκειμένου η μηχανή να περιστρέφεται αδιάκοπα. Ο συλλέκτης αποτελείται από μικρές μεταλλικές ράβδους κατά μήκος του δρομέα πάνω στις οποίες καταλήγουν τα άκρα των τυλιγμάτων του δρομέα. Ο συλλέκτης, καθώς η μηχανή περιστρέφεται, έρχεται σε επαφή με τις ψήκτρες, μικρές απολήξεις του στάτη οι οποίες αναλαμβάνουν την ανόρθωση της παραγόμενης τάσης, την οποία στη συνέχεια οδηγούν στο εξωτερικό της μηχανής.



Εικόνα 1.3: Κινητήρας συνεχούς ρεύματος (Roberts, 2014)

Η λειτουργία του κινητήρα στηρίζεται στην αλληλεπίδραση των μαγνητικών πεδίων στάτη και δρομέα. Για να υφίσταται μόνιμα η αλληλεπίδραση αυτή θα πρέπει τα δύο πεδία να βρίσκονται συνεχώς υπό γωνία μεταξύ τους. Αυτό πραγματοποιείται διότι καθώς ο δρομέας και κατά συνέπεια κι ο συλλέκτης περιστρέφονται, οι ψήκτρες εφάπτονται διαδοχικά στις άκρες διαφορετικών τυλιγμάτων, ενεργοποιώντας κάθε φορά ένα διαφορετικό τύλιγμα σε μία μεγαλύτερη γωνία από το προηγούμενο. Αυτός ο τρόπος λειτουργίας είναι ο κυριότερος λόγος που κάνει αυτού του είδους του κινητήρες ασύμφορους για πολλές εφαρμογές, καθώς έτσι όχι μόνο παράγεται αρκετή θερμότητα τόσο από το τύλιγμα διέγερσης όσο κι από τα συνεχόμενα τόξα μεταξύ συλλέκτη και ψηκτρών, αλλά και δημιουργείται η ανάγκη για συχνή αντικατάσταση των ψηκτρών οι οποίες φθείρονται με την πάροδο του χρόνου λόγω τριβής. Ακόμα στα μειονεκτήματα του κινητήρα συνεχούς ρεύματος συγκαταλέγεται η μεγάλη διακύμανση της ροπής καθώς περιστρέφεται. Για αυτούς τους λόγους οι κινητήρες αυτοί ΠΑΔΑ, Τμήμα Η&ΗΜ, Διπλωματική Εργασία, Ντούνης Αντώνιος

πλέον χρησιμοποιούνται σε εφαρμογές όπου οι απαιτήσεις σε ισχύ είναι πολύ μικρότερες, έναντι του χαμηλού κόστους που προτιμάται. Τέλος, σημειώνεται ότι για να αντιστραφεί η φορά περιστροφής του κινητήρα, θα πρέπει να αντιστραφεί η πολικότητα του τυλίγματος τυμπάνου, ώστε να αντιστραφεί κι η πολικότητα του παραγόμενου μαγνητικού πεδίου του στάτη (ΘΕΜΕΛΗΣ, 2015).



Εικόνα 1.4: Διπολικός κινητήρας DC (wikiwand.com)

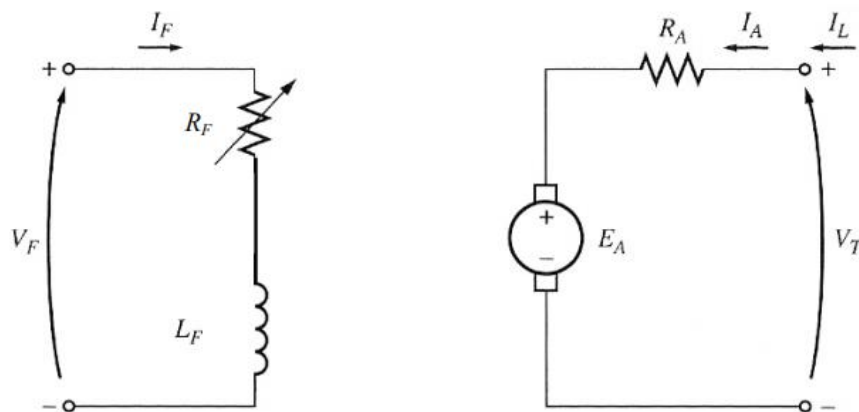
Οι κινητήρες αυτοί έγιναν δημοφιλείς διότι έχουν χαμηλό κόστος κατασκευής, το οποίο μειώθηκε κι άλλο με την ανάπτυξη των ηλεκτρονικών ισχύος, τα οποία έδωσαν τη δυνατότητα κατασκευής φθηνών μετατροπέων τάσης με μεγάλη ακρίβεια ελέγχου, ενώ η γραμμική σχέση ροπής - ταχύτητας τους έκαναν κατάλληλους για πολλές εφαρμογές δίχως ιδιαίτερη δυσκολία ως προς τον έλεγχός τους. Ο συνηθέστερος τρόπος ελέγχου των κινητήρων αυτών είναι μέσω ενός μετατροπέα DC / DC, ή αλλιώς Chopper.

Οι κινητήρες DC χωρίζονται σε τέσσερις κατηγορίες με βάση τον τρόπο σύνδεσης του κυκλώματος διέγερσης με το τύλιγμα τυμπάνου. Στις ακόλουθες υποενότητες αναφέρονται συνοπτικά οι κατηγορίες αυτές.

#### **1.3.1.1 Ξένης διέγερσης**

Η πρώτη κατηγορία κινητήρων αφορά τους κινητήρες ξένης διέγερσης. Το κύκλωμα διέγερσης σε αυτούς τους κινητήρες είναι ανεξάρτητο από το τύλιγμα τυμπάνου, δημιουργώντας έτσι την ανάγκη για δεύτερη πηγή τροφοδοσίας. Το πλεονέκτημα που εμφανίζει αυτή η διάταξη είναι πως παρέχει τη δυνατότητα μεταβολή του ρεύματος διέγερσης ανεξάρτητα απ' την τάση τυμπάνου, γεγονός που οδηγεί σε μεγαλύτερη απόδοση της μηχανής καθώς δεν ρυθμίζονται οι απώλειες χαλκού ανάλογα με το εκάστοτε φορτίο (Μαλατέστας, 2017).

Το ισοδύναμο ηλεκτρικό κύκλωμα ενός κινητήρα συνεχούς ρεύματος, ξένης διέγερσης είναι:



Εικόνα 1.5: Ισοδύναμο ηλεκτρικό κύκλωμα ενός κινητήρα συνεχούς ρεύματος, ξένης διέγερσης (Μαλατέστας, 2017)

Το ρεύμα και η τάση του κινητήρα υπολογίζεται από τις σχέσεις που ακολουθούν:

$$I_F = \frac{V_F}{R_F + L_F} \quad (1.1), \quad V_T = E_A + R_A \times I_A \quad (1.2) \quad \text{και} \quad I_A = I_L \quad (1.3)$$

Όπου:  $V_T$ : τάση εισόδου κινητήρα (V)

$E_A$ : επαγόμενη ηλεκτρεγερτική δύναμη (V)

$R_A$ : αντίσταση τυμπάνου κινητήρα ( $\Omega$ )

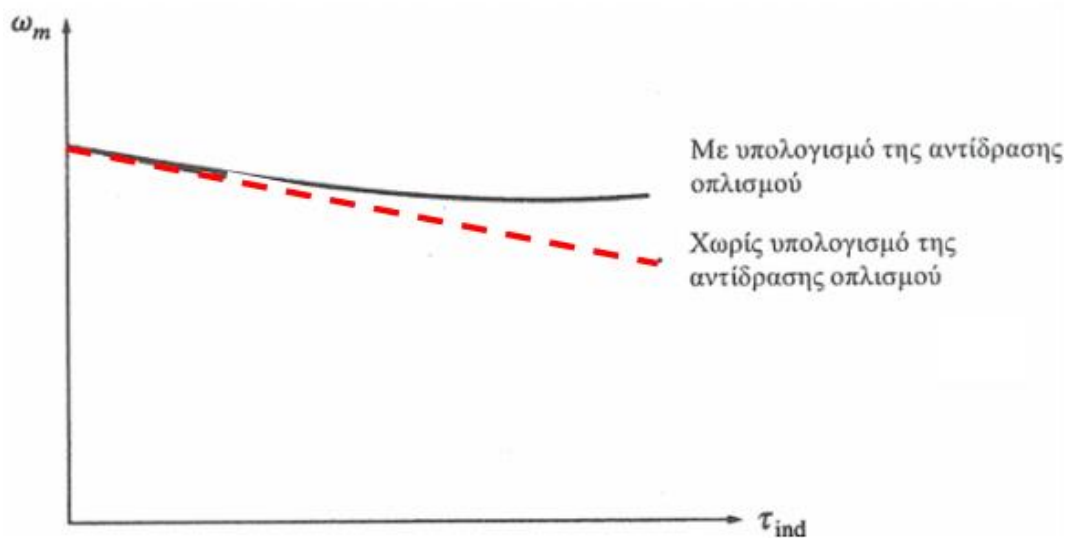
$I_A$ : ρεύμα τυμπάνου κινητήρα (A)

$V_F$ : τάση διέγερσης (V)

$I_F$ : ρεύμα διέγερσης (A)

$R_F + L_F$ : αντίσταση διέγερσης ( $\Omega$ )

$I_L$ : συνολικό ρεύμα κινητήρα (A)



Εικόνα 1.6: Χαρακτηριστική καμπύλη φορτίου κινητήρα ξένης διέγερσης (ΘΕΜΕΛΗΣ, 2015)

### 1.3.1.2 Παράλληλης διέγερσης

Οι κινητήρες παράλληλης διέγερσης μοιάζουν σε μεγάλο βαθμό με τους αντίστοιχους ξένης διέγερσης. Η διαφορά τους έγκειται στο γεγονός ότι εδώ ο κλάδος του τυλίγματος διέγερσης είναι συνδεδεμένος παράλληλα με το τύλιγμα τυμπάνου (Μαλατέστας, 2017). Η συνδεσμολογία αυτή επιτάσσει οι τάσεις (οι διαφορές δυναμικού) των δύο τυλιγμάτων να είναι πάντα ίσες. Χάρης σ' αυτήν τη διαπίστωση, ο κινητήρας καταφέρνει να διατηρεί σταθερή ταχύτητα περιστροφής ανεξάρτητα του φορτίου που δέχεται για μεγάλο εύρος φορτίου, καθώς η αύξηση της τάσης στο τύλιγμα τυμπάνου επιφέρει ανάλογη αύξηση και στο τύλιγμα διέγερσης. Έτσι, οι κινητήρες παράλληλης διέγερσης βρίσκουν εφαρμογή σε κατασκευές όπου η σταθερή ταχύτητα περιστροφής είναι επιθυμητή, π.χ. (γεννήτριες) (Μαλατέστας, 2017).

Το ισοδύναμο ηλεκτρικό κύκλωμα ενός κινητήρα συνεχούς ρεύματος, παράλληλης διέγερσης παρουσιάζεται στην επόμενη εικόνα. Το ρεύμα και η τάση του κινητήρα υπολογίζεται από τις σχέσεις που ακολουθούν:

$$I_F = \frac{V_T}{R_F + L_F} \quad (1.4)$$

$$V_T = E_A + R_A \times I_A \quad (1.5)$$

$$I_F + I_A = I_L \quad (1.6)$$

Όπου:  $V_T$ : τάση εισόδου κινητήρα (V)

$E_A$ : επαγόμενη ηλεκτρεγερτική δύναμη (V)

$R_A$ : αντίσταση τυμπάνου κινητήρα ( $\Omega$ )

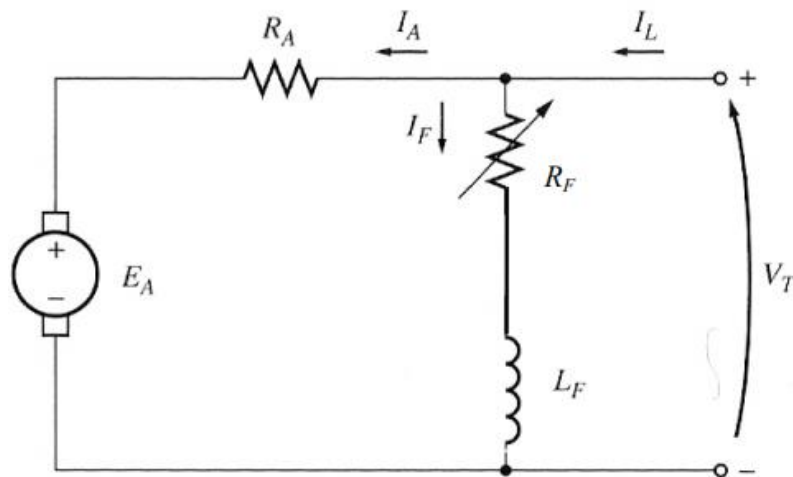
$I_A$ : ρεύμα τυμπάνου κινητήρα (A)

$V_F$ : τάση διέγερσης (V)

$I_F$ : ρεύμα διέγερσης (A)

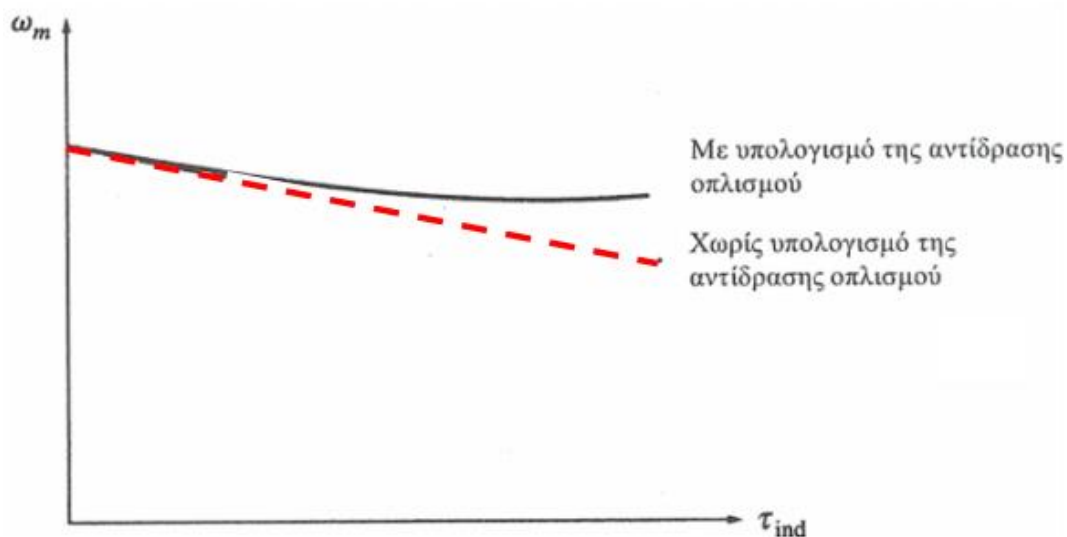
$R_F + L_F$ : αντίσταση διέγερσης ( $\Omega$ )

$I_L$ : συνολικό ρεύμα κινητήρα (A)



Εικόνα 1.7: Ισοδύναμο ηλεκτρικό κύκλωμα ενός κινητήρα συνεχούς ρεύματος, παράλληλης διέγερσης (Μαλατέστας, 2017)

<http://eclass.opencourses.teicm.gr/eclass/>



Εικόνα 1.8: Χαρακτηριστική καμπύλη φορτίου κινητήρα παράλληλης διέγερσης (ΘΕΜΕΛΗΣ, 2015)

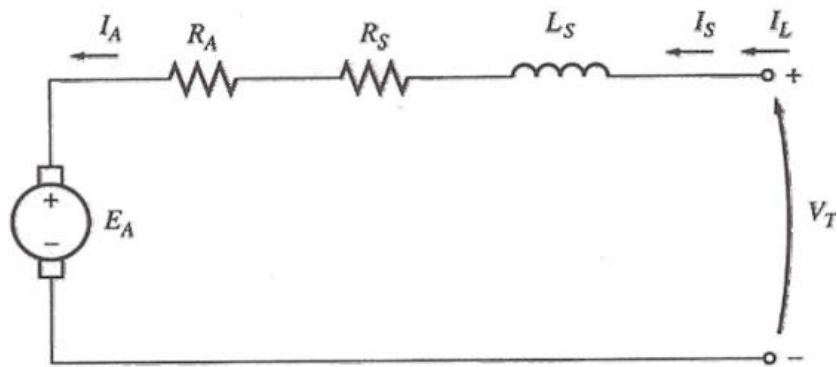
Παρατηρείται πως η χαρακτηριστική καμπύλη φορτίου ταυτίζεται με την αντίστοιχη του κινητήρα ξένης διέγερσης.

### 1.3.1.3 Διέγερση σειράς

Στους κινητήρες αυτούς, το τύλιγμα της διέγερσης είναι συνδεδεμένο σε σειρά με το τύλιγμα τυμπάνου. Έτσι, το ρεύμα διέγερσης δεν μπορεί παρά να ισούται με το ρεύμα τυμπάνου. Το γεγονός αυτό οδηγεί σε αυξημένο ρεύμα διέγερσης, το οποίο είναι ο λόγος που αυτοί οι κινητήρες παρουσιάζουν αυξημένη ροπή ανά μονάδα ρεύματος. Γι' αυτό συνηθίζεται να τοποθετούνται σε κατασκευές όπου ζητείται μεγάλη ροπή, χωρίς την απαίτηση για περιστροφή σε υψηλή ταχύτητα, όπως για παράδειγμα σε ανελκυστήρες και γεραμούς (Μαλατέστας, 2017).



Το ισοδύναμο ηλεκτρικό κύκλωμα ενός κινητήρα συνεχούς ρεύματος, διέγερσης σειράς είναι:



Εικόνα 1.9: Ισοδύναμο ηλεκτρικό κύκλωμα ενός κινητήρα συνεχούς ρεύματος, διέγερσης σειράς (Μαλατέστας, 2017)

Το ρεύμα και η τάση του κινητήρα υπολογίζεται από τις σχέσεις που ακολουθούν:

$$I_F = \frac{V_T}{R_F + L_F} \quad (1.7)$$

$$V_T = E_A + (R_A + R_S + L_S) \times I_A \quad (1.8)$$

$$I_A = I_L \quad (1.9)$$

Όπου:  $V_T$ : τάση εισόδου κινητήρα (V)

$E_A$ : επαγόμενη ηλεκτρεγερτική δύναμη (V)

$R_A$ : αντίσταση τυμπάνου κινητήρα ( $\Omega$ )

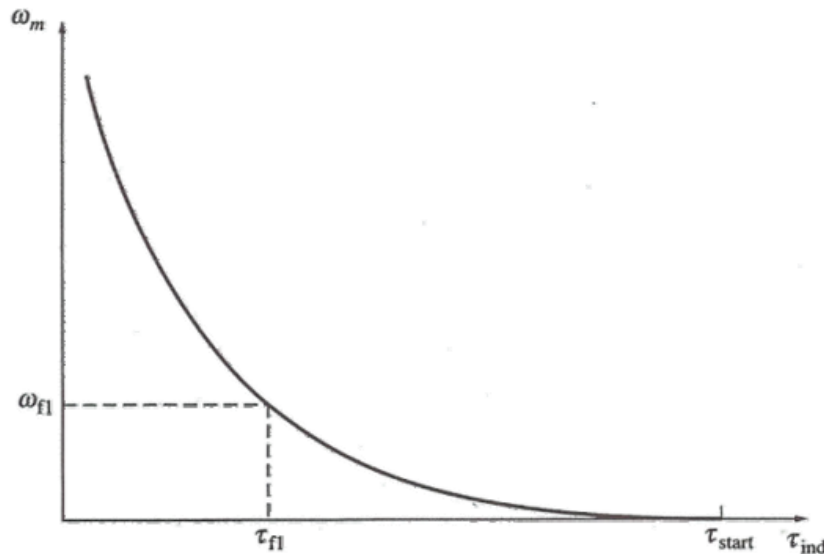
$I_A$ : ρεύμα τυμπάνου κινητήρα (A)

$V_F$ : τάση διέγερσης (V)

$I_F$ : ρεύμα διέγερσης (A)

$R_F + L_F$ : αντίσταση διέγερσης ( $\Omega$ )

$I_L$ : συνολικό ρεύμα κινητήρα (A)



Εικόνα 1.10: Χαρακτηριστική καμπύλη φορτίου κινητήρα διέγερσης σειράς

Απ' τη χαρακτηριστική φαίνεται πως οι κινητήρες με διέγερσης σειράς δεν πρέπει να μένουν δίχως φορτίο στον άξονά τους, διότι η απότομη μείωση του φορτίου θα επιφέρει απότομη αύξηση της ταχύτητας περιστροφής λόγω ροπής.

#### 1.3.1.4 Σύνθετης διέγερσης

Η τελευταία κατηγορία εμπεριέχει τους κινητήρες σύνθετης διέγερσης. Όπως φαίνεται και απ' το ισοδύναμο κύκλωμα, οι κινητήρες σύνθετης διέγερσης προέρχονται από τη σύνθεση των κινητήρων διέγερσης σειρά με τους παράλληλης διέγερσης. Απόρροια αυτού, είναι να συνδυάζουν τα πλεονεκτήματα της μιας με αυτά της άλλης. Μειονέκτημα, αποτελεί η ελαφρώς αυξημένη πολυπλοκότητα που εμφανίζουν (Μαλατέστας, 2017).

Το ισοδύναμο ηλεκτρικό κύκλωμα ενός κινητήρα συνεχούς ρεύματος, σύνθετης διέγερσης παρουσιάζεται στην επόμενη εικόνα.

Το ρεύμα και η τάση του κινητήρα υπολογίζεται από τις σχέσεις που ακολουθούν:

$$I_F = \frac{V_T}{R_F + L_F} \quad (1.10)$$

$$V_T = E_A + (R_A + R_S + L_S) \times I_A \quad (1.11)$$

$$I_A = I_L - I_F \quad (1.12)$$

Όπου:  $V_T$ : τάση εισόδου κινητήρα (V)

$E_A$ : επαγόμενη ηλεκτρεγερτική δύναμη (V)

$R_A$ : αντίσταση τυμπάνου κινητήρα ( $\Omega$ )

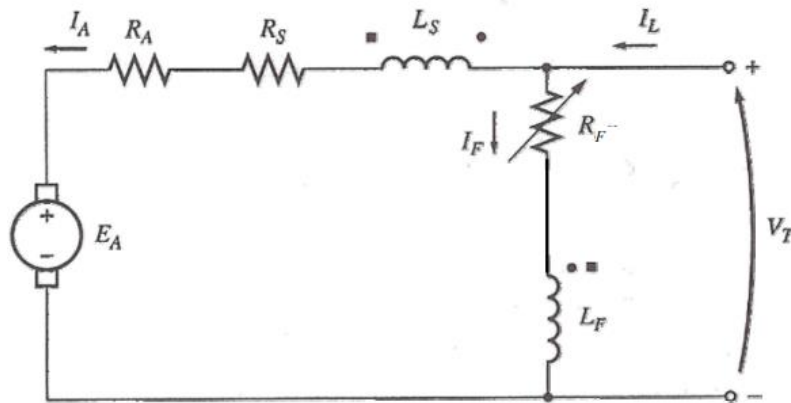
$I_A$ : ρεύμα τυμπάνου κινητήρα (A)

$V_F$ : τάση διέγερσης (V)

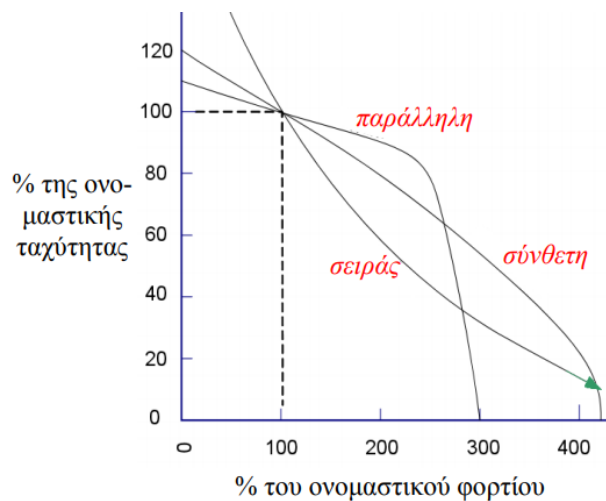
$I_F$ : ρεύμα διέγερσης (A)

$R_F + L_F$ : αντίσταση διέγερσης ( $\Omega$ )

$I_L$ : συνολικό ρεύμα κινητήρα (A)



Εικόνα 1.11: Ισοδύναμο ηλεκτρικό κύκλωμα ενός κινητήρα συνεχούς ρεύματος, σύνθετης διέγερσης (Μαλατέστας, 2017)



Εικόνα 1.12: Σύγκριση χαρακτηριστικών καμπυλών φορτίου

Κάποιες ακόμα απ' τις μαθηματικές σχέσεις που ισχύουν στους κινητήρες συνεχούς ρεύματος είναι οι:

$$E_A = K_A \times \Phi \times n \quad (1.13)$$

Όπου:  $E_A$ : επαγόμενη ηλεκτρεγερτική δύναμη (V)

$n$ : αριθμός στροφών κινητήρα (rpm)

$\Phi$ : μαγνητική ροή στο διάκενο της μηχανής (Wb)

Απ' την παραπάνω σχέση διαπιστώνουμε ότι η ταχύτητα περιστροφής του κινητήρα είναι ανάλογη της επαγόμενης ΗΕΔ, η οποία με τη σειρά της, όπως θα δούμε, είναι ανάλογη της τάσης και του ρεύματος εισόδου. Για την παραγόμενη εσωτερική ροπή ισχύει ότι:

$$T = \frac{E_A \times I_A}{\omega} \quad (1.14)$$

όπου

$T$ : ροπή κινητήρα (Nm)

$\omega$ : γωνιακή ταχύτητα περιστροφής (rad/s)

$E_A$ : επαγόμενη ηλεκτρεγερτική δύναμη (V)

$I_A$ : ρεύμα τυμπάνου κινητήρα (A)

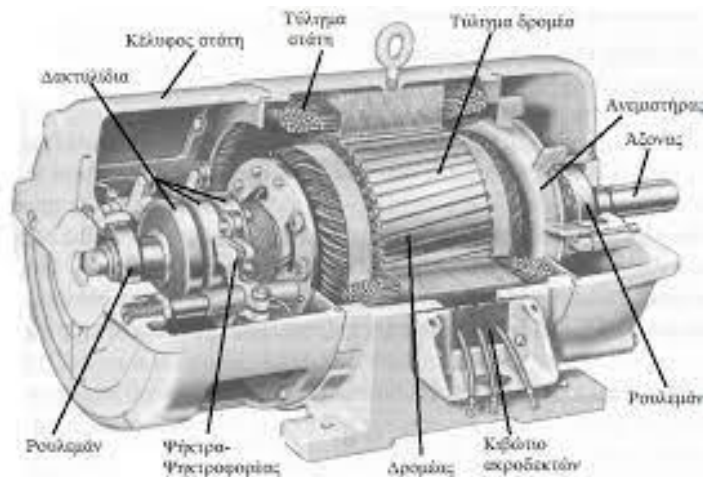
## 1.4 Κινητήρες εναλλασσόμενου ρεύματος

Οι κινητήρες εναλλασσόμενου ρεύματος που εφευρέθηκαν από τον Tesla το 1887 (Espen Skjong, 2015) μπορούν να θεωρηθούν ως οι πιο διαδεδομένοι από κάθε άλλο είδος κινητήρα. Η ευκολία μετασχηματισμού της εναλλασσόμενης τάσης, πριν την έλευση των ηλεκτρονικών ισχύος έδωσε σχεδόν το μονοπώλιο στη χρήση κινητήρων AC έναντι των DC. Οι κινητήρες εναλλασσόμενου ρεύματος διαθέτουν παρόμοια πλεονεκτήματα με τους κινητήρες μόνιμων μαγνητών, ωστόσο είναι πολύ απλούστεροι στην κατασκευή τους δεδομένου ότι υπολείπονται τα ηλεκτρονικά ισχύος που απαιτούνται για τον έλεγχο των κινητήρων μόνιμων μαγνητών. Αυτός είναι ο κύριος λόγος που ακόμα δεν έχουν αντικατασταθεί πλήρως, ιδιαίτερα σε μεγάλα και ρυπαρά περιβάλλοντα, όπου η καταπόνηση από τις συνθήκες λειτουργίας είναι μεγάλη, π.χ. ηλεκτρικοί σιδηρόδρομοι.

Οι κινητήρες και γενικότερα οι μηχανές AC, ανεξάρτητα από το είδος της τάσης που απαιτούν (μονοφασική – τριφασική τάση), δύναται να χωριστούν σε δύο κατηγορίες, ανάλογα με τον τρόπο κατασκευής του δρομέα τους. Έτσι έχουμε τους κινητήρες δακτυλιοφόρου δρομέα και τους κινητήρες βραχυκυκλωμένου δρομέα (επαγωγικοί) (Μαλατέστας, 2017).

### 1.4.1 Κινητήρες δακτυλιοφόρου δρομέα

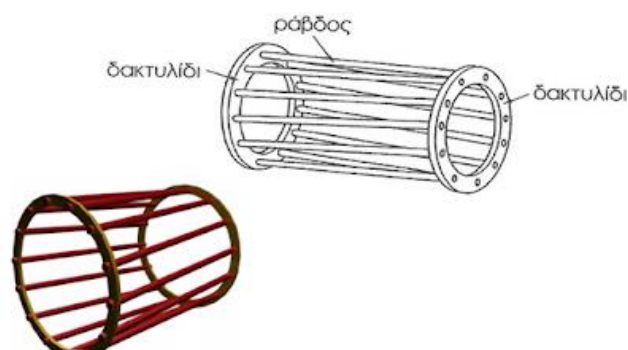
Οι κινητήρες δακτυλιοφόρου δρομέα μοιάζουν σε μεγάλο βαθμό με τους κινητήρες συνεχούς ρεύματος, διότι έχουν τον ίδιο τύπο δρομέα. Κι εδώ, ο δρομέας, που φέρει τα τυλίγματα διέγερσης, φέρει και τον συλλέκτη (δακτυλίδι), οποίος καθώς περιστρέφεται έρχεται σε επαφή με τις ψήκτρες του στάτη λειτουργώντας με τον ίδιο τρόπο όπως και στις μηχανές συνεχούς ρεύματος (Μαλατέστας, 2017). Αντίστοιχα, στον στάτη εδράζονται τα τυλίγματα τυμπάνου, τοποθετημένα γύρω από σιδηρομαγνητικά υλικά προκειμένου να παράγεται το απαραίτητο μαγνητικό πεδίο για την περιστροφή της μηχανής. Ο τρόπος λειτουργίας είναι ίδιος με τις μηχανές συνεχούς ρεύματος, δηλαδή η αλληλεπίδραση των μαγνητικών πεδίων στάτη και δρομέα, παράγει την απαραίτητη ροπή στο διάκενο της μηχανής, προκαλώντας την περιστροφή του άξονά της. Οι κινητήρες αυτοί χαρακτηρίζονται από μεγάλη ευκολία ωστόσο λόγω των ψηκτρών, οι μηχανές αυτές δεν είναι ιδιαίτερα συμφέρουσες ειδικά σε εφαρμογές ηλεκτρικής κίνησης κι έτσι η ανάλυσή τους σταματάει εδώ.



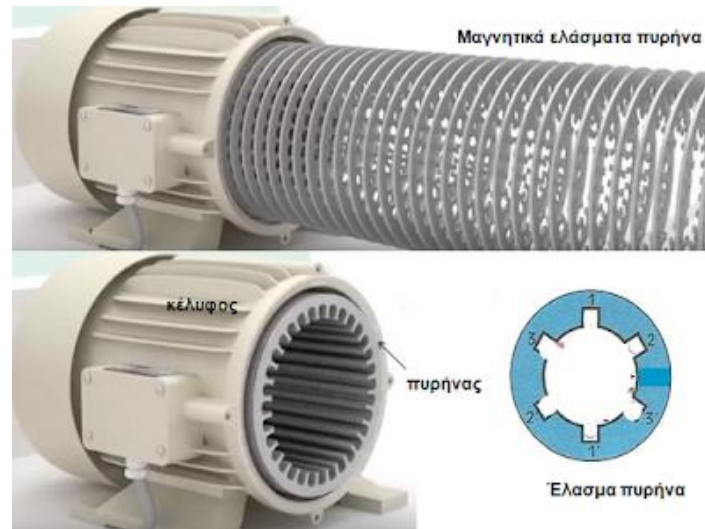
Εικόνα 1.13: Κινητήρας δακτυλιοφόρου δρομέα (Espen Skjong, 2015)

#### 1.4.2 Κινητήρες βραχυκυκλωμένου δρομέα

Ο τρόπος κατασκευής του στάτη παραμένει ίδιος με τους κινητήρες δακτυλιοφόρου δρομέα. Η ουσιαστική διαφοροποίηση βρίσκεται στο δρομέα, τόσο στην κατασκευή του, όσο και στον τρόπο τροφοδοσίας του τυλίγματός του. Εδώ ο δρομέας αποτελείται από παράλληλες ράβδους γύρω από τις οποίες τυλίγεται το τύλιγμα διέγερσης (Μαλατέστας, 2017). Στα δύο άκρα του δρομέα, οι ράβδοι αυτοί βραχυκυκλώνονται μέσω δύο χάλκινων δακτυλιδιών, απ' όπου προέρχεται κι η ονομασία του βραχυκυκλωμένου δρομέα. Έτσι, όταν το τύλιγμα διέγερσης διαρρέεται από ρεύμα, εμφανίζεται μια τάση εξ' επαγωγής στα άκρα των ράβδων. Λόγω χαμηλότερου κατασκευαστικού κόστους και όγκου, οι κινητήρες βραχυκυκλωμένου δρομέα βρίσκονται σε πλεονεκτική θέση όσον αφορά βιομηχανικές εφαρμογές έναντι των προηγούμενων.



Εικόνα 1.14: Ο βραχυκυκλωμένος δρομέας ενός επαγωγικού κινητήρα (oaedhlectrologoi.blogspot.com, 2015)



Εικόνα 1.15: Ο στάτης αποτελείται από πολλά συγκολλημένα μεταξύ τους σιδηρομαγνητικά ελάσματα (oaedhlectrologoi.blogspot.com, 2015)

### 1.4.3 Σύγχρονοι κινητήρες

Οι κινητήρες και γενικότερα οι μηχανές εναλλασσόμενου ρεύματος μπορούν να χαρακτηριστούν σύγχρονες ή ασύγχρονες (Μαλατέστας, 2017). Η κατηγοριοποίηση αυτή δίνεται με βάση τη σχετική ταχύτητα περιστροφής του δρομέα με το μαγνητικό πεδίο του στάτη. Όταν ο πρώτος περιστρέφεται με την ίδια γωνιακή ταχύτητα με το δεύτερο, τότε η μηχανή ονομάζεται σύγχρονη, διαφορετικά όταν οι γωνιακές ταχύτητες των δύο διαφέρουν ονομάζεται ασύγχρονη. Η διαφορά αυτή ονομάζεται ολίσθηση (s) και υπολογίζεται ως:

$$s(\%) = \frac{\omega_s - \omega_r}{\omega_s} \times 100\% = \frac{n_s - n_r}{n_s} \times 100\% \quad (1.15)$$

όπου

$\omega_r$ : η γωνιακή ταχύτητα του δρομέα και

$\omega_s$ : η γωνιακή ταχύτητα του πεδίου του στάτη

Όπως είναι λογικό, στις σύγχρονες μηχανές η ολίσθηση είναι μηδενική.

Η γωνιακή ταχύτητα του πεδίου του στάτη (σύγχρονη ταχύτητα) προκύπτει από τη σχέση:

$$\omega_s = \frac{2\omega}{p} = \frac{2\pi f_1}{p} \quad (1.16),$$

όπου

$f_1$ : η συχνότητα της τάσης τροφοδοσίας σε Hz και

P: ο αριθμός των πόλων της μηχανής.

Συνηθίζεται οι σύγχρονες μηχανές να λειτουργούν ως γεννήτριες, ενώ οι ασύγχρονες ως κινητήρες. Αυτό γίνεται διότι η γεννήτρια είναι επιθυμητό να περιστρέφεται σε σταθερή ταχύτητα προκειμένου να παράγεται τάση σταθερής ενεργού τιμής, ενώ αντίθετα, ένας ηλεκτρικός κινητήρας απαιτείται να διαμορφώνει την ταχύτητά του ανάλογα με τις εκάστοτε

συνθήκες που επικρατούν. Έτσι, καθότι η εργασία πρόκειται να εστιάσει σε ηλεκτρικές μηχανές που λειτουργούν ως κινητήρες, κρίνεται σκόπιμο να παρουσιαστούν μόνο οι ασύγχρονοι κινητήρες

#### 1.4.4 Ασύγχρονοι (επαγωγικοί) κινητήρες εναλλασσόμενου ρεύματος

Οι ασύγχρονοι κινητήρες AC αποτελούν μία φθηνή κι αξιόπιστη λύση για συστήματα ηλεκτροκίνησης. Στην πλειονότητά τους είναι τριφασικοί κι έτσι έχουν τη δυνατότητα να παράγουν μεγάλες ιπποδυνάμεις, χωρίς να δέχονται μεγάλα ρεύματα, γεγονός το οποίο μειώνει αισθητά τη θερμότητα που παράγουν. Έπειτα, όπως προαναφέρθηκε, η ευκολία ελέγχου της εναλλασσόμενης τάσης, έδωσε τη δυνατότητα κατασκευής σχετικά απλών και φθηνών ελεγκτών με αποτέλεσμα την ολοένα κι αυξανόμενη χρήση τους.

Η αρχή λειτουργίας του ασύγχρονου κινητήρα βραχυκυκλωμένου δρομέα έχει ως εξής: καθώς τα τυλίγματα του στάτη είναι τοποθετημένα συμμετρικά στο χώρο, τροφοδοτούμενα από συμμετρική εναλλασσόμενη τάση, δημιουργούν στο διάκενο του κινητήρα ένα περιστρεφόμενο μαγνητικό πεδίο ταχύτητας:

$$n_1 = \frac{120 \times f_1}{P}$$

όπου:

$n_1$ : η ταχύτητα του πεδίου του στάτη,

$f_1$ : η συχνότητα της τάσης τροφοδοσίας και

$P$ : ο αριθμός των πόλων της μηχανής.

Λόγω του μεταβαλλόμενου μαγνητικού πεδίου επάγεται τάση και στο τύλιγμα του δρομέα, η οποία με τη σειρά της δημιουργεί ένα μαγνητικό πεδίο διέγερσης, επίσης στρεφόμενο, με ταχύτητα  $n_2$ . Η αλληλεπίδραση των δύο μαγνητικών πεδίων είναι υπεύθυνη για τη δημιουργία ροπής στο διάκενο της μηχανής με σκοπό την περιστροφή του δρομέα.

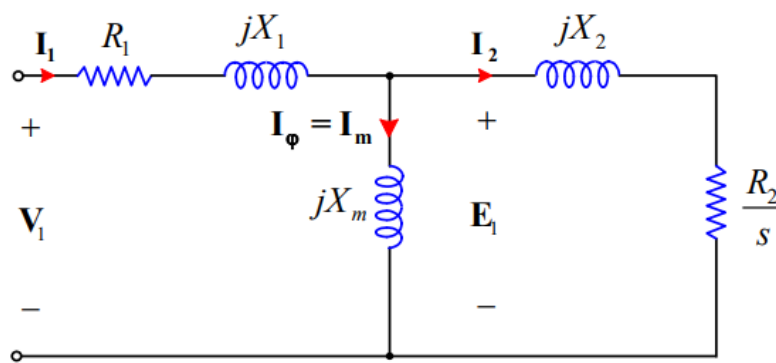
Τέλος, ένα σημαντικό πλεονέκτημα των κινητήρων αυτών έναντι των κινητήρων μόνιμων μαγνητών, είναι ότι εφόσον η διέγερση του κινητήρα προέρχεται από ηλεκτρική πηγή, μπορεί να ελεγχθεί. Αυτό σημαίνει ότι στην περίπτωση χαμηλού μηχανικού φορτίου στον άξονα του κινητήρα, ο τελευταίος έχει τη δυνατότητα υποδιέγερσης, με αποτέλεσμα την αύξηση του βαθμού απόδοσης, εφόσον μειώνονται οι ηλεκτρικές απώλειες στο τύλιγμα διέγερσης (Μαλατέστας, 2017).

Ο έλεγχος της ταχύτητας πραγματοποιείται μέσω της τάσης τροφοδοσίας και πιο συγκεκριμένα της συχνότητας και της ενεργού τιμής αυτής, με τέτοιο τρόπο ώστε ο λόγος  $V/f$  να παραμένει σταθερός. Αυτό είναι επιθυμητό διότι αν τα δύο μεγέθη μεταβάλλονται ασύμμετρα, η δυνατότητα παραγωγής ροπής θα είναι μειωμένη. Ακόμα, ένα σημαντικό χαρακτηριστικό των επαγωγικών κινητήρων είναι ότι για την εκκίνησή τους πολύ συχνά χρησιμοποιείται πυκνωτής, ώστε να μειώνεται το ρεύμα εκκίνησης κι αυτή να πραγματοποιείται ομαλότερα (Μαλατέστας, 2017). Γενικά υπάρχουν διάφορες διατάξεις ελέγχου των επαγωγικών κινητήρων, όπως διανυσματικός έλεγχος προσανατολισμένου πεδίου ή ο άμεσος έλεγχος ροπής, ωστόσο καθότι αυτές οι διατάξεις βρίσκουν ευρύ πεδίο

εφαρμογής και στους κινητήρες μόνιμων μαγνητών, θα παρουσιαστούν αναλυτικά στην πορεία της διπλωματικής.

Ένας τριφασικός κινητήρας πολύ συχνά αναπαρίσταται σε μονοφασική μορφή, ούτως ώστε να γίνεται εύκολα η περιγραφή του με μαθηματικές εξισώσεις. Για να καταστεί αυτό δυνατό λαμβάνεται η παραδοχή πως και οι τρεις φάσεις, τόσο της τροφοδοσίας όσο και του κινητήρα, είναι απολύτως συμμετρικές και παρουσιάζουν τα ίδια ακριβώς μεγέθη. Το ισοδύναμο κύκλωμα ενός επαγωγικού κινητήρα συνηθίζεται να αναπαρίσταται με τα μεγέθη ανηγμένα είτε ως προς τον στάτη, είτε ως προς το δρομέα (Μανιάς, 2017).

Στην Εικόνα 1.16 παρουσιάζεται το ισοδύναμο κύκλωμα μιας φάσης ενός τριφασικού, επαγωγικού κινητήρα ανηγμένο στο τύλιγμα του στάτη.



Εικόνα 1.16: Ισοδύναμο μονοφασικό κύκλωμα ενός τριφασικού, επαγωγικού κινητήρα (Μαλατέστας, 2017)

Η τάση εισόδου της μηχανής είναι της μορφής:  $V_1 = V_{max} \cdot \cos(\omega t)$ ,  $V_2 = V_{max} \cdot \cos(\omega t - 120^\circ)$ ,  $V_3 = V_{max} \cdot \cos(\omega t - 240^\circ)$ , κάνοντας την παραδοχή πως οι τρεις φάσεις είναι πλήρως συμμετρικές και απαλλαγμένες από αρμονικές.

Τα μεγέθη  $R_1$ ,  $X_1$ ,  $V_1$  αναφέρονται το τύλιγμα του στάτη, τα  $R_2$ ,  $X_2$ ,  $E_1$  στο τύλιγμα του δρομέα, ενώ το  $X_m$  στις απώλειες πυρήνα (μηχανικές, δινορευμάτων).

Στις επόμενες εξισώσεις παρουσιάζονται τα βασικά μεγέθη που συνήθως υπολογίζονται στους ασύγχρονους κινητήρες.

Σύγχρονη ταχύτητα στρεφόμενου πεδίου:

$$n_e = \frac{9.55 \times 2 \times \pi \times f}{p} = \frac{60 \times f}{p} \text{ (RPM)} \quad (1.17)$$

Ταχύτητα περιστροφής δρομέα:

$$n_r = n_e \times (1 - s) \text{ (RPM)} \quad (1.18)$$

Ενεργός (rms) τιμή τυλιγμάτων στάτη:

$$V_1 = (R_1 + jX_1) \times I_1 + E_1 \text{ (V)} \quad (1.19)$$

Επαγόμενη Η.Ε.Δ. στα τυλίγματα του δρομέα κατά την κανονική λειτουργία του κινητήρα:

$$E_1 = 4,44 \times K \times f_2 \times \Phi \times n_2 \quad (1.20)$$



Συνολική ισχύς εισόδου που καταναλώνει ο κινητήρας:

$$P_i = 3 \times V_1 \times I_1 \times \cos\varphi \text{ (W)} \quad (1.21)$$

Ισχύς διακένου κινητήρας:

$$P_g = 3 \times I_2^2 \times \frac{R_2}{s} \text{ (W)} \quad (1.22)$$

Ηλεκτρομαγνητική ισχύς κινητήρα:

$$P_e = 3 \times I_2^2 \times \frac{R_2}{s} \times (1 - s) \text{ (W)} \quad (1.23)$$

Ηλεκτρομαγνητική ροπή κινητήρα:

$$T_e = \frac{P_g}{\omega_e} \text{ (Nm)} \quad (1.24)$$

Μηχανική ροπή εξόδου κινητήρα:

$$T_m = \frac{P_m}{\omega_m} \text{ (Nm)} \quad (1.25)$$

Βαθμός απόδοσης κινητήρα:

$$\eta(\%) = \frac{P_m}{P_i} \times 100 \quad (1.26)$$

όπου

P: αριθμός των πόλων του κινητήρα

f<sub>1</sub>: συχνότητα τάσης τροφοδοσίας (Hz)

f<sub>2</sub>: συχνότητα επαγόμενης ΗΕΔ στο δρομέα (Hz)

s: ολίσθηση κινητήρα (%)

R<sub>1</sub> + jX<sub>1</sub>: μιγαδική αντίσταση του στάτη

I<sub>1</sub>: Η rms τιμή του ρεύματος για κάθε τύλιγμα (φάση) στο στάτη (A)

E<sub>1</sub>: Η rms τιμή της τάσης του τυλίγματος δρομέα (κύκλωμα μαγνήτισης) για κάθε φάση (V)

φ: Η διαφορά φάσης μεταξύ τάσης και ρεύματος για κάθε τύλιγμα (φάση) (°)

I<sub>2</sub>: Η rms τιμή του ρεύματος για κάθε τύλιγμα (φάση) στο δρομέα (A)

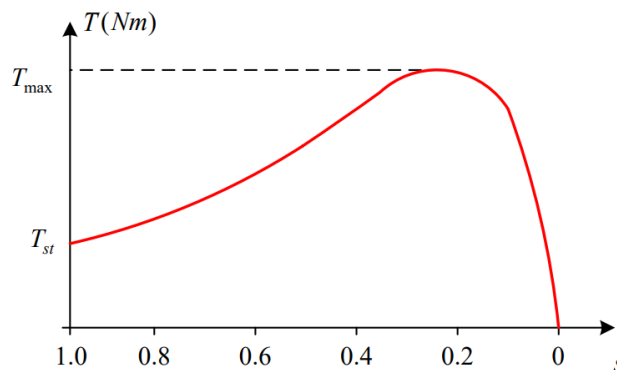
R<sub>2</sub>: Η ισοδύναμη αντίσταση ανά φάση για αναπαράσταση των απωλειών χαλκού στο δρομέα (Ω)

ω<sub>e</sub>: Η σύγχρονη γωνιακή ταχύτητα του στρεφόμενου πεδίου (rad/s)

ω<sub>m</sub>: Η μηχανική σύγχρονη γωνιακή ταχύτητα του κινητήρα (rad/s)

$K$ : κατασκευαστική σταθερά τυλιγμάτων

$\Phi$ : μαγνητική ροή στο διάκενο της μηχανής



Εικόνα 1.17: Χαρακτηριστική καμπύλη φορτίου τριφασικού, επαγωγικού κινητήρα (Μαλατέσας, 2017)

Απ' τη χαρακτηριστική καμπύλη φορτίου φαίνεται πως τα επιθυμητά σημεία λειτουργίας του κινητήρα είναι για τιμές ολίσθησης γύρω στο 20%.

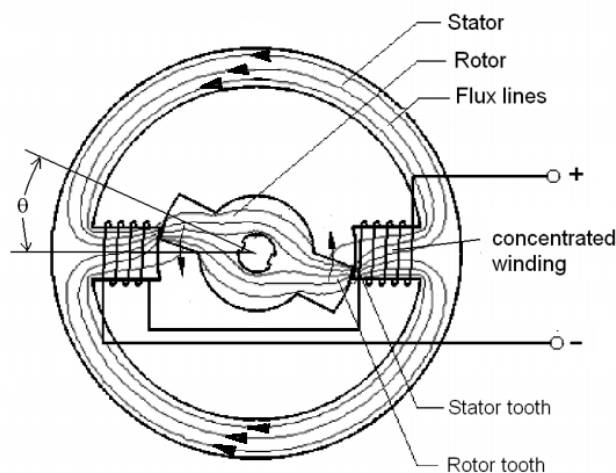
## 1.5 Κινητήρες Μεταβλητής Μαγνητικής Αντίδρασης (Switched Reluctance Motors - SRM)

Οι κινητήρες μεταβλητής μαγνητικής αντίδρασης αποτελούν μια παραλλαγή των επαγωγικών κινητήρων, η οποία δεν χρησιμοποιεί μαγνήτες, ωστόσο απαιτεί ηλεκτρονικά ισχύος για τον αποτελεσματικό έλεγχό τους. Η λειτουργία τους βασίζεται στην ιδιότητα ενός μαγνητικού πεδίου σε σχήμα βρόχου να μένει ανεπηρέαστο από αδύναμα γειτονικά πεδία που βρίσκονται γύρω του. Η ιδιότητα αυτή στη μηχανική ονομάζεται μαγνητική αντίδραση (reluctance). Η λέξη switched (μεταβλητή) παραπέμπει στο γεγονός ότι κατά τη λειτουργία της μηχανής τα μαγνητικά πεδία μεταβαίνουν ανάμεσα σε διαδοχικούς πόλους ούτως ώστε η μηχανή να περιστρέφεται (Roberts, 2014).

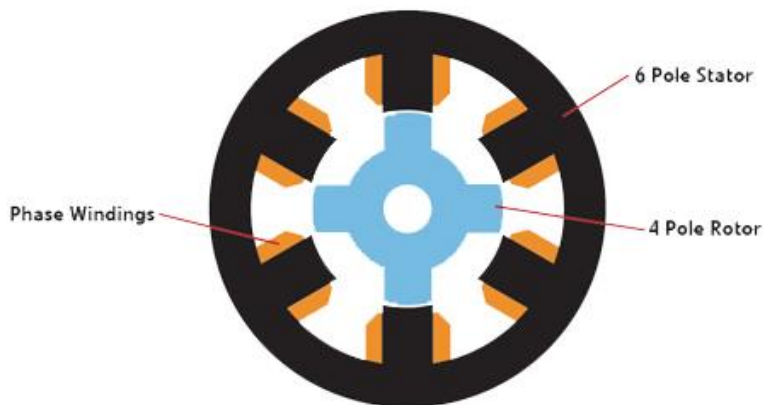
### 1.5.1 Δομή

Η δομή του στάτη στους κινητήρες SRM δεν διαφέρει και πολύ από τους προηγούμενους. Αποτελείται από ζεύγη αντίθετων έκτυπων μαγνητικών πόλων, τοποθετημένοι αντιδιαμετρικά, οι οποίοι ενεργοποιούνται κι απενεργοποιούνται μέσω ηλεκτρικών τυλιγμάτων (ηλεκτρομαγνήτες). Η κύρια διαφορά στη δομή έγκειται στο κομμάτι του δρομέα. Εδώ ο δρομέας είναι κατασκευασμένος κατά ένα μεγάλο ποσοστό από κράματα σιδήρου (π.χ. χάλυβας), χωρίς να έχει τοποθετηθεί σε αυτόν κάποιο ηλεκτρικό τυλίγμα. Εσωτερικά του δρομέα υπάρχουν κάποια τμήματα από μη μαγνητικά υλικά (Μανιάς, 2017). Η τοποθέτηση αυτών γίνεται με σκοπό την αύξηση της απόδοσης του κινητήρα. Η κατασκευή του δρομέα είναι τέτοια ώστε να έχει κάποιες αιχμές (πόλοι), οι οποίοι μπορούν να αλληλοεπιδράσουν με το μαγνητικό πεδίο του στάτη πολύ ευκολότερα από το υπόλοιπο σώμα του δρομέα. Ωστόσο, όπως θα εξηγηθεί στη συνέχεια, το σχήμα του δρομέα δεν πρέπει να

αποκλίνει πολύ από το κυλινδρικό. Επιπλέον, όπως σε κάθε ηλεκτρική μηχανή, έτσι κι εδώ ο δρομέας δεν είναι συμπαγής, αλλά αποτελείται από λεπτά ελάσματα, πάχους 0,2 – 0,5 mm ούτως ώστε να αποφεύγονται οι απώλειες λόγω δινορευμάτων σε αυτόν. Ο στάτης φέρει επάνω του συγκεντρωμένα τυλίγματα, τα οποία συνδέονται σε σειρά μεταξύ τους, ώστε όταν τροφοδοτούνται να σχηματίζονται οι πόλοι του. Τέλος, αξίζει να αναφερθεί πως ένας κινητήρας δύναται να φέρει ίσο μεγαλύτερο αριθμό πόλων στο στάτη από ότι στο δρομέα. Η παρακάτω εικόνα παρουσιάζει τα δομικά χαρακτηριστικά ενός διπολικού κινητήρα μαγνητικής αντίδρασης.

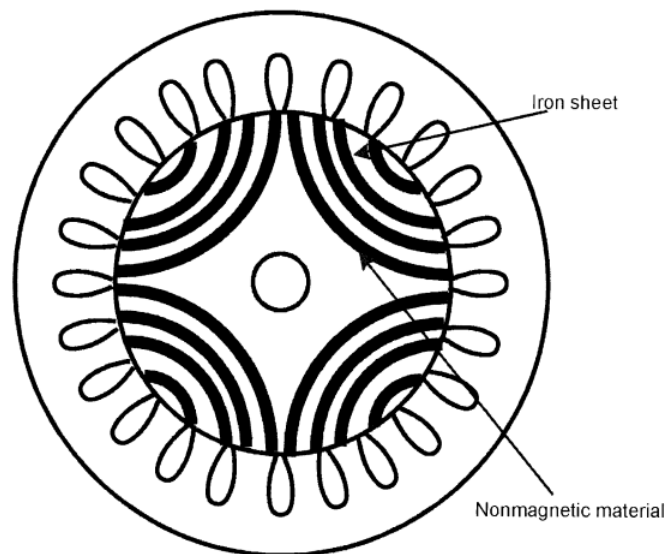


Εικόνα 1.18: Τα δομικά στοιχεία ενός κινητήρα SR (Roberts, 2014)



Εικόνα 1.19: Τριφασικός κινητήρας SR με έξι (6) πόλους στο στάτη και τέσσερις (4) στον δρομέα (COLLINS, How do switched reluctance motors differ from stepper motors?, 2017)

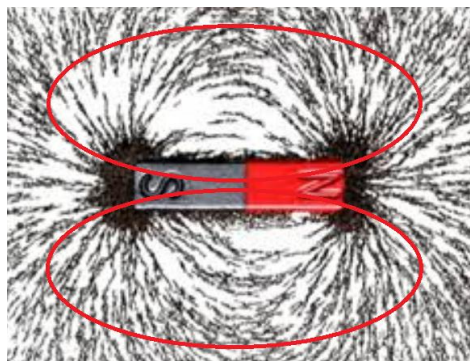
Η διάταξη των SR μηχανών όπου οι πόλοι του δρομέα είναι λιγότεροι από τον στάτη, διασφαλίζει πως πάντα η συνισταμένη των δυνάμεων που δέχεται ο δρομέας από τον στάτη θα είναι διάφορη του μηδενός.



Εικόνα 1.20: Η τοποθέτηση μη μαγνητικών τμημάτων στο δρομέα επιφέρει περαιτέρω μείωση των μαγνητικών απωλειών (Bose, 2002)

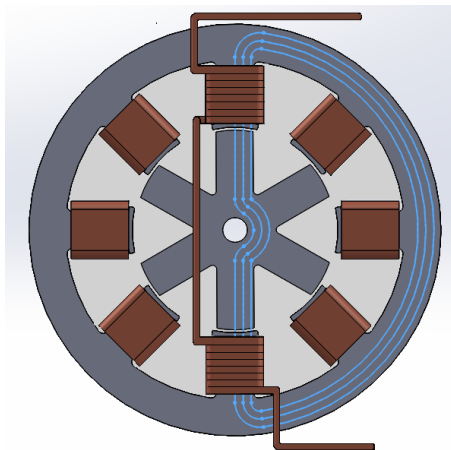
### 1.5.2 Αρχή λειτουργίας

Για να γίνει αντιληπτός ο τρόπος λειτουργίας των κινητήρων κρίνεται απαραίτητο πρωτίστως να γίνει μια μικρή αναφορά στη δομή ενός μαγνητικού πεδίου. Στην παρακάτω εικόνα φαίνεται πως κάθε μαγνήτης φέρει δύο πόλους, το βόρειο (κόκκινο) και το νότιο (γκρι). Οι μαγνητικές γραμμές παρατηρούμε πως πηγαίνουν από τον έναν πόλο στον άλλο. Μάλιστα, με τη χρήση ρινισμάτων σιδήρου, γίνεται φανερό πως κοντά στους πόλους οι δυναμικές γραμμές είναι πολύ πυκνές και αραιώνονται καθώς απομακρυνόμαστε από αυτούς. Έτσι, διαπιστώνουμε πως το μαγνητικό πεδίο γίνεται ισχυρότερο σε μικρή απόσταση από τους πόλους, ενώ πιο μακριά εξασθενεί. Την ιδιότητα αυτή αξιοποιεί ο κινητήρας αυτός προκειμένου να περιστραφεί, βασισμένος στην ενεργοποίηση και απενεργοποίηση κάποιων ηλεκτρομαγνητών συγκεκριμένες χρονικές στιγμές (Μανιάς, 2017).



Εικόνα 1.21: Η χρήση ρινισμάτων σιδήρου είναι ο ευκολότερος τρόπος για τον εντοπισμό ενός μαγνητικού πεδίου (Roberts, 2014)

Όπως ήδη παρουσιάστηκε, ο κινητήρας έχει τοποθετημένους στον στάτη, ζευγάρια αντίθετων πόλων, αντιδιαμετρικά τοποθετημένους, ενώ ένας ηλεκτρονικός ελεγκτής είναι υπεύθυνος για την ενεργοποίηση των πόλων αυτών διαδοχικά. Με τον τρόπο αυτό, και χάρη στο σχήμα (αιχμές) του δρομέα, όταν οι απέναντι πόλοι του στάτη ενεργοποιούνται διαδοχικά σε ένα κυκλικό μοτίβο, ο κινητήρας μπορεί να αρχίσει να περιστρέφεται. Αυτό οφείλεται στο γεγονός ότι το μαγνητικό πεδίο είναι πολύ ισχυρό στις άκρες ενός μαγνήτη κι έτσι ο δρομέας μπορεί και υπερνικά τις δυνάμεις που δέχεται από γειτονικούς πόλους. Ακόμα, γίνεται φανερό πως οι κινητήρες αυτοί έχουν την δυνατότητα να εκκίνησης δίχως κάποια εξωτερική ώθηση (είτε μηχανική, είτε ηλεκτρική). Τέλος, παρατηρείται ότι η ταχύτητα περιστροφής των μαγνητικών πεδίων στάτη και δρομέα είναι ίση, γι' αυτό και οι κινητήρες αυτοί χαρακτηρίζονται ως σύγχρονοι.



Εικόνα 1.22: Τύλιγμα κινητήρα SR (Roberts, 2014)

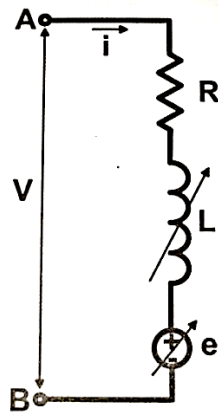
Αυτός ο τρόπος λειτουργίας κάνει τους κινητήρες SRM να λειτουργούν αποδοτικά και με σχετικά χαμηλή θερμοκρασία, καθώς η διαδοχική ενεργοποίηση των μαγνητικών πόλων οδηγεί στη δημιουργία λιγότερων δινορευμάτων, απ' ότι στην περίπτωση της συνεχούς αντιστροφής του μαγνητικού πεδίου. Ακόμα, το γεγονός πως οι φάσεις είναι ανεξάρτητες μεταξύ τους, οδηγεί σε αυξημένη αξιοπιστία από τυχαία σφάλματα, καθώς αν συμβεί ένα σφάλμα σε κάποια, αυτό δεν πρόκειται να επηρεάσει τις υπόλοιπες, συνεχίζοντας απρόσκοπτα τη λειτουργία του κινητήρα. Τέλος, όπως γίνεται αντιληπτό η αύξηση του αριθμού των πόλων οδηγεί στη μείωση της κυμάτωσης που εμφανίζει η ροπή. Το τίμημα είναι ο αυξημένος θόρυβος που παράγεται από το ηλεκτρονικό κύκλωμα ελέγχου καθώς οι παραπάνω πόλοι απαιτούν πολυπλοκότερο έλεγχο. Οι κινητήρες SR χάρη στα πλεονεκτήματα που εμφανίζουν έχουν γίνει ιδιαίτερα δημοφιλείς. Χαρακτηριστικό παράδειγμα της ανόδου τους είναι η τοποθέτησή τους σε ηλεκτρικά αυτοκίνητα επιδόσεων, όπως το Tesla model 3 (Roberts, 2014), (Sebastian, 1997).

Ολοκληρώνοντας την περιγραφή των κινητήρων SRM διαπιστώνουμε πως η έλλειψη τυλίγματος διέγερσης οδηγεί σε έναν αποδοτικότερο κινητήρα έναντι των υπολοίπων που έχουν αναφερθεί, ενώ ταυτόχρονα η απλή τους κατασκευή και η χρήση χάλυβα αντί για ΠΑΔΑ, Τμήμα Η&ΗΜ, Διπλωματική Εργασία, Ντούνης Αντώνιος

ισχυρούς μαγνήτες στο δρομέα συνεπάγεται χαμηλότερο κόστος κατασκευής κάνοντάς τους έναν άξιο αντίπαλο των κινητήρων μόνιμων μαγνητών.

### 1.5.3 Μαθηματική ανάλυση κινητήρα μεταβλητής αντίδρασης

Κι εδώ για τη μαθηματική ανάλυση του κινητήρα χρησιμοποιείται το ηλεκτρικό ισοδύναμο κύκλωμα της μιας φάσης, που είναι το παρακάτω (Μανιάς, 2017):



Εικόνα 1.23: Ηλεκτρικό ισοδύναμο κύκλωμα μιας φάσης

Σημειώνεται ότι στις σχέσεις που ακολουθούν οι όροι εμφανίζονται με μικρά γράμματα, διότι αναφέρονται σε στιγμιαία μεγέθη, τα οποία εξαρτώνται άμεσα από το χρόνο.

Στιγμιαία RMS τιμή τάσης για κάθε φάση:  $v = R \times i + L \times \frac{di}{dt} + \omega_m \times i \times \frac{dL}{d\theta}$  (V) (1.27).

Στιγμιαία Α.Η.Ε.Δ. του κινητήρα:  $e = \omega_m \times i \times \frac{dL}{d\theta}$  (V) (1.28).

Στιγμιαία καταναλισκόμενη ηλεκτρική ισχύς ανά φάση:  $v \times i = R \times i^2 + i \times L \times \frac{di}{dt} + \omega_m \times i^2 \times \frac{dL}{d\theta}$  (W) (1.29).

Στιγμιαία αποθηκευμένη μαγνητική ισχύς:  $\frac{d}{dt} \left( \frac{1}{2} \times L \times i^2 \right) = i \times L \times \frac{di}{dt} + \frac{1}{2} \times \omega_m \times i^2 \times \frac{dL}{d\theta}$  (Wb) (1.30).

Στιγμιαία μηχανική ισχύς:  $p = \omega_m \times T_e = v \times i - \frac{d}{dt} \left( \frac{1}{2} \times L \times i^2 \right) = \frac{1}{2} \times \omega_m \times i^2 \times \frac{dL}{d\theta}$  (W) (1.31).

Στιγμιαία ηλεκτρομαγνητική ροπή:  $T_e = \frac{1}{2} \times i^2 \times \frac{dL}{d\theta}$  (Nm) (1.32).

όπου

$R$ : ωμική αντίσταση τυλίγματος ανά φάση (Ω)

$i$ : στιγμιαία ένταση ρεύματος τυλίγματος (A)

$L$ : επαγωγική αντίσταση τυλίγματος ανά φάση (H)

$\frac{dL}{d\theta}$ : κλίση της κυματομορφής της επαγωγής του τυλίγματος

$\omega_m$ : στιγμιαία γωνιακή μηχανική ταχύτητα περιστροφής (RPM)

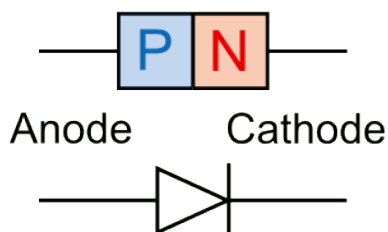
## 2 ΚΕΦΑΛΑΙΟ 2<sup>ο</sup> : Εισαγωγή στους Διακόπτες Ισχύος & στους Μετατροπείς

### 2.1 Διακόπτες Ισχύος

Στο κεφάλαιο που ακολουθεί θα αφιερώνεται ουσιαστικά στο δομικά στοιχεία των συστημάτων ελέγχου των ηλεκτρικών κινητήρων. Συγκεκριμένα, γίνεται λόγος για τους μετατροπείς ηλεκτρικής τάσης, καθώς επίσης και για τα βασικότερα ηλεκτρονικά στοιχεία από τα οποία απαρτίζονται.

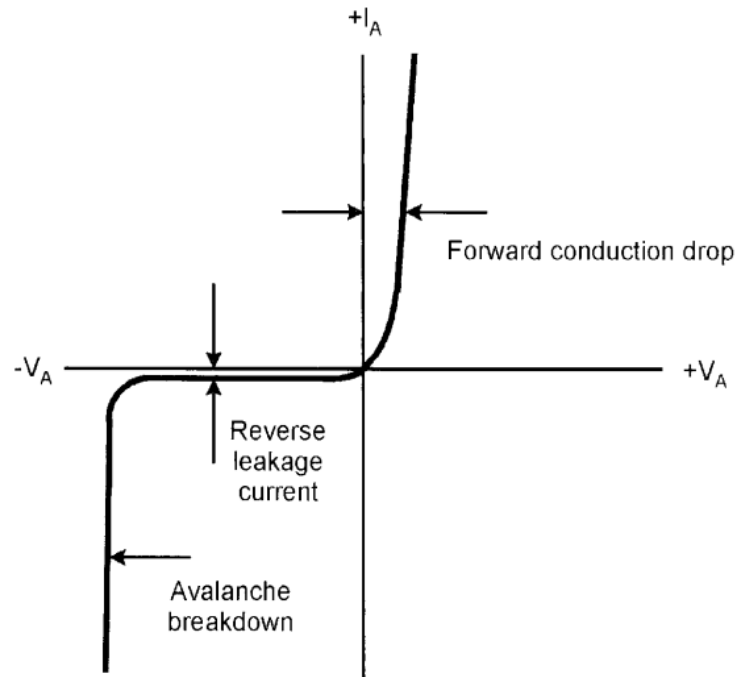
#### 2.1.1 Δίοδος Ισχύος

Η δίοδος αποτελεί τον απλούστερο τύπο ηλεκτρονικού εξαρτήματος. Είναι ένας διπολικός ημιαγωγός τύπου (P – N). Στην περιοχή P (Positive) είναι συγκεντρωμένοι θετικοί φορείς, ενώ στην N (Negative) αρνητικοί. Ως εκ τούτου η ροή ρεύματος είναι δυνατή μόνο προς την κατεύθυνση, από P προς N, γι' αυτό και η περιοχή P ονομάζεται κι ως άνοδος, ενώ η N κάθοδος (Bates, 2017). Για να ξεκινήσει η δίοδος να άγει θα πρέπει εκτός της ορθής πολικότητας, η τάση στα άκρα της να είναι μεγαλύτερη από την τάση κατωφλίου  $V_K$ , η οποία συνήθως κυμαίνεται στα 0.7 V. Αν η τάση που εφαρμοστεί στα άκρα της έχει αντίθετη πολικότητα, τότε η δίοδος λειτουργεί ως διακόπτης σε κατάσταση OFF, αποτρέποντας τη ροή ρεύματος. Η μέγιστη ανάστροφη τάση που μπορεί να δεχτεί η δίοδος χωρίς να καταστραφεί, ονομάζεται αρνητική τάση κατάρρευσης  $V_{BR}$ .



Εικόνα 2.1: Το ηλεκτρονικό σύμβολο της διόδου (Gualtieri, 2014)





Εικόνα 2.2: Χαρακτηριστική καμπύλη τάσης – ρεύματος διόδου (Bose, 2002)

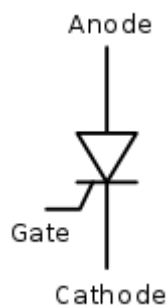
$V_{BR}$   $V_K$

## 2.1.2 Θυρίστορ

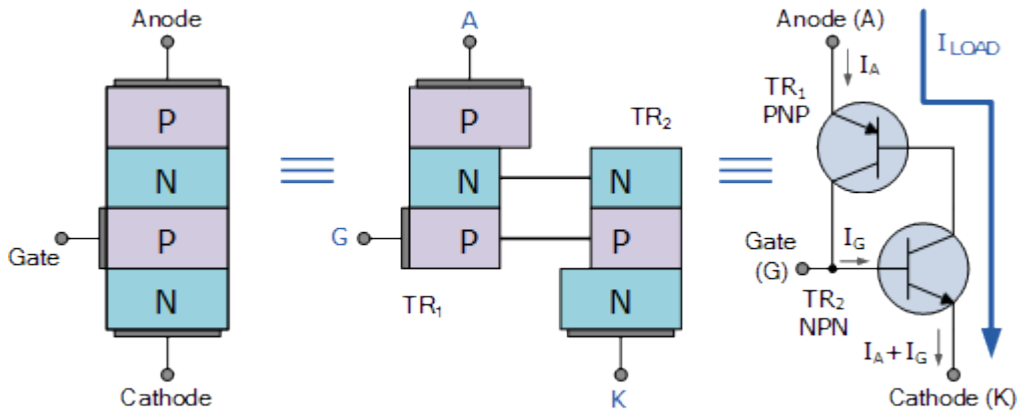
Το θυρίστορ είναι ένα ηλεκτρονικό εξάρτημα και κατατάσσεται στην κατηγορία των ημιελεγχόμενων ανορθωτών. Χρησιμοποιείται ευρέως στα ηλεκτρονικά κυκλώματα, καθώς η κατασκευή του επιτρέπει τον έλεγχο του ρεύματος με ηλεκτρονικό τρόπο.

### 2.1.2.1 Ημιελεγχόμενος ανορθωτής πυριτίου - SCR (Silicon Controlled Rectifier)

Το θυρίστορ αποτελεί μία παραλλαγή της διόδου, το οποίο εμπεριέχει τέσσερα στρώματα ημιαγωγών (πυριτίου – γερμανίου), με σειρά P – N – P – N, εμφανίζοντας κι έναν τρίτο ακροδέκτη, την πύλη (Gate) (Μανιάς, 2017). Στην πραγματικότητα ένα θυρίστορ μπορεί να δημιουργηθεί ότι ενωθούν δύο τρανζίστορ σύμφωνα με το παρακάτω σχήμα.

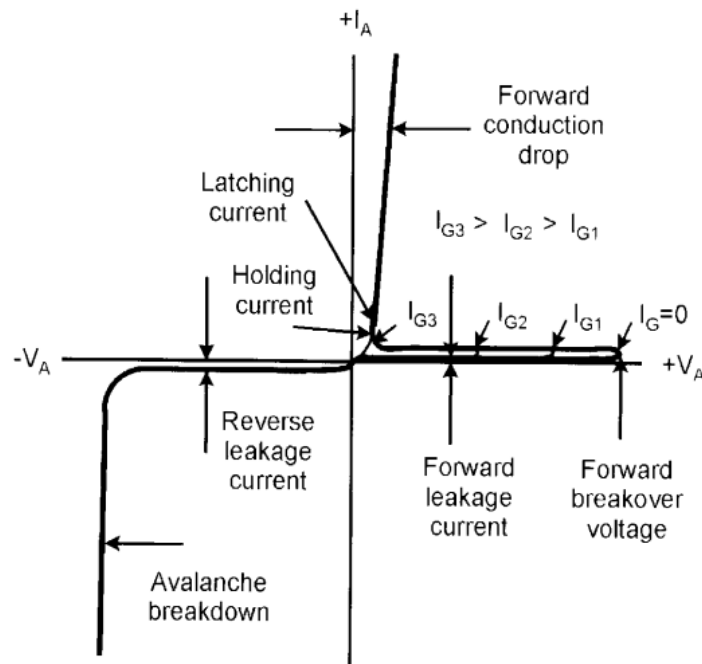


Εικόνα 2.3: Το ηλεκτρονικό σύμβολο του θυρίστορ (wikipedia)



Εικόνα 2.4: Το θυρίστορ δημιουργείται από την ένωση δύο διπολικών τρανζίστορς PNP & NPN (Electronics - Tutorials)

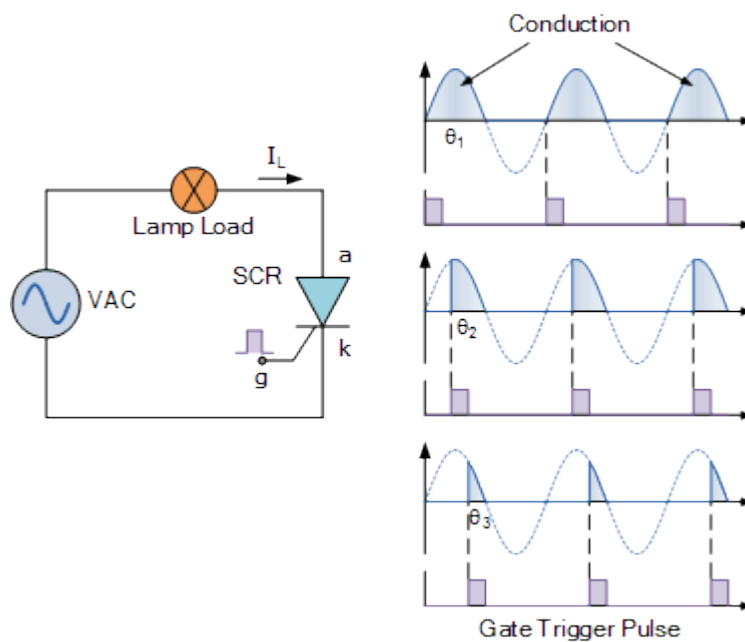
Η λειτουργία του είναι ίδια με της διόδου, ωστόσο χάρη στην πύλη είναι δυνατό να ελεγχθεί. Μόλις η πύλη δεχτεί έναν παλμό επαρκούς τάσης κι ενώ εφαρμόζεται στα άκρα του η σωστή διαφορά δυναμικού ( $V_K$ ), τότε ο ημιαγωγός θα τεθεί σε κατάσταση ON και θα αρχίσει να άγει. Η αποκοπή θα επέλθει μόνο αν η τάση στα άκρα του πέσει χαμηλότερα από την τάση κατωφλίου ( $V_K$ ). Κι εδώ υπάρχει όριο στη μέγιστη ανάστροφη τάση ( $V_{BR}$ ) που μπορεί ο ημιαγωγός να δεχτεί στα άκρα του χωρίς να καταστραφεί.



Εικόνα 2.5:Χαρακτηριστική καμπύλη τάσης – ρεύματος θυρίστορ (Bose, 2002)

$V_{BR}$   $V_K$   $I_G$

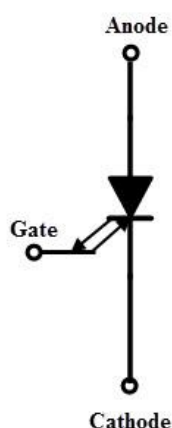
Από τις γραφικές που ακολουθούν εύκολα γίνεται κατανοητή η λειτουργία του θυρίστορ ως ημieleγχόμενος διακόπτης. Στην 1<sup>η</sup> φαίνεται η εναλλασσόμενη τάση της πηγής, η οποία στη συνέχεια λόγω του παλμού έναυσης του θυρίστορ, ανορθώνεται και ψαλιδίζεται στην επιθυμητή τιμή (3<sup>η</sup> και 5<sup>η</sup> γραφική).



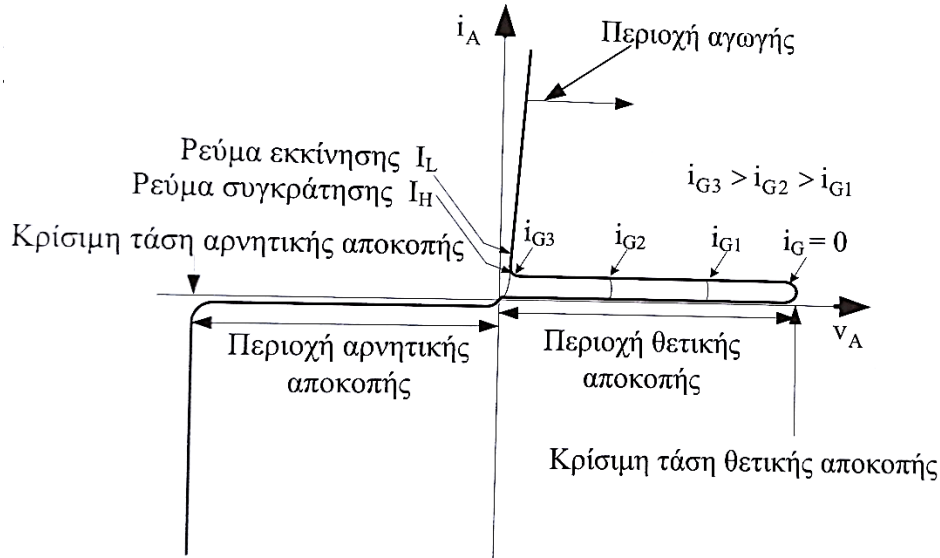
Εικόνα 2.6: Γραφική V - t θυρίστορ (Electronics - Tutorials)

### 2.1.2.2 Θυρίστορ με αποκοπή στην πύλη - GTO (Gate Turn Off – Thyristor)

Τα GTOs είναι θυρίστορς στα οποία η λειτουργία της πύλης αντιστρέφεται. Αυτό σημαίνει πως, όσο το θυρίστορ βρίσκεται εντός του επιθυμητού δυναμικού λειτουργεί ως αγωγός. Για να βρεθεί σε κατάσταση αποκοπής θα πρέπει είτε να μειωθεί η τάση στα άκρα του κάτω από την τάση κατωφλίου, είτε να εφαρμοσθεί ένας θετικός παλμός τάσης μεταξύ της πύλης και της καθόδου του (Μανιάς, 2017).



Εικόνα 2.7: Το ηλεκτρονικό σύμβολο του GTO (Electronics Hub)



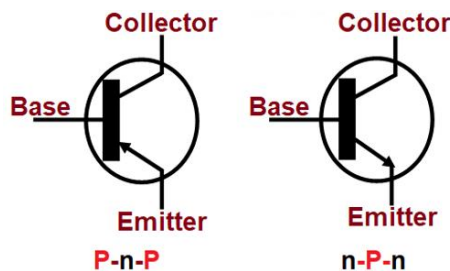
Εικόνα 2.8: Χαρακτηριστική καμπύλη τάσης – ρεύματος GTO (Μανιάς, 2017)

### 2.1.3 Τρανζίστορ

Το τρανζίστορ είναι ένα ηλεκτρονικό στοιχείο το οποίο κατατάσσεται στην κατηγορία των ημιαγωγών στερεάς κατάστασης. Η ανακάλυψή του άνοιξε ένα ευρύ φάσμα εφαρμογών, καθώς οι ικανότητές του είναι από ενίσχυση τάσης ή/και ρεύματος, μέχρι κι η διαμόρφωση συχνότητας, ενώ ταυτόχρονα μπορεί να αντικαταστήσει τη λειτουργία ενός διακόπτη ηλεκτρονικά ελεγχόμενου. Ανάλογα την εφαρμογή, τα τρανζίστορ συναντώνται είτε ως μεμονωμένα ηλεκτρονικά εξαρτήματα είτε ως τμήματα ενός ολοκληρωμένου κυκλώματος.

#### 2.1.3.1 Τρανζίστορ επαφής - BJT (Bipolar Junction Transistor)

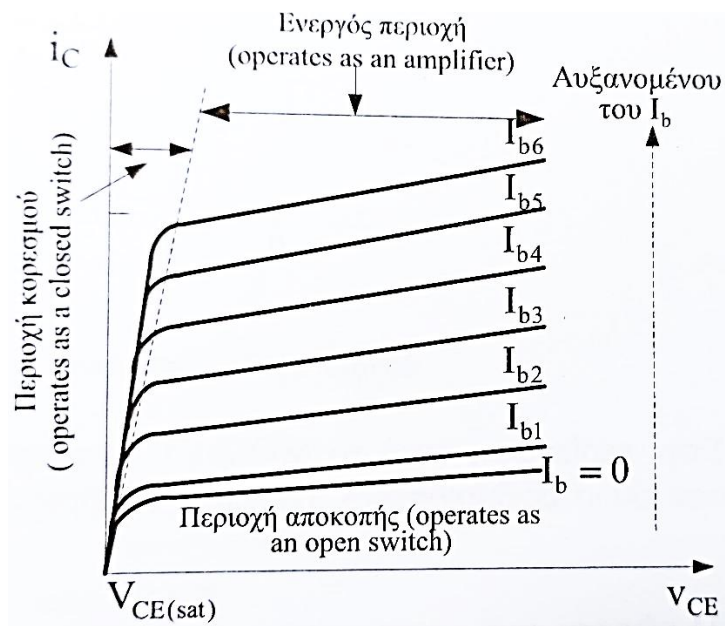
Τα τρανζίστορ επαφής αποτελούν τα πιο συνηθισμένης μορφής τρανζίστορ που χρησιμοποιούνται ευρέως σε ηλεκτρονικούς ενισχυτές. Κατασκευάζονται από τρία επίπεδα ημιαγωγών δημιουργώντας είτε ένα τρανζίστορ PNP, είτε ένα τρανζίστορ NPN, ανάλογα πώς είναι τοποθετημένα τα επιμέρους στρώματα. Σε κάθε περίπτωση, το τρανζίστορ φέρει τρεις ακροδέκτες, τον εκπομπό (Emitter – E), τη βάση (Base – B) και το συλλέκτη (Collector – C) (Bates, 2017).



Εικόνα 2.9: Αναπαράσταση PNP και NPN τρανζίστορ (Components101, 2020)

Τα διπολικά τρανζίστορς επαφής έχουν την ιδιότητα να λειτουργήσουν είτε ως ηλεκτρονικοί διακόπτες, είτε ως ενισχυτές χαμηλών ρευμάτων. Η λειτουργία τους εξαρτάται άμεσα από περιοχή λειτουργίας που βρίσκεται το τρανζίστορ κάθε στιγμή.

Ο τρόπος λειτουργίας ενός NPN τρανζίστορ έχει ως εξής: ο εκπομπός φέρει συνεχώς περίσσεια ελεύθερων ηλεκτρονίων. Μόλις εφαρμοστεί θετική τάση μεταξύ βάσης και εκπομπού, και δημιουργηθεί η απαιτούμενη ένταση ρεύματος  $I_b$ , τα ηλεκτρόνια κινούνται προς το συλλέκτη. Όσο υψηλότερη είναι η διαφορά δυναμικού, τόσο περισσότερα ηλεκτρόνια θα μετακινηθούν. Με αυτόν τον τρόπο το τρανζίστορ λειτουργεί ως ενισχυτής, καθώς μέσω μιας χαμηλής τάσης, καταφέρνει να οδηγήσει μία ισχυρότερη. Στην περίπτωση που, η τάση στη βάση του είναι χαμηλότερη από της απαιτούμενη ούτως ώστε να τεθεί το τρανζίστορ σε κατάσταση αγωγής, τότε αυτό λειτουργεί ως διακόπτης σε κατάσταση OFF, ενώ αν ξεπεράσει μία συγκεκριμένη τιμή το τρανζίστορ έρχεται σε κορεσμό λειτουργώντας πλέον ως διακόπτης σε κατάσταση ON. Έτσι, δημιουργούνται τρεις περιοχές λειτουργίας που φαίνονται στο παρακάτω σχήμα (Bates, 2017).



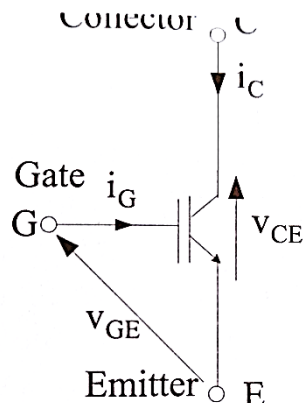
Εικόνα 2.10: Χαρακτηριστική καμπύλη BJT (Μανιάς, 2017)

Όταν λειτουργούν ως ενισχυτές πολύ συχνά συνδυάζονται με ισχυρότερους διακόπτες όπως MosFets ή ηλεκτρονόμους, προκειμένου τα τελευταία να καταφέρουν να ελεγχθούν από χαμηλά ρεύματα, πχ ενός αισθητήρα.

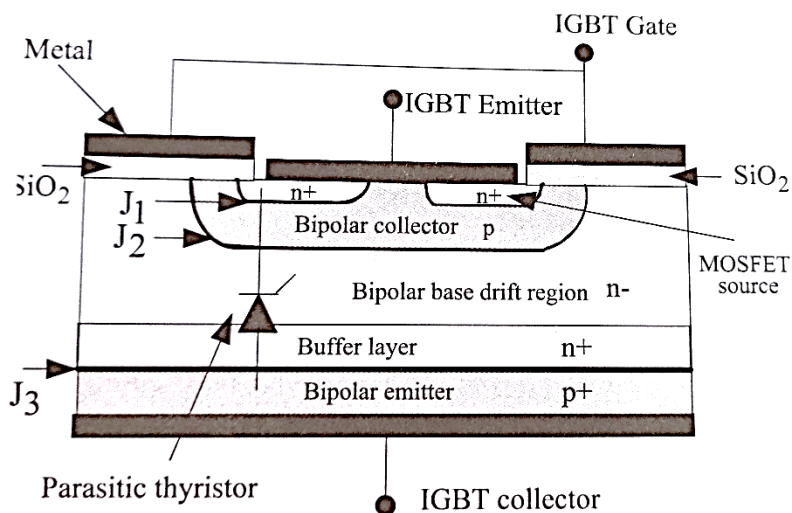
### 2.1.3.2 Διπολικό τρανζίστορ με απομονωμένη βάση – IGBT (Insulated Gate Bipolar Transistor)

Τα IGBT προήλθαν από την ανάγκη να συνδυαστούν τα ηλεκτρικά χαρακτηριστικά των BJT με αυτά των Mosfets. Έτσι, καταφέρνουν να οδηγήσουν φορτία που απαιτούν ισχυρά

ρεύματα και υψηλές διακοπτικές συχνότητες ταυτόχρονα. Η λειτουργία του είναι παρόμοια με αυτή ενός MosFet, δηλαδή, μέσω της τάσης  $V_{GE}$  μεταξύ πύλης (Gate) και εκπομπού (Emitter) ελέγχεται η ροή ρεύματος του IGBT που εμφανίζεται από τον εκπομπού προς το συλλέκτη (Collector) (Μανιάς, 2017).

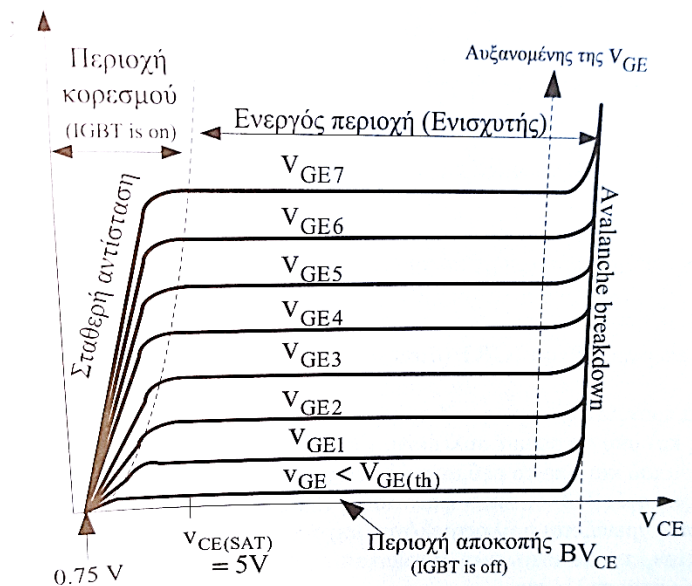


Εικόνα 2.11: Το ηλεκτρονικό σύμβολο του IGBT (Μανιάς, 2017)



Εικόνα 2.12: Δομή ενός IGBT (Μανιάς, 2017)

Από τη δομή ενός IGBT γίνεται αντιληπτό πως αυτό είναι σε θέση να συνδυάσει τα χαρακτηριστικά ενός BJT με 'κείνα ενός MOSFET, ενώ η χαρακτηριστική καμπύλη επιβεβαιώνει το γεγονός πως και το IGBT μπορεί να λειτουργήσει στις γνώριμες περιοχές λειτουργίας.

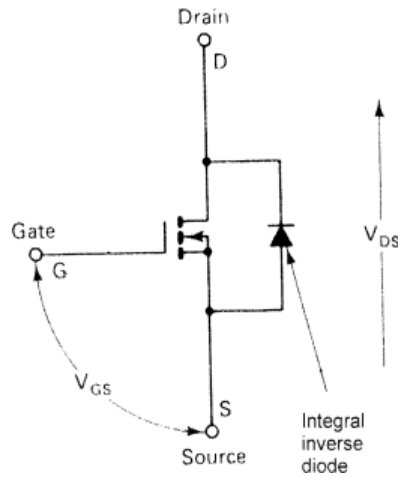


Εικόνα 2.13: Χαρακτηριστική καμπύλη IGBT (Μανιάς, 2017)

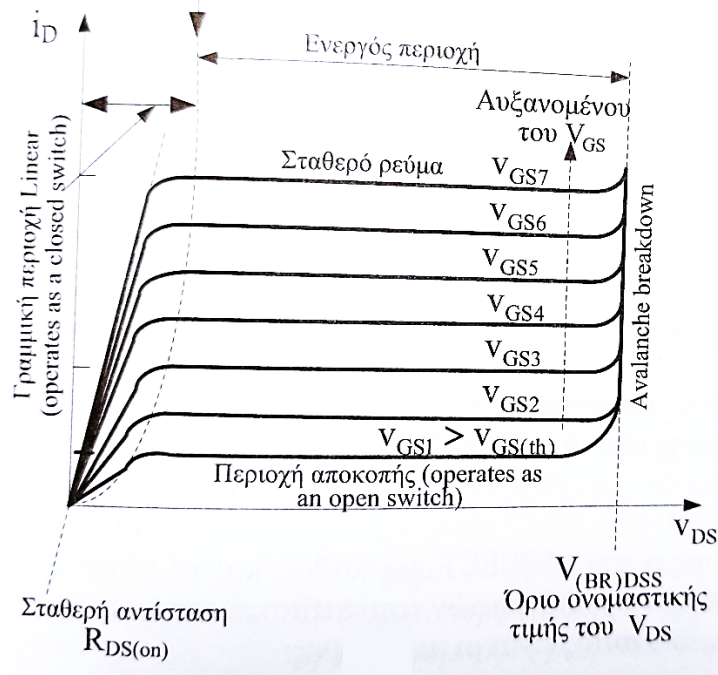
### 2.1.3.3 Τρανζίστορ επίδρασης πεδίου – MOSFET (Metal Oxide Semiconductor Field Effect Transistor)

Σε πολλές εφαρμογές, όπου απαιτείται οδήγηση ισχυρών ρευμάτων, η χρησιμοποίηση μηχανικών διακοπών (ηλεκτρονόμων) είναι αδύνατη κυρίως λόγω του μεγάλου χρόνου απόκρισης. Ένας ηλεκτρονόμος δύσκολα μπορεί να λειτουργήσει σε συχνότητα μεγαλύτερη των 50Hz. Έτσι, αναπτύχθηκαν ειδικά τρανζίστορς ισχύος τα οποία συνδυάζουν την γρήγορη απόκριση των κλασικών τρανζίστορς με την αποτελεσματική οδήγηση υψηλών ρευμάτων των ηλεκτρονόμων. τα συνηθέστερα εξ' αυτών είναι τα MOSFETs, τα οποία ανήκουν στην ευρύτερη κατηγορία των τρανζίστορ πεδίου (Bates, 2017).

Ο τρόπος λειτουργίας των MOSFETs είναι παρόμοιος με των BJT. Η βασική τους διαφορά έγκειται στο ότι τα πρώτα ελέγχονται μέσω τάσης κι όχι μέσω ρεύματος. Η τάση ελέγχου εφαρμόζεται μεταξύ της πηγής (Source) και της πύλης (Gate), η οποία τελικά μεταφέρεται μεταξύ πηγής και υποδοχής (Drain). Λόγω των ιδιοτήτων τους, πχ μεγάλη αντίσταση εισόδου, τα Mosfets συνηθίζεται να λειτουργούν μόνο ως διακόπτες ισχύος κι όχι ως ενισχυτές, ενώ η σχεδόν οριζόντια κλίση που παρουσιάζεται τη χαρακτηριστική τους, τα κάνει καλύτερες πηγές σταθερού ρεύματος έναντι των BJT (Μανιάς, 2017). Τέλος, επειδή τα MOSFETs καλούνται να διαχειριστούν ισχυρά ρεύματα χρειάζεται συχνά να χρησιμοποιούνται μαζί με παθητική ψήκτρα ή ακόμα και με ενεργητική (πχ ανεμιστήρας).



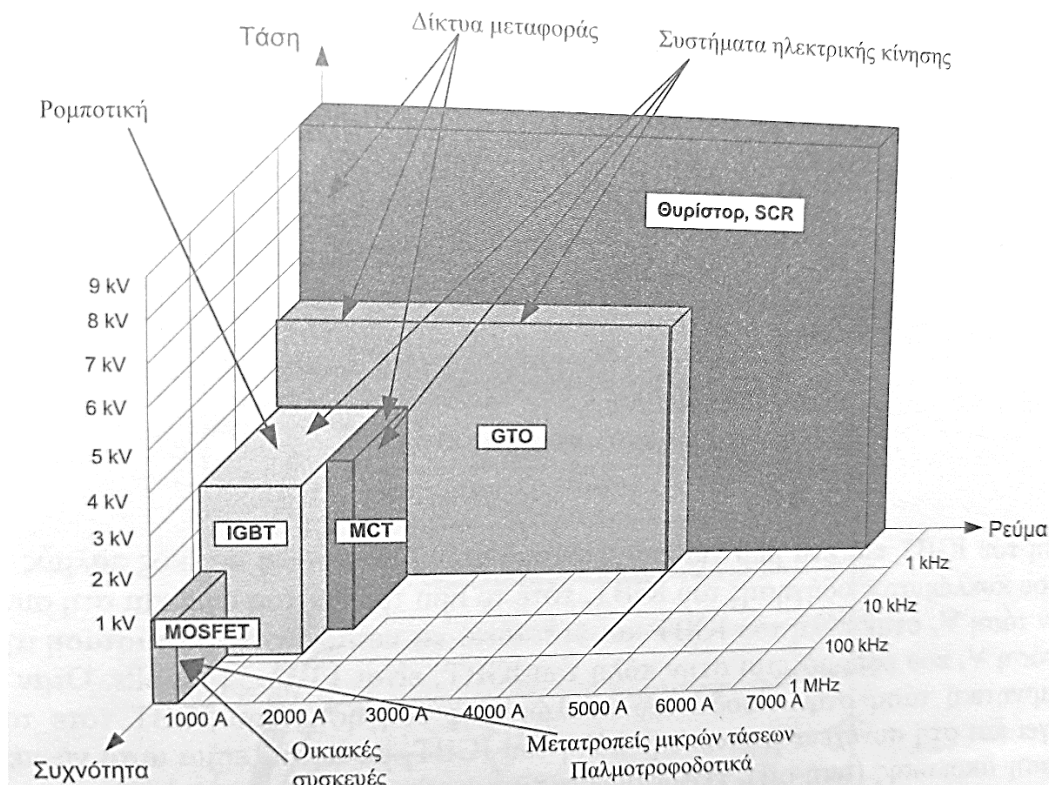
Εικόνα 2.14: Το ηλεκτρονικό σύμβολο του MosFet (Bose, 2002)



Εικόνα 2.15: Χαρακτηριστική καμπύλη MosFet (Μανιάς, 2017)

Το παρακάτω διάγραμμα απεικονίζει τις δημοφιλέστερες χρήσεις των ημιαγωγικών στοιχείων που παρουσιάστηκαν μαζί με την τάξη μεγέθους των ηλεκτρικών τους χαρακτηριστικών (Μανιάς, 2017).





## 2.2 Ελεγκτής PID

Ο ελεγκτής PID (PID Controller) είναι ένας πολύ χρήσιμος ελεγκτής αντιστάθμισης ηλεκτρονικών σημάτων που χρησιμοποιείται συχνά στα συστήματα αυτόματου ελέγχου. Ο ρόλος του είναι η όσο το δυνατό μεγαλύτερη εξάλειψη των σφαλμάτων που προκύπτουν με σκοπό την αύξηση της ακρίβειας και της απόδοσης του συστήματος. Η ονομασία του προέρχεται από τα αρχικά των λέξεων Proportional (Αναλογικός), Integral (Ολοκληρωτικός) και Derivative (Διαφορικός), οι οποίες προδίδουν και τον τρόπο λειτουργίας του. Συγκεκριμένα, όταν ο PID ελεγκτής βρίσκεται σε ένα σύστημα κλειστού βρόχου, λαμβάνει στην είσοδό του ένα σήμα σφάλματος  $e$  (διαφορά μεταξύ επιθυμητικής και πραγματικής τιμής), του οποίου ο ελεγκτής υπολογίζει την παράγωγο και το ολοκλήρωμά του. Στη συνέχεια, διαμορφώνεται η έξοδος σύμφωνα με τη σχέση 2.1, δηλαδή το σφάλμα πολλαπλασιασμένο με ένα κέρδος  $K_P$  συν, το ολοκλήρωμα του σφάλματος πολλαπλασιασμένο με ένα κέρδος  $K_I$  συν η παράγωγος του σφάλματος πολλαπλασιασμένο με ένα κέρδος  $K_D$ .

Συνάρτηση μεταφοράς PID ελεγκτή:

$$K_P + \frac{K_I}{s} + K_D \times s = \frac{K_D \times s^2 + K_P \times s + K_I}{s} \quad (2.1)$$

όπου

$K_P$ : αναλογικό κέρδος,

$K_I$ : ολοκληρωτικό κέρδος,

$K_D$ : διαφορικό κέρδος.

Κάνοντας χρήση PID controller, επιτυγχάνεται σημαντική μείωση του μόνιμου σφάλματος παρέχοντας στο σύστημα σταθερότητα. Ο παρακάτω πίνακας παρουσιάζει την επίδραση που έχει η κάθε βαθμίδα του ελεγκτή στο σύστημα.

Πίνακας 2.1: Χαρακτηριστικά ελεγκτών PID (ΨΗΦΙΑΚΑ ΣΥΣΤΗΜΑΤΑ ΑΥΤΟΜΑΤΟΥ ΕΛΕΓΧΟΥ)

Βαθμίδα ελεγκτή	Χρόνος ανύψωσης	Υπερύψωση	Χρόνος αποκατάστασης	Μόνιμο σφάλμα συστήματος
$K_P$	Μείωση	Αύξηση	Μικρή αλλαγή	Μείωση
$K_I$	Μείωση	Αύξηση	Αύξηση	Εξάλειψη
$K_D$	Μικρή αλλαγή	Μείωση	Μείωση	Μικρή αλλαγή

Τέλος, αναφέρεται ότι σε εφαρμογές όπου ο χρόνος καθυστέρησης είναι πολύ μικρός ή ο θόρυβος μέτρησης είναι σημαντικός γίνεται χρήση PI ελεγκτή με σκοπό την αύξηση της ταχύτητας του συστήματος.

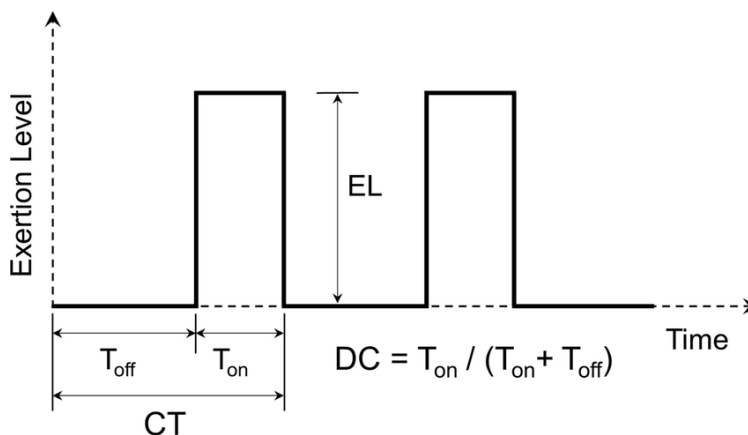
## 2.3 Μετατροπείς

### 2.3.1 DC/DC (Chopper)

Ο μετατροπέας DC / DC, όπως προδίδει και η ονομασία του, είναι ικανός να λαμβάνει μία συνεχή τάση στην είσοδό του, την οποία στη συνέχεια την αποδίδει στην έξοδο, αλλά με διαφορετικό μέτρο. Για να είναι αποδοτική και ακριβής η μετατροπή, περιλαμβάνονται διάφορα ηλεκτρονικά στοιχεία όπως δίοδοι, τρανζίστορς, θυρίστορς κτλ. Στα στοιχεία αυτά βασίζεται και η αποτελεσματικότητά του, καθώς η ηλεκτρονική μεταγωγή παρέχει πολύ καλύτερη απόδοση, ακρίβεια και ταχύτητα, έναντι μιας διάταξης που περιλαμβάνει μηχανικά και ηλεκτρικά στοιχεία (ηλεκτρονόμους, ωμικές αντιστάσεις κτλ.). Τα παραπάνω χαρακτηριστικά συνεπάγονται καλύτερη διαχείριση της ενέργειας και είναι κατάλληλα να εκκινήσουν με ασφαλή τρόπο έναν κινητήρα παρέχοντας αρκετή ροπή χωρίς να μειώνεται η συνολική απόδοση. Να σημειωθεί ότι για τη λειτουργία του είναι απαραίτητο η τάση εισόδου είναι συνεχής. Στην περίπτωση μιας εναλλασσόμενης πηγής, η τάση πρωτίστως ανορθώνεται κι έπειτα σταθεροποιείται μέσω ηλεκτρονικών στοιχείων, όπως πυκνωτές, διόδους και ολοκληρωμένα κυκλώματα. Οι μετατροπείς DC / DC διακρίνονται σε ψαλιδιστές ανύψωσης (boost - step up) και ψαλιδιστές υποβιβασμού (buck - step down) (Μανιάς, 2017), (Bose, 2002), (Μανιάς, 2017). Συνηθέστεροι είναι οι ψαλιδιστές υποβιβασμού, καθώς συνήθως έχει γίνει ήδη πρόβλεψη ούτως ώστε η τάση της πηγής να είναι η μέγιστη δυνατή που πρόκειται να αξιοποιηθεί.

### 2.3.1.1 Διαμόρφωση εύρους παλμών (PWM)

Στην πραγματικότητα, μας ενδιαφέρει η μέση τιμή της τάσης εξόδου, η οποία διαμορφώνεται μέσω τετραγωνικών παλμών μεταξύ του μηδενός και της τάσης εισόδου (Exertion Level:  $V_{in}$ ) που είναι η μέγιστη τιμή. Η ζητούμενη μέση τιμή μπορεί να δημιουργηθεί μέσω τετραγωνικών παλμών. Η δημοφιλέστερη μέθοδος παραγωγής παλμών ονομάζεται PWM (Pulse Width Modulation). Στη μέθοδο αυτή, τα σημαντικά χαρακτηριστικά μεγέθη είναι ο χρόνος αγωγής ( $t_{on}$ ), ο χρόνος αποκοπής ( $t_{off}$ ), η περίοδος της τάσης εξόδου (Cycle Time: CT) κι ο λόγος ( $t_{on}/CT$ ), ο οποίος ονομάζεται duty cycle (Μανιάς, 2017).



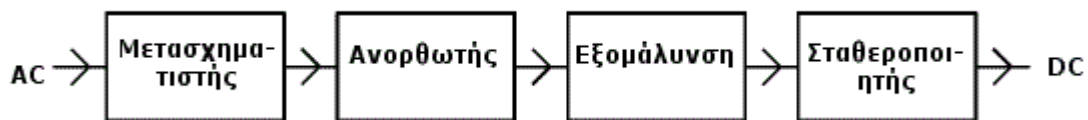
Εικόνα 2.16: Αναπαράσταση παλμών PWM (Harb, 2013)

Η μέση τιμή της τάσης εξόδου που εφαρμόζεται στον κινητήρα είναι ένα ποσοστό της τάσης εξόδου και για να υπολογισθεί, πολλαπλασιάζεται ο λόγος  $t_{on}/T$  με την τάση εισόδου. Εννοείται πως η μέγιστη τιμή της τάσης εξόδου είναι ίση με την τάση εισόδου, το οποίο συμβαίνει όταν  $(t_{on}/T) = 1$ . Όπως γίνεται αντιληπτό, η μεταγωγή από κατάσταση on σε κατάσταση off πραγματοποιείται μέσα σε ελάχιστα milliseconds. Γι' αυτό, η οδήγηση των μετατροπέων αυτών απαιτεί τον έλεγχο μικροεπεξεργαστών.

### 2.3.2 AC/DC (Ανορθωτής)

Οποιοδήποτε ηλεκτρονικό κύκλωμα προκειμένου να λειτουργήσει σωστά, απαιτεί τροφοδοσία από συνεχή τάση. Έτσι, καθότι σε πολλές περιπτώσεις η διαθέσιμη τάση είναι εναλλασσόμενη, δημιουργείται η ανάγκη για ανόρθωσή της στην επιθυμητή τιμή. Η μετατροπή αυτή πραγματοποιείται μέσω ενός μετατροπέα που ονομάζεται ανορθωτής (AC/DC). Αρχικά, η εναλλασσόμενη τάση που λαμβάνει ο AC/DC μετατροπέας στην είσοδό του, μετασχηματίζεται ώστε να λάβει την επιθυμητή ενεργό τιμή. Στη συνέχεια, η τάση ανορθώνεται μέσω ενός συνδυασμού διόδων (γέφυρα ανόρθωσης) κι αφού εξομαλυνθεί από τα κατάλληλα φίλτρα (συνήθως πυκνωτές εξομάλυνσης), οδηγείται σε ένα ηλεκτρονικό κύκλωμα το οποίο τη σταθεροποιεί στη ζητούμενη τιμή. Συχνά, για την αύξηση της ποιότητας της τάσης εξόδου, ο μετατροπέας περιλαμβάνει διάφορα παθητικά στοιχεία (αντιστάσεις, πυκνωτές, πηνία) για περαιτέρω φιλτράρισμα της τάσης από παρασιτικά σήματα (Μανιάς, 2017). Με αυτόν τον τρόπο, επιτυγχάνεται η δημιουργία συνεχούς τάσης στην επιθυμητή τιμή από μία εναλλασσόμενη πηγή.

Σημειώνεται ότι ανάλογα την πηγή, ο μετατροπέας δύναται να λειτουργεί είτε με μονοφασική είτε με τριφασική τάση τροφοδοσίας που είναι και το σύνθηες στις εφαρμογές ηλεκτρικής κίνησης, λόγω μεγαλύτερης παροχής ισχύος.



Εικόνα 2.17: Μπλοκ σχεδιάγραμμα AC/DC μετατροπέα

### 2.3.3 DC/AC (Αντιστροφέας)

Στην απέναντι πλευρά των μετατροπέων AC/DC, έχουμε τους μετατροπείς DC/AC ή αλλιώς αντιστροφέες. Ο αντιστροφέας λειτουργεί με τον αντίστροφο τρόπο σε σχέση με έναν ανορθωτή, δηλαδή λαμβάνει στην είσοδό του συνεχή τάση, συνήθως σταθερού πλάτους, την οποία στη συνέχεια την μετατρέπει σε εναλλασσόμενη. Ο τρόπος λειτουργίας του έχει ως εξής: η συνεχής τάση μέσω ελεγχόμενων ημιαγωγών, π.χ. IGBTs, MOSFETs, μετατρέπεται σε εναλλασσόμενη τάση τετραγωνικών παλμών, η οποία έπειτα φιλτράρεται από κατάλληλα φίλτρα κατάλληλων συχνοτήτων ώστε να απορριφθούν όσο το δυνατό περισσότερος αριθμός αρμονικών. Ο έλεγχος των τρανζίστορς συνήθως πραγματοποιείται μέσω μικροεπεξεργαστή, ο οποίος εφαρμόζει τους κατάλληλους χρονικά παλμούς στις βάσεις αυτών. Η ποιότητα της τάσης εξόδου και του ρεύματος εισόδου ενός αντιστροφέα μετράται με τη βοήθεια δύο δεικτών, τον  $THD_V$  και τον  $THD_I$ , από τα αρχικά Total Harmonic Distortion (Ολική Αρμονική Παραμόρφωση). Ο πρώτος δείχνει το ποσοστό των ανώτερων αρμονικών της τάσης εξόδου σε σχέση με τη θεμελιώδη συνιστώσα, ενώ ο δεύτερος το αντίστοιχο ποσοστό του ρεύματος (Μανιάς, 2017).

Οι σχέσεις υπολογισμού αυτών είναι:

$$THD_V(\%) = \frac{\sqrt{V_2^2 + V_3^2 + \dots + V_N^2}}{V_1} \quad (2.1)$$

$$THD_I(\%) = \frac{\sqrt{I_2^2 + I_3^2 + \dots + I_N^2}}{I_1} \quad (2.2)$$

όπου

$V_1$ : Η θεμελιώδης συνιστώσα της τάσης

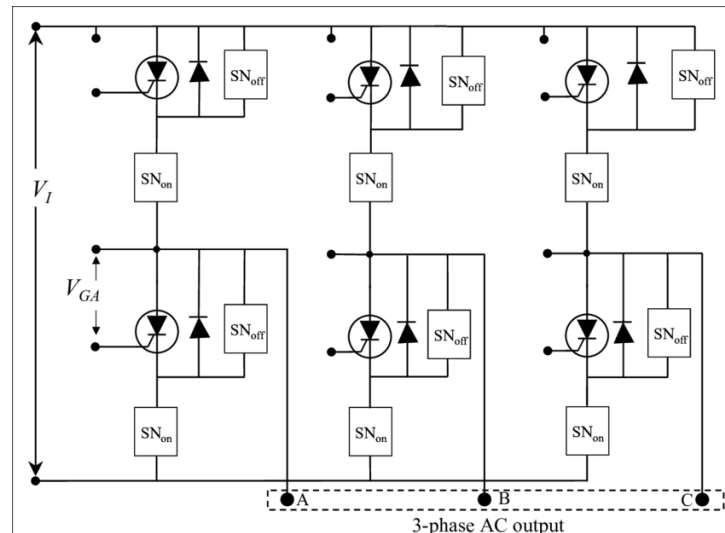
$V_2$ : Η δεύτερη συνιστώσα της τάσης

$V_N$ : Η ν-οστή συνιστώσα της τάσης

$I_1$ : Η θεμελιώδης συνιστώσα του ρεύματος

$I_2$ : Η δεύτερη συνιστώσα του ρεύματος

$I_N$ : Η ν-οστή συνιστώσα του ρεύματος

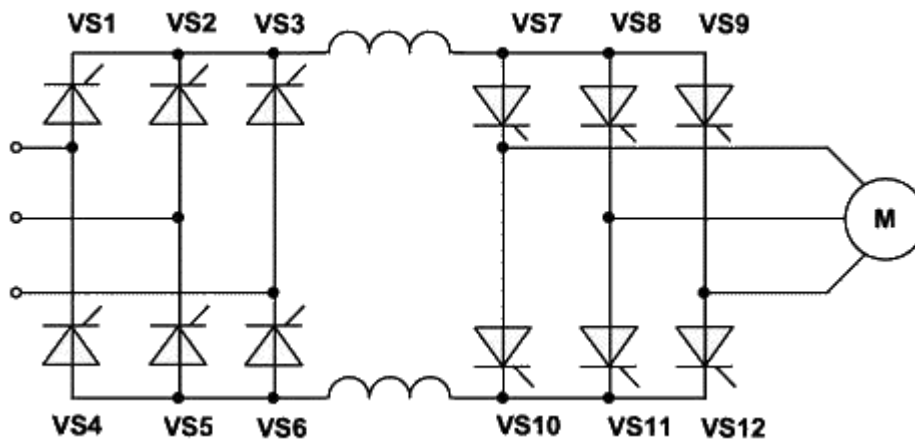


Εικόνα 2.18: Ενδεικτικό κύκλωμα τριφασικού DC/AC μετατροπέα

### 2.3.4 AC/AC (Ρυθμιστές τάσης)

Ένας ρυθμιστής τάσης, κοινώς μετατροπέας AC/AC, είναι η συσκευή η οποία δέχεται στην είσοδό της μία εναλλασσόμενη μορφή τάση και στην έξοδό του παράγει εναλλασσόμενη τάση ρυθμιζόμενης ενεργού τιμής. Η πιο απλή συσκευή που μπορεί να θεωρηθεί μετατροπέας AC/AC είναι ο συνηθισμένος μετασχηματιστής, αν σκεφτούμε ότι μέσω της μαγνητικής επαγωγής των τυλιγμάτων του καταφέρνει να αλλάξει το πλάτος της τάσης εισόδου σε μία προκαθορισμένη τιμή βασισμένη στα κατασκευαστικά του χαρακτηριστικά, π.χ. τον αριθμό των σπειρών των τυλιγμάτων του. Ωστόσο, όταν πρόκειται για την οδήγηση ηλεκτρικών κινητήρων εναλλασσόμενου ρεύματος, όπως είναι και σύγχρονοι κινητήρες ημιτονοειδούς μαγνητικής ροής που παρουσιάζονται στην παρούσα εργασία, είναι προφανές πως επιβάλλεται να υπάρχει ποικιλία στον τρόπο μετασχηματισμού της τάσης με όσο το δυνατόν ακριβέστερο έλεγχο. Το πρόβλημα αυτό έρχονται να λύσουν οι ρυθμιστές τάσης, οι οποίοι δύναται να είναι είτε μονοφασικοί είτε πολυφασικοί.

Το συνηθέστερο κύκλωμα ενός ρυθμιστή τάσης αποτελείται από δύο ζευγάρια θυρίστορ, τοποθετημένα αντιπαράλληλα σε κάθε φάση τα οποία ελέγχονται μέσω μικροελεγκτή. Ο λόγος που τα θυρίστορ τοποθετούνται έτσι είναι ώστε να έχουμε ροή ρεύματος και κατά τη θετική και κατά την αρνητική ημιπερίοδο της τάσης εισόδου. Επιπλέον, το κύκλωμα μπορεί να περιλαμβάνει και κάποια παθητικά στοιχεία τα οποία να λειτουργούν ως φίλτρα για τον περιορισμό των παραγόμενων αρμονικών.



Εικόνα 2.19: Ενδεικτικό κύκλωμα τριφασικού AC/AC μετατροπέα (Daenotes.com, n.d.)

Τάση εισόδου:  $V_S = V_m \sin(\omega t)$ , για  $a < \omega t < \pi$  και  $a + \pi < \omega t < 2\pi$ , όπου  $a$ : η γωνία έναυσης των θυρίστωρς.

$$\text{Ενεργός τιμή τάσης εξόδου: } V_{o,rms} = \frac{V_m}{\sqrt{2}} \sqrt{1 - \frac{a}{\pi} + \frac{\sin(2a)}{2\pi}} \quad (V) \quad (2.3)$$

$$\text{Συντελεστής ισχύος: } PF = \sqrt{1 - \frac{a}{\pi} + \frac{\sin(2a)}{2\pi}} \quad (2.4)$$

Στην περίπτωση που το φορτίο δεν είναι καθαρά ωμικό, (βλ. ηλεκτρικός κινητήρας), έχουμε τη δημιουργία αρμονικών συνιστωσών στην τάση και στο ρεύμα του φορτίου. Έτσι, τα μέτρα των επιμέρους συνιστωσών υπολογίζονται μέσω της ανάλυσης Fourier, η οποία ξεφεύγει από το πλαίσιο της παρούσας εργασίας. Ενδεικτικά, η θεμελιώδης συνιστώσα της τάσης και του ρεύματος στο φορτίο υπολογίζεται ως:

$$V_1 = V_m \sqrt{1 - \frac{a}{\pi} + \frac{\sin(2a)}{2\pi}} \quad (V) \quad (2.5)$$

και

$$I_1 =$$

$$\frac{V_m}{\pi R} \sqrt{(\pi - a)^1 + (\pi - a) \times \sin(2a) + \sin^2 a} \quad (A) \quad (2.6).$$

### 3 ΚΕΦΑΛΑΙΟ 3<sup>ο</sup>: Μαγνήτες

Όπως έχει γίνει κατανοητό ήδη από την ονομασία των μηχανών που μελετώνται στην παρούσα εργασία, γίνεται χρήση μόνιμων μαγνητών. Έτσι, δεν θα μπορούσε να μη γίνει αναφορά τόσο στα μαγνητικά υλικά, όσο και στις ιδιότητά αυτών. Οι μαγνήτες είναι το κύριο συστατικό μιας ηλεκτρικής μηχανής, καθώς όλες οι μηχανές, απ' την μικρότερη, έως τη μεγαλύτερη, βασίζονται στη λειτουργία τους στην αλληλεπίδραση δύο ή περισσότερων μαγνητικών πεδίων. Η ισχύς ενός κινητήρα προέρχεται από το μαγνητικό πεδίο στο εσωτερικό του, είτε αυτό δημιουργείται από μόνιμους μαγνήτες, είτε από ηλεκτρομαγνήτες. Στις υποενότητες που ακολουθούν αναπτύσσονται κάποια βασικά χαρακτηριστικά της θεωρίας των μαγνητικών πεδίων και των μαγνητικών υλικών.

#### 3.1 Μόνιμοι μαγνήτες

Οι μόνιμοι μαγνήτες είναι υλικά που δημιουργούν μόνιμα γύρω τους ένα μαγνητικό πεδίο, το οποίο επιδρά πάνω σε μέταλλα που περιέχουν σίδηρο, π.χ. χάλυβας. Για να κατασκευαστούν, αφού αποκτήσουν το κατάλληλο σχήμα με μηχανικό τρόπο, στη συνέχεια απαιτείται να θερμανθούν σε θερμοκρασία μεγαλύτερη της θερμοκρασίας Curie τους. Σε αυτήν την κατάσταση, τα άτομα του υλικού περιστρέφονται ελεύθερα και μπορούν να μαγνητιστούν αν εισαχθούν σε ένα ισχυρό εξωτερικό μαγνητικό πεδίο. Αφού το υλικό μαγνητιστεί, στην πραγματικότητα μαγνητίζονται όλα τα άτομά του προς μία συγκεκριμένη κατεύθυνση, το υλικό ψύχεται «κλειδώνοντας» ουσιαστικά το μαγνητικό πεδίο στη συγκεκριμένη κατεύθυνση, με αποτέλεσμα ο μαγνητισμός να διατηρηθεί. Έτσι, έχουμε τη δημιουργία ενός μόνιμου μαγνήτη, του οποίου οι ιδιότητες θα παρουσιαστούν στις επόμενες γραμμές.

#### 3.2 Μαγνητικό πεδίο

Ως μαγνητικό πεδίο ορίζεται ο χώρος μέσα στον οποίο δρουν δυνάμεις (μαγνητικές) τόσο σε σιδηρούχα μεταλλικά υλικά, όσο και σε κινούμενα ηλεκτρικά φορτία. Ένα μαγνητικό πεδίο μπορεί να δημιουργηθεί είτε από έναν μόνιμο μαγνήτη, είτε από έναν κυκλικό αγωγό (π.χ. πηνίο) το οποίο διαρρέεται από ηλεκτρικό ρεύμα. Τα μαγνητικά πεδία είναι πάντα δίπολα, έχοντας ένα βόρειο κι ένα νότιο μαγνητικό πόλο. Κάθε μαγνητικό πεδίο περιγράφεται από την μαγνητική επαγωγή ( $B$ ) και τη μαγνητική πεδιακή ένταση ( $H$ ). Η πρώτη μετριέται σε tesla [ $T$ ] κι η δεύτερη σε [ $A/m$ ]. Η μαθηματική εξίσωση που τις συνδέει παρουσιάζεται παρακάτω:

$$B = \mu \times H \quad (3.1)$$

Ακόμα, κάθε μαγνητικό υλικό χαρακτηρίζεται από την απόλυτη μαγνητική διαπερατότητα ( $\mu$ ), η οποία δίνεται συναρτήσει της μαγνητικής διαπερατότητας του κενού. Ισχύει ότι:

$$\mu = \mu \times \mu_0 \times \mu_r \quad (3.2),$$

όπου

$\mu_0$ :  $4\pi \times 10^{-7} H/m$  = η μαγνητική διαπερατότητα του κενού και

$\mu_r$  : η μαγνητική διαπερατότητα του υλικού, η οποία είναι καθαρός αριθμός, χωρίς μονάδες.

Σύμφωνα με τη θεωρία του Faraday κάθε μαγνητικό πεδίο αποτελείται από άπειρες δυναμικές γραμμές οι οποίες δείχνουν την κατεύθυνση του πεδίου σε κάθε σημείο του. Οι δυναμικές

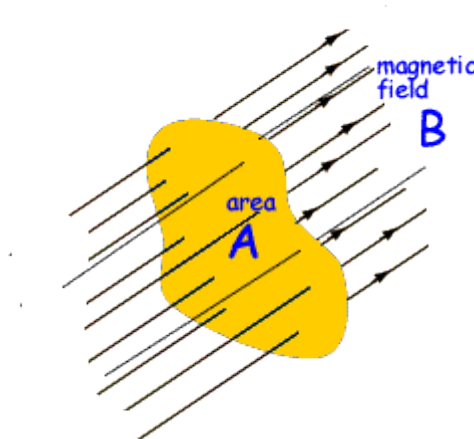
γραμμές έχουν αρχή τον βόρειο πόλο του πεδίου και τερματισμό τον νότιο. Το σύνολο των δυναμικών γραμμών ονομάζεται μαγνητική ροή και μετριέται σε [Wb] (Rethwish, 2017). Με άλλα λόγια, η μαγνητική ροή δείχνει την ποσότητα του μαγνητικού πεδίου και μπορεί να υπολογισθεί από την σχέση:

$$\Phi = B \times A \quad (3.3)$$

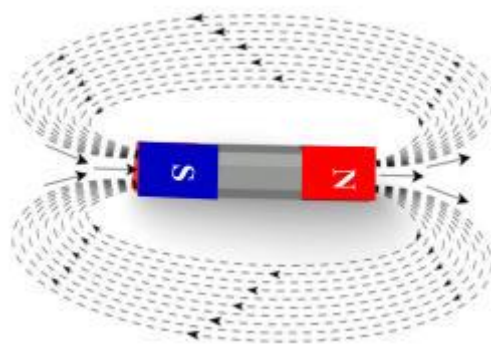
όπου

A: το εμβαδόν επιφάνειας από την οποία διέρχονται η μαγνητική ροή του πεδίου.

Στην Εικόνα 3.1 φαίνεται ένα τέτοιο παράδειγμα.



Εικόνα 3.1: Μαγνητική ροή B ενός μαγνητικού πεδίου A (Cyberphysics)



Εικόνα 3.2: Αναπαράσταση μαγνητικών των γραμμών ενός γραμμικού διπολικού μαγνήτη (magnetized.physics.auth)

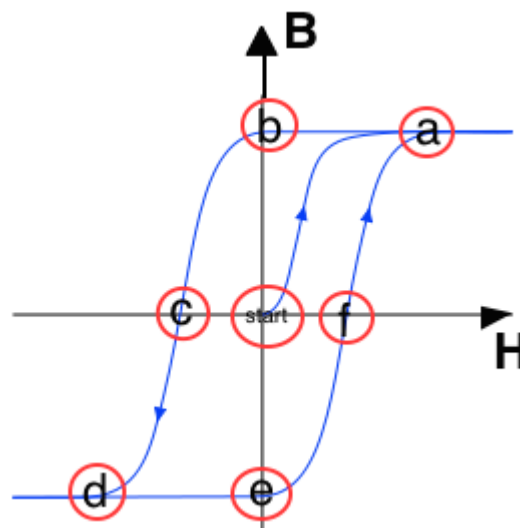
Εκεί που οι δυναμικές γραμμές είναι πυκνότερες, το μαγνητικό πεδίο είναι ισχυρότερο κι αντίθετα στα σημεία που αραιώνουν, το μαγνητικό πεδίο εξασθενεί.

### 3.3 Βρόχος υστέρησης

Το σημαντικότερο εργαλείο για τη μελέτη ενός μαγνητικού υλικού είναι ο βρόχος υστέρησης. Ο βρόχος υστέρησης απεικονίζει τη συμπεριφορά του εκάστοτε μαγνητικού υλικού. Συγκεκριμένα δείχνει πως αλλάζει η μαγνητική επαγωγή συναρτήσει της πεδιακής έντασης. Ξεκινώντας από το σημείο (0,0) θεωρούμε ένα μη μαγνητικό υλικό ( $B = 0$ ) εντός ενός μηδενικού μαγνητικού πεδίου ( $H = 0$ ). Καθώς αυξάνεται η πεδιακή ένταση  $H$ , αυξάνεται κι η μαγνητική επαγωγή του υλικού. Η αύξηση αυτή δεν είναι άπειρη, αλλά σταματάει στο σημείο A. Αν αυξήσουμε την ένταση πέραν της τιμής  $H_{max}$ , θα δούμε ότι η μαγνητική επαγωγή



$B_{max}$  παραμένει αμετάβλητη. Το γεγονός αυτό σημαίνει πως το υλικό έχει έρθει σε κορεσμό και δε μπορεί να μαγνητιστεί περαιτέρω. Στη συνέχεια, αντιστρέφοντας την πεδιακή ένταση (απομαγνητίζον μαγνητικό πεδίο) παρατηρούμε ότι η μαγνητική επαγωγή παραμένει σχεδόν σταθερή μέχρι μία τιμή κι έπειτα μειώνεται μέχρις ότου λάβει μία ελάχιστη αρνητική τιμή, ίση κατά απόλυτη τιμή με την  $H_{max}$  (σημείο D). Στο σημείο αυτό το υλικό πλέον έχει φτάσει ξανά σε κορεσμό, αλλά με τον αντίθετο προσανατολισμό. Τέλος, αν επαναφέρουμε την πεδιακή ένταση στον αρχικό προσανατολισμό της, τότε το υλικό θα ακολουθήσει την αντίστροφη πορεία, δηλαδή αφότου απομαγνητιστεί, θα μαγνητιστεί εκ νέου με κατεύθυνση παράλληλη με την πεδιακή ένταση (D→E→F→A) (Rethwish, 2017). Ένα πολύ σημαντικό μέγεθος που μας δείχνει ο βρόχος υστέρησης είναι ο παραμένων μαγνητισμός, σημείο B. Η τιμή του υποδηλώνει τη μέγιστη μαγνητική επαγωγή του μαγνήτη στις συγκεκριμένες συνθήκες.



Εικόνα 3.3: Βρόχος υστέρησης σιδηρομαγνητικού υλικού (Engineering Libretext, 2020)

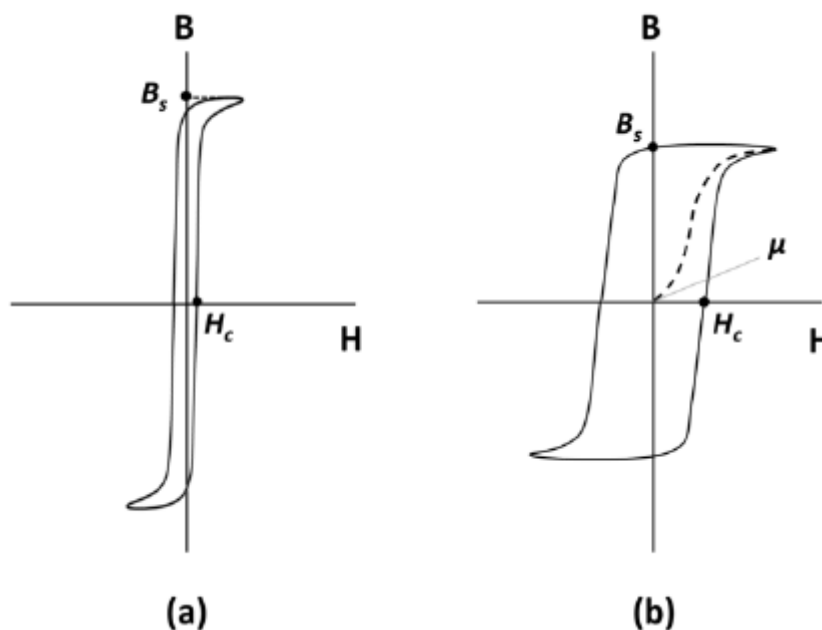
Από την παραπάνω ανάλυση καταλαβαίνουμε γιατί είναι απαραίτητη η ύπαρξη μετατροπέα στην περίπτωση που ο κινητήρας λειτουργεί με αναγεννητική πέδηση, διότι αν το φρενάρισμα γίνει πολύ απότομα και έχει μεγάλη διάρκεια, το απομαγνητίζον πεδίο μπορεί να γίνει πολύ ισχυρό και να βλάψει τους μόνιμους μαγνήτες.

### 3.4 Θερμοκρασία Curie

Όπως γίνεται με όλα τα υλικά στη φύση, έτσι κι οι μαγνήτες επηρεάζονται από τη θερμοκρασία στην οποία βρίσκονται. Στη θεωρία των μαγνητικών υλικών ορίζεται η θερμοκρασία Curie. Η τιμή της δηλώνει τη θερμοκρασία πάνω από την οποία το εκάστοτε μαγνητικό υλικό απομαγνητίζεται πλήρως και απαιτεί να μαγνητιστεί εκ νέου (Rethwish, 2017). Ωστόσο, καθώς η απώλεια των μαγνητικών ιδιοτήτων αρχίζουν να συμβαίνουν σε αρκετά χαμηλότερη θερμοκρασία, συχνά δίνονται πιο αυστηρά όρια λειτουργίας των μαγνητών.

### 3.5 Μαλακά και σκληρά μαγνητικά υλικά

Ο κύριος διαχωρισμός των μαγνητικών υλικών γίνεται με βάση την τιμή του απομαγνητίζοντος πεδίου τους, η οποία εξαρτάται από τον παραμένον μαγνητισμό των υλικών. Έτσι, αν παρατηρήσουμε τον βρόχο υστέρησης διάφορων μαγνητικών υλικών, διαπιστώνουμε ότι μπορούν να διαχωριστούν σε δύο μεγάλες κατηγορίες. Τα υλικά που εμφανίζουν κορεσμό σε χαμηλή τιμή μαγνητικού πεδίου (στενός βρόχος υστέρησης) ονομάζονται μαλακά και ως χαρακτηριστικό έχουν ότι μαγνητίζονται και απομαγνητίζονται εύκολα. Αντίθετα, τα υλικά που για να φτάσουν σε κορεσμό απαιτούν μεγάλες τιμές μαγνητικού πεδίου (φαρδύς βρόχος υστέρησης) ονομάζονται σκληρά. Χωρίς το όριο μεταξύ των δύο να είναι αυστηρό, μπορούμε να πούμε πως αν το ενεργειακό γινόμενο (MGOe) ενός υλικού είναι μεγαλύτερο του 2, τότε το υλικό είναι σκληρό, διαφορετικά συγκαταλέγεται στα μαλακά μαγνητικά υλικά (Rethwish, 2017).



Εικόνα 3.4: Σχήμα (38α): Βρόχος υστέρησης μαλακού μαγνητικού υλικού  
Σχήμα (38β): Βρόχος υστέρησης σκληρού μαγνητικού υλικού (Οικονόμου, 2014)

### 3.6 Μαγνητικά υλικά

Οι συνηθέστεροι μαγνήτες κατηγοριοποιούνται στους φερρίτες, στους μαγνήτες alnico, μαγνήτες σαμάριου - κοβαλτίου και στους μαγνήτες νεοδημίου (Λάσκαρης, Δεκέμβριος 2011).

#### 3.6.1 Φερρίτες

Η απλούστερης μορφής μαγνήτες κατασκευάζονται από φερρίτη και είναι οι λεγόμενοι κεραμικοί μαγνήτες (Λάσκαρης, Δεκέμβριος 2011). Αν και η ιστορία του φερρίτη ξεκινάει τη δεκαετία του 1930 στην Ιαπωνία, η χρήση του στους ηλεκτρικούς κινητήρες άρχισε να εφαρμόζεται αρκετά χρόνια μετά, περί το 1965 – 1970. Οι φερρίτες καθότι αποτελούνται από κράματα σιδήρου, οξυγόνου, βαρίου, συγκαταλέγονται στα κεραμικά υλικά. Το χαμηλό ΠΑΔΑ, Τμήμα Η&ΗΜ, Διπλωματική Εργασία, Ντούνης Αντώνιος

κόστος, η ευκολία διαμόρφωσής τους σε οποιοδήποτε επιθυμητό σχήμα τους και η εύκολη μαγνήτισή τους έκανε αρκετά δημοφιλή επιλογή στην κατασκευή ηλεκτρικών κινητήρων. Ωστόσο, λόγω της χαμηλής ενεργειακής τους πυκνότητας (4,5MGOe), καθώς και του χαμηλού εύρους θερμοκρασίας λειτουργίας τους, η χρήση τους περιορίζεται σε ανέξοδες μηχανές χαμηλών απαιτήσεων, π.χ. παιδικά ηλεκτρικά οχήματα.

### 3.6.2 Μαγνήτες Alnico

Απ' το 1931 κι έπειτα, έκαναν την εμφάνισή τους οι μαγνήτες alnico, οι οποίοι κυριάρχησαν στη βιομηχανία των ηλεκτρικών μηχανών κατά τα μέσα του 20<sup>ου</sup> αιώνα (Λάσκαρης, Δεκέμβριος 2011), (Τσοτουλίδης, 2014). Ο υψηλός παραμένον μαγνητισμός τους, τους έκανε μία εξαιρετική επιλογή για ηλεκτρικούς κινητήρες που απαιτούν περίσσεια ισχύος, όπως για παράδειγμα για την κίνηση ηλεκτρικών τραίνων, ενώ η μικρή σταθερά θερμοκρασίας τους, τους επιτρέπει να λειτουργούν αποδοτικά έως και τους 400°C. Το σπουδαιότερο χαρακτηριστικό τους είναι πως όσο εύκολο είναι να μαγνητιστούν, άλλο τόσο είναι να απομαγνητιστούν. Όπως είναι γνωστό, η μαγνήτισή τους, πραγματοποιείται τοποθετώντας τους μέσα σε ένα ισχυρό κατευθυντικό μαγνητικό πεδίο. Έτσι, αν βρεθούν εντός ενός ισχυρού, αντίστροφου μαγνητικού πεδίου, μπορούν πολύ εύκολα να απομαγνητιστούν. Ένα τέτοιο πεδίο θα μπορούσε να είναι η απότομη ηλεκτρική πέδηση ενός κινητήρα που φέρει τέτοιους μαγνήτες. Γι' αυτό με την πάροδο του χρόνου στους κινητήρες alnico παρατηρείται μία μείωση της ισχύος τους.

### 3.6.3 Μαγνήτες σπάνιων γαιών (σαμαρίου – κοβαλτίου, νεοδημίου – σιδήρου - βορίου)

Σταδιακά, από το 1950 έως τη δεκαετία του 1980 έκανα την εμφάνισή τους οι μαγνήτες σπάνιων γαιών. Οι μαγνήτες αυτοί αποτελούνται από διάφορα υλικά, όπως το σαμάριο, το κοβάλτιο, ενώ λίγο αργότερα έκαναν την εμφάνισή τους, οι μαγνήτες νεοδημίου (Rethwish, 2017). Οι μαγνήτες σαμαρίου και κοβαλτίου δεν είχαν ιδιαίτερη απήχηση, καθώς το υψηλό κόστος τους σε συνδυασμό με την ευθραυστότητα που τους χαρακτήριζε τους έκανε ασύμφορους για χρήση σε ηλεκτρικούς κινητήρες. Έτσι, τη δεκαετία του 1980 άρχισαν να κατασκευάζονται μαγνήτες από κράματα νεοδημίου – σιδήρου – βορίου, οι οποίοι χάρις στα καίρια πλεονεκτήματά τους έφεραν επανάσταση σε διάφορες εφαρμογές ηλεκτρικών κινητήρων, από ηλεκτρικά οχήματα έως ηλεκτρονικές συσκευές, όπου απαιτούσαν ολοένα και μεγαλύτερη παραμένουσα μαγνητική ισχύ προκειμένου να μειωθεί ο όγκος των εξαρτημάτων. Σημειώνεται ότι η ενεργειακή πυκνότητα αυτών των μαγνητών αγγίζει τα 35 MGOe, τιμή σχεδόν δεκαπλάσια έναντι των φερριτών και alnico. Κάποια από τα σημαντικότερα μειονεκτήματα των μαγνητών νεοδημίου είναι η ευαισθησία τους σε θερμοκρασίες άνω των 100 °C (η θερμοκρασία Curie είναι στους 320°C), όπως και σε διάβρωση. Γι' αυτό τον λόγο, οι σύγχρονες μηχανές μόνιμων μαγνητών απαιτούν καλό σύστημα ψύξης, ενώ για την καταπολέμηση της διαβρώσεως, συνίσταται η επικάλυψη του μαγνήτη με κάποιο άλλο υλικό.

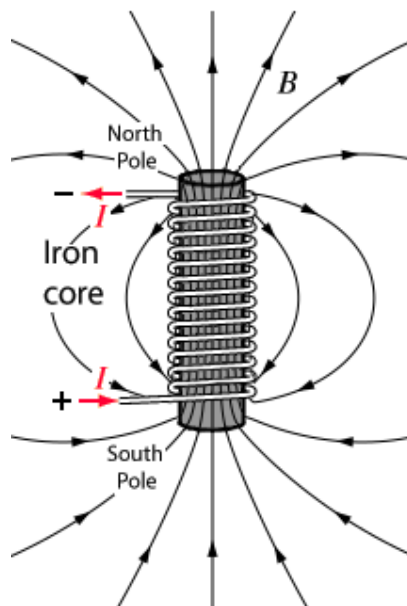
Στον πίνακα 3.1 περιγράφονται συνοπτικά τα χαρακτηριστικά των μαγνητών που αναφέρθηκαν.

Πίνακας 3.1: Ειδικά χαρακτηριστικά τεχνολογιών μόνιμων μαγνητών (Λάσκαρης, Δεκέμβριος 2011)

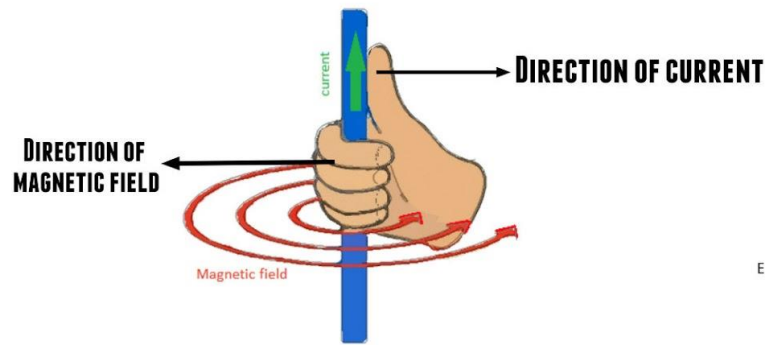
Τύπος Μαγνήτη	Ενέργεια	Συνεχής δύναμη	Μηχανική αντοχή	Αντοχή σε θερμοκρασία	Αντοχή σε διάβρωση	Κόστος
Φερρίτες	Μέτρια	Υψηλή	Χαμηλή	Μέτρια	Υψηλή	Χαμηλό
Alnico	Χαμηλή	Χαμηλή	Υψηλή	Υψηλή	Υψηλή	Υψηλό
NdFeB	Πολύ υψηλή	Υψηλή	Υψηλή	Χαμηλή	Χαμηλή	Υψηλό

### 3.7 Ηλεκτρομαγνήτης

Ο ηλεκτρομαγνήτης, όπως προδίδει και η ονομασία του, είναι ένας μαγνήτης που ενεργοποιείται και απενεργοποιείται μέσω ηλεκτρικού ρεύματος. Όταν ένας αγωγός διαρρέεται από ηλεκτρικό ρεύμα αναπτύσσεται γύρω του μαγνητικό πεδίο με κατεύθυνση κάθετη με αυτή του ρεύματος. Έτσι, αντικαθιστώντας τον αγωγό με ένα πηνίο, επιτυγχάνεται συγκέντρωση του μαγνητικού πεδίου στο εσωτερικό του πηνίου. Ωστόσο, λόγω της χαμηλής μαγνητικής διαπερατότητας του αέρα, η ισχύς του πεδίου εξασθενεί πολύ σε μικρή απόσταση. Γι' αυτό, το πηνίο τυλίγεται γύρω από σιδηρομαγνητικό υλικό (πυρήνας), ούτως ώστε το πεδίο να ενισχυθεί και να γίνει ισάξιο ενός μόνιμου μαγνήτη. Με τον τρόπο αυτό έχει πλέον κατασκευαστεί ένας ηλεκτρομαγνήτης.



Εικόνα 3.5: Δημιουργία ηλεκτρομαγνήτη μέσω ενός πηνίου τυλιγμένο γύρω από σιδηρούχο αγωγό (Wikipedia)



Εικόνα 3.6: Εύρεση της φοράς του μαγνητικού πεδίου χρησιμοποιώντας τον κανόνα του δεξιού χεριού (Νόμος του Lorentz) (Electrical4dummies Blogspot, 2016)

## 4 ΚΕΦΑΛΑΙΟ 4<sup>ο</sup> : Σύγχρονες Μηχανές Μόνιμων Μαγνητών (ΣΜΜΜ)

Κάθε σύστημα ηλεκτρικής κίνησης αποτελείται από δύο κύρια υποσυστήματα, τον κινητήρα και το σύστημα ελέγχου του (ηλεκτρονικός μετατροπέας). Ο μετατροπέας, ασχέτως της μετατροπής που κάνει, σχεδόν πάντα περιλαμβάνει ηλεκτρονικά στοιχεία τα οποία για να λειτουργήσουν απαιτούν μία μικρή συνεχή τάση. Στα πρώιμα στάδια κατασκευής συστημάτων οδήγησης ηλεκτρικών κινητήρων χρησιμοποιήθηκαν απλά συστήματα βασιζόμενα σε μηχανικές ή/και ηλεκτρικές διατάξεις. Όμως, λόγω της εξαιρετικά χαμηλής απόδοσης και χαμηλής ακρίβειας που παρουσίαζαν τα συστήματα αυτά, γρήγορα αντικαταστάθηκαν από ηλεκτρονικά στοιχεία. Η εμφάνιση των τρανζίστορ το 1947, των θυρίστορ το 1957 και των MOSFETs το 1969 επέτρεψαν τον ακριβή έλεγχο των κινητήρων ανεξαρτήτως μεγέθους με ακρίβεια, χωρίς τη μείωση της απόδοσης του συστήματος. Έτσι, άρχισαν με τα χρόνια να αναπτύσσονται διάφοροι μετατροπείς και τεχνικές ελέγχου με σκοπό τη βελτιστοποίηση των συστημάτων ηλεκτρικής κίνησης. Στο κεφάλαιο που ακολουθεί πρόκειται να παρουσιαστούν οι κινητήρες μόνιμων μαγνητών.

Τα τελευταία χρόνια οι σύγχρονες μηχανές μόνιμων μαγνητών έχουν γίνει ιδιαίτερα δημοφιλείς σε διάφορους τομείς λόγω των πολλών πλεονεκτημάτων που παρουσιάζουν και τείνουν να αντικαταστήσουν τους κλασικούς επαγωγικούς κινητήρες εναλλασσόμενου ρεύματος. Το ιδιαίτερο χαρακτηριστικό αυτών είναι πως φέρουν στο εσωτερικό τους μόνιμους μαγνήτες, οι οποίοι είναι υπεύθυνοι για τη δημιουργία του πεδίου διέγερσης αυτών. Η τεχνολογία υλικών έχει προχωρήσει αρκετά ώστε να είναι πλέον εφικτό να κατασκευάζονται μαγνήτες σε μαζική παραγωγή που να είναι κατάλληλοι να παράγουν ισχυρά μαγνητικά πεδία γύρω τους, ενώ τα ταυτόχρονα να μπορούν να διατηρήσουν το μαγνητισμό τους για μεγάλο χρονικό διάστημα. Έτσι, χάρη σε αυτούς, οι κινητήρες που φέρουν μόνιμους μαγνήτες διαθέτουν υψηλή ροπή σε μεγάλο εύρος στροφών, με περιορισμένη κυμάτωση, ενώ η έλλειψη τυλίγματος διέγερσης οδηγεί σε αυξημένη απόδοση του κινητήρα, καθώς όχι μόνο μειώνονται οι απώλειες λόγω θερμότητας και δινορευμάτων, αλλά ταυτόχρονα αυξάνεται κι η μαγνητική ροή στο διάκενο της μηχανής. Ακόμα, η αντικατάσταση του τυλίγματος διέγερσης από μόνιμους μαγνήτες συνεπάγεται μικρότερο βάρος και περιορισμένο όγκο, γεγονός που αυξάνει την πυκνότητα ισχύος των κινητήρων κάνοντας τους κατάλληλους για πλήθος εφαρμογών που το μειωμένο μέγεθος είναι σημαντικός παράγοντας, από οπτικά μέσα έως ηλεκτρικά δίκυκλα. Επίσης, το συμπαγές μέγεθος είναι κατάλληλο για σερβομηχανισμούς, διότι έτσι επιτυγχάνεται γρήγορη δυναμική απόκριση. Τέλος, η απουσία ψηκτρών μεταφράζεται σε χαμηλά – έως μηδαμινά – επίπεδα συντήρησης και σε συνάρτηση με το ολοένα μειούμενο κόστος κατασκευής των ισχυρότερων μαγνητών, κάνουν τους κινητήρες αυτούς ιδιαίτερα αξιόπιστους (Microchip), (Γσοτουλίδης, 2014) (Μανιάς, 2017).

Χάρη σε αυτά τα πλεονεκτήματα έχουν αρχίσει να επικρατούν ολοένα και περισσότερο στην ηλεκτροκίνηση (ποδήλατα, μοτοσυκλέτες, αυτοκίνητα) έναντι των ασύγχρονων κινητήρων εναλλασσόμενου ρεύματος, καθώς σε τέτοιες εφαρμογές η μεγάλη πυκνότητα ισχύος σε συνδυασμό με τη μεγάλη αξιοπιστία είναι οι κυριότερες απαιτήσεις τους.

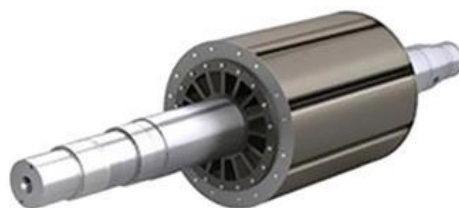
Στα αρνητικά των μηχανών μόνιμων μαγνητών συγκαταλέγεται η πολύπλοκη διαδικασία τοποθέτησης και στερέωσης των μαγνητών στο δρομέα, δίχως το φόβο αποκόλλησής του

ιδιαίτερα σε υψηλές ταχύτητες περιστροφής. Επίσης, η χρήση μαγνητών για τη δημιουργία πεδίου διέγερσης, σημαίνει σταθερή παραγόμενη μαγνητική ροή χωρίς τη δυνατότητα ρύθμισής της. Συνέπεια αυτού είναι η μείωση της απόδοσης, ειδικά σε χαμηλές ταχύτητες περιστροφής, σε αντίθεση με τη διέγερση μέσω τυλιγμάτων όπου εκεί μπορεί εύκολα να ρυθμιστεί η παραγόμενη μαγνητική ροή ρυθμίζοντας την εφαρμοζόμενη τάση. Τέλος, ένα κομμάτι που θα πρέπει να λαμβάνεται υπόψη κατά τον σχεδιασμό της διάταξης είναι πως οι μόνιμοι μαγνήτες έχουν την τάση να απομαγνητίζονται προσωρινά ή μόνιμα όταν εκτίθενται σε υψηλές θερμοκρασίες (άνω των 70 – 75 °C) για μεγάλο χρονικό διάστημα. Γι' αυτό και θα πρέπει να σχεδιάζεται ένα καλό σύστημα ψύξης, είτε παθητικό, είτε ενεργητικό, κατάλληλο για τη διατήρηση της θερμοκρασίας της μηχανής στα επιθυμητά επίπεδα.

#### 4.1 Περιγραφή του δρομέα

Ήδη αναφέρθηκε πως το κύριο χαρακτηριστικό των κινητήρων αυτών είναι η απουσία τυλίγματος διέγερσης, διότι η διέγερση πραγματοποιείται από τους μόνιμους μαγνήτες που διαθέτει η μηχανή στο εσωτερικό της, οι οποίοι έχουν σκοπό τη δημιουργία και διατήρηση ενός μαγνητικού πεδίου, σταθερό ως προς το μέτρο του (Kiran, 2014). Οι μαγνήτες αυτοί κατασκευάζονται από υλικά με υψηλή παραμένουσα μαγνήτιση από σπάνιες γαίες, όπως μαγνήτες νεοδημίου, κοβαλτίου και βορίου ώστε να μην απομαγνητίζονται εύκολα και να μπορούν να εκκινούν τον κινητήρα ακόμη και μετά από μεγάλο διάστημα ακινησίας. Η απουσία κυκλώματος διέγερσης συνεπάγεται την απουσία ψηκτρών και συλλέκτη στη μηχανή, καθώς δεν είναι απαραίτητη η τροφοδοσία κάποιου τυλίγματος στον δρομέα. Το γεγονός αυτό είναι ιδιαίτερα σημαντικό και είναι το κύριο χαρακτηριστικό των κινητήρων αυτών που τους διαχωρίζει από τους υπόλοιπους κάνοντάς τους ιδιαίτερα δημοφιλείς και αξιόπιστους ενώ ταυτόχρονα μειώνεται το βάρος, το κόστος και τα διαστήματα για συντήρηση.

Όσον αφορά τον τρόπο τοποθέτησης των μαγνητών στο δρομέα, οι μηχανές μόνιμων μαγνητών χωρίζονται σε δύο τοπολογίες. Η πρώτη θέλει τους μαγνήτες τοποθετημένους εσωτερικά του δρομέα (μηχανές εσωτερικών μαγνητών). Αντίθετα, στη δεύτερη κατηγορία οι μαγνήτες συναντώνται συγκολλημένοι επιφανειακά του δρομέα.



Εικόνα 4.1: Δρομέας κινητήρα PMSM (Magcam)

##### 4.1.1 Μηχανές εσωτερικών μαγνητών (interior PM)

Αυτού του είδους οι μηχανές, έχουν τους μαγνήτες τοποθετημένους εσωτερικά του δρομέα (Boazzo, 2012). Οι μαγνήτες δύναται να είναι τοποθετημένοι είτε ακτινικά, είτε παράλληλα

στον άξονα της μηχανής. Η διάταξη αυτή προσφέρει πολύ καλή μηχανική στήριξη στους μαγνήτες, καθώς οι τελευταίοι δεν κινδυνεύουν από αποκόλληση, ακόμα και σε υψηλές ταχύτητες περιστροφής. Επιπλέον αυτή η διάταξη παρέχει αυξημένη μαγνητική ροή, άρα ροπή, για τον ίδιο όγκο μηχανής, καθότι αξιοποιείται πολύ μεγαλύτερος όγκος του δρομέα (Bose, 2002), (Τσοτουλίδης, 2014). Το γεγονός αυτό οδηγεί στην αύξηση της πυκνότητας ισχύος και μας παρέχει τη δυνατότητα κατασκευής μικρότερων μηχανών για την ίδια ζητούμενη ισχύ. Ακόμα, η τοποθέτηση των μαγνητών στο εσωτερικό του δρομέα μειώνει τον κίνδυνο απομαγνήτισής τους όχι μόνο επειδή είναι πιο μακριά από το μαγνητικό πεδίο του στάτη, αλλά και λόγω των χαμηλότερων θερμοκρασιών στις οποίες εκτίθενται οι μαγνήτες. Επίσης, στην τοπολογία αυτή, ο άξονας  $q$  είναι μικρότερος από το ενεργό μήκος διακένου στον άξονα  $d$ , έτσι η μηχανή εμφανίζει εκτυπότητα και ισχύει ότι  $L_q > L_d$ . Στις μηχανές αυτές, η αγωγιμότητα  $L_q$  είναι συνήθως 2 με 3 φορές μεγαλύτερη, γεγονός που βοηθάει στην παραγωγή ροπής αντίδρασης (Dmitry). Στα μειονεκτήματα της τοπολογίας αυτής, περιλαμβάνεται το γεγονός ότι η εμφύτευση των μαγνητών στο εσωτερικό του δρομέα είναι μια πολύπλοκη διαδικασία που αυξάνει το κόστος, ενώ ταυτόχρονα επιβάλλει την κατασκευή δρομέων από ελάσματα σιδήρου, εν αντιθέσει με τις μηχανές επιφανειακών πόλων, με σκοπό τη μείωση των απωλειών λόγω δινορευμάτων.

Permanent magnets



Εικόνα 4.2: Κινητήρας MM εσωτερικών μαγνητών (Levkin)

#### 4.1.2 Μηχανές επιφανειακών μαγνητών (surface PM)

Σε αντίθεση με την προηγούμενη τοπολογία, εδώ οι μαγνήτες είναι προσαρμοσμένοι επιφανειακά του δρομέα (Boazzo, 2012). Ο προσανατολισμός τους ποικίλει ανάλογα με τα μαγνητικά χαρακτηριστικά που θέλουμε να επιτύχουμε, έτσι οι μαγνήτες μπορεί να είναι τοποθετημένοι κάθετα ή παράλληλα στον άξονα της μηχανής. Η συγκράτησή τους γίνεται με τη χρήση εποξικής κόλλας, η οποία θα πρέπει να αντέχει θερμικά στη θερμοκρασία που αναπτύσσεται στο εσωτερικό της μηχανής και ταυτόχρονα να μην επηρεάζει τη μαγνητική ροή. Κάποιες φορές μπορεί να προστεθεί κι ένα επιπλέον πλέγμα συγκράτησης (Bose, 2002), (Τσοτουλίδης, 2014). Αυτό πραγματοποιείται ώστε να αποφευχθεί ο κίνδυνος αποκόλλησής τους, λόγω των φυγοκεντρικών δυνάμεων και των συνεχών επιταχύνσεων - επιβραδύνσεων που δημιουργούνται σε υψηλές ταχύτητες περιστροφής. Η διάταξη αυτή χαρακτηρίζεται από σταθερή μαγνητική ροή εσωτερικά του δρομέα, φαινόμενο που συνεπάγεται τη δραματική

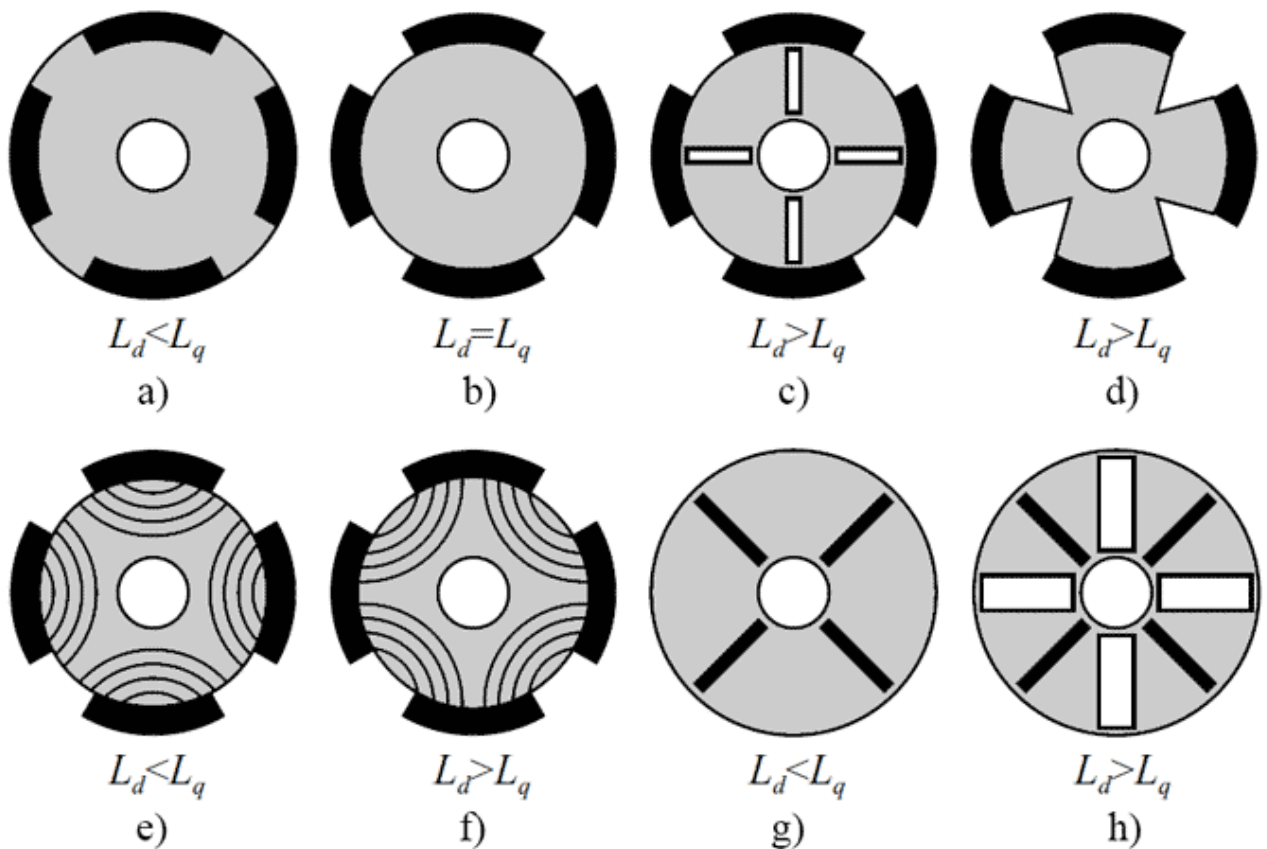


μείωση δινορευμάτων σε αυτόν. Αυτό σημαίνει ότι ο δρομέας μπορεί να κατασκευαστεί από συμπαγή σίδηρο ή ατσάλι, γεγονός που μειώνει σημαντικά το κόστος κατασκευής. Απ' την άλλη, η τοποθέτηση των μαγνητών στην επιφάνεια του δρομέα, τους εκθέτει απευθείας στο πεδίο απομαγνήτισης του στάτη, με κίνδυνο τη πρόωρη απομαγνήτισή τους, ενώ το γεγονός πως εδώ οι άξονες  $d$  και  $q$  είναι σχεδόν ίσοι, οδηγεί σχεδόν στο μηδενισμό της ροπής αντίδρασης.

Permanent magnets



Εικόνα 4.3: Κινητήρας MM επιφανειακών μαγνητών (Dmitry)



Εικόνα 4.4: Σχέση μεταξύ των αγωγιμοτήτων  $d$  και  $q$  σε κινητήρα MM (Dmitry)

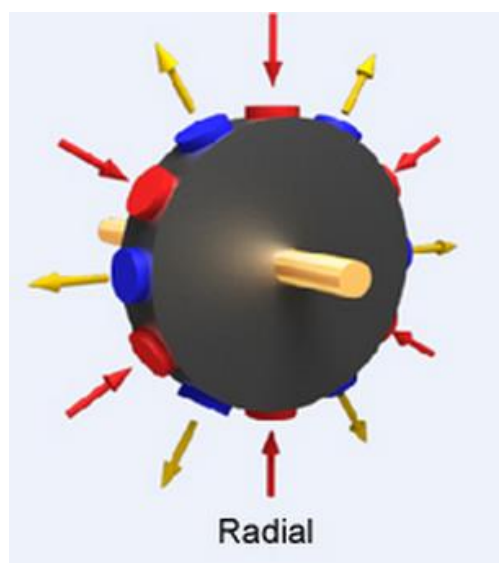
Ανεξάρτητα των δύο προαναφερόμενων τρόπων τοποθέτησης των μαγνητών, θα πρέπει ο κινητήρας να είναι αποδοτικός σε όλο το φάσμα περιστροφής του, συνδυάζοντας την παραγωγή αρκετής ροπής από χαμηλές στροφές, με την ελεγχόμενη αύξηση της θερμοκρασίας τους στις υψηλές στροφές.

#### 4.1.3 Διαχωρισμός μεταξύ αξονικής ροής (axial field) και ακτινικής ροής (radial field)

Όπως ήδη αναφέρθηκε, στις μηχανές έμφυτων πόλων, υπάρχουν δύο τρόποι ώστε να τοποθετηθούν οι μαγνήτες. Ο πρώτος είναι ακτινικά κι ο δεύτερος παράλληλα στον άξονά της, δημιουργώντας δύο διαφορετικούς τύπους μηχανής, οι οποίοι διαφοροποιούνται με βάση τον τρόπο διάχυσης της μαγνητικής ροής. Έτσι έχουμε τις μηχανές ακτινικής ροής και τις μηχανές αξονικής ροής.

##### 4.1.3.1 Μηχανές ακτινικής ροής (radial field)

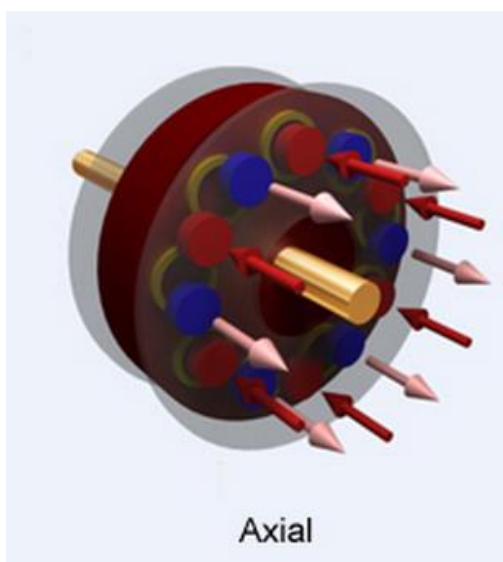
Η τοποθέτηση των μαγνητών ακτινικά στον δρομέα απαιτεί μεγάλου μήκους άξονα, ούτως ώστε να υπάρξει ο απαραίτητος χώρος για επαρκή ποσότητα μαγνητών. Εφόσον η αύξηση είναι διαμήκης, οι μηχανές αυτές χαρακτηρίζονται από χαμηλή αδράνεια κι έτσι ο χρόνος απόκρισης σε γρήγορες μεταβολές του φορτίου είναι αρκετά μικρός, παρέχοντας σημαντική επιτάχυνση όποτε αυτή ζητηθεί. Ακόμα, ακτινική τοποθέτηση των μαγνητών συνεπάγεται ότι ανάλογα με το μήκος του άξονα, εξαρτάται και η μαγνητική ροή στο διάκενο της μηχανής και συνάμα η ισχύς της, καθώς οι μαγνητικές γραμμές έχουν κι αυτές ακτινική διεύθυνση (Roberts, 2014), (Mantere, 2005). Έτσι, γίνεται εύκολη η κατασκευή πανομοιότυπων μηχανών, με διαφορετική ισχύ η καθεμιά, από μία γραμμή παραγωγής, χωρίς να απαιτείται εκ νέου σχεδιασμός από την αρχή, εφόσον το μόνο το αλλάζει είναι το μήκος της μηχανής. Τα παραπάνω πλεονεκτήματα μείωσαν αρκετά το κόστος των ηλεκτρικών κινητήρων, κάνοντάς τους ιδιαίτερα δημοφιλείς για χρήση σε εφαρμογές ηλεκτρικών αυτοκινήτων, πλοίων, ανεμογεννητριών κτλ



Εικόνα 4.5: Δρομέας κινητήρα MM ακτινικής ροής (Roberts, 2014)

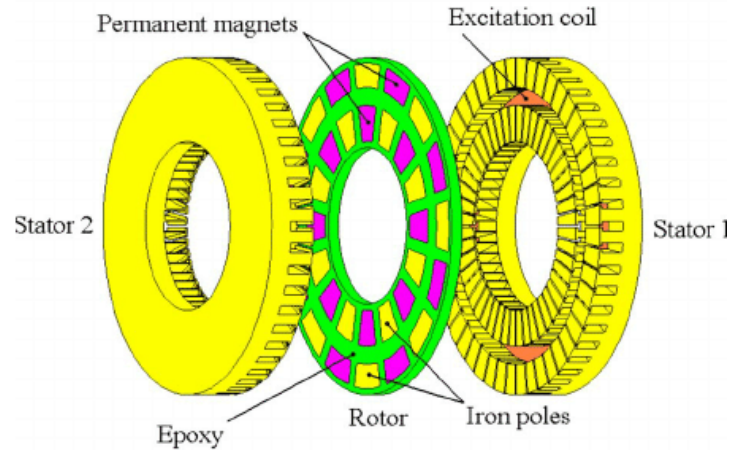
#### 4.1.3.2 Μηχανές αξονικής ροής (*axial field*)

Κι εδώ οι μαγνήτες μπορούν να είναι τοποθετημένοι εσωτερικά του δρομέα, ωστόσο αυτήν τη φορά έχουν αξονικό προσανατολισμό. Αυτή η σχεδίαση, δίνει τη δυνατότητα τοποθέτησης μεγάλου αριθμού μαγνητών σε σχετικά μικρό μήκος δρομέα, αυξάνοντας σημαντικά την πυκνότητα ισχύος παρέχοντας την επιλογή μικρότερων μηχανών για τις ίδιες απαιτήσεις σε ισχύ, ενώ ταυτόχρονα δίνει ισχύ στον κινητήρα σε χαμηλές ταχύτητες περιστροφής (Roberts, 2014), (Mantere, 2005). Η μείωση αυτή του βάρους και του όγκου άνοιξε ένα ευρύ φάσμα εφαρμογών στους ηλεκτρικούς κινητήρες από οπτικά μέσα κι άλλες ηλεκτρονικές εφαρμογές, μέχρι ανελκυστήρων χωρίς τη χρήση κιβώτιων ταχυτήτων, χάρη στην υψηλή ροπή που παρέχουν. Πρόσφατα άρχισαν να κάνουν την εμφάνισή τους και στην ηλεκτροκίνηση.



Εικόνα 4.6: Δρομέας κινητήρα MM αξονικής ροής (Roberts, 2014)

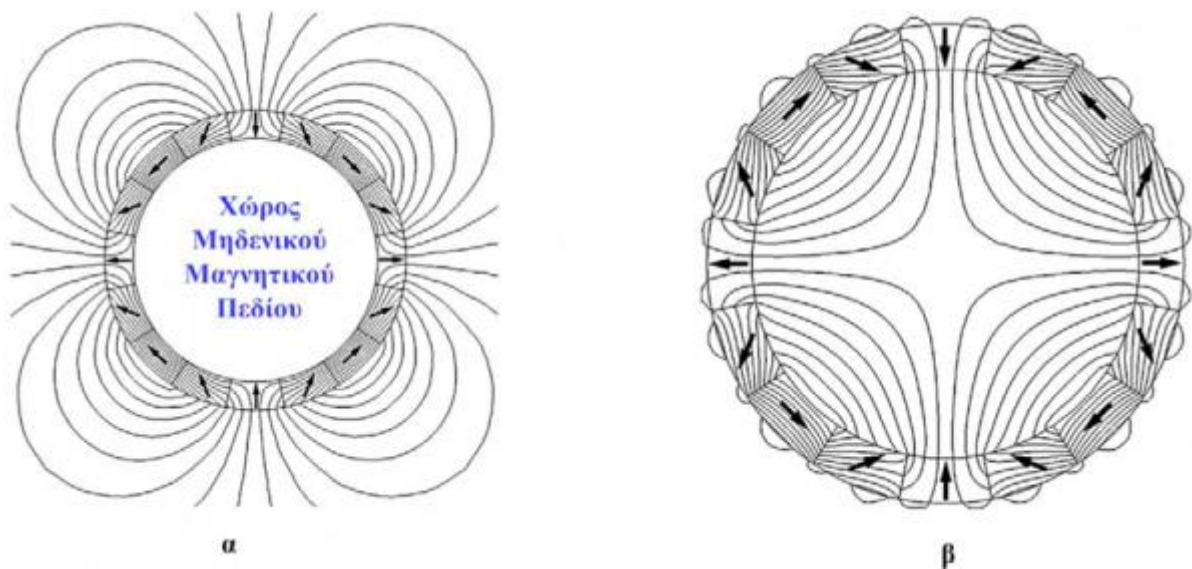
Παρατηρούμε ότι στην περίπτωση των μηχανών αξονικής ροής, ο ασύμμετρος σχεδιασμός της μηχανής εύκολα μπορεί να διαταράξει την ισορροπία της καθώς οι δυνάμεις που ασκούνται είναι μονομερές. Την επίλυση αυτού του προβλήματος έρχεται να δώσει ένας δεύτερος στάτης, όμοιος με τον αρχικό, αλλά τοποθετημένος στην αντίθετη πλευρά του δρομέα, όπως φαίνεται και στο σχήμα που ακολουθεί.



Εικόνα 4.7: Κινητήρας MM αξονικής ροής με δύο διάκενα (Belfkira, 2011)

#### 4.1.3.3 Συστοιχία Halbach

Τέλος, υπάρχει κι ένα τρίτο είδος μαγνήτισης, η συστοιχία Halbach, όπου η τοποθέτηση των μαγνητών γίνεται με σκοπό η μαγνητική ροή να έχει το παρακάτω σχήμα.



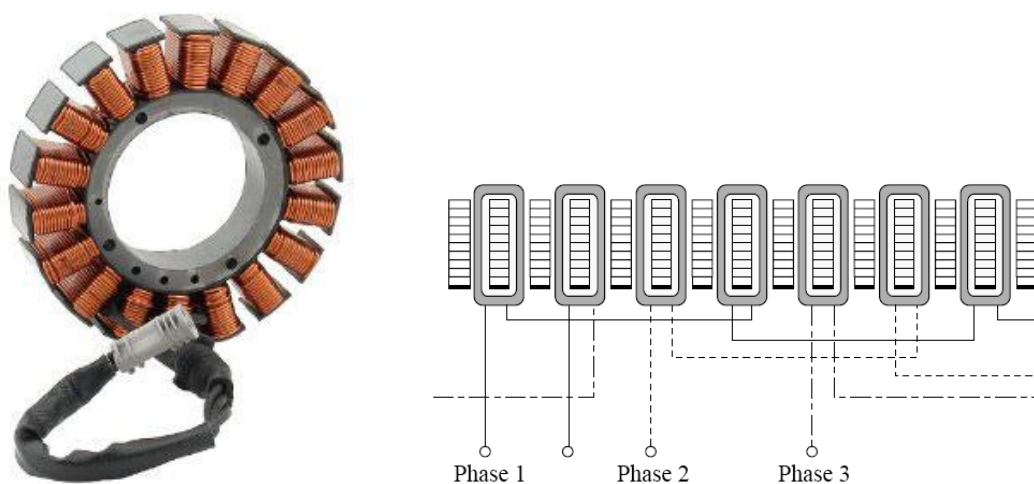
Εικόνα 4.8: Δυναμικές γραμμές μαγνητικού πεδίου (α) στο διάκενο και (β) στο εσωτερικό του δρομέα ενός κινητήρα MM με βάση τη συστοιχία Halbach (Τσοτουλίδης, 2014)

Η συστοιχία Halbach προκύπτει συνδυάζοντας την αξονική με την ακτινική ροή με κατάλληλο τρόπο ώστε να επιτευχθούν κάποια σημαντικά χαρακτηριστικά. Λόγω της ιδιαίτερης τοποθέτησης των μαγνητών δημιουργείται μονομερής κατανομή του μαγνητικού πεδίου στο εσωτερικό του δρομέα, το οποίο μειώνει τις απώλειες σιδήρου, δίνοντας έτσι τη δυνατότητα ο δρομέας να μπορεί να κατασκευαστεί από μη σιδηρομαγνητικά υλικά. Επίσης, στη συστοιχία Halbach, έχουμε υψηλή συγκέντρωση μαγνητικής ροής, η οποία παρέχει στη μηχανή ομοιόμορφη κατανομή της παραγόμενης ροπής, χωρίς διακυμάνσεις, λόγω της καθαρά ημιτονοειδούς ηλεκτρεγερτικής δύναμης. Τα προηγούμενα κάνουν τις μηχανές αυτές κατάλληλες για εφαρμογές υψηλής ακρίβειας, ωστόσο έχουν αντίκτυπο στο κόστος τους, το οποίο με τη σειρά του αυξάνεται (Τσοτουλίδης, 2014).

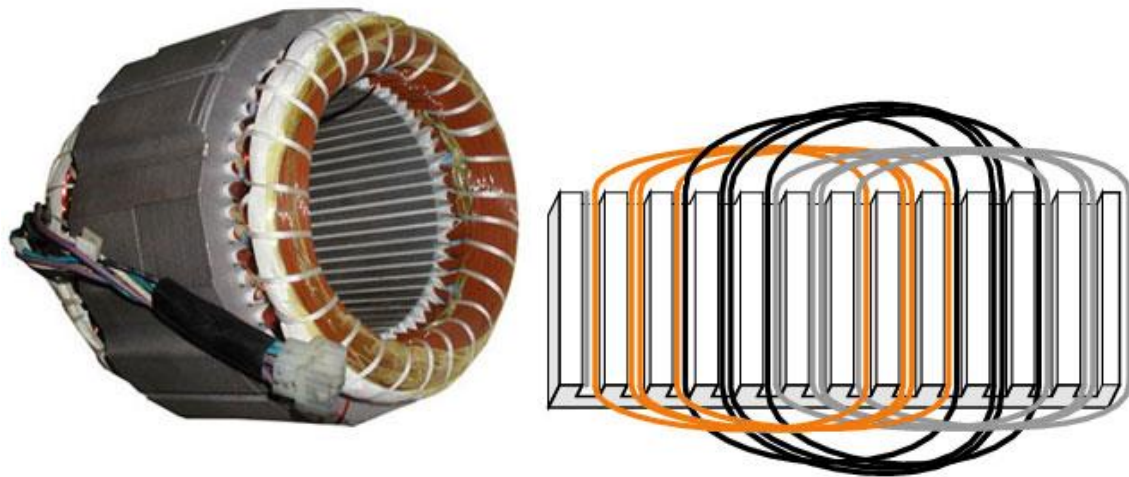
## 4.2 Περιγραφή του στάτη

Ο στάτης αποτελεί το σταθερό τμήμα της μηχανής μόνιμων μαγνητών, το οποίο φέρει και τα τυλίγματα της. Τα τυλίγματα του στάτη μπορεί να αποτελούνται από μία ή περισσότερες φάσεις, ωστόσο οι τριφασικές μηχανές είναι αυτές που έχουν επικρατήσει. Όπως σε κάθε ηλεκτρικό κινητήρα, έτσι και σε αυτούς των μόνιμων μαγνητών, ο μηχανισμός παραγωγής της ροπής οφείλεται την αλληλεπίδραση των μαγνητικών πεδίων του στάτη και του δρομέα του κινητήρα. Το μαγνητικό πεδίο του δρομέα όπως έχει ήδη αναφερθεί παράγεται από τους μόνιμους μαγνήτες που βρίσκονται σε αυτόν. Αντίθετα, το μαγνητικό πεδίο του στάτη δημιουργείται από τα τυλίγματα όταν αυτά διαρρέονται από ηλεκτρικό ρεύμα, σύμφωνα με τον νόμο του Faraday. Έτσι, τα δύο αυτά μαγνητικά πεδία περιστρέφονται δημιουργώντας μηχανική ροπή στον άξονα της μηχανής. Μάλιστα, επειδή τα πεδία περιστρέφονται με την ίδια γωνιακή ταχύτητα, οι κινητήρες αυτοί ονομάζονται σύγχρονοι.

Τα τυλίγματα των σύγχρονων μηχανών μόνιμων μαγνητών ανάλογα τον τρόπο παραγωγής του ηλεκτρομαγνητικού πεδίου μπορούν να τοποθετηθούν με δύο διαφορετικούς τρόπους. Στην πρώτη περίπτωση, ο στάτης φέρει αυλακώσεις κατά μήκος του, μέσα στις οποίες κατανέμονται ομοιόμορφα οι περιελίξεις (concentrated windings), οι οποίες στη συνέχεια συνδέονται μεταξύ τους κατάλληλα, ούτως ώστε να δημιουργηθεί ένα πλήρες τύλιγμα (πηνίο). Έτσι έχουμε τη δημιουργία ζευγών έκτυπων πόλων, μέσω της διέγερσης των πηνίων με ηλεκτρικό ρεύμα και τη δημιουργία του επιθυμητού μαγνητικού πεδίου (Kiran, 2014). Η δεύτερη περίπτωση θέλει τα τυλίγματα τοποθετημένα εσωτερικά του στάτη σε σχήμα δακτυλιδίων (distributed windings) σε κατάλληλες αποστάσεις ώστε να δημιουργηθεί ο απαραίτητος αριθμός πόλων. Παρότι, η πρώτη μέθοδος προκαλεί αρκετές δονήσεις στη μηχανή κατά τη λειτουργία της, προτιμάται έναντι της δεύτερης, αφενός μεν λόγω της αυξημένης μαγνητικής ροής που προσφέρει χάρη στο μικρότερο διάκενο κι αφετέρου λόγω της καλύτερης απαγωγής της θερμότητας που προσφέρει μέσω του διάκενου της μηχανής, αυξάνοντας έτσι το βαθμό απόδοσης.



Εικόνα 4.9: Τυλίγματα στάτη με αυλακώσεις τριφασικής ΣΜΜΜ (Levkin)



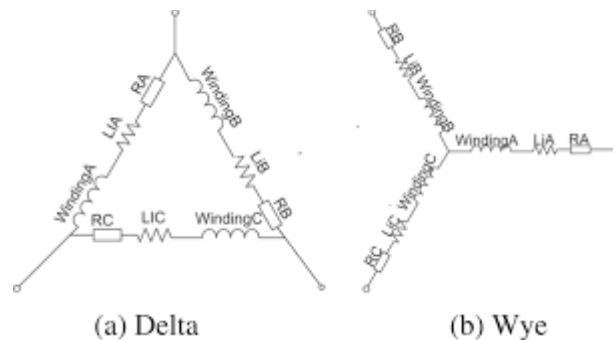
Εικόνα 4.10: Τυλίγματα στάτη χωρίς αυλακώσεις τριφασικής ΣΜΜΜ (Levkin)

#### 4.2.1 Αριθμός πόλων

Ήδη αναφέρθηκε πως οι πόλοι του στάτη συναντώνται σε ζεύγη, συνήθως μεταξύ δύο έως οκτώ ή δέκα, αν και ανάλογα τις απαιτήσεις και τις προδιαγραφές που χρειάζεται να πληροί ένας κινητήρας, ο αριθμός των πόλων μπορεί να αυξηθεί. Γενικά μεγαλύτερος αριθμός πόλων συνεπάγεται μεγαλύτερη ταχύτητα περιστροφής για τα ίδια ηλεκτρικά μεγέθη (Roberts, 2014). Επίσης, σημαίνει πως ο χώρος για κάθε πόλο θα είναι περιορισμένος, άρα οι πόλοι θα πρέπει να είναι μικρότεροι. Αντίθετα η μείωση του αριθμού των πόλων, δίνει τη δυνατότητα κατασκευής μεγαλύτερων πόλων οι οποίοι μπορούν να δώσουν στη μηχανή μεγαλύτερη ροπή, παρέχοντας ομαλότερες εκκινήσεις, μειώνοντας όμως το μέγιστο όριο περιστροφής της, καθώς η ικανότητα μεταγωγής των ρευμάτων μεταξύ των πόλων είναι περιορισμένη (Roberts, 2014). Ωστόσο, όπως είναι λογικό ο αριθμός των πόλων περιορίζεται κι από τον όγκο του κινητήρα, καθώς δεν μπορεί να ξεπεράσει μία μέγιστη τιμή, πέρα απ' την οποία η συνολική επιφάνεια των μαγνητών γίνεται συγκρίσιμη με την επιφάνεια ολόκληρου του στάτη. Είναι λογικό πως όσο αυξάνεται ο αριθμός αυτών, μειώνεται και το μέγεθός τους με αποτέλεσμα τη δημιουργία ασθενέστερου μαγνητικού πεδίου ανά πόλο ενώ ταυτόχρονα παρατηρείται αύξηση του παραγόμενου θορύβου καθώς αυξάνονται οι ηλεκτρικές μεταγωγές στο εσωτερικό της μηχανής. Ο υπολογισμός των πόλων πραγματοποιείται μέσω των κατάλληλων εξισώσεων της μηχανής και οπωσδήποτε βασίζεται στην εφαρμογή για την οποία προορίζεται η εκάστοτε μηχανή. Για παράδειγμα σ' ένα τηλεκατευθυνόμενο drone χρειάζεται κινητήρες που να μπορούν να περιστραφούν πολύ γρήγορα χωρίς την απαίτηση παραγωγής σημαντικής ροπής, σε αντίθεση με ένα ηλεκτρικό ποδήλατο όπου η παραγόμενη ροπή χρειάζεται να υπερνικήσει την αδράνεια του ποδηλάτου. Ένας γενικός κανόνας που ισχύει σε όλες τις μηχανές είναι πως η παραγόμενη ροπή είναι αντιστρόφως ανάλογη της ταχύτητας περιστροφής.

#### 4.2.2 Αστέρας – Τρίγωνο

Είπαμε πως στην πλειοψηφία τους, οι μηχανές μόνιμων μαγνητών είναι τριφασικές. Έτσι, εφόσον αναφερόμαστε σε τριφασικό τυλίγμα, η συνδεσμολογία μεταξύ των φάσεων δύναται να είναι είτε σε αστέρα, είτε σε τρίγωνο. Η συνδεσμολογία πραγματοποιείται ανάλογα την εφαρμογή καθώς ο αστέρας έχει μεγαλύτερη ροπή, σε αντίθεση με το τρίγωνο όπου παρουσιάζει αυξημένη ταχύτητα περιστροφής. Η σχέση που συνδέει τις δύο συνδεσμολογίες είναι  $T_{\gamma} = \frac{1}{3}T_{\Delta}$ , όπου:  $T_{\gamma}$ : η μέγιστη ροπή του αστέρα και  $T_{\Delta}$ : η μέγιστη ροπή του τριγώνου.



Εικόνα 4.11: Τυλίγματα ΣΜΜΜ σε συνδεσμολογία (α) τριγώνου και (β) αστέρα (Yang, 2018)

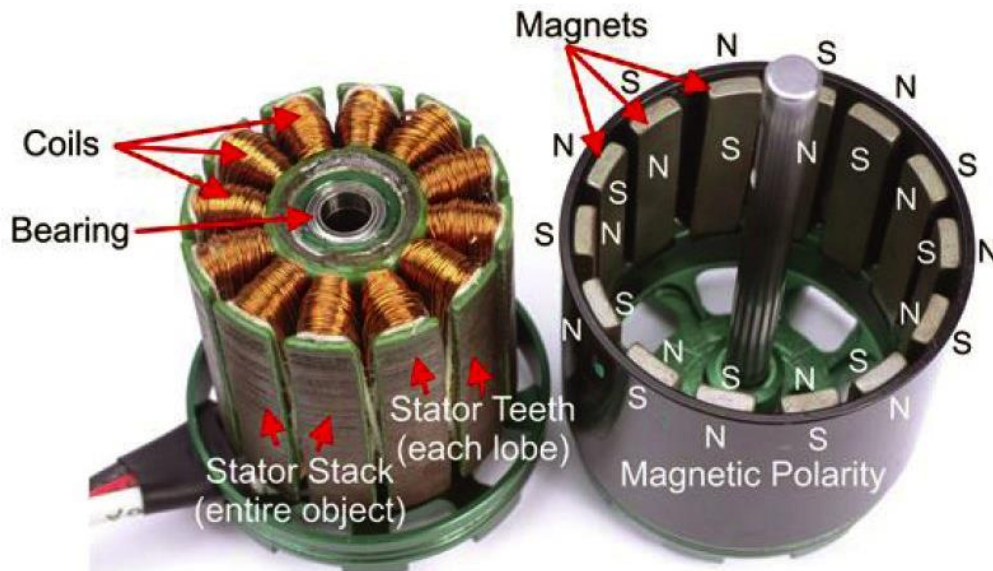
Σημειώνεται ότι η σύνδεση σε αστέρα είναι αρκετά δημοφιλέστερη, διότι δε δημιουργείται κλειστός βρόχος εντός της μηχανής κι έτσι αποτρέπεται η ροή παρασιτικών ρευμάτων στο κύκλωμα, τα οποία έχουν ως αποτέλεσμα την κυμάτωση της παραγόμενης ροπής.

#### 4.3 Κινητήρες εσωτερικού (inrunner motors) και εξωτερικού δρομέα (outrunner motors)

Έχει ήδη γίνει αντιληπτό, πως ανάλογα την εφαρμογή ο κινητήρας μπορεί να διαμορφωθεί καταλλήλως ώστε να γίνει όσο το δυνατό πιο αποδοτικός. Μια ακόμη διαφοροποίηση έχει να κάνει με το αν είναι προτιμότερο να περιστραφεί το εξωτερικό ή το εξωτερικό κομμάτι του κινητήρα. Οι κλασικοί κινητήρες όπου ο δρομέας τοποθετείται εντός του στάτη ονομάζονται inrunner motors, ενώ όταν ο στάτης πακτώνεται σε σταθερό σημείο και περικλείεται απ' τον δρομέα ο οποίος περιστρέφεται, ο κινητήρας ονομάζεται outrunner motor ή αλλιώς συναντώνται και ως ERPM (External Rotor Permanent Magnet). Για τους inrunner motors δεν θα γίνει κάποια επιπλέον ανάλυση, καθώς αυτοί ήδη παρουσιάστηκαν. Η παράγραφος που ακολουθεί αναφέρει κάποια χαρακτηριστικά των outrunner motors που τους διαχωρίζουν από τους inrunner motors.

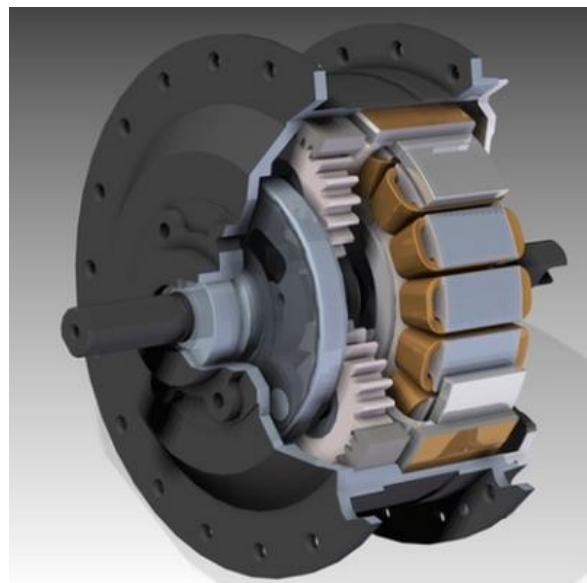
Σε αυτούς τους κινητήρες (outrunner motors), ο στάτης, που περιλαμβάνει τα τυλίγματα, τοποθετείται στο κέντρο ενώ στην εσωτερική επιφάνεια του εξωτερικού περιβλήματος (δρομέας) τοποθετούνται οι μόνιμοι μαγνήτες (Roberts, 2014). Έτσι, εφόσον το εσωτερικό παραμένει στάσιμο κι αυτό που περιστρέφεται είναι το εξωτερικό, η παραγόμενη ροπή αυξάνεται ( $D > d$ ), αυξάνοντας παράλληλα την πυκνότητα ροπής για επίτευξη μέγιστης ροπής. Το μειονέκτημα αυτών είναι οι υψηλότερες θερμοκρασίες που αναπτύσσουν, καθώς τα τυλίγματα του στάτη που θερμαίνονται βρίσκονται στο εσωτερικό του κινητήρα, όπως επίσης

και των μειωμένων ταχυτήτων περιστροφής διότι ο κίνδυνος αποκόλλησης των μαγνητών αυξάνεται λόγω της μεγαλύτερης φυγόκεντρου που εφαρμόζεται στους τελευταίους. Πεδίο εφαρμογής των outrunner κινητήρων είναι τα ηλεκτρικά οχήματα, όπου συχνά χρησιμοποιούνται κινητήρες τροχού (Hub motors), οι ανεμιστήρες κα.



Εικόνα 4.12: Κινητήρας MM εξωτερικού δρομέα (Outrunner) (Roberts, 2014)

Συχνά, ανάλογα την εφαρμογή, ένας κινητήρας μόνιμων μαγνητών είναι δυνατό να φέρει στο εσωτερικό του γρανάζια, ούτως ώστε να είναι αποδοτικός σε ένα ευρύτερο φάσμα περιστροφής

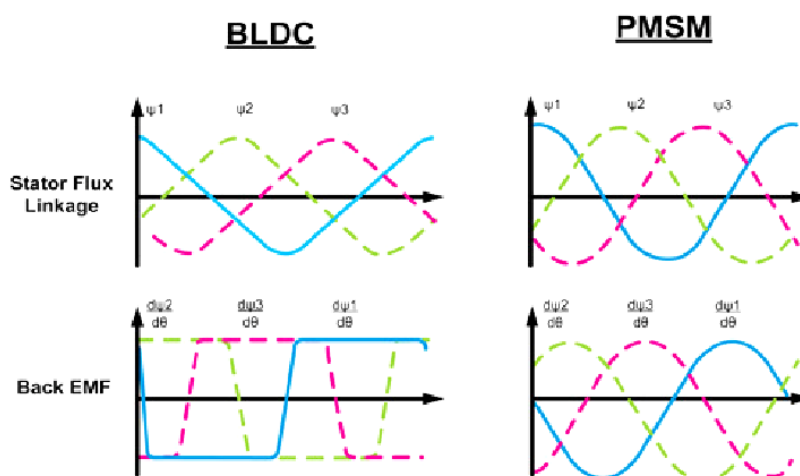


Εικόνα 4.13: Κινητήρας MM που φέρει γρανάζια (Roberts, 2014)



#### 4.4 Μαγνητική ροή στο διάκενο της σύγχρονης μηχανής μόνιμων μαγνητών

Οι σύγχρονες μηχανές μόνιμου μαγνήτη αποτελούν μία μεγάλη κατηγορία μηχανών, η οποία μπορεί να διαχωριστεί με βάση την αντιηλεκτρεγερτική δύναμη που επάγεται στα τυλίγματα του στάτη κατά τη λειτουργία της μηχανής. Έτσι έχουμε του δύο κύριους τύπους μηχανών μόνιμων μαγνητών, τους BLDC Motors και τους PMSM. Στους μεν BLDC (Brushless Direct Current Motors) η επαγόμενη τάση είναι τραπεζοειδούς μορφής, ενώ στους δε PMSM (Permanent Magnet Synchronous Motors) ημιτονοειδούς μορφής (Kiran, 2014). Από εδώ προέρχεται και η ονομασία των κινητήρων, καθώς στους BLDC η τραπεζοειδής μορφή θυμίζει παλμούς συνεχής τάσης. Αντίθετα οι PMSM συχνά χαρακτηρίζονται κι ως BLAC λόγω της ημιτονοειδής τάσης (Abubakar, 2014).

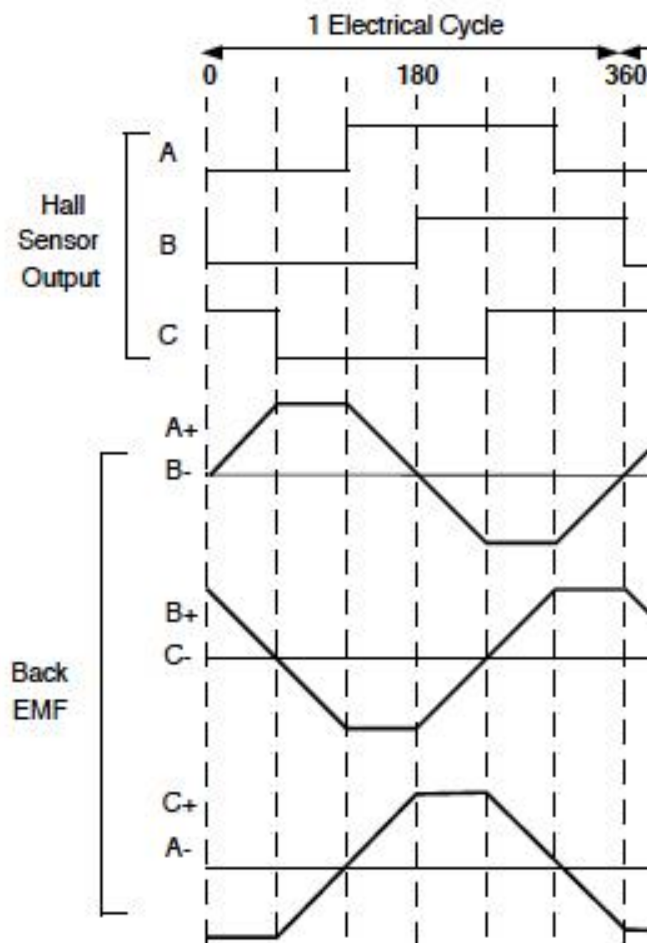


Εικόνα 4.14: Μαγνητική ροή στάτη και ΑΗΕΔ κινητήρα (Abubakar, 2014)

Η διαφοροποίηση μεταξύ των BLDC και των PMSM έγκειται στον τύπο του μαγνητικού πεδίου που εμφανίζεται στο διάκενο της μηχανής κι είναι υπεύθυνο για τη δημιουργία της αντιηλεκτρεγερτικής δύναμης στη μηχανή. Η μαγνητική ροή εξαρτάται από δύο παράγοντες, τη γεωμετρία και τον προσανατολισμό των μαγνητών και απ' τις περιελίξεις. Έτσι μπορεί να έχουμε είτε ακτινική ροή, είτε αξονική (παράλληλη) ροή. Η πρώτη εμφανίζεται στους BLDC κινητήρες, ενώ η δεύτερη στους PMSM.

#### 4.5 Σύγχρονοι κινητήρες μόνιμων μαγνητών τραπεζοειδούς μαγνητικής ροής (BLDC Motors)

Οι κινητήρες τραπεζοειδούς μαγνητικής ροής ονομάζονται καταχρηστικά και BLDC Motors – BrushLess Direct Current Motors. Η τάση τροφοδοσίας τους αποτελείται από παλμούς τραπεζοειδούς μορφής μεταξύ των τυλιγμάτων του στάτη. Για μία συνηθισμένη τριφασική μηχανή, τα τυλίγματα είναι τοποθετημένα ανά  $120^\circ$  ηλεκτρικές μοίρες, ενώ η επαγόμενη τάση στα τυλίγματα του στάτη την παρακάτω μορφή:



Εικόνα 4.15: ΑΗΕΔ BLDC κινητήρα σε μία πλήρη περιστροφή (COLLINS, *What is trapezoidal back EMF?*, 2016)

Όπως βλέπουμε, σε μία πλήρη περιστροφή υπάρχουν έξι παλμοί τάσης  $60^\circ$ , όπου κάθε χρονική στιγμή άγουν το πολύ δύο ταυτόχρονα.

Οι κινητήρες BLDC συνήθως περιλαμβάνουν δρομέα με επιφανειακούς μαγνήτες οι οποίοι δημιουργούν ακτινική μαγνητική επαγωγή κατά μήκος του διακένου. Το διάνυσμα μαγνήτισης είναι παράλληλο στην επιφάνεια των μαγνητών ώστε να δημιουργεί τραπεζοειδή κατανομή μαγνητικής επαγωγής και σε συνδυασμό με την ομοιόμορφη κατανομή των τυλιγμάτων στο στάτη επιτυγχάνεται τραπεζοειδής αντιηλεκτρεγερτική δύναμη (Kiran, 2014).

Λόγω της μορφής της επαγόμενης τάσης, οι διατάξεις οδήγησης των BLDC κινητήρων είναι σχετικά απλοί και φθηνού, καθώς οι παλμοί της τάσης που απαιτείται μπορούν να παραχθούν από απλά ηλεκτρονικά στοιχεία, τα οποία θα μεταβαίνουν από κατάσταση ON σε κατάσταση

OFF. Εννοείται, βέβαια ότι στα πλεονεκτήματα των κινητήρων αυτών συμπεριλαμβάνονται όσα έχουν ήδη αναφερθεί στις προηγούμενες ενότητες, όπως υψηλή ροπή και ταχύτητα περιστροφής και υψηλή απόδοση, άνω του 85%. Ωστόσο, λόγω των μεταβάσεων μαγνητικού πεδίου, δημιουργείται ταλάντωση στην παραγόμενη ροπή.

Επειδή η μαγνητική ροή, άρα κι επαγόμενη τάση, στους BLDC κινητήρες έχει τραπεζοειδή μορφή, αρκούν οι αισθητήρες Hall για την εύρεση της θέσης του δρομέα καθώς η μορφή του μαγνητικού πεδίου είναι ανάλογη της ΑΗΕΔ, δηλαδή μεταβάλλεται από το μηδέν έως μία μέγιστη τιμή, σχεδόν ακαριαία. Αντίθετα, όπως θα φανεί παρακάτω, στους PMSM, η συνέχεια της ημιτονοειδούς ροής απαιτεί ακριβέστερο υπολογισμό της γωνίας του δρομέα. Γι' αυτό το λόγο χρησιμοποιούνται κωδικοποιητές θέσης όπως οι encoder κι οι resolvers που παρουσιάστηκαν.

#### **4.6 Σύγχρονοι κινητήρες μόνιμων μαγνητών ημιτονοειδούς μαγνητικής ροής (PMS Motors)**

Η δεύτερη κατηγορία κινητήρων μόνιμων μαγνητών παρουσιάζει ημιτονοειδή μαγνητική ροή στο διάκενό της. Και αυτοί οι κινητήρες συνηθίζεται να είναι τριφασικοί, ενώ η ημιτονοειδής τάση που απαιτούν τους κάνει παρόμοιους με τους επαγωγικούς κινητήρες. Εδώ, το σύστημα ελέγχου του κινητήρα, παράγει στην έξοδό του τρία όμοια ημιτονοειδή σήματα με διαφορά φάσης 120°, όπως φαίνεται στην εικόνα 4.25.

Στους κινητήρες PMSM οι ένθετοι μαγνήτες έχουν ως αποτέλεσμα τη δημιουργία παράλληλης (αξονικής) μαγνητικής επαγωγής κατά μήκος του διακένου. Εδώ το διάνυσμα μαγνήτισης βρίσκεται συνεχώς υπό γωνία  $\theta$  με την επιφάνεια των μαγνητών, επιτυγχάνοντας με αυτό τον τρόπο ημιτονοειδή κατανομή μαγνητικής επαγωγής. Στη συνέχεια λόγω της συμμετρικής κατανομή των τυλιγμάτων, η μαγνητική ροή μεταφράζεται σε ημιτονοειδή αντιηλεκτρεγερτική δύναμη. Πρακτικά τα τυλίγματα καθώς διανέμονται στον στάτη, πυκνώνονται και αραιώνονται σε διαφορετικά σε σημεία, παράγοντας αντίστοιχα διαφορετικής μορφή τάση. Η σταθερή γωνία  $\theta$  μειώνει στο ελάχιστο τον κυματισμό της ροπής, προσφέροντας καλύτερα χαρακτηριστικά στους PMSM, ενώ λόγω της ημιτονοειδούς ροής δεν έχουμε την εμφάνιση αρμονικών συνιστωσών όπως συμβαίνει με τους BLDC.

Στους τριφασικούς κινητήρες PMSM είναι απαραίτητη η δημιουργία τριφασικής συμμετρικής ημιτονικής τάσης. Η τάση αυτή δε θα μπορούσε παρά να παράγεται είτε από μετατροπέα DC / AC, είτε από AC/AC όπου θα είναι εφικτός ο πλήρης έλεγχός της. Όπως γίνεται και στους επαγωγικούς κινητήρες, έτσι και στους PMSM ο έλεγχος του κινητήρα (ταχύτητα, ροπή) πραγματοποιείται μέσω της συχνότητας και του μέτρου της τάσης τροφοδοσίας. Για να γίνει κατανοητό αυτό, πρωτίστως πρέπει να αναλυθεί ο τρόπος λειτουργία της μηχανής.

BLDC	PMSM
Σύγχρονοι κινητήρες	Σύγχρονοι κινητήρες
Συνεχές ρεύμα	Ημιτονοειδές ρεύμα
Τραπεζοειδής ΑΗΕΔ	Ημιτονοειδής ΑΗΕΔ
Αλλαγή φάσης τροφοδοσίας κάθε 60°	Συνεχόμενη τροφοδοσία
Κάθε στιγμή τροφοδοτούνται δύο φάσεις	Κάθε στιγμή τροφοδοτούνται και οι τρεις φάσεις
Υψηλή κυμάτωση ροπής	Χαμηλή κυμάτωση ροπής
Απώλειες λόγω αρμονικών	Απώλειες λόγω συνεχούς τροφοδοσίας
Απλούστερος έλεγχος (έξι τραπεζοειδής παλμοί)	Πολυπλοκότερος έλεγχος (τρεις ημιτονοειδής τάσεις)
Αποδοτικότεροι σε χαμηλότερες ταχύτητες	Αποδοτικότεροι σε υψηλότερες ταχύτητες
Περισσότερο θορυβώδεις (υψίσυχη ασυνεχής τροφοδοσία)	Λιγότερο θορυβώδεις (συνεχής τροφοδοσία)

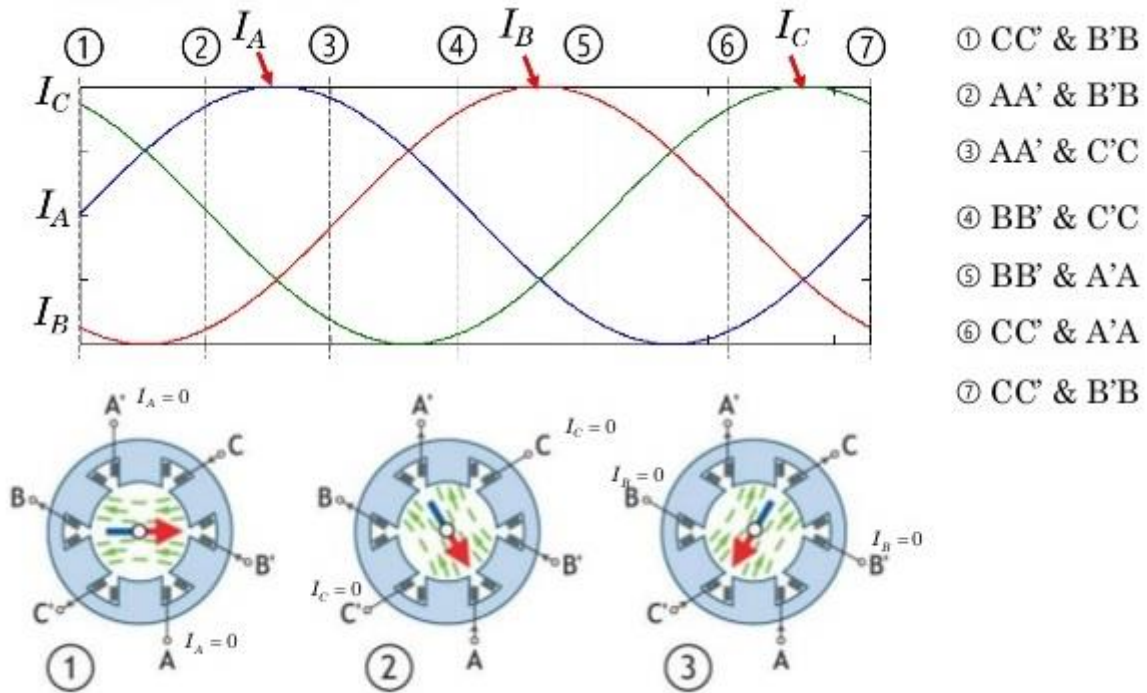
Πριν προχωρήσουμε, είναι απαραίτητο να ορίσουμε κάποιες παραδοχές. Συγκεκριμένα, από εδώ και στο εξής θα θεωρούμε ότι τα τυλίγματα του στάτη έχουν ίδια αντίσταση, είναι συνδεδεμένα σε αστέρα και ως θετική φορά του ρεύματος λαμβάνεται αυτή προς τον κοινό κόμβο των τυλιγμάτων. Επίσης, θεωρούμε ότι η τάση είναι απολύτως συμμετρική και καθαρά ημιτονοειδής.

#### 4.6.1 Αρχή λειτουργίας των PMSM

Η αρχή λειτουργίας των σύγχρονων κινητήρων μόνιμων μαγνητών δεν διαφέρει σημαντικά από των υπόλοιπων ηλεκτρικών μηχανών. Η περιστροφή του δρομέα ως προς τον στάτη, οφείλεται στην αλληλεπίδραση των δύο μαγνητικών πεδίων που συνυπάρχουν στο διάκενο της μηχανής. Στις προηγούμενες παραγράφους αναφέρθηκε ο τρόπος παραγωγής κάθε πεδίου, μόνιμοι μαγνήτες και ηλεκτρικά τυλίγματα. Στη συνέχεια πρόκειται να παρουσιαστεί γιατί είναι σημαντικό το ελεγχόμενο εκ των δύο μαγνητικό πεδίο, δηλαδή του στάτη, να ελέγχεται με όσο το δυνατόν μεγαλύτερη ακρίβεια, καθώς και πώς αντιδρά ο δρομέας σε αυτό.

Το μαγνητικό πεδίο του στάτη, ανεξάρτητα του είδους του κινητήρα, είναι αποτέλεσμα εφαρμογής εναλλασσόμενης τάσης στα τυλίγματά του, με μια συγκεκριμένη διαφορά φάσης. Για τριφασικούς κινητήρες, τα τυλίγματα είναι τοποθετημένα με διάφορα 120° μεταξύ τους, ενώ η διαφορά φάσης λαμβάνει την τιμή των 120°. Κάθε χρονική στιγμή, στον στάτη

δημιουργούνται ζεύγη αντίθετων μαγνητικών πόλων, τοποθετημένοι αντιδιαμετρικά ο ένας απ' τον άλλο (Kiran, 2014), (Guwahati, 2013). Το πεδίο που δημιουργείται βρίσκεται εντός του πεδίου του δρομέα που προέρχεται από τους μόνιμους μαγνήτες. Έτσι, δημιουργώντας την κατάλληλη πολικότητα στο μαγνητικό πεδίο του στάτη, τα δύο πεδία στην προσπάθειά τους να ευθυγραμμιστούν αρχίζουν να παράγουν μηχανική ροπή στρέψης. Αυτό συμβαίνει διότι, αφενός οι όμοιοι πόλοι απωθούνται, αφετέρου οι αντίθετοι έλκονται. Το γεγονός αυτό γίνεται καλύτερα κατανοητό αν προσέξουμε την παρακάτω εικόνα. Εκεί βλέπουμε ότι ενώ ο ένας πόλος «σπρώχνει» τον δρομέα μακριά του, ο επόμενος τον «έλκει» κοντά του.



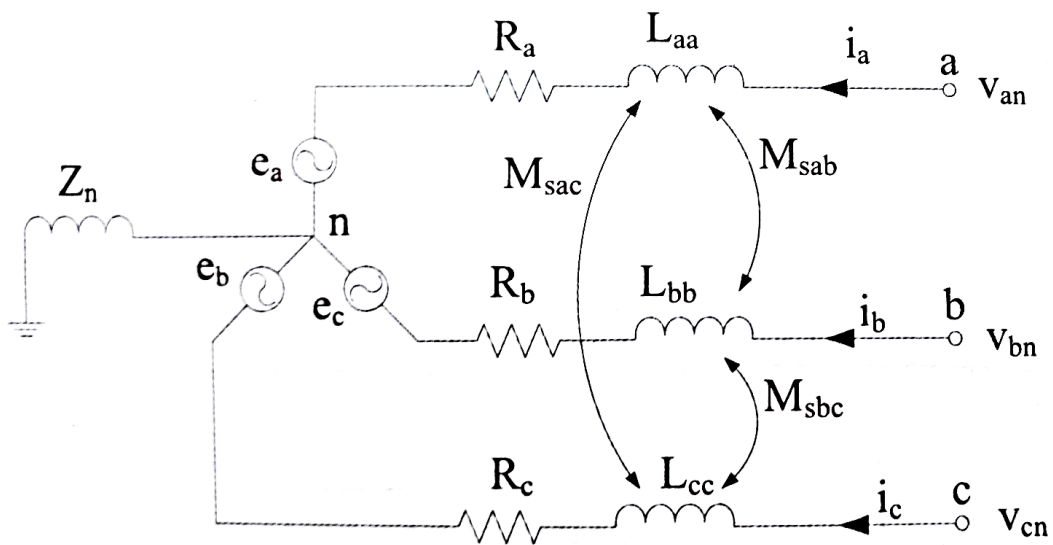
Εικόνα 4.16: Διαδοχικά ενεργοποιούμενοι πόλοι κινητήρα PMSM (Longatt)

Για τη μεγιστοποίηση της ροπής, χρειάζεται κάθε χρονική στιγμή να ενεργοποιούνται δύο διαδοχικοί πόλοι σε κάθε μεριά του στάτη, δηλαδή σύνολο τέσσερις πόλοι. Δηλαδή, σε κάθε μεριά, ο προηγούμενος πόλος απωθεί τον δρομέα, ενώ ο επόμενος τον έλκει σε νέα θέση. Δηλαδή, οι διαδοχικοί πόλοι, λαμβάνουν εναλλάξ αντίθετες πολικότητες. Για να μπορέσει να πραγματοποιηθεί αυτό, εννοείται πως είναι απαραίτητο ανά πάσα στιγμή να είναι γνωστή όχι μόνο η θέση του δρομέα, αλλά και η πολικότητά του σε κάθε μεριά του. Έτσι, αλλάζοντας συνεχώς την πολικότητα της τάσης μεταξύ των πόλων, το επαγόμενο μαγνητικό πεδίο αλλάζει κι αυτό την πολικότητά του, κάνοντάς το περιστρεφόμενο. Διατηρώντας συνεχώς το πεδίο του στάτη προπορευόμενο, ο δρομέας στην προσπάθειά του να το «φτάσει», περιστρέφεται με την ίδια γωνιακή ταχύτητα κι έτσι καταφέρνει να διατηρήσει τη ροπή. Με αυτόν τον τρόπο επιτυγχάνεται η συνεχόμενη κι αδιάκοπη περιστροφή του δρομέα. Από εδώ καταλαβαίνουμε γιατί οι κινητήρες αυτοί είναι σύγχρονοι. Εννοείται ότι η γωνιακή συχνότητα του πεδίου, η οποία ισούται με τη γωνιακή ταχύτητα της μηχανής, είναι ίση με τη συχνότητα της τάσης τροφοδοσίας.

#### 4.6.2 Μαθηματικές εξισώσεις κινητήρα PMSM

Η μαθηματική ανάλυση ενός κινητήρα PMSM δύναται να πραγματοποιηθεί σε πρώτη φάση σύμφωνα με το κλασικό μοντέλο των τριών συνιστωσών (A, B, C), ωστόσο, λόγω της πολυπλοκότητας που συναντάται σε αυτό, συχνά πραγματοποιείται μετάβαση σε σύστημα δύο φάσεων, γνωστό κι ως μοντέλο d – q, προκειμένου να απλοποιηθεί.

Στην Εικόνα 4.17 παρουσιάζεται το ισοδύναμο ηλεκτρικό κύκλωμα ενός τριφασικού κινητήρα PMSM. Όπως βλέπουμε, τόσο τα τυλίγματά του, όσο και οι επιμέρους τάσεις των φάσεων, αποτελούν ένα πλήρες συμμετρικό τριφασικό σύστημα. Είναι προφανές πως αυτό δεν μπορεί αν ισχύει στην πραγματικότητα με απόλυτη ακρίβεια, ωστόσο οι μικρές αποκλίσεις που υπάρχουν μπορούν να θεωρηθούν αμελητέες (Μανιάς, 2017).



Εικόνα 4.17: Ισοδύναμο κύκλωμα κινητήρα PMSM (A, B, C μοντέλο) (Μανιάς, 2017)

Σημειώνεται ότι οι όροι που γράφονται με μικρά γράμματα αναφέρονται σε χρονικά μεταβαλλόμενα μεγέθη, ενώ εκείνοι που γράφονται με κεφαλαία αποτελούν σταθερά μεγέθη.

Οι τάσεις στα τυλίγματα του στάτη δίνονται από τις παρακάτω εξισώσεις:

$$\begin{bmatrix} V_a \\ V_b \\ V_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_a & 0 & 0 \\ 0 & R_b & 0 \\ 0 & 0 & R_c \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \psi_a \\ \psi_b \\ \psi_c \end{bmatrix} \quad (4.1)$$

όπου:  $V_a, V_b, V_c$ : οι τάσεις στις φάσεις a', b' και c' (V),

$R_a, R_b, R_c$ : οι αντιστάσεις των τυλιγμάτων στις φάσεις a', b' και c' ( $\Omega$ ),

$i_a, i_b, i_c$ : οι εντάσεις των ρευμάτων στις φάσεις a', b' και c' (A),

$\psi_a, \psi_b, \psi_c$ : οι μαγνητικές ροές στις φάσεις a', b' και c' (H).

Κατά τη λειτουργία του κινητήρα, τα τυλίγματά του φτάνουν σε μαγνητικό κορεσμό, ούτως ώστε να αποδώσουν τη μέγιστη μαγνητική ροή που μπορούν. Γι' αυτό τον λόγο, τόσο οι αυτεπαγωγές των τυλιγμάτων, όσο και οι επαγωγές μεταξύ τους, αποτελούν συναρτήσεις της ηλεκτρικής γωνίας ( $\theta_e$ ) του δρομέα και δεν εξαρτώνται άμεσα από την τάση τροφοδοσίας.

Θεωρώντας ως φάση αναφοράς τη φάση A' με γωνία  $0^\circ$ , όταν είναι  $\theta_e = \theta^\circ$ , τότε αυτό μεταφράζεται στο ότι η διεύθυνση της μαγνητικής ροής του δρομέα ταυτίζεται με τη διεύθυνση της μαγνητικής ροής της φάσης a' (Μανιάς, 2017). Συνοψίζοντας τις εξισώσεις μεταξύ των μαγνητικών ροών και των επαγωγών προκύπτει το παρακάτω σύστημα μητρών, όπου:

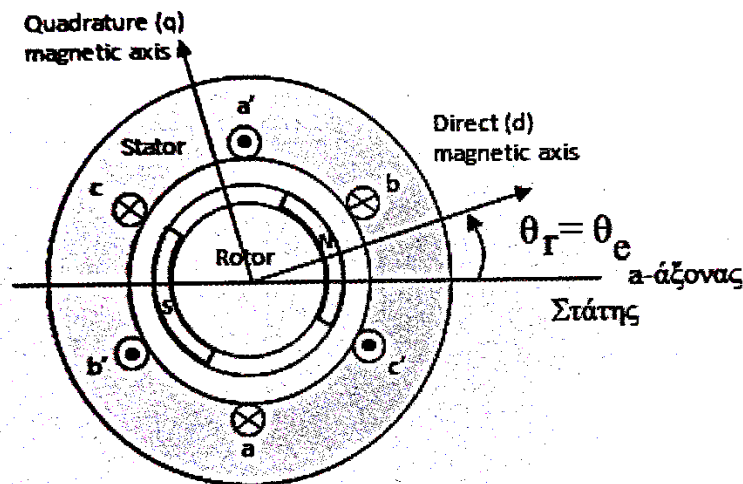
$L_{aa}(\theta_e), L_{bb}(\theta_e), L_{cc}(\theta_e)$ : οι αυτεπαγωγές των τυλιγμάτων των φάσεων A', B' και C' αντίστοιχα συναρτήσει της γωνίας  $\theta_e$  (H),

$M_{ab}(\theta_e), M_{ac}, M_{bc}(\theta_e)$ : οι επαγωγές μεταξύ των τυλιγμάτων των φάσεων a'b', a'c' και b'c' αντίστοιχα συναρτήσει της γωνίας  $\theta_e$  (H),

$\psi_{ma}(\theta_e), \psi_{mb}(\theta_e), \psi_{mc}(\theta_e)$ : οι μαγνητικές ροές που δημιουργούνται λόγω των μόνιμων μαγνητών στις φάσεις a', b' και c' αντίστοιχα συναρτήσει της γωνίας  $\theta_e$  (H).

$$\begin{bmatrix} \psi_a \\ \psi_b \\ \psi_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_{aa}(\theta_e) & M_{ab}(\theta_e) & M_{ac}(\theta_e) \\ M_{ab}(\theta_e) & L_{bb}(\theta_e) & M_{bc}(\theta_e) \\ M_{ac}(\theta_e) & M_{bc}(\theta_e) & L_{cc}(\theta_e) \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \psi_{ma}(\theta_e) \\ \psi_{mb}(\theta_e) \\ \psi_{mc}(\theta_e) \end{bmatrix} \quad (4.2)$$

Ηλεκτρική γωνία από το σύστημα a-b-c στο σύστημα d-q.



Εικόνα 4.18: Ηλεκτρική γωνία  $\theta_e$  κινητήρα PMSM (Μανιάς, 2017)

Όπου:  $\theta_e = \theta_r$ : η ηλεκτρική γωνία θέσης του δρομέα ( $^\circ$ ),

$\theta_m$ : η μηχανική γωνία θέσης του δρομέα ( $^\circ$ ),

$P$ : ο αριθμός των πόλων του κινητήρα,

$\omega_e = \omega_r$ : η γωνιακή ηλεκτρική ταχύτητα του περιστρεφόμενου μαγνητικού πεδίου του κινητήρα (rad/s),

$\omega_m$ : η γωνιακή μηχανική ταχύτητα του κινητήρα (rad/s),

Κάποιες από τις παραδοχές που γίνονται προκειμένου να απλοποιηθεί η μαθηματική ανάλυση του κινητήρα είναι (Μανιάς, 2017):

1. Οι συνιστώσες της τάσης τροφοδοσίας των τυλιγμάτων να θεωρούνται ακριβώς

- ημιτονοειδείς καθώς και τα τυλίγματα πλήρως συμμετρικά και κατανεμημένα,
2. Η ηλεκτρεγερτική δύναμη που παράγεται και η ακτινική κατανομή πυκνότητας ροής να είναι κι αυτές τέλεια ημιτονοειδείς, ενώ
  3. Αμελείται η επίδραση του μαγνητικού κορεσμού

Έτσι, στις εξισώσεις λαμβάνεται υπόψη μόνο η θεμελιώδης συνιστώσα, ενώ λόγω του μηδενισμού της επαγωγής κάθε φάσης, όταν αυτή ευθυγραμμίζεται με τη μαγνητική ροή, οι επαγωγές κι οι αυτεπαγωγές υπολογίζονται συναρτήσει της γωνίας  $2\theta_e$ . Άρα ισχύει ότι:

$$\begin{bmatrix} L_{aa}(\theta_e) \\ M_{ac}(\theta_e) \\ L_{bc}(\theta_e) \end{bmatrix} = L_0 + L_2 \begin{bmatrix} \cos(2\theta_e) \\ \cos(2\theta_e - \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(2\theta_e + \frac{2\pi}{3}) \end{bmatrix} \quad (5.3)$$

και

$$\begin{bmatrix} M_{ab}(\theta_e) \\ M_{ac}(\theta_e) \\ M_{bc}(\theta_e) \end{bmatrix} = M_0 + M_2 \begin{bmatrix} \cos(2\theta_e) \\ \cos(2\theta_e - \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(2\theta_e + \frac{2\pi}{3}) \end{bmatrix} \quad (4.4)$$

όπου:

$L_0$  και  $M_0$  οι τιμές των μέσων συνιστωσών των αυτεπαγωγών και των αμοιβαίων επαγωγών αντίστοιχα,

$L_2$  και  $M_2$ : τα πλάτη των ημιτονοειδών συνιστωσών.

Όσον αφορά στη μαγνητική ροή συναρτήσει της γωνίας  $\theta_e$  που εμφανίζεται το διάκενο λόγω των μόνιμων μαγνητών του δρομέα, ισχύει ότι:

$$\begin{bmatrix} \psi_{ma}(\theta_e) \\ \psi_{mb}(\theta_e) \\ \psi_{mc}(\theta_e) \end{bmatrix} = \psi_m \begin{bmatrix} \cos(\theta_e) \\ \cos(\theta_e - \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta_e + \frac{2\pi}{3}) \end{bmatrix} \quad (4.5)$$

όπου:

$\psi_m$ : η επαγόμενη μαγνητική ροή λόγω των μόνιμων μαγνητών.

Για συνθήκες κενού φορτίου ( $i = 0$ ), οι επαγόμενες ηλεκτρεγερτικές δυνάμεις ( $e_a, e_b, e_c$ ) των φάσεων α', β' και γ' αντίστοιχα ισούνται με:

$$\begin{bmatrix} e_a \\ e_b \\ e_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} V_a^{i=0} \\ V_b^{i=0} \\ V_c^{i=0} \end{bmatrix} = \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \psi_{ma} \\ \psi_{mb} \\ \psi_{mc} \end{bmatrix} = \psi_m \times \frac{d\theta}{dt} \times \frac{d}{d\theta} \begin{bmatrix} \cos(\theta_e) \\ \cos(\theta_e - \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta_e + \frac{2\pi}{3}) \end{bmatrix}$$



$$\Rightarrow \begin{bmatrix} e_a \\ e_b \\ e_c \end{bmatrix} = -\psi_m \omega_m \begin{bmatrix} \sin(\theta_e) \\ \sin\left(\theta_e - \frac{2\pi}{3}\right) \\ \sin\left(\theta_e + \frac{2\pi}{3}\right) \end{bmatrix} \quad (4.6)$$

Ολοκληρώνοντας την παραπάνω μαθηματική ανάλυση του κινητήρα PMSM για το μοντέλο a-b-c, καταλήγουμε στις τελικές εξισώσεις που περιγράφουν τη λειτουργία του:

$$\begin{bmatrix} V_a \\ V_b \\ V_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_a & 0 & 0 \\ 0 & R_b & 0 \\ 0 & 0 & R_c \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} L_{aa} & M_{ab} & M_{ac} \\ M_{ab} & L_{bb} & M_{bc} \\ M_{ac} & M_{bc} & L_{cc} \end{bmatrix} \times \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} e_a \\ e_b \\ e_c \end{bmatrix} \quad (4.7)$$

Κάποια ακόμα χρήσιμα μεγέθη που χρησιμοποιούνται στην ανάλυση των PMSM κινητήρων είναι:

Η παραγόμενη ηλεκτρομαγνητική ροπή στο δρομέα

$$T_e = \frac{e_a \times i_a + e_b \times i_b + e_c \times i_c}{\omega_m} \quad (Nm) \quad (4.8)$$

Η σύγχρονη ταχύτητα του κινητήρα

$$n_s = \frac{P \omega_m}{2} = \frac{P \times f_s \times 60}{2} \quad (RPM) \quad (4.9)$$

όπου  $f_s$ : η συχνότητα της τάσης τροφοδοσίας των τυλιγμάτων του στάτη (Hz).

Η ηλεκτρική ταχύτητα είναι:

$$n_e = P' \times n_s \quad (4.10)$$

όπου  $P'$ : ο αριθμός των πόλων **ανά φάση**.

Η μαγνητική ροή που παράγεται είναι:

$$\psi = \psi_{max} \sin(\omega_m t) \quad (4.11)$$

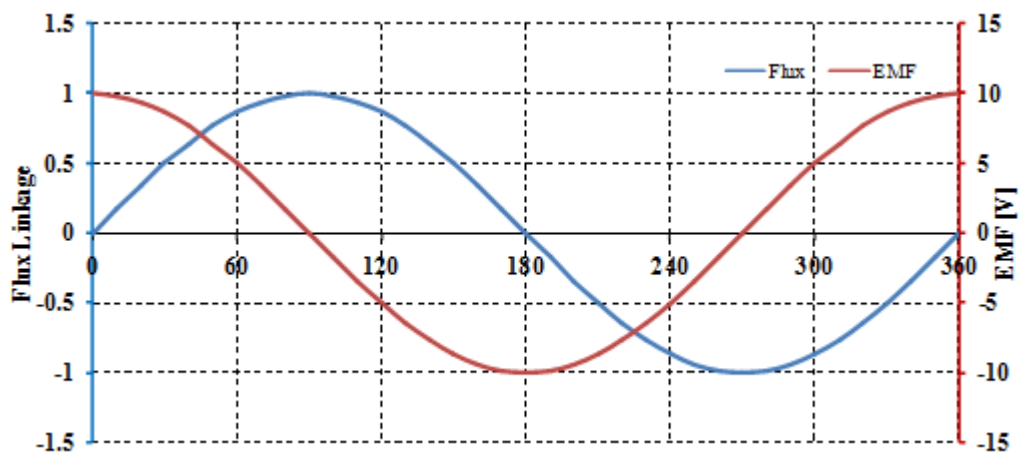
όπου

$\psi_{max}$  η μέγιστη παραγόμενη μαγνητική ροή.

Μέσα από τη σχέση (4.9) παρατηρούμε πως η ταχύτητα περιστροφής του κινητήρα PMSM είναι ανάλογη τόσο του αριθμού των πόλων που εμπεριέχει, όσο και της συχνότητας της τάσης τροφοδοσίας για σταθερό μέτρο αυτής. Άρα, μία αλλαγή στη συχνότητα θα επιφέρει αλλαγή και στην ταχύτητα περιστροφής. Ωστόσο, είναι προφανές ότι η αύξηση της συχνότητας έχει κάποιο όριο, πέρα από το οποίο η ικανότητα παροχής της απαιτούμενης τάσης εξαντλείται. Για να αυξηθεί περαιτέρω η ταχύτητα περιστροφής, θα πρέπει η τάση να παραμείνει σταθερή, ανεξάρτητη της αύξησης της συχνότητας (ο λόγος V/f δε θα είναι πλέον σταθερός). Το φαινόμενο αυτό ονομάζεται εξασθένηση μαγνητικής ροής.

Απ' την άλλη, αν η μηχανή λειτουργεί ως γεννήτρια, τότε η περιστροφή του δρομέα, δημιουργεί εξ επαγωγής μία ηλεκτρεγερτική τάση στα πηνία του στάτη, της οποίας το μέτρο

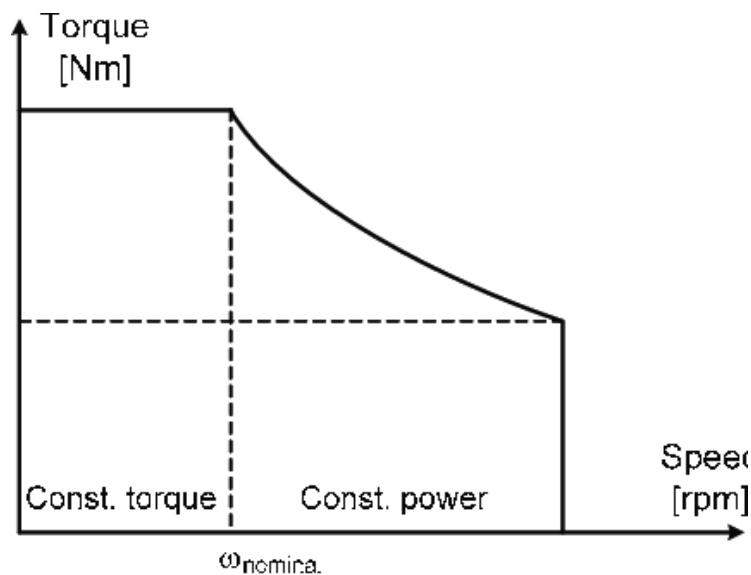
είναι ανάλογο της ταχύτητας περιστροφής. Η τάση αυτή στην αγγλική βιβλιογραφία ονομάζεται back emf και μπορεί να είτε τραπεζοειδής (παλμοί), είτε ημιτονοειδής ανάλογα τον τύπο της μηχανής.



Εικόνα 4.19: Μαγνητική ροή και αντιηλεκτρεγερτική δύναμη κινητήρα PMSM συναρτήσει της θέσης του δρομέα

Από τη θεωρία των μαγνητικών πεδίων, διαπιστώνεται πως όταν τα πεδία είναι πλήρως ευθυγραμμισμένα, η παραγόμενη ροπή είναι μηδέν (θέση ισορροπίας). Αντίθετα, όταν η μεταξύ τους γωνία είναι ίση με 90 μοίρες, η ροπή μεγιστοποιείται. Γι' αυτό τον λόγο, σε κάθε φάση, πάντα το μαγνητικό πεδίο του στάτη πρέπει να προηγείται όσο γίνεται με διαφορά 90 μοιρών. Για να είναι αυτό εφικτό, θα πρέπει μονίμως να είναι γνωστή η θέση του δρομέα, ώστε ο ελεγκτής να προσαρμόζει κατάλληλα την τάση προκειμένου να μην επηρεάζεται η ροπή από τη διακύμανση του φορτίου. Στο σημείο αυτό κάνουν την εμφάνισή τους οι αισθητήρες που χρησιμοποιούνται, με συνηθέστερους τους αισθητήρες Hall, τους οπτικούς resolvers, encoders, οι οποίοι θα αναλυθούν στη συνέχεια.

Από τη χαρακτηριστική καμπύλη ροπής – ταχύτητας μπορούν να εξαχθούν κάποιες παρατηρήσεις σχετικά με τη λειτουργία ενός κινητήρα PMSM. Αρχικά διαπιστώνεται ότι η ροπή εκκίνησης λαμβάνει τη μέγιστη τιμή της (peak torque) (ονομαστική ροπή - rated torque) από μηδενική ταχύτητα περιστροφής όπου και διατηρείται σταθερή έως περίπου το 1/3 της μέγιστης ταχύτητας που μπορεί να αναπτυχθεί. Στη συνέχεια και μέχρι τη μέγιστη ταχύτητα, η παραγόμενη ροπή μειώνεται σχεδόν γραμμικά, αν και όπως θα παρατηρήσουμε δεν μηδενίζεται. Από εδώ βγαίνουν δύο συμπεράσματα. Πρώτον, εφόσον η μείωση της ροπής συνδέεται γραμμικά με την αύξηση της ταχύτητας, συνεπάγεται πως η ισχύς του κινητήρα παραμένει σταθερή στο διάστημα αυτό. Δεύτερον, το γεγονός ότι η ροπή δεν πλησιάζει το μηδέν σημαίνει πως ο κινητήρα έχει τη δυνατότητα να αυξήσει κι άλλο τις στροφές του, σχεδόν να τις διπλασιάσει, ωστόσο σε αυτήν την περίπτωση η ροπή θα μειωθεί τόσο πολύ, σχεδόν θα τείνει στο μηδέν, όπου πλέον η λειτουργία του κινητήρα θα είναι ασύμφορη. Το πρόβλημα αυτό έρχεται να επιλύσει ένα κιβώτιο με διαφορετικές σχέσεις μετάδοσης.



Εικόνα 4.20: Χαρακτηριστική καμπύλη ροπής - στροφών κινητήρα PMSM (Sikora, 2015)

#### 4.6.3 Χαρακτηριστικά κινητήρα PMSM

Αν και η ημιτονοειδής τάση, αυξάνει το κόστος όχι μόνο της διάταξης οδήγησης κάνοντάς την πολυπλοκότερη, αλλά και του ίδιου του κινητήρα λόγω των διαφορετικών περιελίξεων, οι κινητήρες ημιτονοειδούς μαγνητικής ροής (PMSM) εμφανίζουν σημαντικά πλεονεκτήματα έναντι των BLDC που τους κάνουν προτιμότερους για κάποιες εφαρμογές.

Αρχικά, η συνέχεια της ημιτονοειδής ροής, αφενός ελαττώνει την κυμάτωση της παραγόμενης ροπής, αφετέρου τη σταθεροποιεί σε μεγάλο εύρος στροφών, αυξάνοντας το βαθμό απόδοσης του κινητήρα σε τιμές μεγαλύτερες του 90%, παρότι τα MOSFETs του συστήματος οδήγησης διαρρέονται μόνιμως από ρεύμα (μεγαλύτερη έλκυση θερμότητας), κάτι που δεν συμβαίνει στους κινητήρες BLDC. Ακόμα, χάρη στην ημιτονοειδή τάση, τα μαγνητικά πεδία στάτη και δρομέα είναι ευκολότερο να έχουν μόνιμη διαφορά 90 μοιρών, γεγονός που δημιουργεί σημαντική ροπή ήδη από την εκκίνηση της μηχανής, καθώς σε αυτήν τη διαφορά φάσης, η ροπή μεγιστοποιείται. Επιπλέον, η ομαλότερη μετάβαση που γίνεται από τη μία φάση στην άλλη, δημιουργεί λιγότερες αρμονικές με αποτέλεσμα να μειώνεται ο θόρυβος και οι δονήσεις.

Και οι δύο τύποι κινητήρων, μπορούν να κατασκευαστούν σε διάφορα μεγέθη και επίπεδα ισχύος, με βάση την εκάστοτε εφαρμογή για την οποία προορίζονται.

Στη συνέχεια ακολουθεί ένας πίνακας όπου συγκεντρώνει τα βασικά χαρακτηριστικά των δημοφιλέστερων τύπων ηλεκτροκινητήρα, κατατάσσοντάς τους με τη βοήθεια μιας σειράς χαρακτηριστικών.

Πίνακας 4.2: Σύγκριση των DC Motors – Επαγωγικοί κινητήρες - BLDC – PMSM

	<b>Brushed DC Motors</b>	<b>Induction motors</b>	<b>SRM</b>	<b>BLDC</b>	<b>PMSM</b>
<b>Διαθέσιμη ισχύς</b>	Μέτρια	Υψηλή	Υψηλή	Υψηλή	Υψηλή
<b>Διαθέσιμη ροπή</b>	Μέτρια	Υψηλή	Υψηλή	Υψηλή	Υψηλή
<b>Πυκνότητα ισχύος</b>	Χαμηλή	Μέτρια	Υψηλή	Υψηλή	Υψηλή
<b>Βαθμός απόδοσης</b>	Μέτριος	Μεγάλος σε συνθήκες χαμηλού φορτίου	Υψηλός	Υψηλός	Υψηλός
<b>Ευκολία ελέγχου</b>	Υψηλή	Υψηλή	Μέτρια	Μέτρια	Μέτρια
<b>Συντήρηση</b>	Υψηλή	Χαμηλή	Χαμηλή	Χαμηλή	Χαμηλή
<b>Πολυπλοκότητα κατασκευής</b>	Χαμηλή	Χαμηλή	Χαμηλή	Μέτρια	Υψηλή
<b>Κόστος</b>	Χαμηλό	Χαμηλό	Υψηλό	Υψηλό	Υψηλό
<b>Βάρος - όγκος</b>	Υψηλό	Υψηλό	Υψηλό	Χαμηλό	Χαμηλό

#### 4.7 Αισθητήρες Hall

Στις προηγούμενες γραμμές αναπτύχθηκαν οι λόγοι για τους οποίους η γνώση της ακριβούς θέσης του δρομέα είναι θα λέγαμε ζωτικής σημασίας για τους κινητήρες μόνιμων μαγνητών, διότι αποτελούν τη μόνη πηγή ανατροφοδότησης, ώστε η μηχανή να είναι λειτουργική. Η εύρεσής της πραγματοποιείται με τη χρήση αισθητήρων οι οποίοι είναι τοποθετημένοι εσωτερικά του κινητήρα και είναι σε θέση να εντοπίσουν τα μαγνητικό πεδίο γύρω τους. Ο αριθμός των αισθητήρων είναι ίσος των φάσεων του κινητήρα, καθώς επιπλέον καταστάσεις που θα μπορούσαν να εντοπίσουν οι αισθητήρες θα ήταν άχρηστες, εφόσον ο αριθμός των φάσεων παραμένει σταθερός. Για παράδειγμα μία τριφασική μηχανή χρειάζεται τρεις αισθητήρες, ένας για κάθε φάση, ούτως ώστε να λειτουργήσει ομαλά, οι οποίοι τοποθετούνται συμμετρικά εντός του κινητήρα (για τριφασική μηχανή η μεταξύ τους απόσταση είναι 120°) (Roberts, 2014). Οι δημοφιλέστεροι αισθητήρες ανίχνευσης μαγνητικού πεδίου είναι οι αισθητήρες Hall. Οι αισθητήρες Hall μπορούν να μετατρέπουν τη μαγνητική ροή σε ένα ηλεκτρικό σήμα εξόδου, ούτως ώστε να ανιχνευθεί η θέση ενός

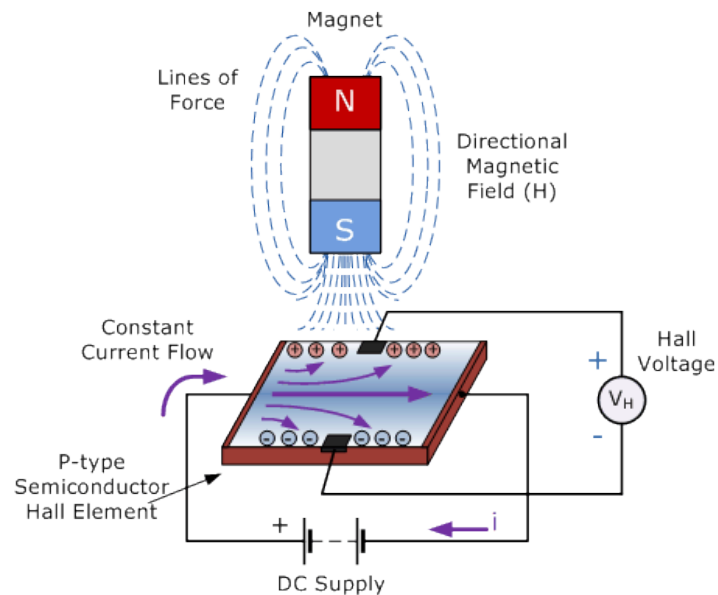
μαγνητικού πεδίου, συνήθως περιστρεφόμενου. Οι εφαρμογές τους ποικίλουν σε διάφορα συστήματα, όπως για παράδειγμα στα αυτοκίνητα για την εύρεση της γωνίας του τιμονιού, ή της γωνιακής ταχύτητας των τροχών.



Εικόνα 4.21: Αισθητήρες Hall τοποθετημένοι στον στάτη ενός κινητήρα MM (320volt)

#### 4.7.1 Φαινόμενο Hall

Το 1879, ο Edwin Hall διαπίστωσε ότι όταν ένας αγωγός που διαρρέεται από ηλεκτρικό ρεύμα βρεθεί υπό την επίδραση ενός μαγνητικού πεδίου, τότε η μαγνητική ροή ασκεί μία κάθετη δύναμη στους ελεύθερους φορείς (ηλεκτρόνια), η οποία τείνει να τους διαχωρίσει από τους υπόλοιπους φορείς προς τη μία πλευρά του αγωγού και τους 'σπρώχνει' προς τη μια πλευρά του αγωγού. Αυτή η δύναμη ονομάζεται δύναμη Lorentz και συνεπάγεται τη δημιουργία διαφοράς δυναμικού στα άκρα του αγωγού, η οποία έχει κατεύθυνση κατάλληλη ώστε να αντισταθμίσει την επίδραση του μαγνητικού πεδίου (δράση – αντίδραση). Έτσι, έχουμε τη δημιουργία του φαινομένου Hall που μας δίνει πληροφορίες σχετικά με το μαγνητικό πεδίο, όπως για την ισχύ και την πολικότητά του, ενώ οι αισθητήρες που το εντοπίζουν, αισθητήρες Hall.

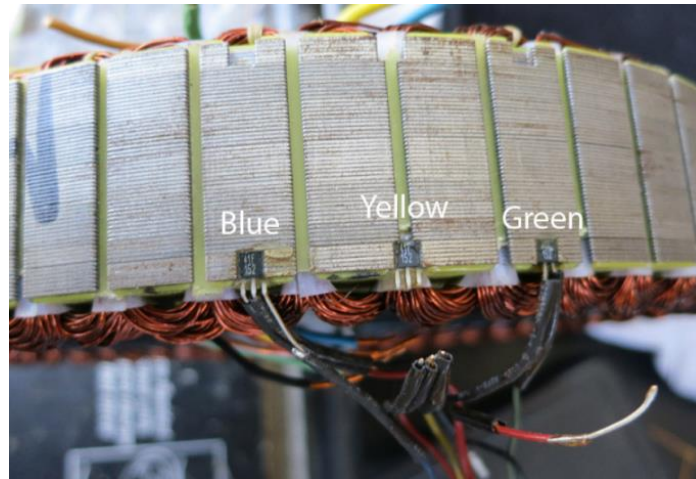


Εικόνα 4.22: Φαινόμενο Hall (Electronics - Tutorials)

#### 4.7.2 Κατασκευή αισθητήρων Hall

Οι αισθητήρες Hall κατασκευάζονται από ημιαγωγούς όπως το αρσενικό γαλλίου (GaAs), το ινδικό αντιμόνιο (InSb) ή το ινδικό αρσένιο (InAs), συνήθως σε ορθογώνιο σχήμα. Έχουν συμπαγή κατασκευή, η οποία τους δίνει αντοχή σε συνθήκες σκόνης και νερού, ενώ η ανέπαφη λειτουργία τους μειώνει τους κραδασμούς και την πίεση που δέχονται.

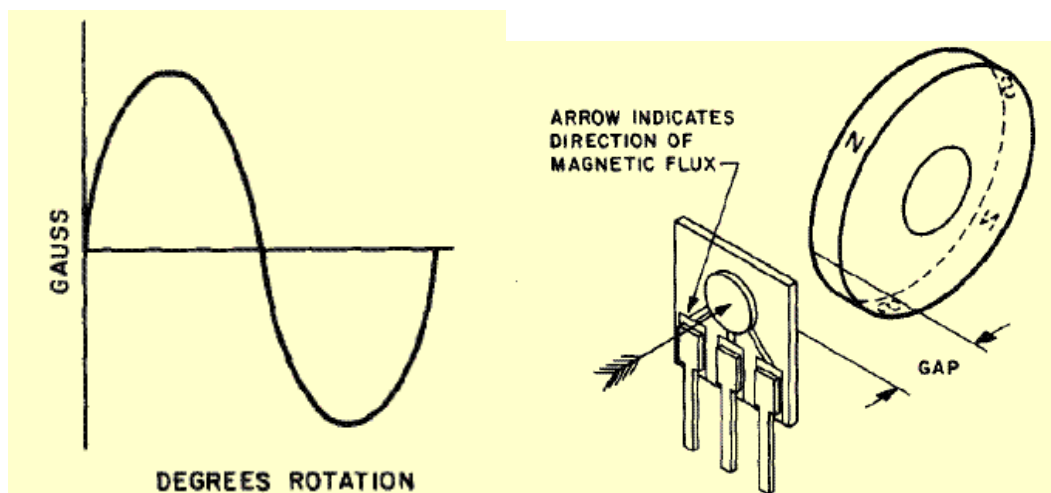
Όσον αφορά το ηλεκτρονικό κομμάτι, ο κάθε αισθητήρας διαθέτει τρεις ακροδέκτες, δύο για την τροφοδοσία του κι έναν για την έξοδό του. Ωστόσο, σε μία τριφασική μηχανή, θα παρατηρήσουμε πως αν και αυτή περιέχει τρεις αισθητήρες, οι ακροδέκτες που βγάζει είναι μόλις πέντε (Roberts, 2014). Αυτό οφείλεται στο γεγονός, ότι η τροφοδοσία των αισθητήρων είναι κοινή, οπότε οι τελικοί ακροδέκτες, συνοψίζονται σε δύο ακροδέκτες τροφοδοσίας και τρεις για τα τρία σήματα εξόδου, έναν για κάθε αισθητήρα. Συνηθίζεται, τα τρία καλώδια για τα σήματα να έχουν τα χρώματα μπλε, κίτρινο, πράσινο.



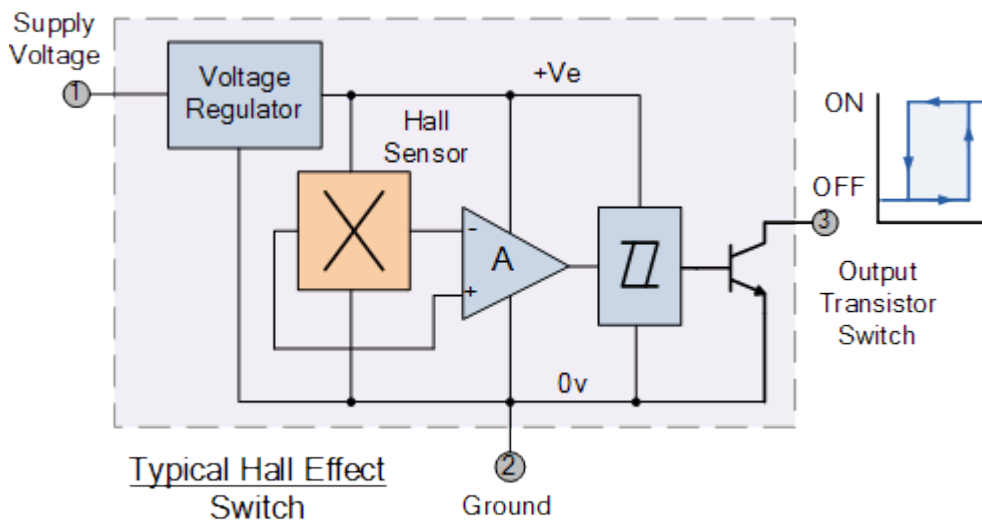
Εικόνα 4.23: Συνδεσμολογία αισθητήρων Hall σε τριφασικό κινητήρα MM (Roberts, 2014)

#### 4.7.3 Λειτουργία αισθητήρων Hall στις ΣΜΜΜ

Όπως αναφέρθηκε, οι αισθητήρες σε έναν κινητήρα μόνιμων μαγνητών είναι ίσοι με τον αριθμό των φάσεων. Έτσι, όταν ένας μαγνητικός πόλος του δρομέα πλησιάσει έναν αισθητήρα, η μαγνητική του ροή θα προκαλέσει τη διέγερσή του κι ο τελευταίος θα παράξει ένα ηλεκτρικό σήμα. Επίσης, αυτοί οι αισθητήρες είναι σε θέση να εντοπίσουν αν ο πόλος είναι νότιος ή βόρειος, παράγοντας θετικό ή αρνητικό σήμα. Επειδή, οι αισθητήρες από μόνοι τους λειτουργούν αναλογικά, δηλαδή η τάση εξόδου είναι ανάλογη της μαγνητικής ροής που εντοπίζουν, πολλές φορές τοποθετείται κι ένα τρανζίστορ μαζί τους ώστε όταν η μαγνητική ροή ξεπεράσει ένα προκαθορισμένο όριο, η έξοδός του να φέρει το τρανζίστορ σε κορεσμό, θετικό ή αρνητικό ανάλογα με την πολικότητα του μαγνητικού πεδίου (Electronics - Tutorials), (Roberts, 2014), (Moselli G. D.-G., 2007).



Εικόνα 4.24: Αναλογική έξοδος αισθητήρα Hall (Moselli G. D., 2007)



Εικόνα 4.25: Ψηφιοποίηση εξόδου αισθητήρα Hall (Electronics - Tutorials)

Η πρώτη εικόνα απεικονίζει το παραγόμενο σήμα των αισθητήρων (αναλογικό), λόγω που το αρχικά παραγόμενο σήμα εξόδου των αισθητήρων είναι αναλογικό, ενώ στη δεύτερη φαίνεται η μετατροπή του σε ψηφιακό. πώς το σήμα μετατρέπεται σε ψηφιακό.

Αν και οι αισθητήρες Hall είναι αρκετά φθηνοί, χρησιμοποιούνται κυρίως σε μηχανές τραπεζοειδούς μαγνητικής ροής, λόγω της χαμηλής ακρίβειας που έχουν. Αυτό σημαίνει, πως είναι πολύ εύκολο να επηρεαστούν από ανωμαλίες του μαγνητικού πεδίου, όπως για παράδειγμα ανωμαλίες στην επιφάνεια των μαγνητών ή τη θερμοκρασία στην οποία εκτίθενται. Όλα αυτά θα πρέπει να λαμβάνονται υπόψη κατά τον σχεδιασμό της μηχανής, καθώς οι αισθητήρες συνηθίζεται να τοποθετούνται δίπλα στα τυλίγματα του στάτη, τα οποία είναι και η βασική πηγή θερμότητας στον κινητήρα. Μάλιστα, αυτός είναι ένας από τους λόγους που κάποιοι κινητήρες κατασκευάζονται με τέτοιο τρόπο ώστε να μπορούν να λειτουργήσουν ακόμα κι αν οι αισθητήρες αποτύχουν. Αυτός ο τρόπος οδήγησης, ονομάζεται sensorless control και είναι ιδιαίτερα δημοφιλής τα τελευταία χρόνια.

Λόγω των διάφορων ιδιοτήτων των αισθητήρων Hall, έχουν αναπτυχθεί και χρησιμοποιούνται και κάποιοι διαφορετικοί τύποι αισθητήρων. Δύο εξ αυτών είναι οι οπτικοί αισθητήρες θέσης (encoders) και οι ηλεκτρομαγνητικοί αισθητήρες θέσης (resolvers). Οι αισθητήρες αυτοί βασίζονται τη λειτουργία τους σε διαφορετικές αρχές έχοντας διαφορετικά χαρακτηριστικά.

## 4.8 Οπτικοί αισθητήρες θέσης - κωδικοποιητές (Encoders)

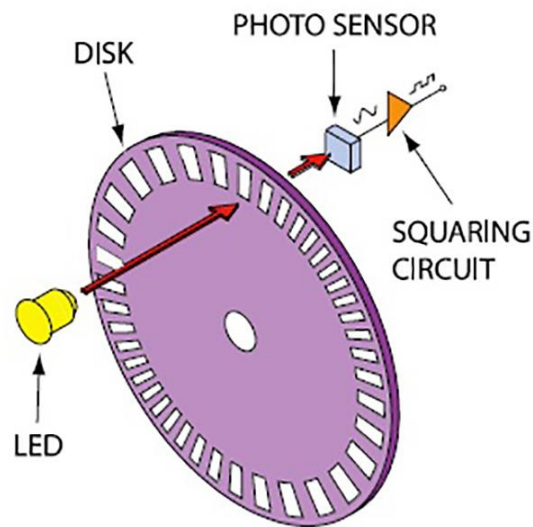
### 4.8.1 Κατασκευή encoder

Οι encoders είναι περιστροφικοί ηλεκτρομηχανικοί κωδικοποιητές οι οποίοι λαμβάνουν την πληροφορία της θέσης του άξονα μέσω ενός οπτικού σήματος που περνάει μέσα από έναν δίσκο που περιστρέφεται και τη μετατρέπουν σε ένα συγκεκριμένο μοτίβο αναλογικών ή ψηφιακών σημάτων. Η ανάλυσή τους είναι αρκετά μεγαλύτερη από τους αισθητήρες Hall. Τα βασικά τμήματα ενός τέτοιου αισθητήρα είναι:

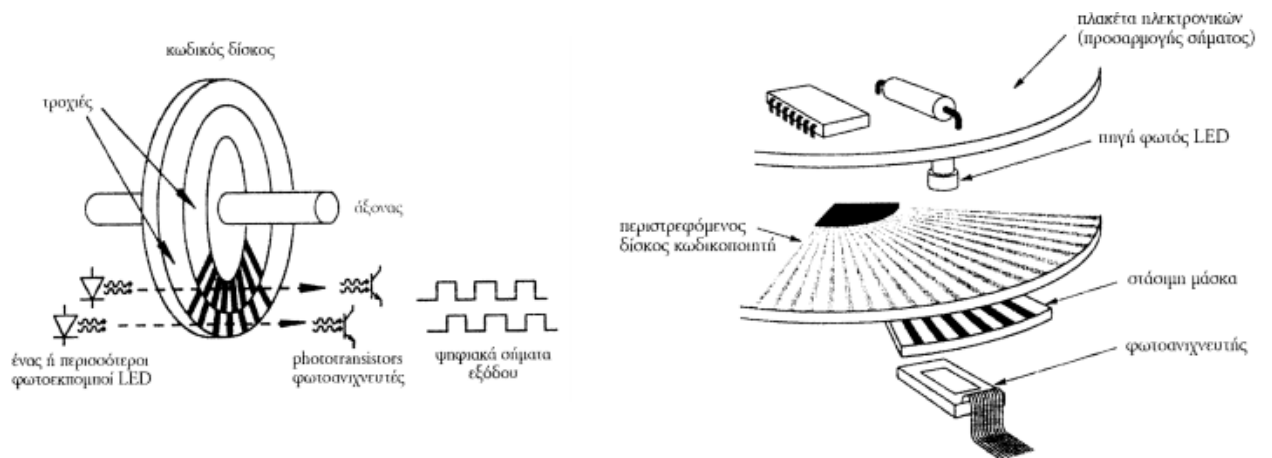
- Μία φωτεινή πηγή LED
- Ένας περιστρεφόμενος δίσκος



- Μία σταθερή μάσκα
- Μία φωτοδίοδος ή ένα φωτοτρανζίστορ για τη λήψη του σήματος.



Εικόνα 4.26: Δομικά χαρακτηριστικά encoder



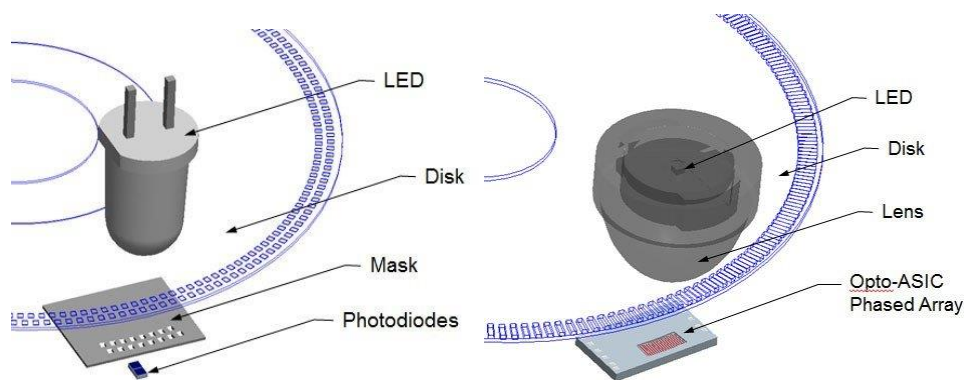
Εικόνα 4.27: Οπτικοί κωδικοποιητές προσαύξησης (α) και Οπτικοί απόλυτοι κωδικοποιητές (β)

#### 4.8.2 Λειτουργία encoder

Η φωτεινή πηγή (LED) είναι τοποθετημένη στη μία πλευρά του δίσκου κι είναι μόνιμα σε λειτουργία στέλνοντας έτσι οπτικά σήματα προς το δίσκο. Ο δίσκος με τη σειρά του διαθέτει ομόκεντρες τρύπες κατά μήκος της περιφέρειάς του μέσα από τις οποίες περνά το φως που παράγει η πηγή. Στην άλλη μεριά του δίσκου εδράζεται μία ακόμη πλάκα με συγκεκριμένες τρύπες και πίσω της ένας φωτοευαίσθητος δέκτης, π.χ. φωτοτρανζίστορ. Έτσι, καθώς ο δίσκος περιστρέφεται, σε κάθε γωνία ευθυγραμμίζονται διαφορετικές τρύπες, δημιουργώντας ένα συγκεκριμένο μοτίβο πάνω στον δέκτη (<https://www.dynapar.com/technology/optical-encoders/>) (Τσοτουλίδης, 2014). Από εδώ κι έπειτα, ένα ηλεκτρονικό κύκλωμα αναλαμβάνει να αποκωδικοποιήσει το μοτίβο που έλαβε ο δέκτης στην απαραίτητη πληροφορία, π.χ. γωνία δίσκου. Ακόμα, δύναται να τοποθετηθούν παραπάνω δέκτες ώστε να είναι δυνατή η εύρεση

παραπάνω πληροφοριών, όπως για παράδειγμα η ταχύτητα ή η κατεύθυνση, δεξιόστροφη / αριστερόστροφη.

Ένα παρόμοιο είδος οπτικού κωδικοποιητή, αν και λίγο διαφορετικό, είναι οι κωδικοποιητές συστοιχίας. Με τον όρο συστοιχία εννοούμε ένα πλήθος σημάτων εξόδου τα οποία συγκεντρώνονται σε ένα κοινό σήμα με σκοπό τη δημιουργία ενός μόνο σήματος που να περιλαμβάνει το σύνολο των προηγούμενων. Μάλιστα, χρησιμοποιούν το μέσο όρο των σημάτων με αποτέλεσμα να έχουν πιο σταθερή έξοδο, κάνοντάς τους λιγότερο επιρρεπείς σε εξωτερικούς παράγοντες όπως σκόνη και δονήσεις. Τέλος, λόγω αυτού του τρόπου λειτουργίας απαιτούν λιγότερη ακρίβεια κατά το στάδιο της εγκατάστασης.



Εικόνα 4.28: Οπτικοί κωδικοποιητές μάσκας

Εικόνα 4.29: Οπτικοί κωδικοποιητές συστοιχίας

Οι οπτικοί κωδικοποιητές χάρης στη τεχνολογία της σταδιακής συστοιχίας γίνονται ολοένα και πιο δημοφιλείς σε εφαρμογές μεγάλης ακρίβειας. Η θωράκισή τους από παράγοντες όπως η θερμοκρασία και η σκόνη τους δίνει τη δυνατότητα να χρησιμοποιούνται σε περιβάλλον βιομηχανικής χρήσης. Ωστόσο, το επιπλέον κόστος και ο χώρος που απαιτείται για την τοποθέτησή τους στον κινητήρα κάνει τους οπτικούς κωδικοποιητές ασύμφορους για κάποιους κινητήρες.

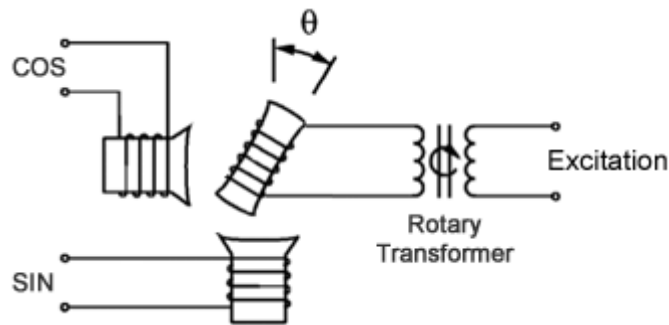
## 4.9 Ηλεκτρομαγνητικοί αναλυτές θέσης (Resolvers)

Τα αισθητήρια τύπου resolver είναι σε θέση να προσδιορίσουν την απόλυτη γωνία ενός άξονα που περιστρέφεται με μεγαλύτερη ακρίβεια έναντι των προηγούμενων, χάρης στην αυξημένη ανάλυση που διαθέτουν. Ωστόσο λόγω της περίπλοκης δομής τους, έχουν κι αυξημένο κόστος κάνοντας τα δημοφιλή κυρίως σε σερβομηχανισμούς βιομηχανικού περιβάλλοντος. Έχουν αναλογική έξοδο κι η λειτουργία τους βασίζεται στην ίδια αρχή με αυτή των μετασχηματιστών.

### 4.9.1 Κατασκευή resolver

Παρατηρώντας έναν resolver διαπιστώνουμε ότι η μορφή του μοιάζει με μία μικρή ηλεκτρική μηχανή σε λειτουργία γεννήτριας. Το κινητό μέρος φέρει πάνω του ένα βραχυκυκλωμένο πηνίο, ενώ στο σταθερό μέρος εδράζονται δύο πηνία «δέκτες», τοποθετημένα σε σχετική γωνία  $90^\circ$  σε σχέση με το πρώτο που είναι υπεύθυνα να «διαβάσουν» τη γωνία του δρομέα και χαρακτηρίζονται ως πρωτεύον (sin) και δευτερεύον (cos). Τέλος, στο σταθερό μέρος,

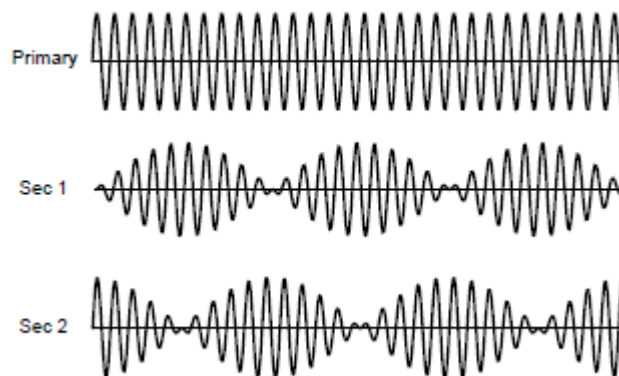
υπάρχει κι ένα τρίτο πηνίο, το πηνίο αναφοράς που φέρει την τάση αναφοράς του αισθητήρα (Τσοτουλίδης, 2014).



Εικόνα 4.30: Εσωτερική δομή resolver (Roboteq)

#### 4.9.2 Λειτουργία resolver

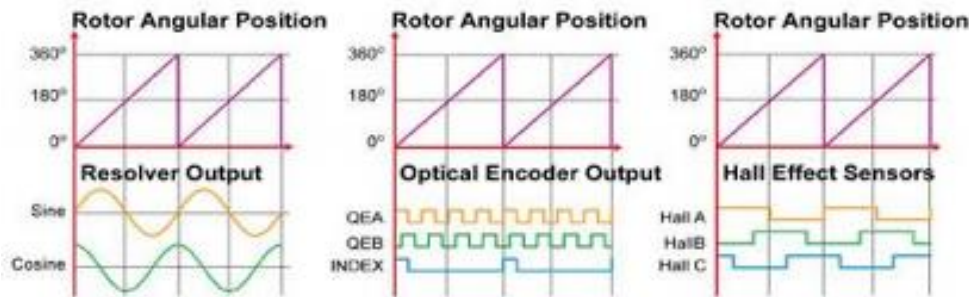
Το πηνίο αναφοράς επάγει εναλλασσόμενη τάση στο πηνίο του κινητού μέρους, το οποίο με τη σειρά του, καθώς ο δρομέας της μηχανής περιστρέφεται μαζί με τον πυρήνα του αισθητήρα, επάγει δύο τάσεις στα πηνία του σταθερού μέρους. Μάλιστα, επειδή τα τελευταία είναι κάθετα διατεταγμένα στον χώρο, η διαφορά φάσης των εξ επαγωγής τάσεων θα ισούται με  $90^\circ$ , καθότι εναλλασσόμενη, η μία τάση θα είναι ημιτονοειδής ενώ η δεύτερη συνημιτονοειδής (Τσοτουλίδης, 2014). Η περίοδος των επαγόμενων τάσεων πραγματοποιείται σε μία πλήρη περιστροφή του άξονα.



Εικόνα 4.31: Primary: Τάση αναφοράς resolver, Sec1 & Sec2: Τάσεις εξόδου resolver (Roboteq)

Οι επαγόμενες τάσεις στα τυλίγματα συνήθως είναι ίσες με το μισό της τάσης αναφοράς πολλαπλασιασμένες αντίστοιχα με το ημίτονο και το συνημίτονο της γωνίας ( $\theta$ ) του άξονα. Στη συνέχεια μία ψηφιακή μονάδα αναλαμβάνει να διαιρέσει τις τάσεις μεταξύ τους, υπολογίζοντας την εφαπτομένη της γωνίας κι έπειτα την ίδια τη γωνία, απ' τη σχέση:  $\arctan\left(\frac{\sin\theta}{\cos\theta}\right) = \theta$ . Η γωνία  $\theta$  όπως αντιλαμβανόμαστε αφορά τη μηχανική γωνία του άξονα. Διαιρώντας τη γωνία με τον αριθμό των πόλων, είναι εφικτό να βρεθεί κι η ηλεκτρική γωνία. Σημειώνεται πως πάντα υπάρχει μία συγκεκριμένη θέση που ορίζεται ως αναφορά για τις υπολογιζόμενες γωνίες. Η ακρίβεια των resolver πλησιάζει τις  $0,5^\circ$ .

Συγκρίνοντας τους resolvers με τους encoders, διαπιστώνουμε ότι οι πρώτοι παρουσιάζουν ακόμη καλύτερη ακρίβεια ως προς τον προσδιορισμό της θέσης του άξονα τον οποίο παρακολουθούν. Ο τρόπος λειτουργίας των δεύτερων, καθότι απαιτεί ηλεκτρονικά στοιχεία κοντά στον αισθητήρα προκειμένου να μετατραπεί το σήμα αμέσως σε ψηφιακό, τους κάνει πιο επιρρεπείς στην ακτινοβολία, π.χ. ραδιοφωνικά ενεργό περιβάλλον με RF (radio frequency) σήματα.



Εικόνα 4.32: Σήματα εξόδου των διάφορων τύπων αισθητήρων (Kiran, 2014)

#### 4.10 Εφαρμογές

Μελετώντας την πληθώρα των πλεονεκτημάτων που εμφανίζουν οι σύγχρονοι κινητήρες μόνιμων μαγνητών αμέσως καταλαβαίνουμε γιατί γίνονται ολοένα και πιο δημοφιλείς καταλαμβάνοντας ένα συνεχώς αυξανόμενο μερίδιο στη χρήση ηλεκτρικών κινητήρων. Ήδη αναφέρθηκε, πως ένα μεγάλο ποσοστό αυτών χρησιμοποιείται ως κύρια μονάδα κίνησης ηλεκτρικών οχημάτων (ηλεκτρικά αυτοκίνητα, ηλεκτρικά ποδήλατα – μοτοσυκλέτες, ηλεκτρικά πατίνια, περονοφόρα μηχανήματα), με τη χρήση τους να είναι ιδιαίτερα διαδεδομένη και στις ηλεκτρονικές συσκευές, π.χ. οπτικά μέσα, συσκευές αναπαραγωγής CD / DVD και ανεμιστήρες ψύξης προσωπικών υπολογιστών (χρησιμοποιούν κινητήρες BLDC). Ακόμα, το χαμηλό βάρος και οι μεγάλες ταχύτητες περιστροφής τους έκαναν κατάλληλους για κινητήρες τηλεκατευθυνόμενων οχημάτων, π.χ. drones, ενώ η ακριβής θέση του δρομέα, τους επιτρέπει να χρησιμοποιηθούν σε σερβομηχανισμούς όπως για παράδειγμα ρομποτικοί βραχίονες.

## 5 ΚΕΦΑΛΑΙΟ 5<sup>ο</sup> : Τεχνικές Ελέγχου PMSM

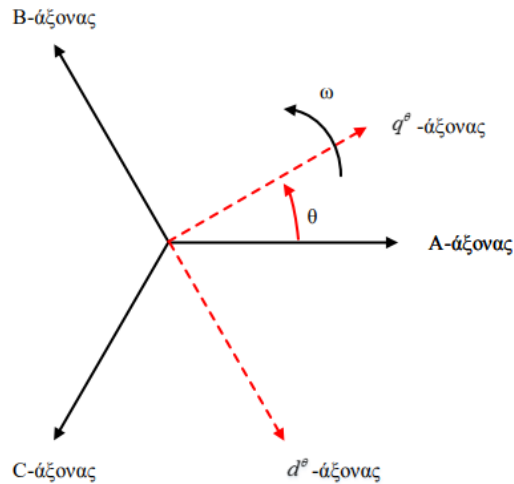
Η μελέτη των τεχνικών ελέγχου των κινητήρων PMSM, η οποία θα πραγματοποιηθεί στην παρούσα διπλωματική εργασία, στοχεύει στη σύγκριση μεταξύ των δύο δημοφιλέστερων τεχνικών που χρησιμοποιούνται ευρέως για τον έλεγχο κινητήρων μόνιμων μαγνητών. Τέτοιες τεχνικές ελέγχου χρησιμοποιούνται ευρέως στην ηλεκτροκίνηση και γι' αυτό τον λόγο θα πρέπει ανάλογα την περίπτωση να πληρούνται κάποια συγκεκριμένα χαρακτηριστικά, όπως για παράδειγμα υψηλή ροπή σε ένα ευρύ φάσμα στροφών περιστροφής και μάλιστα από χαμηλές στροφές, ώστε να μπορεί να εκκινήσει ικανοποιητικά το όχημα ανεξάρτητα από εξωτερικές συνθήκες, π.χ. κλίση οδοστρώματος, μεγάλο φορτίο κτλ., ενώ θα πρέπει να μπορεί να διατηρεί σταθερή λειτουργία σε υψηλή ταχύτητα όταν δεν απαιτείται υψηλή ροπή από το μηχανικό φορτίο. Ακόμα θα πρέπει να έχει γρήγορη απόκριση στις εκάστοτε μεταβολές του φορτίου, όπως για παράδειγμα απότομη επιτάχυνση ακολουθούμενη από απότομη επιβράδυνση. Είναι επιθυμητό να χαρακτηρίζεται από μεγάλο βαθμό απόδοσης, ενώ ταυτόχρονα να έχει χαμηλές απαιτήσεις για συντήρηση που σημαίνει μεγάλη αξιοπιστία με την πάροδο του χρόνου. Τέλος, το χαμηλό βάρος και το λογικό κόστος της όλης διάταξης σίγουρα είναι κάτι που θα πρέπει να ληφθεί υπόψη κατά τον σχεδιασμό και την επιλογή των εξαρτημάτων.

Στο προηγούμενο κεφάλαιο, πέραν της ανάλυσης του κινητήρα PMSM σύμφωνα με το τριφασικό σύστημα (A, B, C), έγινε μία αναφορά στο μοντέλο  $d - q$ . Καθότι, τα κεφάλαια που ακολουθούν μελετούν τους τρόπους ελέγχου των κινητήρων κρίνεται απαραίτητο να αναπτυχθεί και το διφασικό μοντέλο  $d - q$ , διότι λόγω αυτού η πολυπλοκότητα του συστήματος ελέγχου περιορίζεται σημαντικά. Η μετάβαση από το ένα μαθηματικό μοντέλο στο άλλο πραγματοποιείται με τη βοήθεια δύο μετασχηματισμών, τον μετασχηματισμό Park και τον μετασχηματισμό Clarke.

### 5.1 Μετασχηματισμός Park

Τη δεκαετία του 1920 ο Robert Park ανέπτυξε μία διαφορετική προσέγγιση όσον αφορά στην ανάλυση των ηλεκτρικών μηχανών. Μέσω ενός μετασχηματισμού μετέφερε τις παραμέτρους της μηχανής σε ένα σύστημα δύο εικονικών αξόνων, άξονες  $d$  και  $q$ , οι οποίοι έχουν την ιδιότητα να περιστρέφονται στον χώρο με τη σύγχρονη ηλεκτρική ταχύτητα του δρομέα. Χάρη στη μετάβαση αυτή, όλα τα μεγέθη που υπολογίζονται τόσο συναρτήσει της γωνίας  $\theta_e$ , όσο και συναρτήσει του χρόνου (ημιτονοειδής μεταβολή), μετατρέπονται σε συνεχή, ενώ οι επαγωγές που εξαρτώνται άμεσα από τη γωνία  $\theta_e$ , εξαλείφονται απλουστεύοντας σημαντικά τη μαθηματική ανάλυση (Μανιάς, 2017), (Αλεξανδρίδης, 2015). Μία χρήσιμη παρατήρηση που γίνεται εδώ είναι ότι λόγω του μετασχηματισμού Park, οι τεχνικές ελέγχου των κινητήρων DC μπορούν να χρησιμοποιηθούν και για τον έλεγχο κινητήρων με ημιτονοειδή τροφοδοσία, π.χ. επαγωγικοί ή PMSM.

Έτσι, μέσω του μετασχηματισμού, μπορούμε από το τριφασικό σύστημα αξόνων (a, b, c) να μεταβούμε στο διφασικό σύστημα δύο κάθετων αξόνων (ευθύς άξονας  $d$  - direct, εγκάρσιος άξονας  $q$  - quadrature). Στην πραγματικότητα και το δεύτερο σύστημα αποτελείται από τρεις συνιστώσες, (συνιστώσα  $d$ , συνιστώσα  $q$  και μηδενική συνιστώσα), ωστόσο λόγω της παραδοχής ότι το σύστημα είναι απολύτως συμμετρικό, η μηδενική συνιστώσα εξαλείφεται (Α. Αλεξανδρίδης).



Εικόνα 5.1: Μετάβαση από το τριφασικό σύστημα αξόνων A-B-C στο διφασικό σύστημα d-q (Αλεξανδρίδης, 2015)

Μαθηματικά, ο μετασχηματισμός Park διατυπώνεται ως ακολούθως:

$$\begin{bmatrix} f_{ds} \\ f_{qs} \\ f_{0s} \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos\theta & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta - \frac{4\pi}{3}) \\ -\sin\theta & -\sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta - \frac{4\pi}{3}) \\ 0.5 & 0.5 & 0.5 \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} f_{as} \\ f_{bs} \\ f_{cs} \end{bmatrix} \quad (5.1)$$

Συνοπτικά, η παραπάνω σχέση μπορεί να γραφεί ως:  $f_{dq0}^\theta = K^\theta \times f_{abc}$ ,

όπου:  $f$ : η μεταβλητή μετασχηματισμού. Αυτή μπορεί να είναι, τάση, ρεύμα, ισχύς κτλ,

$\theta$ : χρονομεταβλητή συνάρτηση της γωνίας μεταξύ του άξονα d και της φάσης a.

Ο συντελεστής  $\frac{2}{3}$  υποδηλώνει πως το πλάτος του χωρικού διανύσματος ισούται με το πλάτος του φασικού μεγέθους.

Στη συνέχεια, αμελώντας τη μηδενική συνιστώσα, η σχέση (5.1) μετασχηματίζεται σε:

$$\begin{bmatrix} f_{ds} \\ f_{qs} \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos\theta & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta - \frac{4\pi}{3}) \\ -\sin\theta & -\sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta - \frac{4\pi}{3}) \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} f_{as} \\ f_{bs} \\ f_{cs} \end{bmatrix} \quad (5.2)$$

Εν τέλει, οι εξισώσεις των τάσεων στο σύστημα d – q μέσω του μετασχηματισμού γίνονται:

$$V_{ds} = R_s \times i_{ds} + \frac{d\psi_{ds}}{dt} - \omega_e \times \psi_{qs} \quad (5.3)$$

και

$$V_{qs} = R_s \times i_{qs} + \frac{d\psi_{qs}}{dt} + \omega_e \times \psi_{ds} \quad (5.4)$$

ενώ η ηλεκτρομαγνητική ροπή υπολογίζεται ως:

$$T_e = \frac{3}{2} \times \frac{P}{2} \times (\psi_{ds} \times i_{qs} - \psi_{qs} \times i_{ds}) \quad (5.5)$$

όπου:

$\psi_{ds} = \psi_m + L_{ds} \times i_{ds}$ : η μαγνητική ροή του άξονα d αναγόμενη στο στάτη,

$\psi_{qs} = \psi_m + L_{qs} \times i_{qs}$ : η μαγνητική ροή του άξονα q αναγόμενη στο στάτη,

$\psi_m$ : η επαγόμενη μαγνητική ροή από τους μόνιμους μαγνήτες του δρομέα,

$L_{ds} = L_0 - M_0 + \frac{L_2}{2} + M_2$ : η συνιστώσα της αυτεπαγωγής του άξονα d,

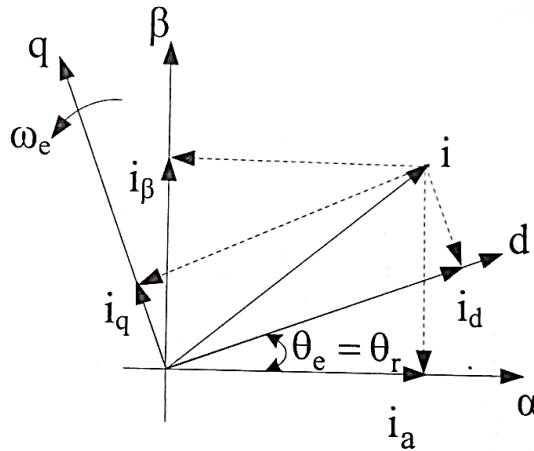
$L_{qs} = L_0 - M_0 - \frac{L_2}{2} + M_2$ : η συνιστώσα της αυτεπαγωγής του άξονα q,

$L_0$ : η μέση τιμή της αυτεπαγωγής των τυλιγμάτων,

$M_0$ : η μέση τιμή της αμοιβαίας επαγωγής των τυλιγμάτων,

$L_2$ : το πλάτος της ημιτονοειδούς συνιστώσας της αυτεπαγωγής των τυλιγμάτων,

$M_2$ : το πλάτος της ημιτονοειδούς συνιστώσας της αμοιβαίας επαγωγής των τυλιγμάτων.



Εικόνα 5.2: Από ακίνητο (σταθερό) πλαίσιο α-β σε σύγχρονα περιστρεφόμενο πλαίσιο d-q θ (μετασχηματισμός Park) (Μανιάς, 2017)

Όπως όλοι οι μετασχηματισμοί, έτσι κι αυτός μπορεί να λειτουργήσει κι αντίστροφα. Ενδεικτικά αναφέρεται, ότι σε αυτήν την περίπτωση ο αντίστροφος μετασχηματισμός Park γράφεται ως:

$$\begin{bmatrix} f_{as} \\ f_{bs} \\ f_{cs} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos\theta & \sin\theta & 0.5 \\ \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) & 0.5 \\ \cos(\theta - \frac{4\pi}{3}) & \sin(\theta - \frac{4\pi}{3}) & 0.5 \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} f_{ds} \\ f_{qs} \\ f_{os} \end{bmatrix} \quad (5.6)$$

## 5.2 Μετασχηματισμός Clarke

Ο μετασχηματισμός Park ολοκληρώνεται μέσω του μετασχηματισμού Clarke. Ο μετασχηματισμός αυτός εισήχθη από τον Edith Clarke το 1943 (Danilo Mandic, 2018) και μπορούμε να πούμε ότι συμπληρώνει τον πρώτο. Συγκεκριμένα, αυτό που κάνει είναι να μετατρέπει τα τρία στρεφόμενα μεγέθη σε δύο μεγέθη, επίσης στρεφόμενα, τα d και q. Στην πραγματικότητα υπάρχει κι η μηδενική συνιστώσα, όμως για την περίπτωση των ηλεκτρικών κινητήρων μηδενίζεται οπότε και παραλείπεται. Αν η ηλεκτρική γωνία θέσης του δρομέα είναι μηδενική ( $\theta_e = 0$ ), τότε ο μετασχηματισμός μεταφέρει τα μεγέθη στο πλαίσιο αναφοράς του στάτη, όπου ο πραγματικός άξονας d είναι ευθυγραμμισμένος με τη φάση a. Όταν η γωνία διατηρείται μηδενική ο μετασχηματισμός ονομάζεται μετασχηματισμός Clarke, διαφορετικά ο πραγματικός άξονας του μιγαδικού επιπέδου d του πλαισίου περιστρέφεται μαζί με τον δρομέα. Στην περίπτωση αυτή έχουμε μεταφορά των μεγεθών στο στρεφόμενο πλαίσιο αναφοράς, μέσω του μετασχηματισμού Park.

Η κύρια σχέση του μετασχηματισμού Clarke προκύπτει αν θέσουμε στη σχέση (5.2) όπου  $\theta = 0^\circ$ . Άρα θα είναι:

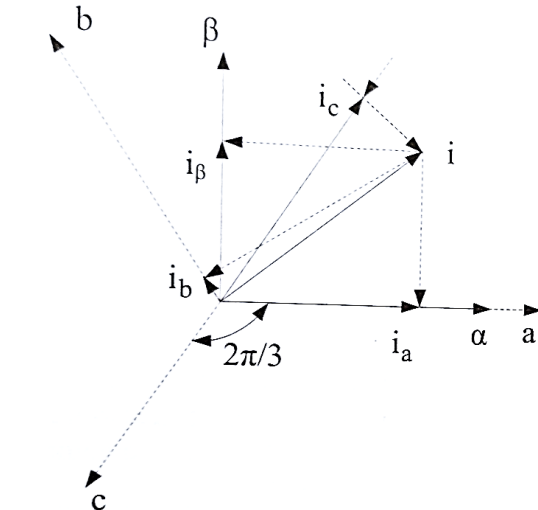
$$\begin{bmatrix} f_{ds^s} \\ f_{qs^s} \\ 0 \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} f_{as} \\ f_{bs} \\ f_{cs} \end{bmatrix} \quad (5.7)$$

Ενώ ο αντίστροφος μετασχηματισμός Clarke είναι:

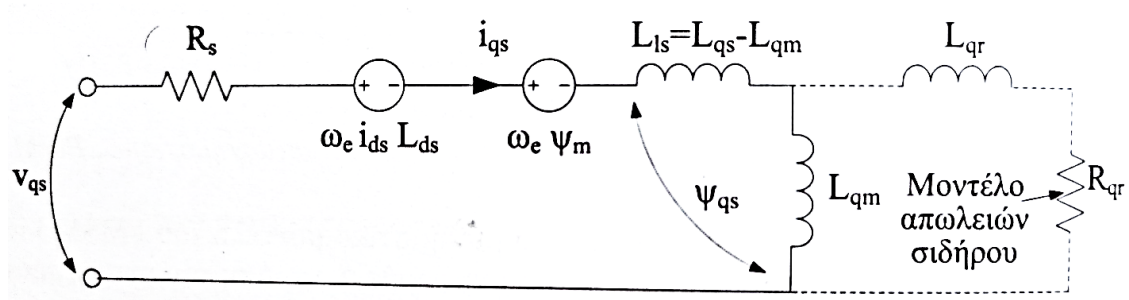
$$\begin{bmatrix} f_{as} \\ f_{bs} \\ f_{cs} \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & 0 & 1 \\ -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} & 1 \\ -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} & 1 \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} f_{ds^s} \\ f_{qs^s} \\ 0 \end{bmatrix} \quad (5.8)$$

Ουσιαστικά αυτό που συμβαίνει είναι ότι ο μετασχηματισμός Clarke λαμβάνει τα τρία περιστρεφόμενα σήματα, π.χ. τις φασικές τάσεις, ή τα φασικά ρεύματα, τα οποία περιστρέφονται με διαφορά φάσης  $120^\circ$ , τα μετασχηματίζει σ' ένα νέο, επίσης στατό, διφασικό σύστημα με διαφορά φάσης  $90^\circ$  και στη συνέχεια ο μετασχηματισμός Park ανάγει τα νέα μεγέθη ως προς ένα περιστρεφόμενο σύστημα αναφοράς με αποτέλεσμα τα μεγέθη πλέον να θεωρούνται σταθερά ως προς την εκάστοτε μεταβλητή, η οποία στην περίπτωση των ηλεκτρικών κινητήρων είναι η γωνία θέσης του δρομέα.

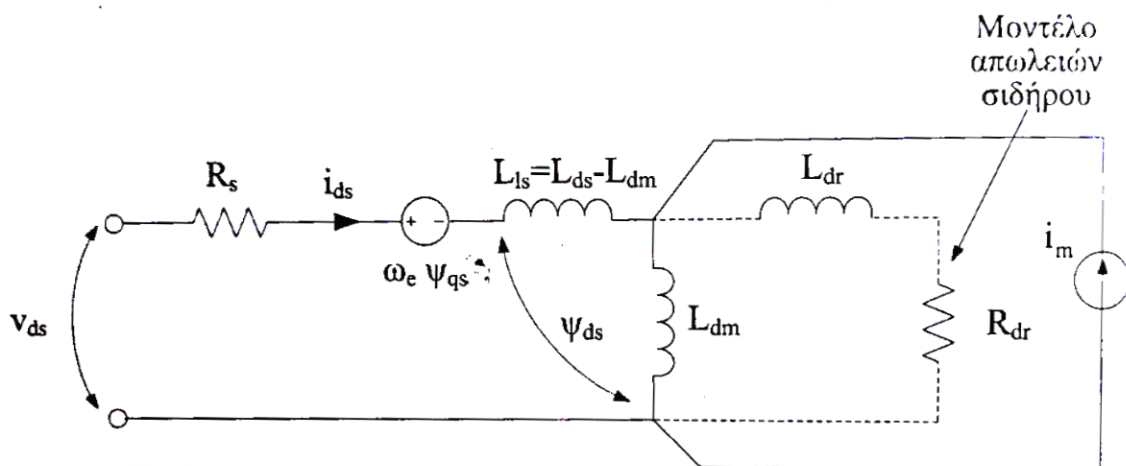




Εικόνα 5.3: Από στατό πλαίσιο  $a$ - $b$ - $c$  σε  $\alpha$ - $\beta$  (μετασχηματισμός Clarke) (Μανιάς, 2017)

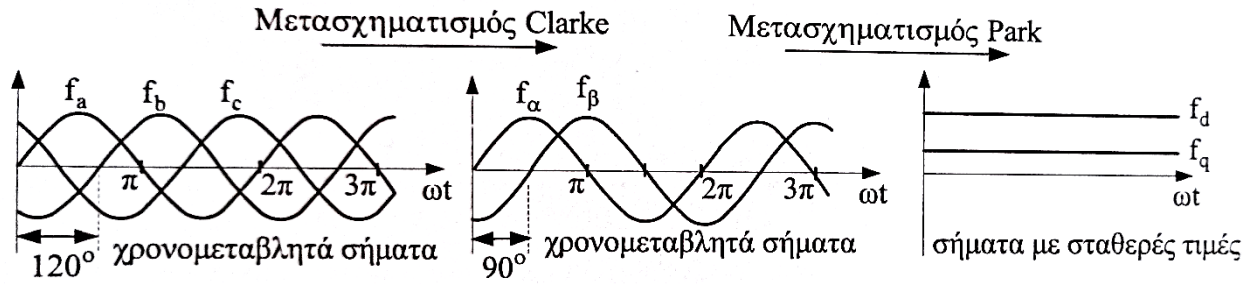


Εικόνα 5.4: Ισοδύναμο κύκλωμα κινητήρα PMSM στον  $q$  άξονα (Μανιάς, 2017)



Εικόνα 5.5: Ισοδύναμο κύκλωμα κινητήρα PMSM στον  $d$  άξονα (Μανιάς, 2017)

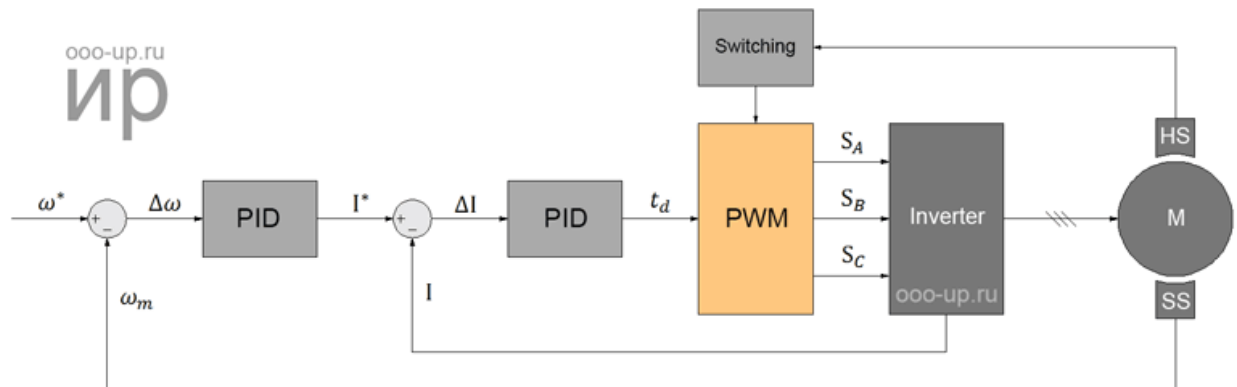
Συνοψίζοντας, η εφαρμογή των μετασχηματισμών Park και Clarke παρουσιάζεται στο ακόλουθο σχήμα.



Εικόνα 5.6: Οι μετασχηματισμοί Park και Clarke σε γραφική, μεταβαλλόμενη μορφή συναρτήσεως του χρόνου (Μανιάς, 2017)

### 5.3 Τραπεζοειδής έλεγχος

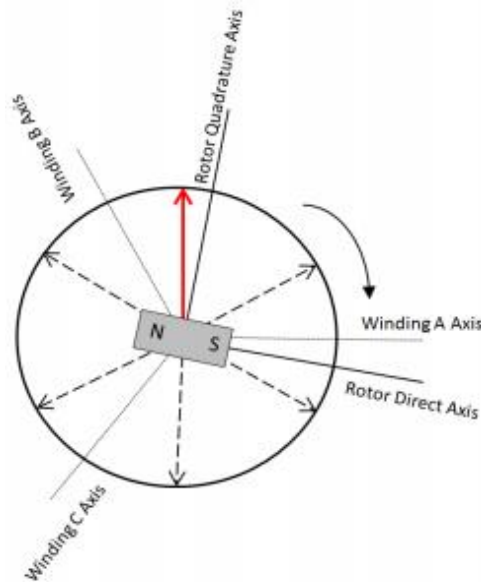
Ο τραπεζοειδής έλεγχος αφορά ένα σύνολο τεχνικών ελέγχου όπου όλες έχουν ως κοινό χαρακτηριστικό την τραπεζοειδή μορφής έξοδο. Παρότι μπορεί να χρησιμοποιηθεί είτε για κινητήρες τραπεζοειδούς μαγνητικής ροής, είτε για ημιτονοειδούς μαγνητικής ροής, στην περίπτωση των PMSM η μέση τιμή της ροπής θα είναι περίπου 5% χαμηλότερη από την ονομαστική, ενώ ο κυματισμός της μπορεί να αγγίζει το 14% της μέγιστης τιμής της, λόγω του ότι τα διανύσματα της τάσης και του ρεύματος, δημιουργούνται από έξι διαφορετικούς συνδυασμούς τραπεζοειδών παλμών σε κάθε περίοδο της τροφοδοσίας (Dmitry).



Εικόνα 5.7: Δομικό διάγραμμα τραπεζοειδούς ελέγχου κλειστού βρόχου με αισθητήρες Hall (Dmitry)

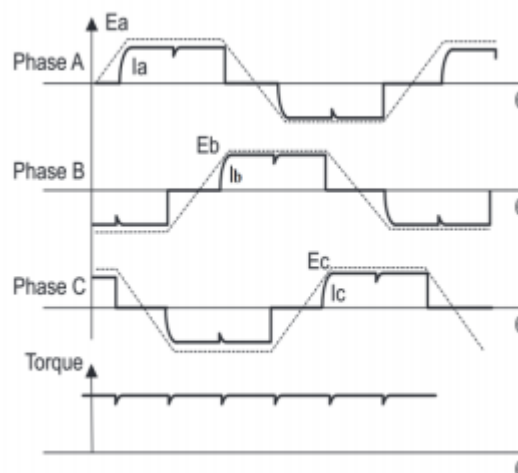
Ο τραπεζοειδής έλεγχος κινητήρων μόνιμων μαγνητών χωρίζεται σε ανοιχτού βρόχου ή κλειστού βρόχου με αισθητήρες και κλειστού βρόχου χωρίς αισθητήρες. Ο έλεγχος ανοιχτού βρόχου χαρακτηρίζεται από την απλή και φθηνή του κατασκευή. Ωστόσο, λόγω της έλλειψης βρόχου ανάδρασης, δεν ενδείκνυται μεταβλητής φόρτισης καθώς υπάρχει ο κίνδυνος το σύστημα ελέγχου να χάσει το συγχρονισμό του με τον κινητήρα. Προσθέτοντας βρόχο ανάδρασης και αισθητήρες για την εύρεση της γωνίας του δρομέα του κινητήρα (τραπεζοειδής έλεγχος κλειστού βρόχου με αισθητήρες), βελτιώνονται αρκετά η απόδοση και η ποιότητα ελέγχου, λόγω της διόρθωσης των σφαλμάτων από τους αισθητήρες. Τέλος, υπάρχει η δυνατότητα για τραπεζοειδή έλεγχο χωρίς αισθητήρες (sensorless trapezoidal control), όπου η θέση του δρομέα υπολογίζεται μέσω της αντιηλεκτρεργετικής δύναμης του κινητήρα (back emf). Όμως, λόγω της αντίστασης των τυλιγμάτων, η μέθοδος αυτή μπορεί εύκολα να αποτύχει σε χαμηλή ταχύτητα.

Καθότι, ο τραπεζοειδής έλεγχος συναντάται κυρίως σε κινητήρες BLDC, συνηθίζεται να χρησιμοποιούνται αισθητήρες hall οι οποίοι παρά τη χαμηλή τους ακρίβεια ( $\pm 30^\circ$ ) είναι ικανοποιητικοί για τραπεζοειδή έλεγχο κινητήρων BLDC. Αυτό συμβαίνει, διότι το διάνυσμα του ρεύματος λαμβάνει μόνο έξι διακριτές θέσεις σε μία ηλεκτρική περίοδο, δύο για κάθε φάση, με αποτέλεσμα να δημιουργεί μεγάλη κυμάτωση στη ροπή, μειώνοντας τη μέση τιμή της κατά περίπου 5% (100/6) στην περίπτωση των PMSM.



Εικόνα 5.8: Πιθανές κατευθύνσεις του διανύσματος ροής στον τραπεζοειδή έλεγχο (Kiran, 2014)

Καθώς ο κινητήρας περιστρέφεται, η τάση μεταβάλλεται κάθε  $60^\circ$  περιστροφής, έτσι ώστε το παραγόμενο μαγνητικό πεδίο του να βρίσκεται όσο πιο κοντά γίνεται στην κάθετη διεύθυνση του μαγνητικού πεδίου του δρομέα. Στον τραπεζοειδή έλεγχο, η σχετική γωνία μεταξύ των δύο πεδίων θα βρίσκεται πάντα εντός τους εύρους ( $\pm 30^\circ$ ), τιμή αρκετά μακριά από την επιθυμητή των  $90^\circ$ , καθώς οι αισθητήρες Hall δεν μπορούν να εντοπίζουν το πεδίο με μεγαλύτερη ακρίβεια. Έτσι, η τροφοδοσία του κινητήρα λαμβάνει την παρακάτω μορφή «έξι βημάτων», τρία θετικά και τρία αρνητικά (Kiran, 2014).



Εικόνα 5.9:Κυματομορφές τάσης τριφασικού κινητήρα μόνιμων μαγνητών ελεγχόμενο με τραπεζοειδή έλεγχο (Kiran, 2014)

Οι «απότομες» μεταβολές της τάσης τροφοδοσίας, οδηγούν σε κυμάτωση της ηλεκτρομαγνητικής ροπής, περίπου κατά 15% (θεωρητικά είναι  $\frac{100\%}{6} = 16,67\%$ ).



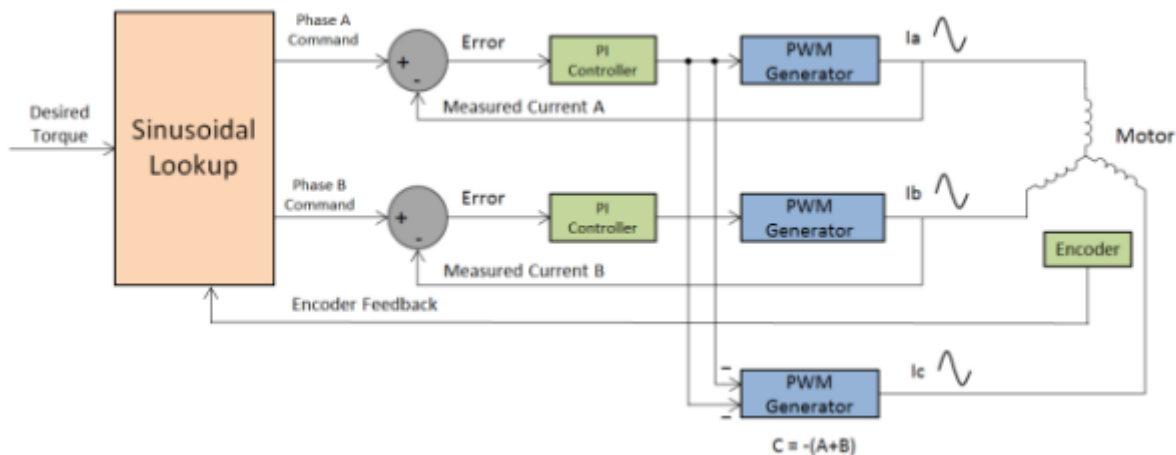
Εικόνα 5.10: Κυμάτωση της ροπής λόγω τραπεζοειδούς ελέγχου (Kiran, 2014)

## 5.4 Ημιτονοειδής έλεγχος

Ο δημοφιλέστερος και αποτελεσματικότερος τρόπος ελέγχου ενός κινητήρα PMSM βασίζεται σε ημιτονοειδή τάση, γιατί λόγω της κατασκευής του, παράγει ημιτονοειδή μαγνητική ροή, άρα και αντιηλεκτρερρεγτική δύναμη, που συμβαδίζει με τη μορφή της τάσης τροφοδοσίας. Ο κλασικός ημιτονοειδής έλεγχος μπορεί να θεωρηθεί ως μία βελτιωμένη εκδοχή του -απλού- τραπεζοειδούς ελέγχου. Η ημιτονοειδής τάση παράγεται από μία τριφασική γεννήτρια ημιτονοειδών σημάτων, συνήθως με τη μορφή παλμών SPWM (Levkin). Στο εξής, ανάλογα με τον τρόπο που δημιουργούνται οι εντολές εντός τους συστήματος οδήγησης, ο ημιτονοειδής έλεγχος μπορεί να εφαρμοστεί με:

- Βαθμωτός έλεγχο  $V/f$  ανοιχτού βρόχου
- Ημιτονοειδή έλεγχο ρεύματος μέσω ελεγκτή PI
- Προσανατολισμένο έλεγχο πεδίου (FOC)
- Άμεσο έλεγχο της ροπής (DTC)

Λόγω της φύσης της διπλωματικής, στην παράγραφο 5.4 θα αναπτυχθεί το μοντέλο του ημιτονοειδούς ελέγχου ρεύματος μέσω ελεγκτών PI, ενώ η παράγραφος 5.5 θα περιλαμβάνει μία συνοπτική περιγραφή του βαθμωτού ελέγχου  $V/f$ . Σχετικά με τον έλεγχο προσανατολισμένου πεδίου θα γίνει εκτενής παρουσίαση στο κεφάλαιο 6, ενώ ο άμεσος έλεγχος ροπής θα συμπεριληφθεί στο κεφάλαιο 7 μαζί με κάποιες διαφορετικές προσεγγίσεις.



Εικόνα 5.11: Τυπικό δομικό διάγραμμα ημιτονοειδούς ελέγχου κινητήρα PMSM με οπτικούς κωδικοποιητές

Ως επί τω πλείστον, ο ημιτονοειδής έλεγχος αποτελεί μορφή ελέγχου του ρεύματος του κινητήρα και βασίζεται σε μία διάταξη που μπορεί να απαρτίζεται από γραμμικούς PI ελεγκτές, γεννήτριες PWM κ.α., ενώ ανάλογα με την τεχνική εμπεριέχει ή όχι αισθητήρες σε

κλειστό βρόχο ανατροφοδότησης ρεύματος και συγκριτές για τη σύγκριση των σημάτων ανατροφοδότησης.

Σύμφωνα με την αρχή λειτουργίας του ημιτονοειδούς ελέγχου τα τυλίγματα του στάτη του κινητήρα οδηγούνται από ένα ημιτονοειδές συμμετρικό σύστημα τάσεων, ώστε να επιτυγχάνεται όσο το δυνατόν πιο ομαλή ημιτονοειδής ροή με μηδενική κυμάτωση της ροπής σε όλη τη διάρκεια της ηλεκτρικής περιόδου. Για τριφασικούς κινητήρες, η διαφορά φάσης των φάσεων θα είναι στις  $120^\circ$ . Για την επίτευξη μέγιστης ροπής, το παραγόμενο πεδίο από τα τυλίγματα θα πρέπει εκτός από συμμετρικό να βρίσκεται συνεχώς υπό γωνία  $90^\circ$  σε σχέση με το πεδίο των μόνιμων μαγνητών του δρομέα. Αυτό για να συμβεί, απαιτείται ακριβής γνώση της θέσης του δρομέα, συνήθως μέσω αισθητήρων (encoder, resolver). Μάλιστα, αν η συνδεσμολογία του κινητήρα είναι σε αστέρα, σημαίνει ότι το άθροισμα των ρευμάτων των δύο περιελίξεων θα ισούται μονίμως με το αντίθετο του ρεύματος στην τρίτη περιέλιξη, ως εκ τούτου, αρκεί η ανατροφοδότηση των ρευμάτων μόνο από τις δύο εκ των τριών φάσεων (Kiran, 2014).

Τα σήματα ανατροφοδότησης των κωδικοποιητών πολλαπλασιάζονται με μία γνωστή τιμή, έτσι ώστε τα πλάτη τους να είναι ανάλογα με την επιθυμητή ροπή. Με αυτό τον τρόπο, έχουμε τις απαραίτητες εντολές, οι οποίες μέσω των γραμμικών ελεγκτών θα οδηγήσουν τις δύο πρώτες γεννήτριες PWM ώστε να παράγουν την απαραίτητη τάση στα τυλίγματα. Η εντολή οδήγησης της τρίτης γεννήτριας προέρχεται από την αφαίρεση των δύο προηγούμενων σημάτων εντολής. Το αποτέλεσμα είναι η παραγωγή ενός συμμετρικού, τριφασικού, περιστρεφόμενου διανύσματος ημιτονοειδούς ρεύματος μετατοπισμένο κατά  $90^\circ$  σε σχέση με τον δρομέα.

Ο ημιτονοειδής έλεγχος φαίνεται να είναι σε γενικές γραμμές καλύτερος από τον τραπεζοειδή, καθώς εξαλείφει την κυμάτωση ροπής που εισάγει ο προηγούμενος, ενώ ταυτόχρονα αυξάνει την αποδοτικότητα ελέγχου ακόμα και σε χαμηλές στροφές. Ωστόσο, ο βαθμός στον οποίο οι εντολές του ρεύματος μπορούν να ακολουθούν τις πραγματικές τιμές που ζητούνται, είναι κάτι που εξαρτάται από τους γραμμικούς ελεγκτές οι οποίοι εμφανίζουν περιορισμένη απόκριση κέρδους και συχνότητας, ειδικά σε πολύ υψηλές στροφές. Εκεί, το σφάλμα που προκύπτει προκαλεί μετατόπιση του τρέχοντος διανύσματος με άμεσο αντίκτυπο στην παραγόμενη ηλεκτρομαγνητική ροπή, διότι πλέον απαιτείται περισσότερο ρεύμα ώστε η ροπή να διατηρείται. Ακόμα, πρέπει να ελέγχεται κι η ταχύτητα, καθώς περαιτέρω αύξηση από μία προκαθορισμένη τιμή, θα επιφέρει μετατόπιση του διανύσματος της ροής πέρα της κρίσιμης τιμής των  $90^\circ$ . Τα δύο τελευταία φαινόμενα οδηγούν σε μείωση της ροπής.

Ως ένα γενικό συμπέρασμα που μπορεί να βγει μέχρι στιγμής είναι πως αν και ο ημιτονοειδής έλεγχος ενδείκνυται για εφαρμογές χαμηλής και μέσης ταχύτητας περιστροφής, φτάνοντας σε υψηλές ταχύτητες, ο τραπεζοειδής έλεγχος εμφανίζει ένα σαφώς πιο αποδοτικό τρόπο οδήγησης του κινητήρα (Kiran, 2014), (Levkin).

### 5.4.1 Σχεδιασμός στο MatLab

Το κύκλωμα ελέγχου του κινητήρα PMSM μέσω αισθητήρων hall περιλαμβάνει έναν γραμμικό ελεγκτή PI, έναν αντιστροφέα (inverter), μία πηγή συνεχούς τάσης και δύο βρόχους ανατροφοδότησης, οι οποίοι είναι απαραίτητα για τη σωστή και ακριβή λειτουργία του συστήματος.

#### ➤ Εκλεκτής PI

Συγκρίνει τα δύο σήματα ταχύτητας και μέσω των κερδών που του έχουμε ορίσει μεταβάλλει την τάση του inverter ώστε να ελαχιστοποιείται το σφάλμα. Τα κέρδη του ελεγκτή έχουν οριστεί ως  $P = 100, I = 2$ . Οι τιμές αυτές επιλέχθηκαν μέσω manual tuning, καθώς η λειτουργία auto tuning του Simulink δεν είχε τα επιθυμητά αποτελέσματα.

#### ➤ Πολλαπλασιαστής «K»

Ο πολλαπλασιαστής «K» είναι υπεύθυνος για τη μετατροπή της ταχύτητας του κινητήρα από rad/s σε rpm. Αυτό γίνεται μέσω της σχέσης  $30/\pi$ .

Ο εσωτερικός βρόχος είναι υπεύθυνος για τον συγχρονισμό των παλμών έναυσης που δίνονται στα MOSFETs του αντιστροφέα, ούτως ώστε να παραχθούν οι κυματομορφές των τάσεων τις κατάλληλες χρονικές στιγμές. Η λειτουργία του βασίζεται στους αισθητήρες hall του κινητήρα, οι οποίοι στην έξοδό τους δίνουν το λογικό «1», δηλαδή είναι ενεργοί ή το λογικό «0», δηλαδή είναι ανενεργοί. Καθότι ο κινητήρας είναι τριφασικός, περιλαμβάνει τρεις (3) αισθητήρες, άρα οι πιθανοί συνδυασμοί αυτών είναι  $2^3 = 8$ . Ωστόσο οι συνδυασμοί 0-0-0 και 1-1-1 παραλείπονται λόγω της φύσης του κινητήρα, διότι τότε θα είχαμε μηδενισμό των τάσεων (ακινητοποίηση). Έτσι έχουμε έξι πιθανούς συνδυασμούς τάσεων, οι οποίοι μεταφράζονται ως εξής:

1. Άγουν οι τάσεις στα τυλίγματα της 1<sup>ης</sup> (θετική ημιπερίοδος) και της 2<sup>ης</sup> φάσης (αρνητική ημιπερίοδος)
2. Άγουν οι τάσεις στα τυλίγματα της 1<sup>ης</sup> (θετική ημιπερίοδος) και της 3<sup>ης</sup> φάσης (αρνητική ημιπερίοδος)
3. Άγουν οι τάσεις στα τυλίγματα της 2<sup>ης</sup> (θετική ημιπερίοδος) και της 3<sup>ης</sup> φάσης (αρνητική ημιπερίοδος)
4. Άγουν οι τάσεις στα τυλίγματα της 1<sup>ης</sup> (αρνητική ημιπερίοδος) και της 2<sup>ης</sup> φάσης (θετική ημιπερίοδος)
5. Άγουν οι τάσεις στα τυλίγματα της 1<sup>ης</sup> (αρνητική ημιπερίοδος) και της 3<sup>ης</sup> φάσης (θετική ημιπερίοδος)
6. Άγουν οι τάσεις στα τυλίγματα της 2<sup>ης</sup> (αρνητική ημιπερίοδος) και της 3<sup>ης</sup> φάσης (θετική ημιπερίοδος)

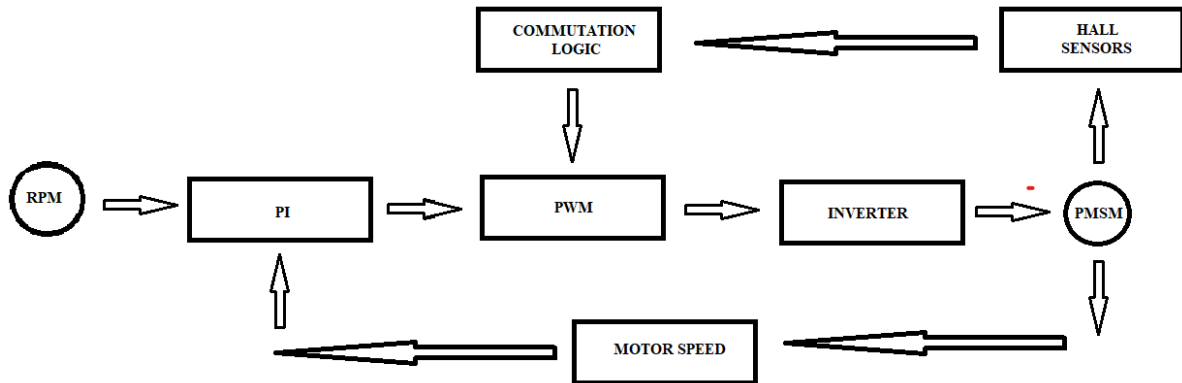
Έτσι, ανάλογα με τα σήματα των αισθητήρων Hall, δίνονται κι οι κατάλληλοι παλμοί στους ελεγχόμενους ημιαγωγίμους διακόπτες του αντιστροφέα (inverter), ώστε η τριφασική τάση που δημιουργείται να είναι όσο το δυνατόν πιο κοντά στην επιθυμητή που «ζητούν» οι περιελίξεις του κινητήρα.

Ο εξωτερικός βρόχος αποτελεί την ανατροφοδότηση του συστήματος καθώς ελέγχει την ταχύτητα του κινητήρα (έξοδος) και την επιστρέφει στον PI εκλεκτή για σύγκριση με την επιθυμητή ταχύτητα που ζητείται (είσοδος).

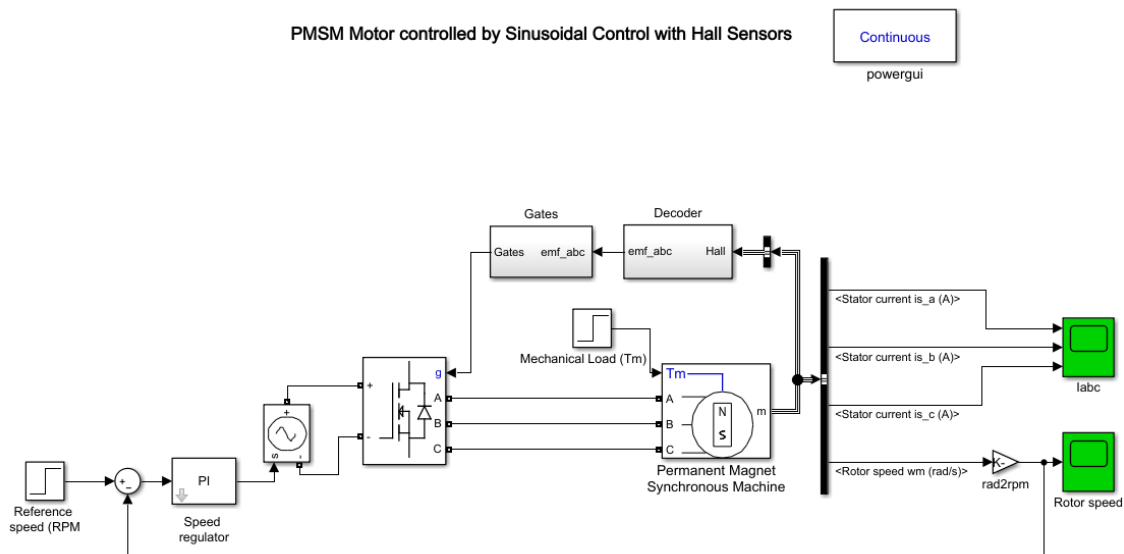
Το σύστημα έχει δύο εισόδους. Η πρώτη είναι το μπλοκ στα αριστερά, όπου εκεί δίνεται η τιμή της επιθυμητής ταχύτητας περιστροφής σε RPM. Η δεύτερη είσοδος δίνεται στον κινητήρα μέσω μιας βηματικής συνάρτησης και έχει το ρόλο του μηχανικού φορτίου που δέχεται ο κινητήρας στον άξονά του.

➤ Powergui

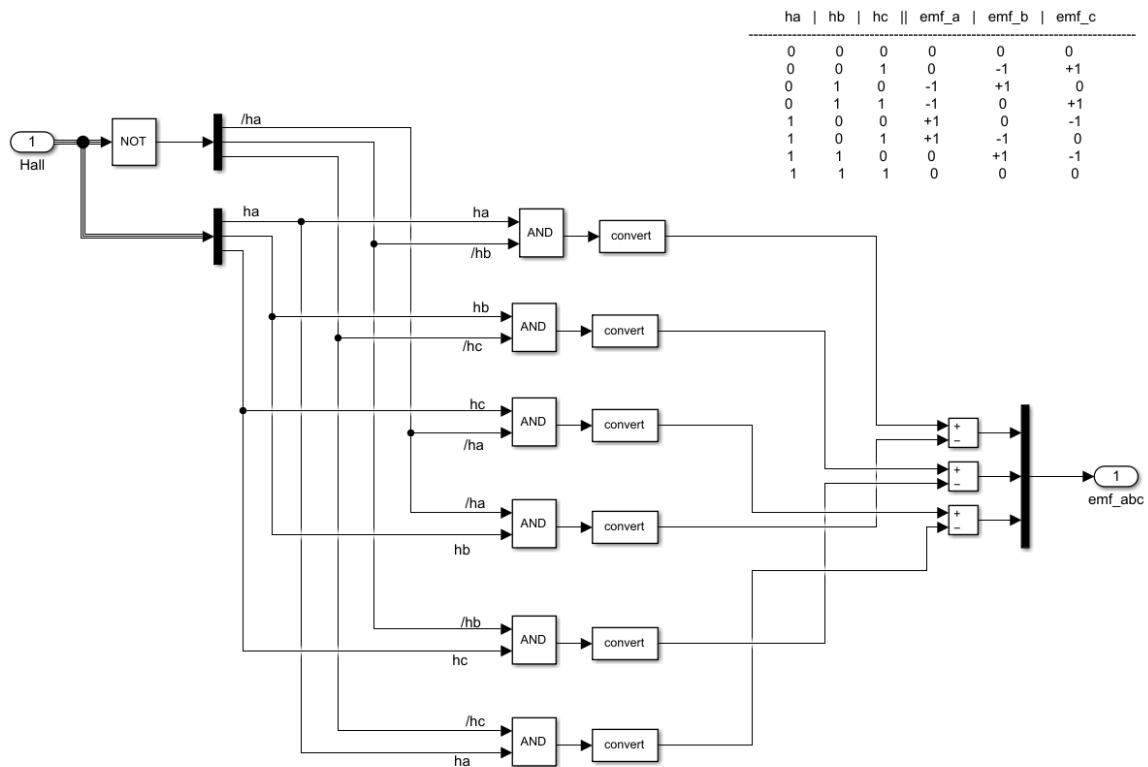
Για την ορθή λειτουργία του κυκλώματος είναι απαραίτητο να ορίσουμε τη παράμετρο powergui σε continuous, ώστε η δειγματοληψία να είναι όσο το δυνατό πιο πυκνή (συνεχής).



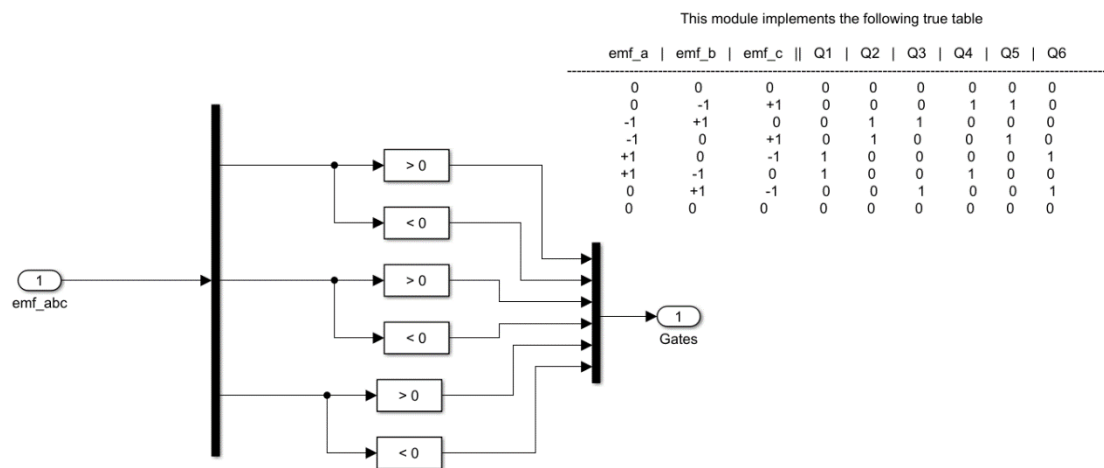
Εικόνα 5.12: Απλουστευμένο λογικό σχεδιάγραμμα ημιτονοειδούς ελέγχου με ελεγκτή PI



Εικόνα 5.13: Κύκλωμα ημιτονοειδούς ελέγχου με ελεγκτή PI στο Simulink



Εικόνα 5.14: Μετατροπή των σημάτων των αισθητήρων hall στις τάσεις A, B, C



Εικόνα 5.15: Δημιουργία παλμών έναυσης βασισμένοι στους αισθητήρες hall



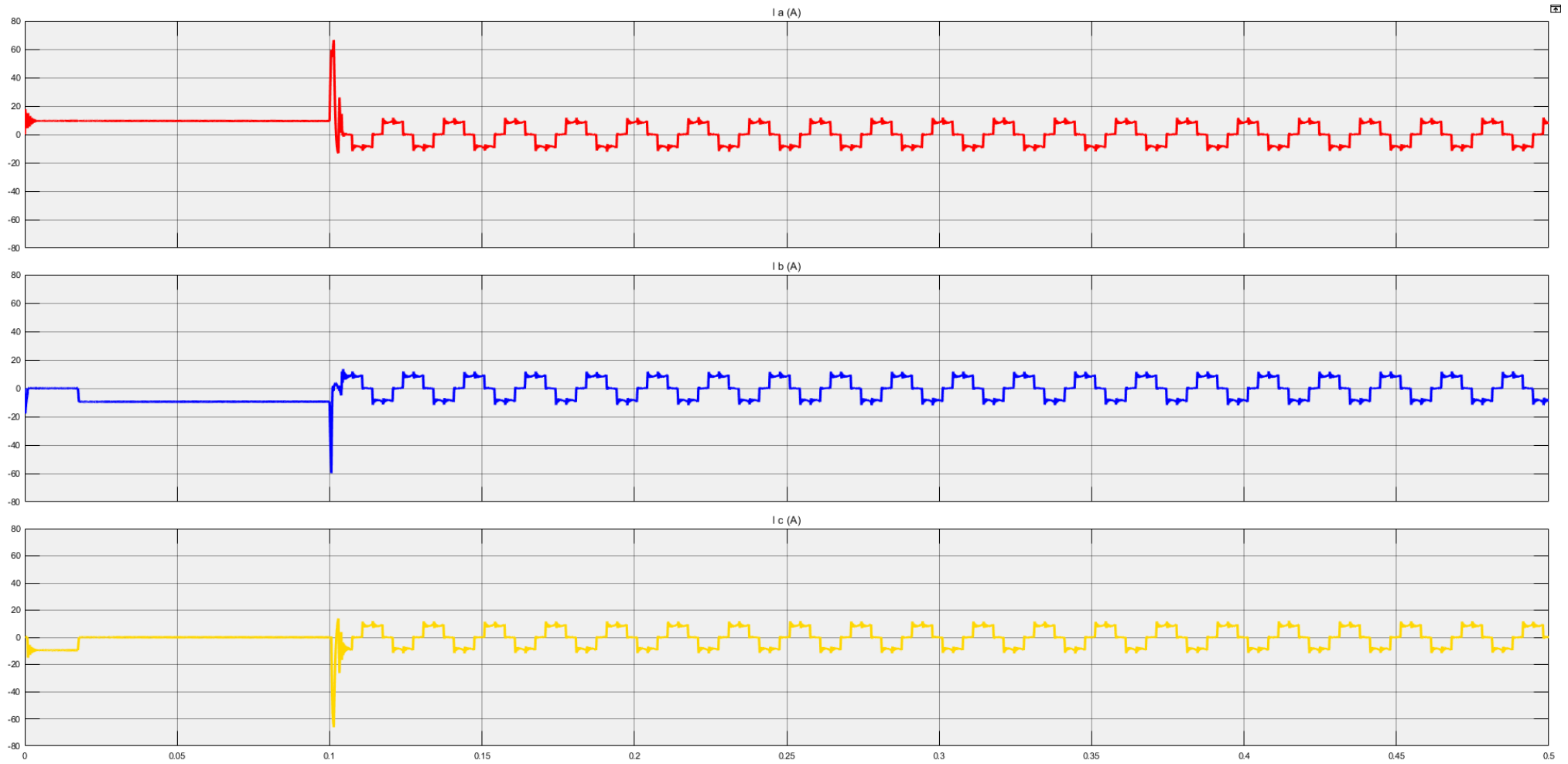
Πίνακας 5.1: Ονομαστικά μεγέθη κινητήρα

Ονομαστική τάση	500 V
Ονομαστική ισχύς	1 KW
Ονομαστική ταχύτητα περιστροφής	3000 RPM
Ονομαστική ροπή	20 Nm
Αντίσταση τυλιγμάτων	2.8750 Ω
Αυτεπαγωγή τυλιγμάτων	0.001523 H
Μαγνητική ροή	0.175 Wb
Αριθμός πόλων	8

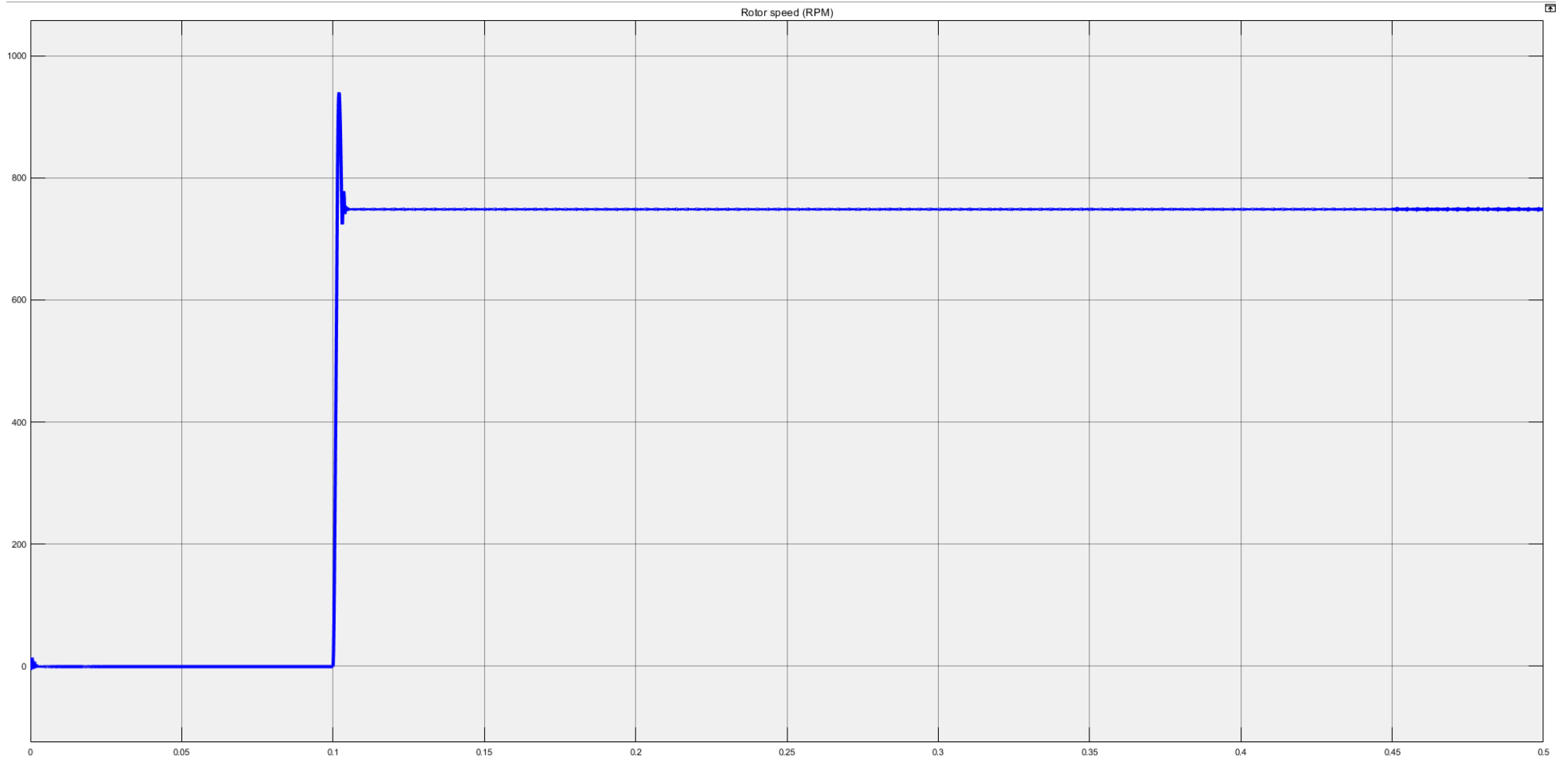
#### 5.4.2 Προσομοίωση λειτουργίας σε μόνιμη κατάσταση - μεταβατική κατάσταση - εξαγωγή αποτελεσμάτων

Οι πρώτες δοκιμές πραγματοποιήθηκαν μεταβάλλοντας την ταχύτητα περιστροφής του κινητήρα, διατηρώντας παράλληλα το φορτίο του σταθερό στο 50% και το 100% της ονομαστικής του τιμής με βήματα του 25%, διατηρώντας παράλληλα το φορτίο του σταθερό στο 50% και στο 100% του ονομαστικού (20 Nm). Στις εικόνες 5.16 έως 5.31 παρουσιάζονται οι μεταβολές των ρευμάτων και της απόκρισης της ταχύτητας του κινητήρα.

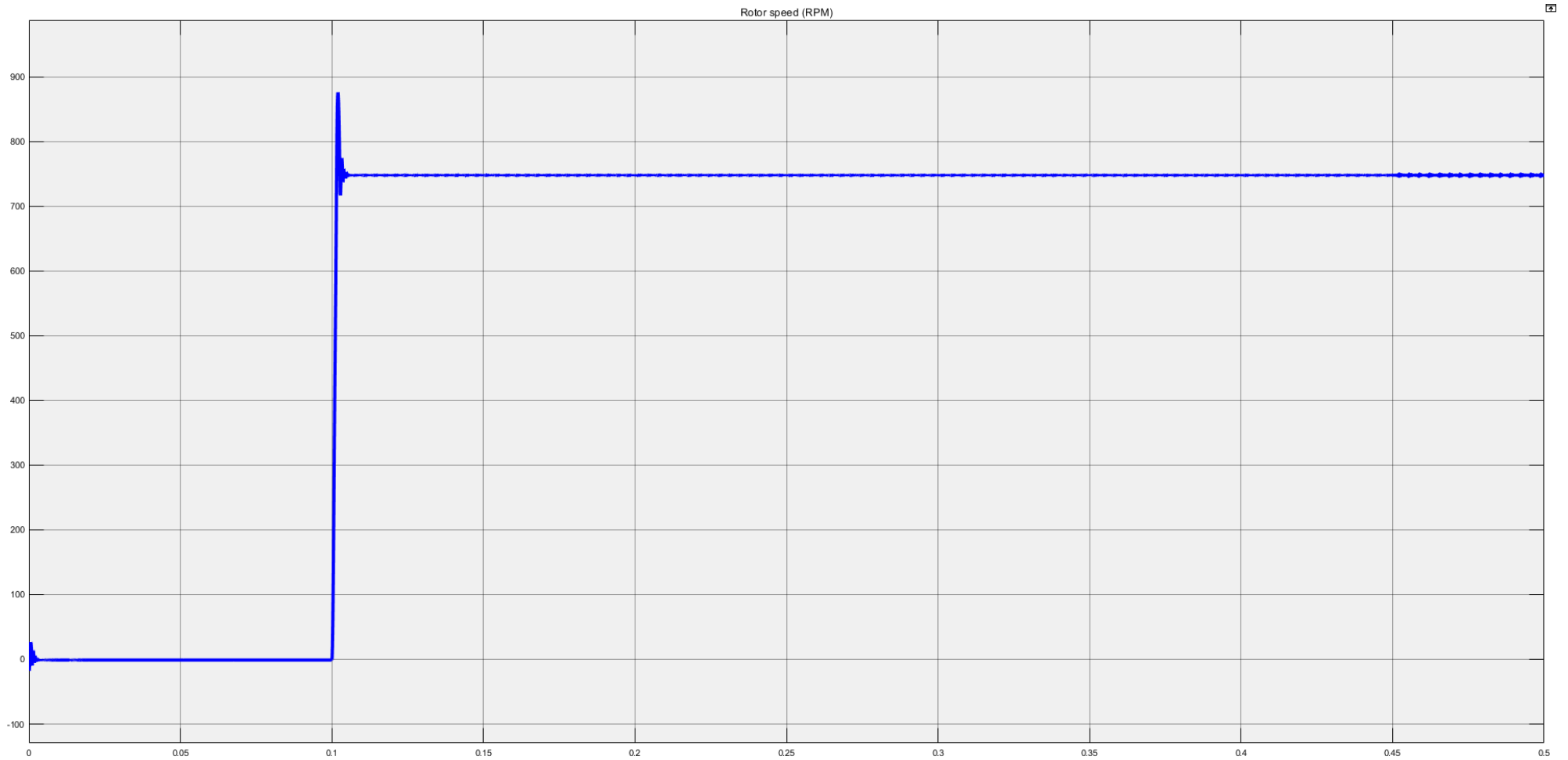
Ονομαστικά μεγέθη κινητήρα: 500 V - 1 KW - 3000 RPM - 20 Nm



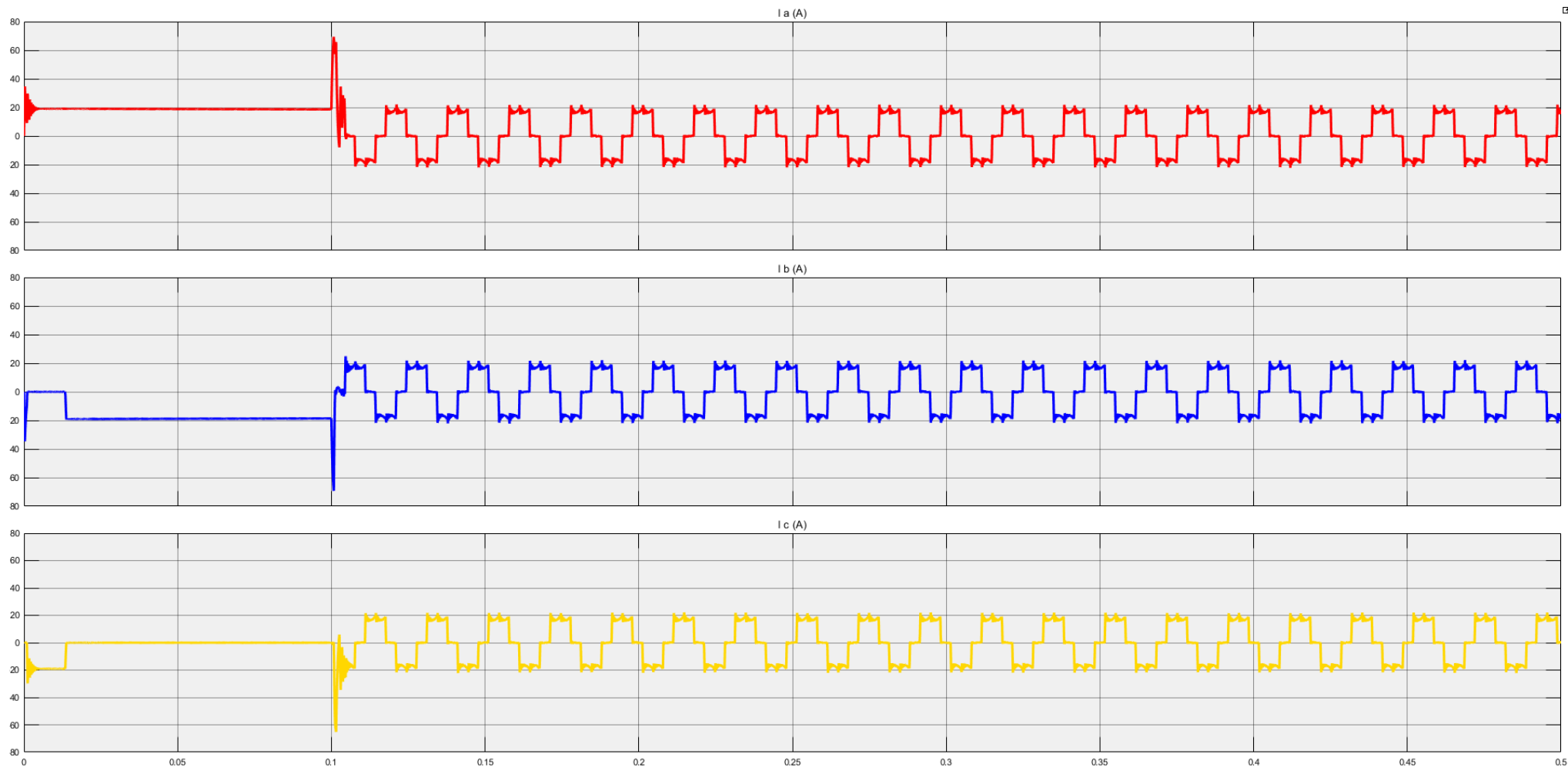
Εικόνα 5.16: Απεικόνιση του ρεύματος στις τρεις φάσεις του κινητήρα υπό σταθερό φορτίο στο 50% (10 Nm) της ονομαστικής τιμής και βηματική μεταβολή της ταχύτητας από το 0% (0 RPM) στο 25% (750 RPM) της ονομαστικής τιμής, τη χρονική στιγμή  $t=0,1s$ .



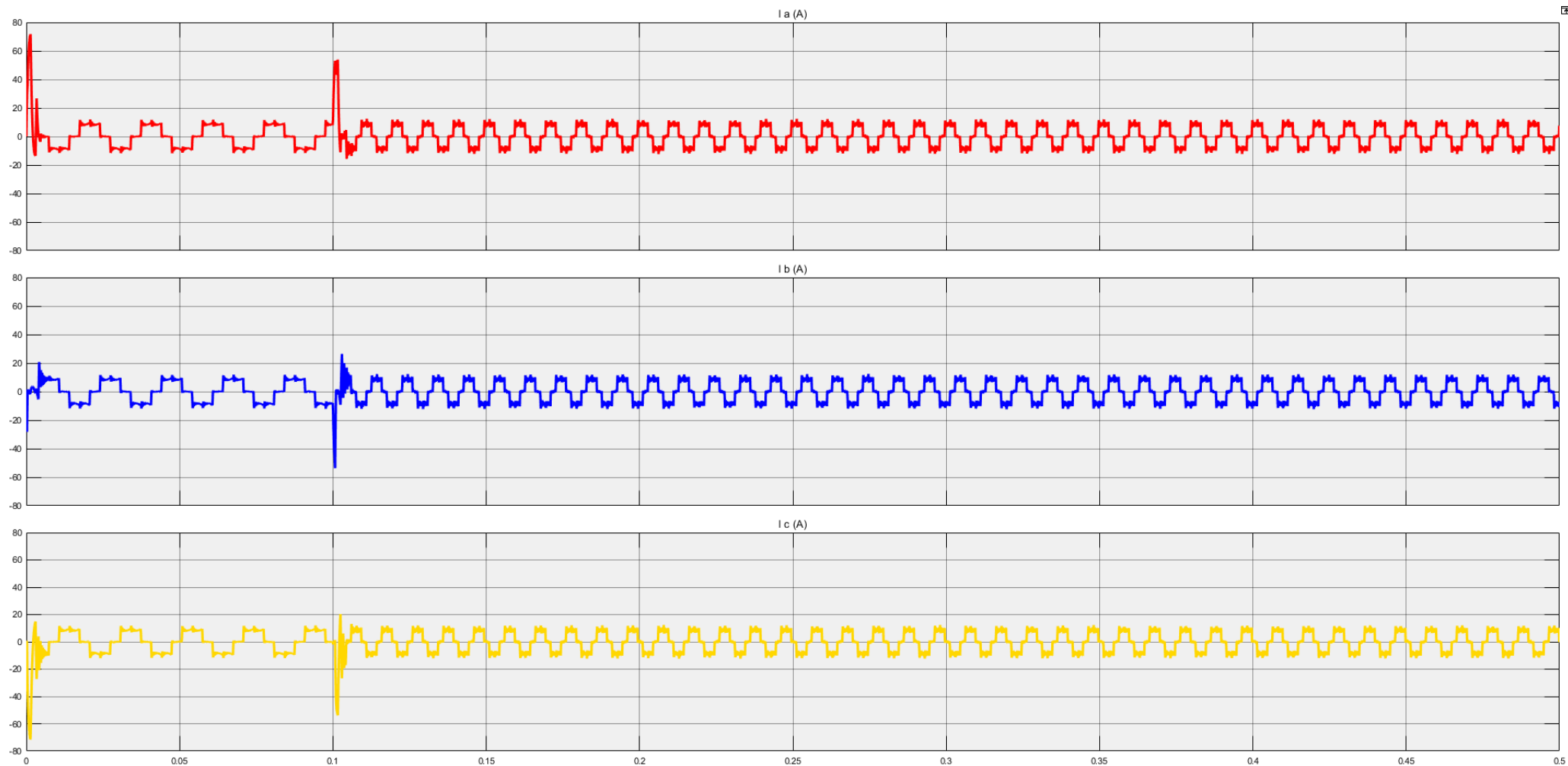
Εικόνα 5.17: Απεικόνιση της απόκρισης της ταχύτητας περιστροφής του κινητήρα υπό σταθερό φορτίο στο 50% (10 Nm) της ονομαστικής τιμής και βηματική μεταβολή της ταχύτητας από το 0% (0 RPM) στο 25% (750 RPM) της ονομαστικής τιμής, τη χρονική στιγμή  $t=0,1s$ .



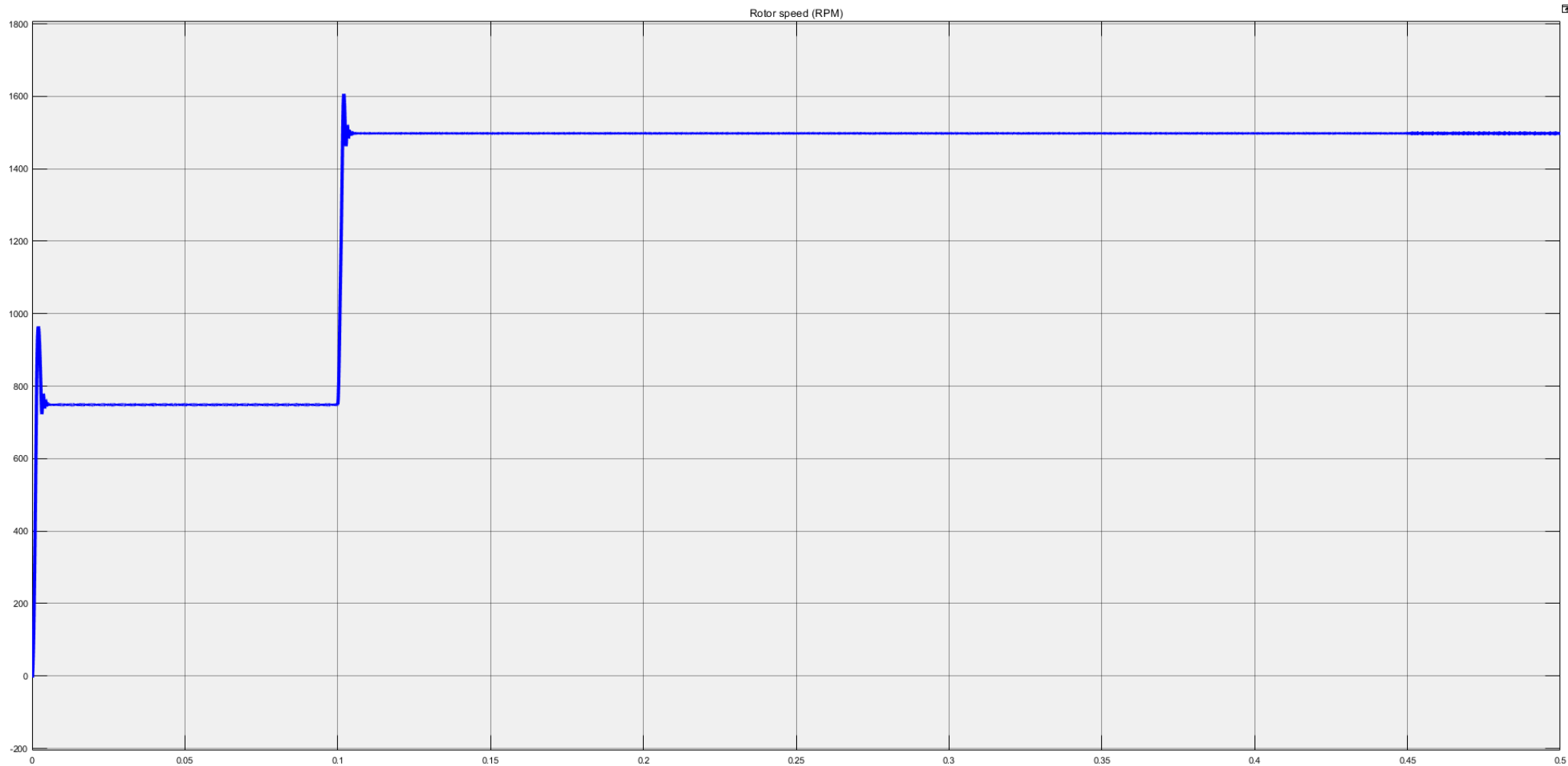
Εικόνα 5.18: Απεικόνιση της απόκρισης της ταχύτητας περιστροφής του κινητήρα υπό σταθερό φορτίο στο 100% (20 Nm) της ονομαστικής τιμής και βηματική μεταβολή της ταχύτητας από το 0% (0 RPM) στο 25% (750 RPM) της ονομαστικής τιμής, τη χρονική στιγμή  $t=0,1s$ .



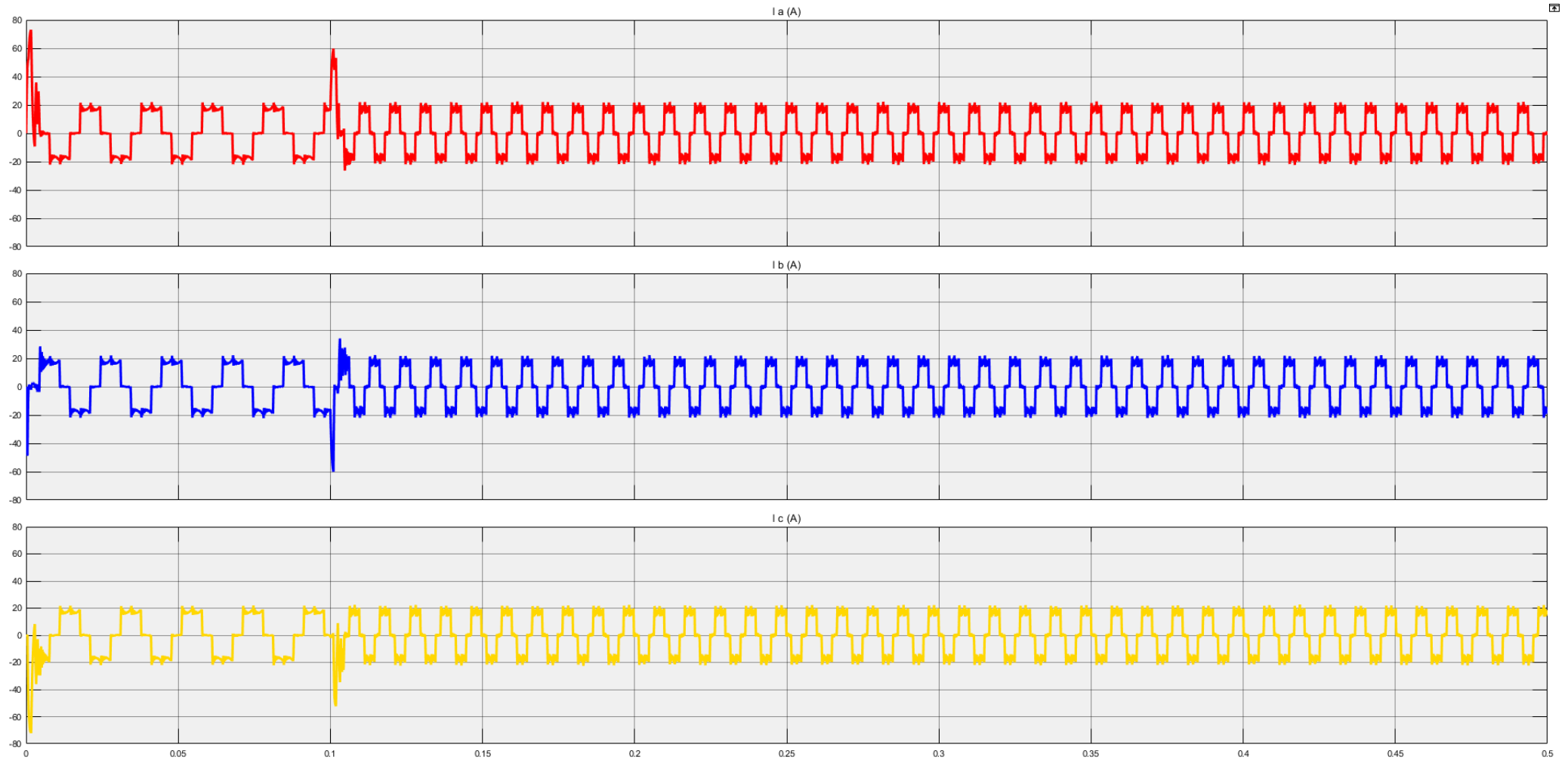
Εικόνα 5.19: Απεικόνιση του ρεύματος στις τρεις φάσεις του κινητήρα υπό σταθερό φορτίο στο 100% (20 Nm) της ονομαστικής τιμής και θηματική μεταβολή της ταχύτητας από το 0% (0 RPM) στο 25% (750 RPM) της ονομαστικής τιμής, τη χρονική στιγμή  $t=0,1s$ .



Εικόνα 5.20: Απεικόνιση του ρεύματος στις τρεις φάσεις του κινητήρα υπό σταθερό φορτίο στο 50% (10 Nm) της ονομαστικής τιμής και βηματική μεταβολή της ταχύτητας από το 25% (750 RPM) στο 50% (1500 RPM) της ονομαστικής τιμής, τη χρονική στιγμή  $t=0,1s$ .

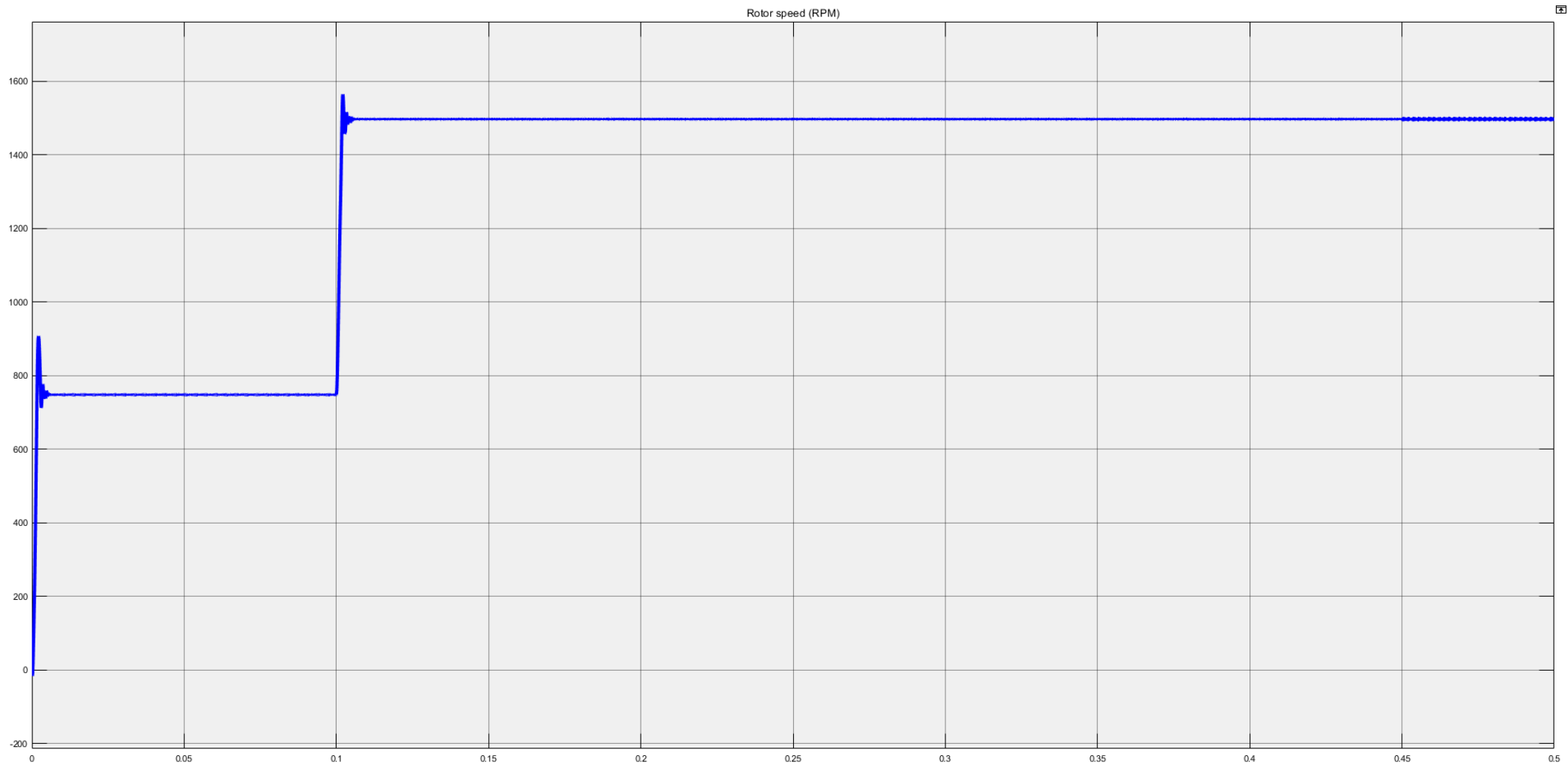


Εικόνα 5.21: Απεικόνιση της απόκρισης της ταχύτητας περιστροφής του κινητήρα υπό σταθερό φορτίο στο 50% (10 Nm) της ονομαστικής τιμής και βηματική μεταβολή της ταχύτητας από το 25% (750 RPM) στο 50% (1500 RPM) της ονομαστικής τιμής, τη χρονική στιγμή  $t=0,1s$ .

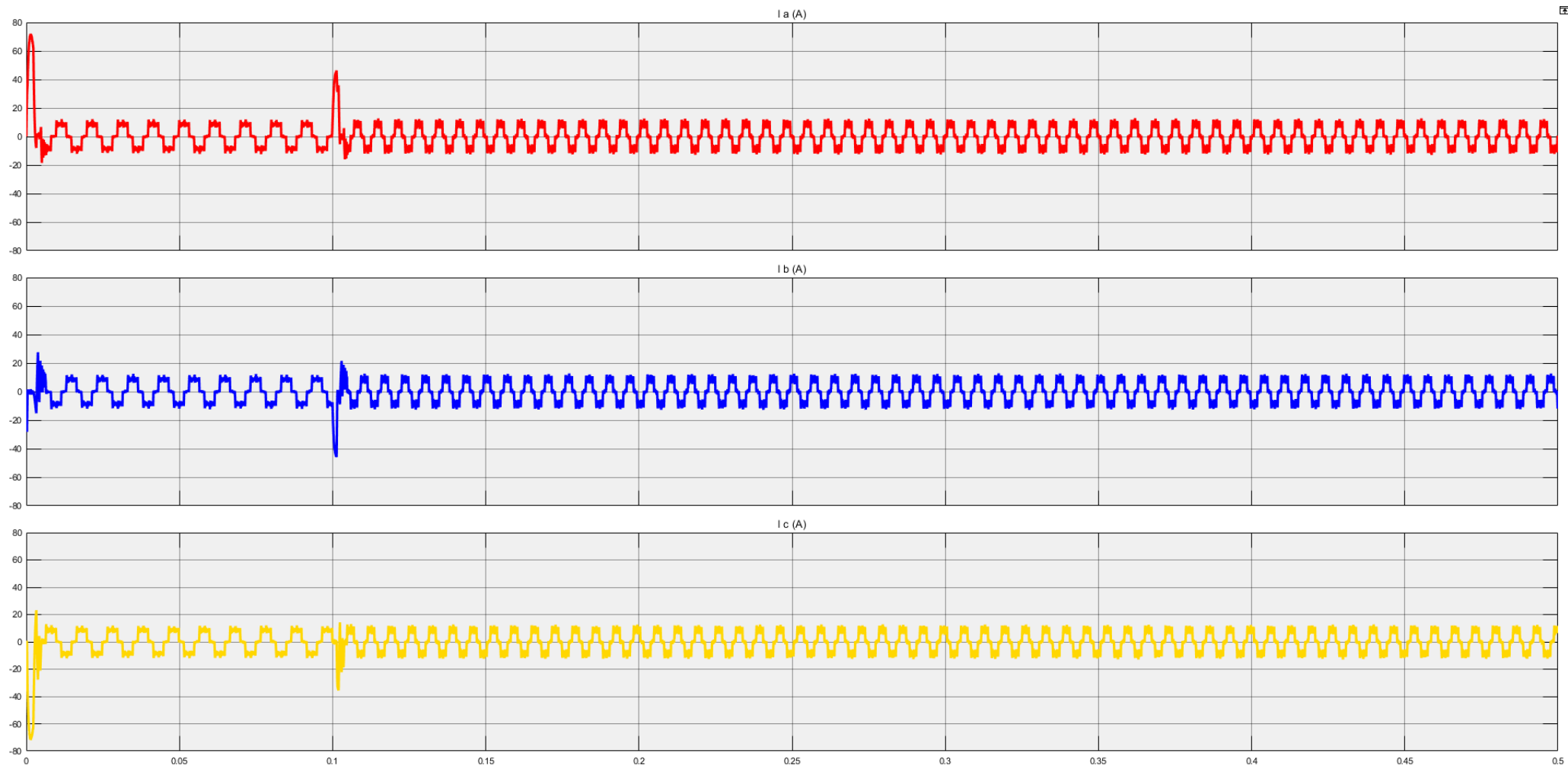


Εικόνα 5.22: Απεικόνιση του ρεύματος στις τρεις φάσεις του κινητήρα υπό σταθερό φορτίο στο 100% (20 Nm) της ονομαστικής τιμής και βηματική μεταβολή της ταχύτητας από το 25% (750 RPM) στο 50% (1500 RPM) της ονομαστικής τιμής, τη χρονική στιγμή  $t=0,1s$ .

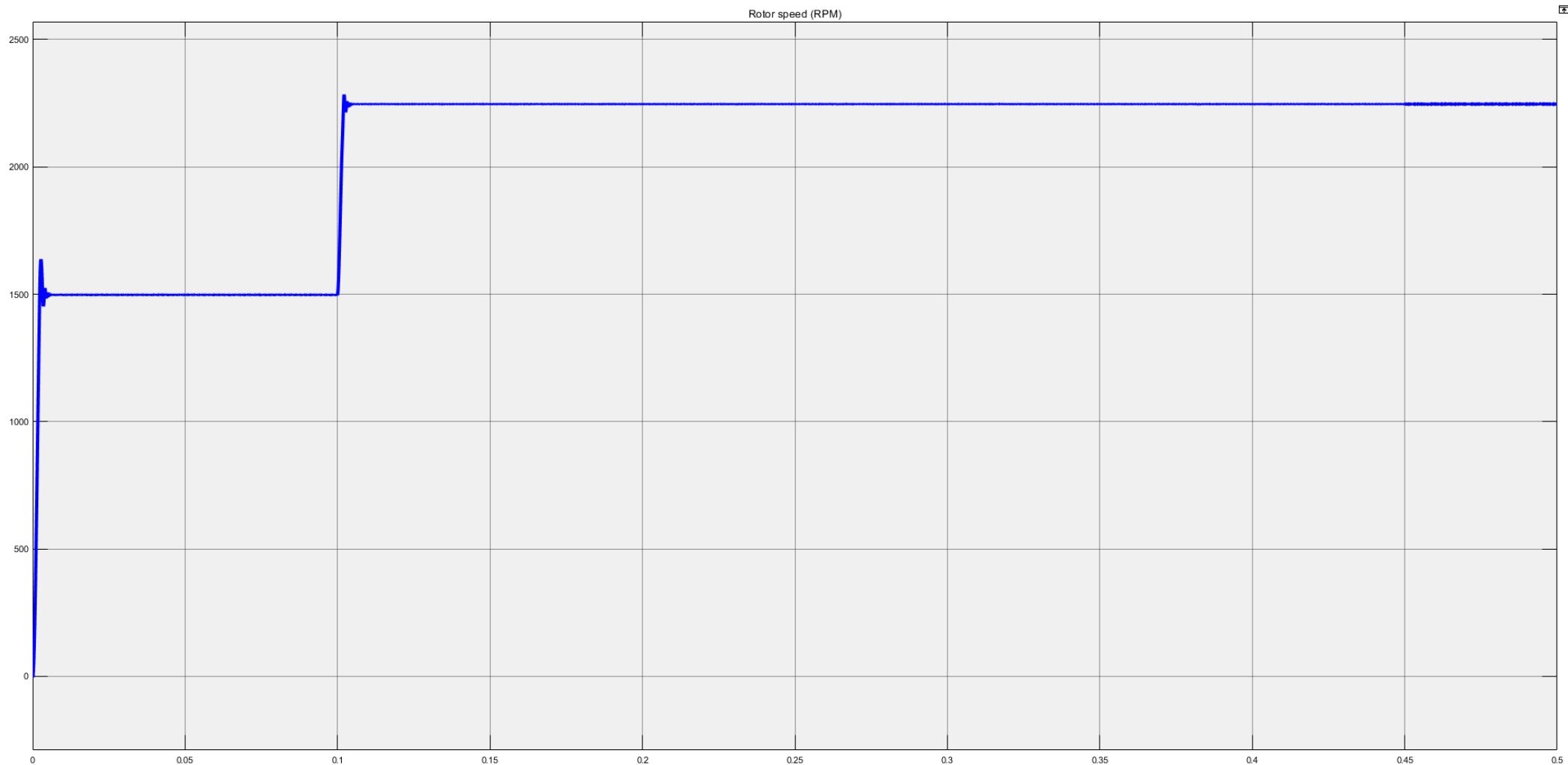




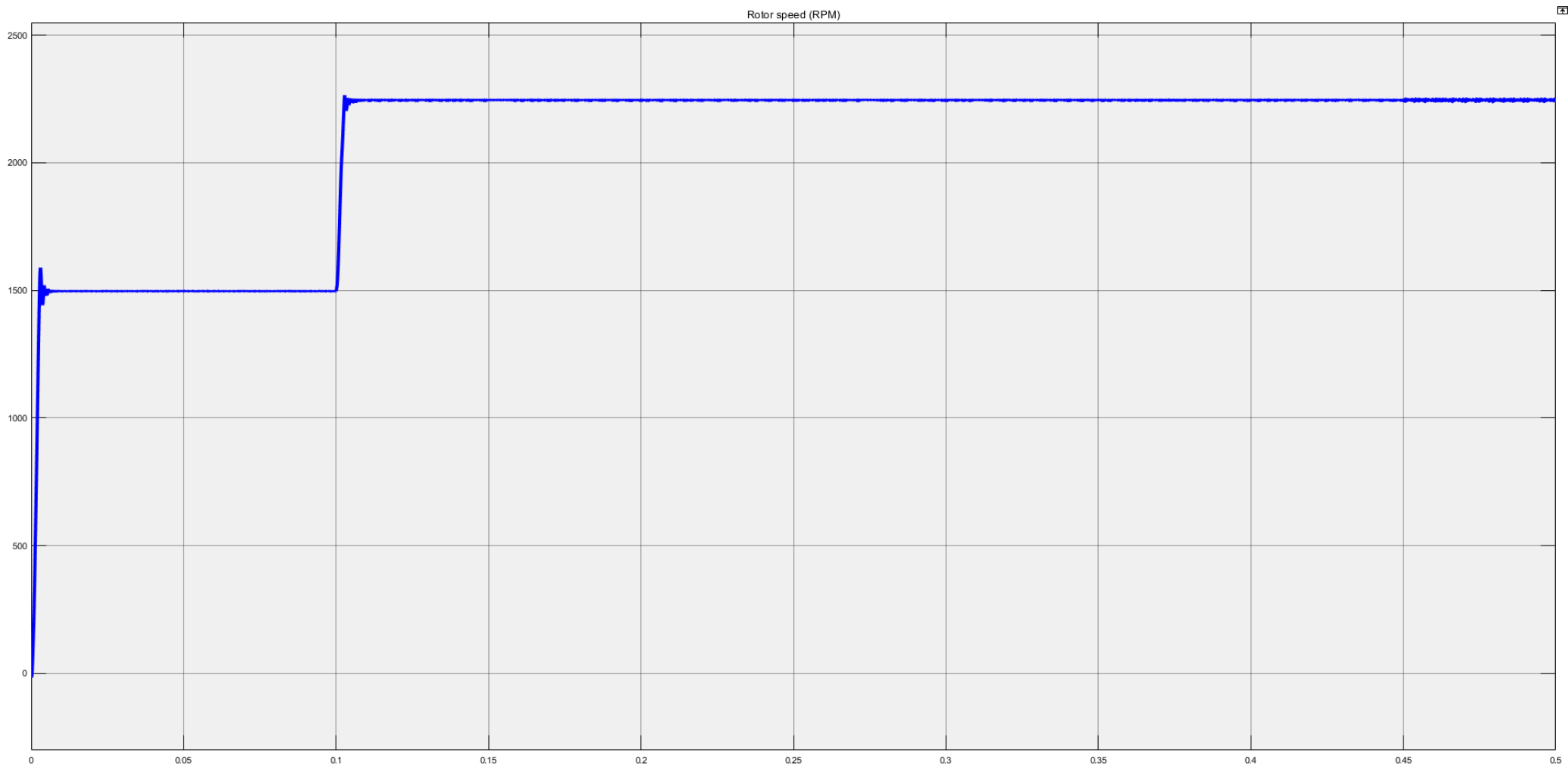
Εικόνα 5.23: Απεικόνιση της απόκρισης της ταχύτητας περιστροφής του κινητήρα υπό σταθερό φορτίο στο 100% (20 Nm) της ονομαστικής τιμής και βηματική μεταβολή της ταχύτητας από το 25% (750 RPM) στο 50% (1500 RPM) της ονομαστικής τιμής, τη χρονική στιγμή  $t=0,1s$ .



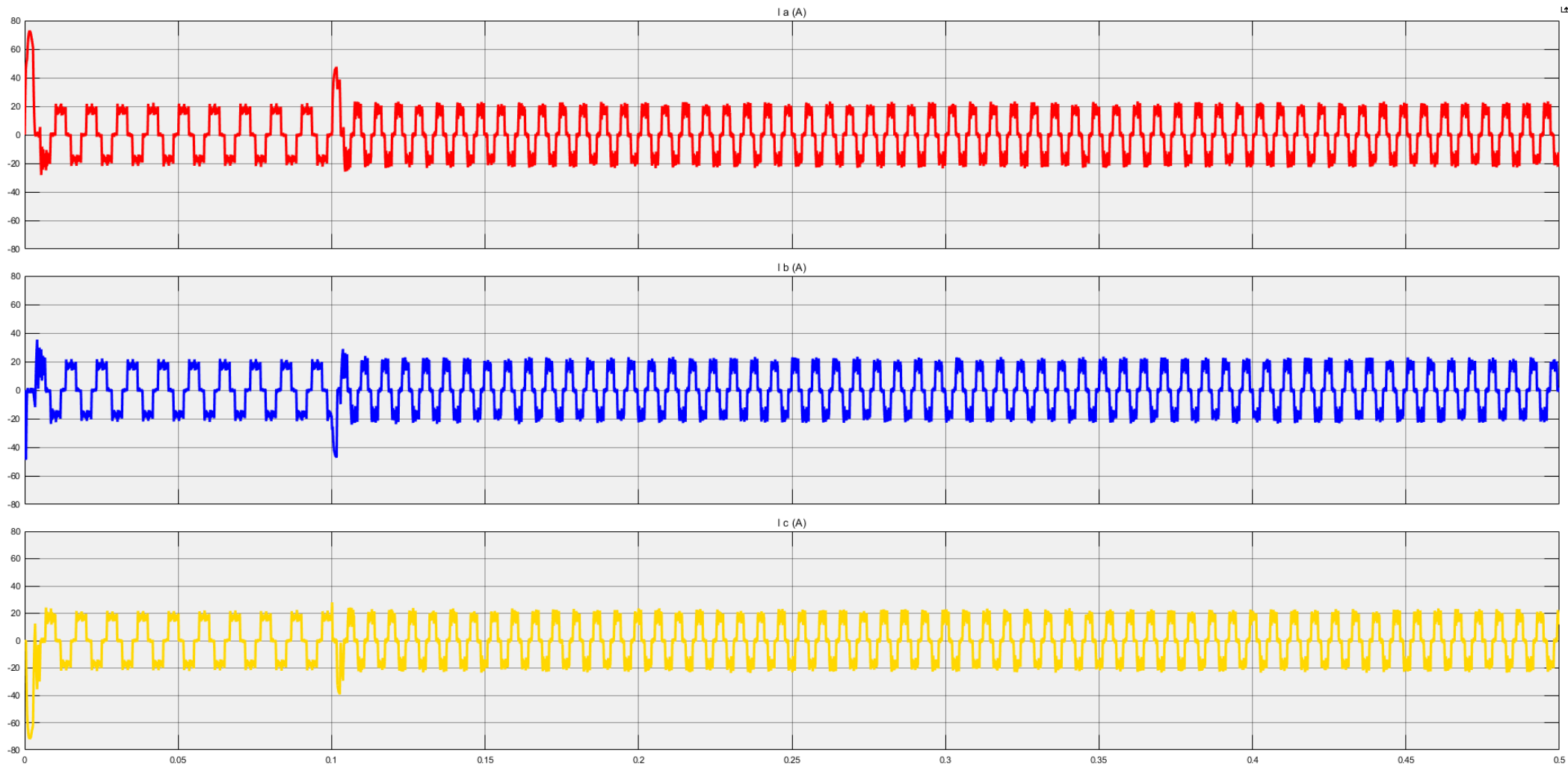
Εικόνα 5.24: Απεικόνιση του ρεύματος στις τρεις φάσεις του κινητήρα υπό σταθερό φορτίο στο 50% (10 Nm) της ονομαστικής τιμής και θηματική μεταβολή της ταχύτητας από το 50% (1500 RPM) στο 75% (2250 RPM) της ονομαστικής τιμής, τη χρονική στιγμή  $t=0,1s$ .



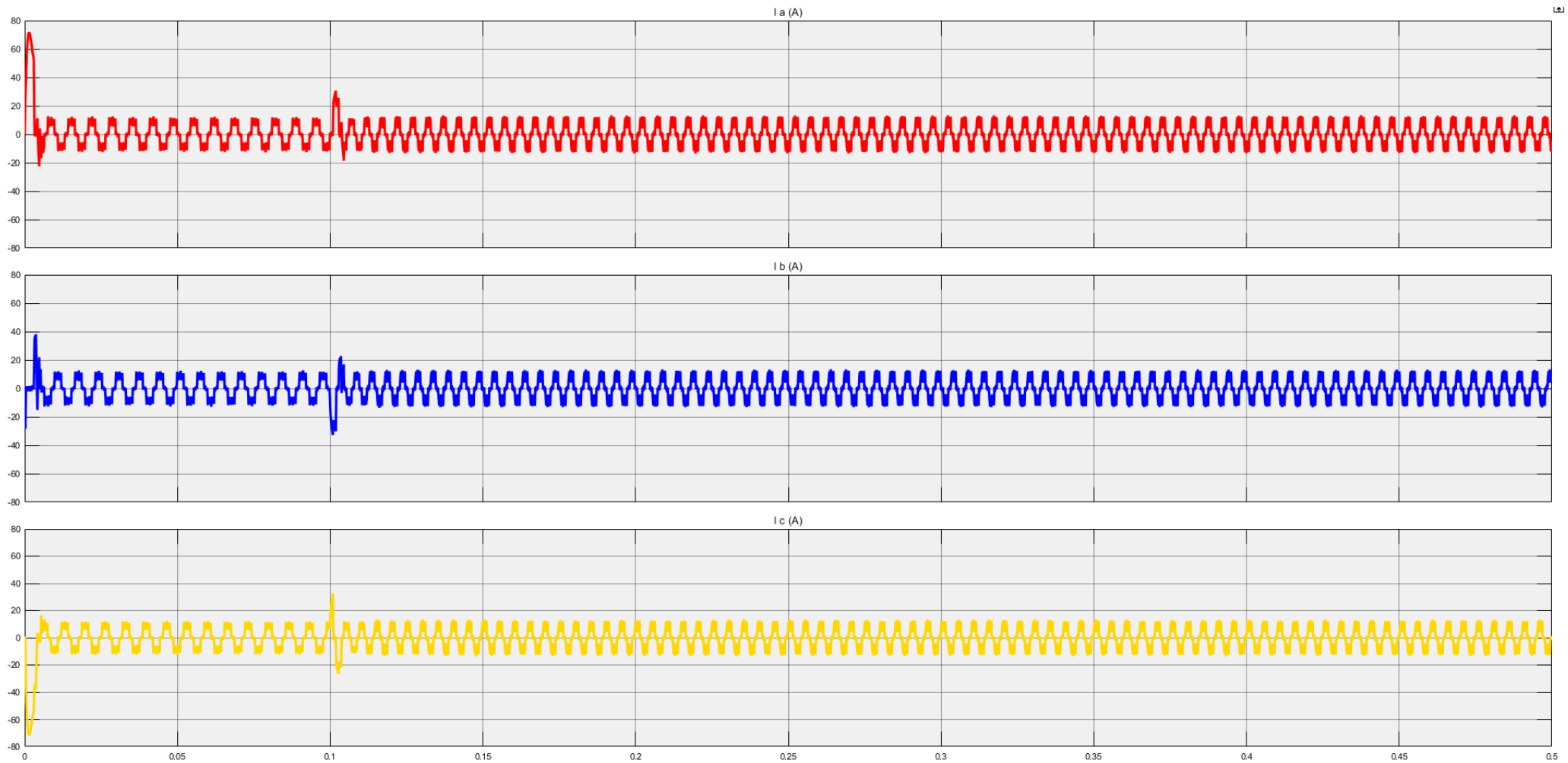
Εικόνα 5.25: Απεικόνιση της απόκρισης της ταχύτητας περιστροφής του κινητήρα υπό σταθερό φορτίο στο 50% (10 Nm) της ονομαστικής τιμής και βηματική μεταβολή της ταχύτητας από το 50% (1500 RPM) στο 75% (2250 RPM) της ονομαστικής τιμής, τη χρονική στιγμή  $t=0,1s$ .



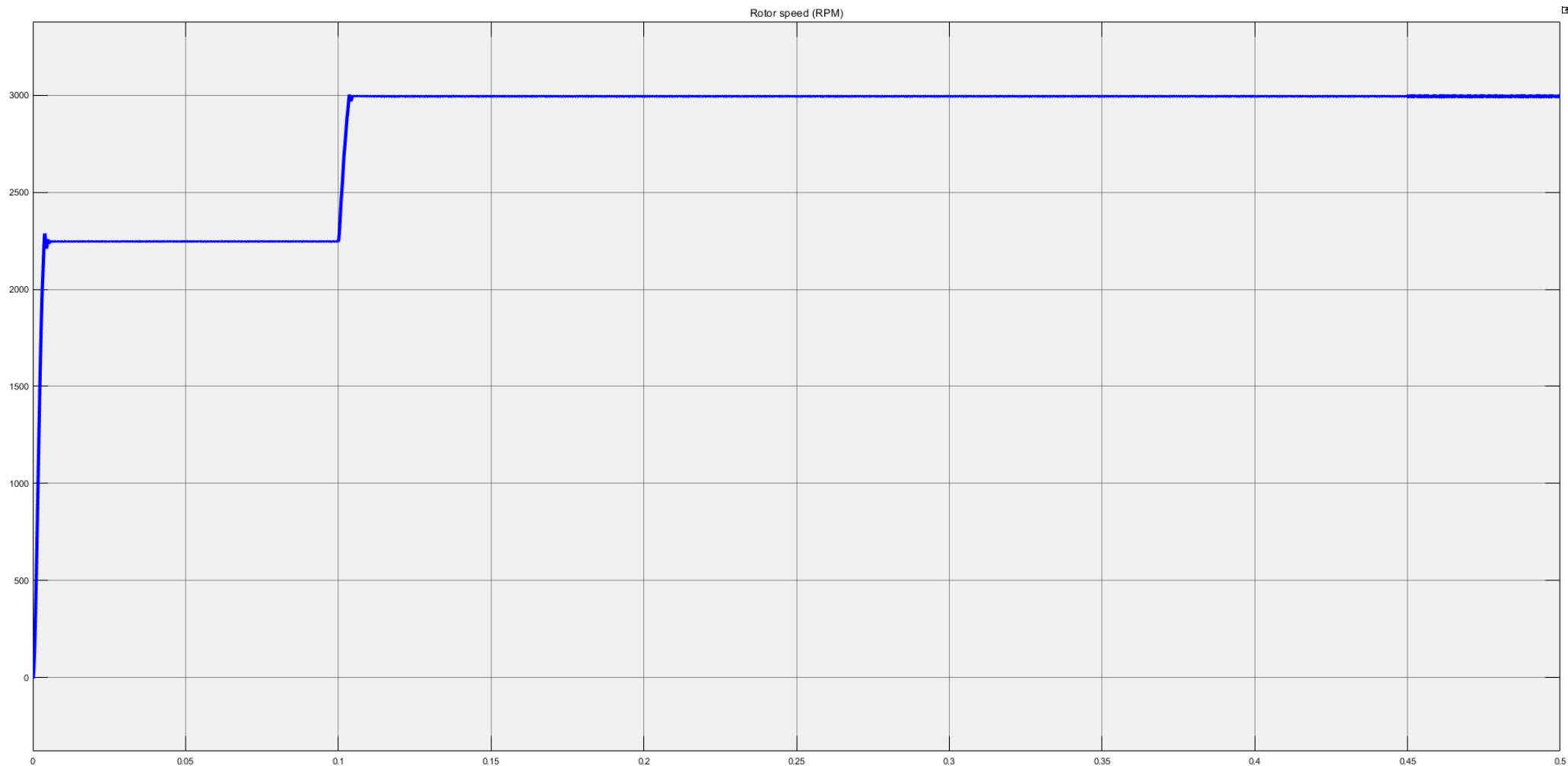
Εικόνα 5.26: Απεικόνιση της απόκρισης της ταχύτητας περιστροφής του κινητήρα υπό σταθερό φορτίο στο 100% (20 Nm) της ονομαστικής τιμής και βηματική μεταβολή της ταχύτητας από το 50% (1500 RPM) στο 75% (2250 RPM) της ονομαστικής τιμής, τη χρονική στιγμή  $t=0,1s$ .



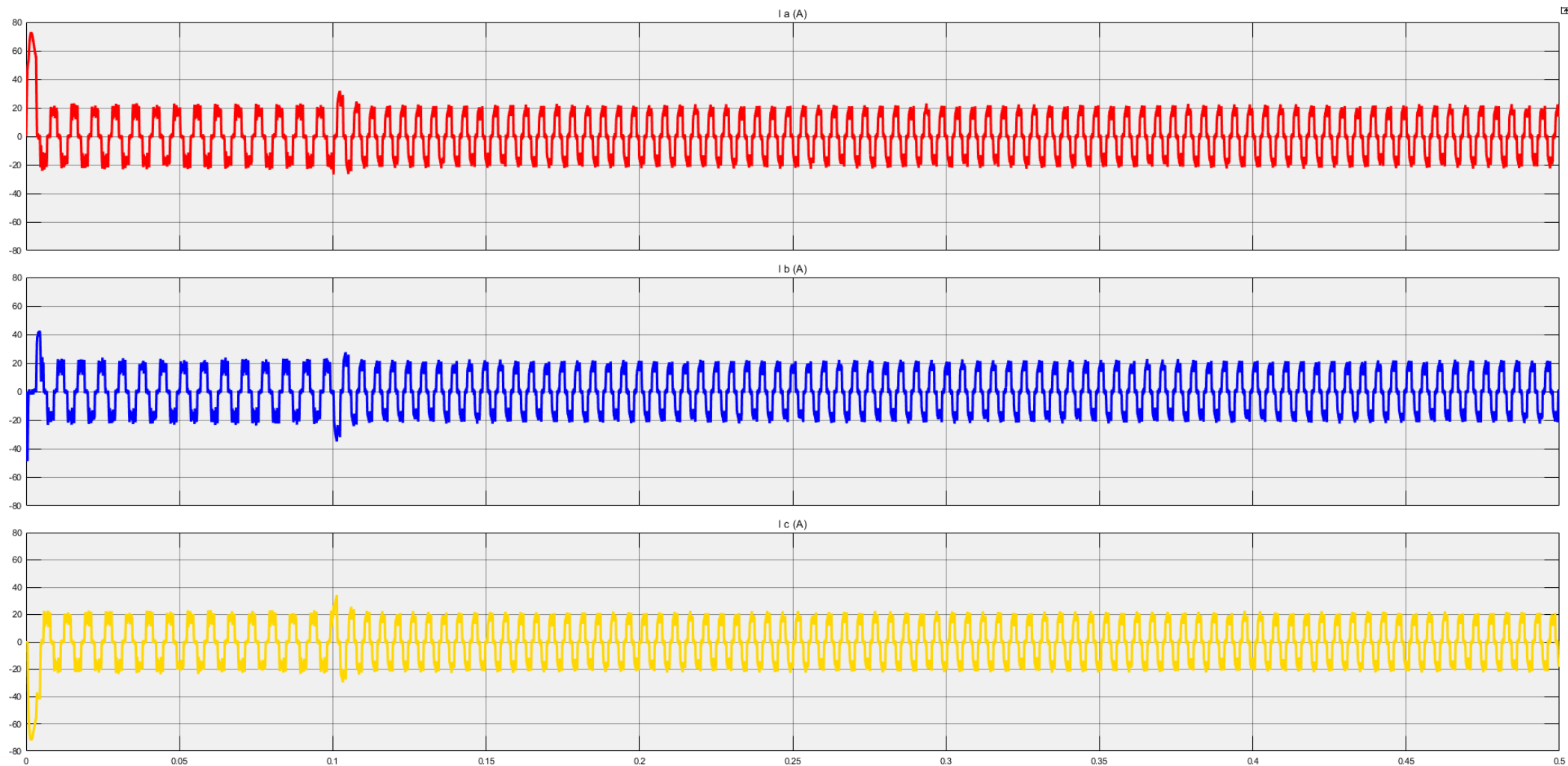
Εικόνα 5.27: Απεικόνιση του ρεύματος στις τρεις φάσεις του κινητήρα υπό σταθερό φορτίο στο 100% (20 Nm) της ονομαστικής τιμής και βηματική μεταβολή της ταχύτητας από το 50% (1500 RPM) στο 75% (2250 RPM) της ονομαστικής τιμής, τη χρονική στιγμή  $t=0,1s$ .



Εικόνα 5.28: Απεικόνιση του ρεύματος στις τρεις φάσεις του κινητήρα υπό σταθερό φορτίο στο 50% (10 Nm) της ονομαστικής τιμής και βηματική μεταβολή της ταχύτητας από το 75% (22500 RPM) στο 100% (3000 RPM) της ονομαστικής τιμής, τη χρονική στιγμή  $t=0,1s$ .

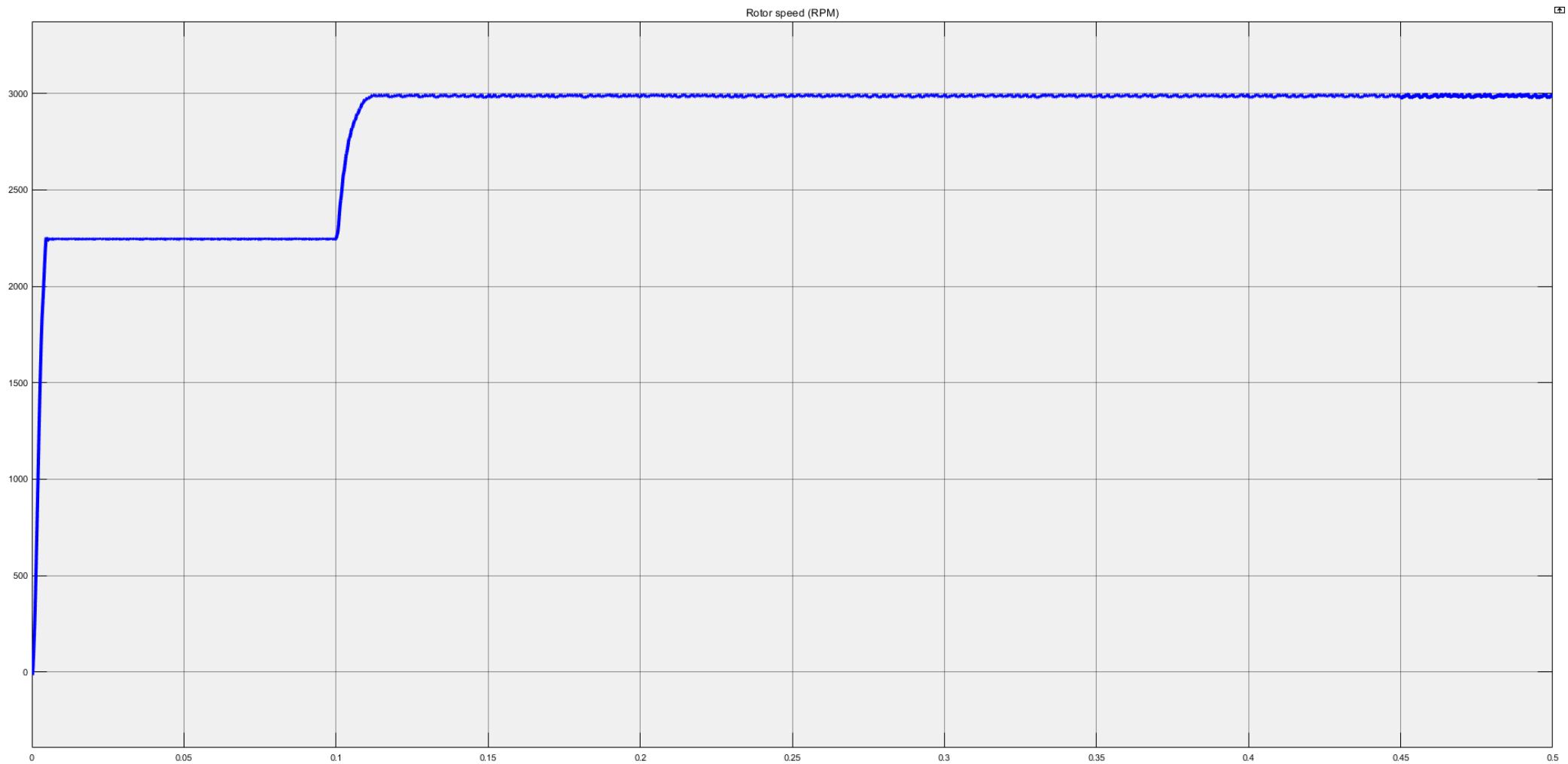


Εικόνα 5.29: Απεικόνιση της απόκρισης της ταχύτητας περιστροφής του κινητήρα υπό σταθερό φορτίο στο 50% (10 Nm) της ονομαστικής τιμής και βηματική μεταβολή της ταχύτητας από το 75% (22500 RPM) στο 100% (3000 RPM) της ονομαστικής τιμής, τη χρονική στιγμή  $t=0,1s$ .



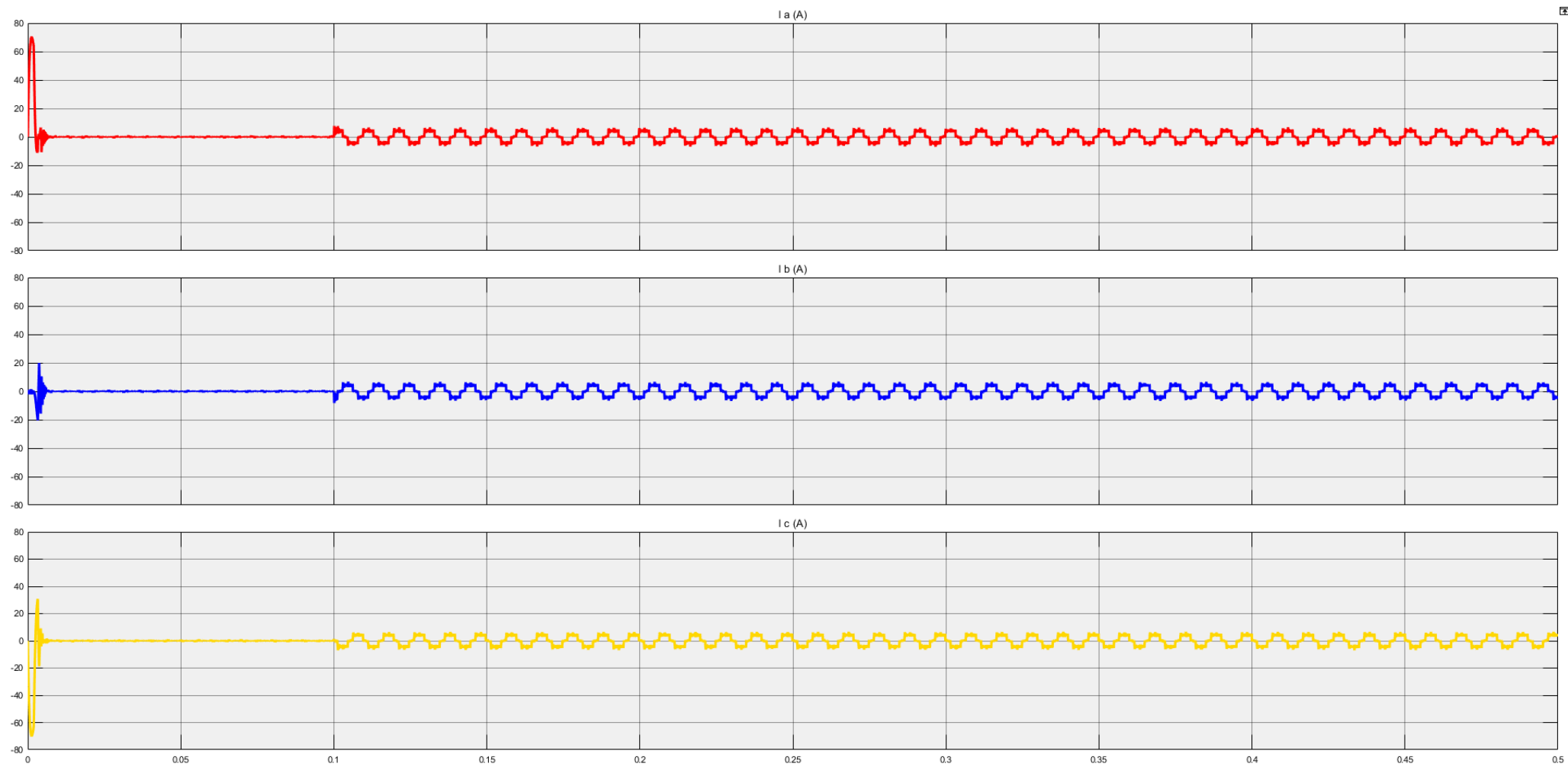
Εικόνα 5.30: Απεικόνιση του ρεύματος στις τρεις φάσεις του κινητήρα υπό σταθερό φορτίο στο 100% (20 Nm) της ονομαστικής τιμής και βηματική μεταβολή της ταχύτητας από το 75% (22500 RPM) στο 100% (3000 RPM) της ονομαστικής τιμής, τη χρονική στιγμή  $t=0,1s$ .



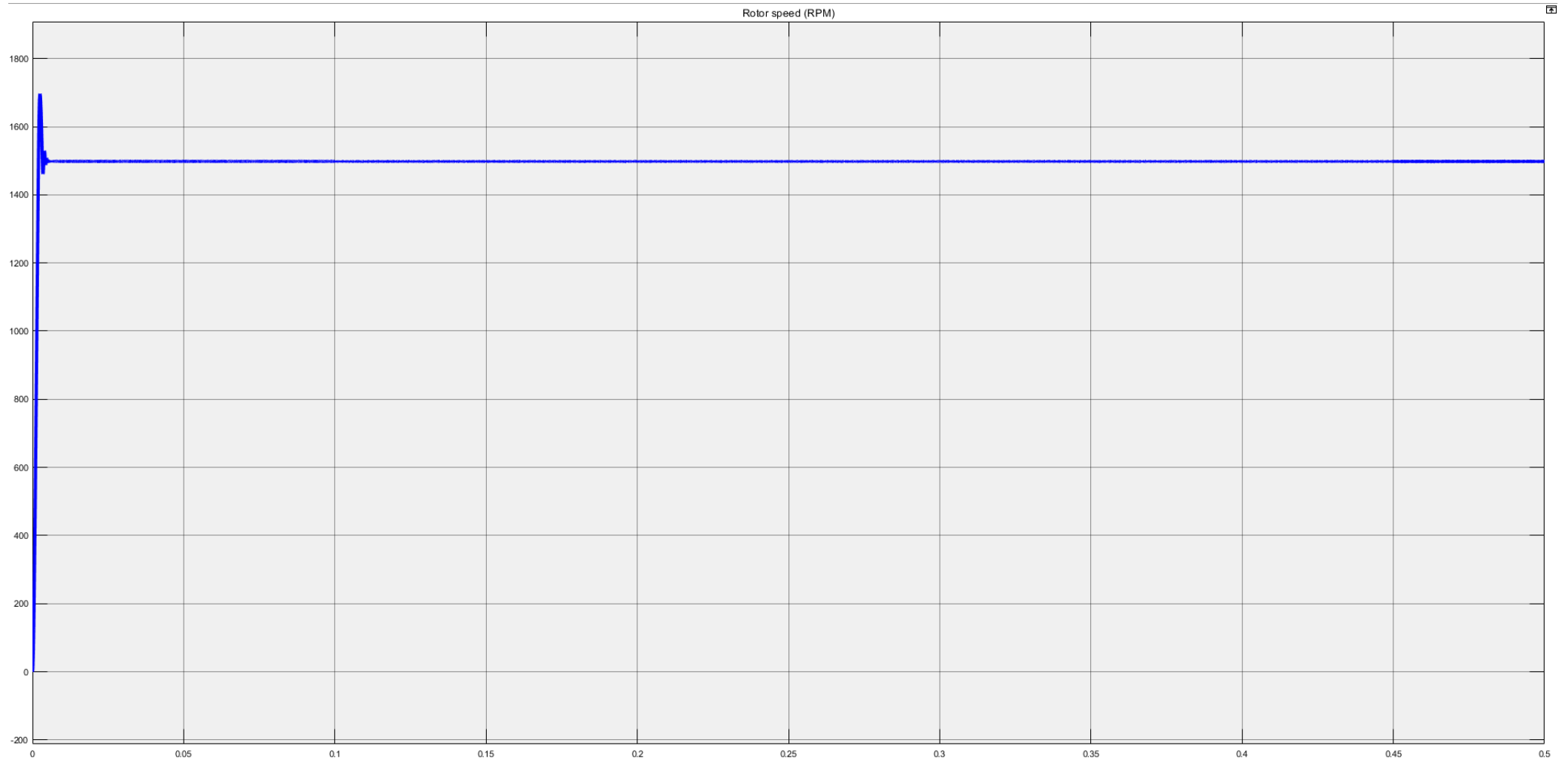


Εικόνα 5.31: Απεικόνιση της απόκρισης της ταχύτητας περιστροφής του κινητήρα υπό σταθερό φορτίο στο 100% (20 Nm) της ονομαστικής τιμής και βηματική μεταβολή της ταχύτητας από το 75% (2250 RPM) στο 100% (3000 RPM) της ονομαστικής τιμής, τη χρονική στιγμή  $t=0,1s$ .

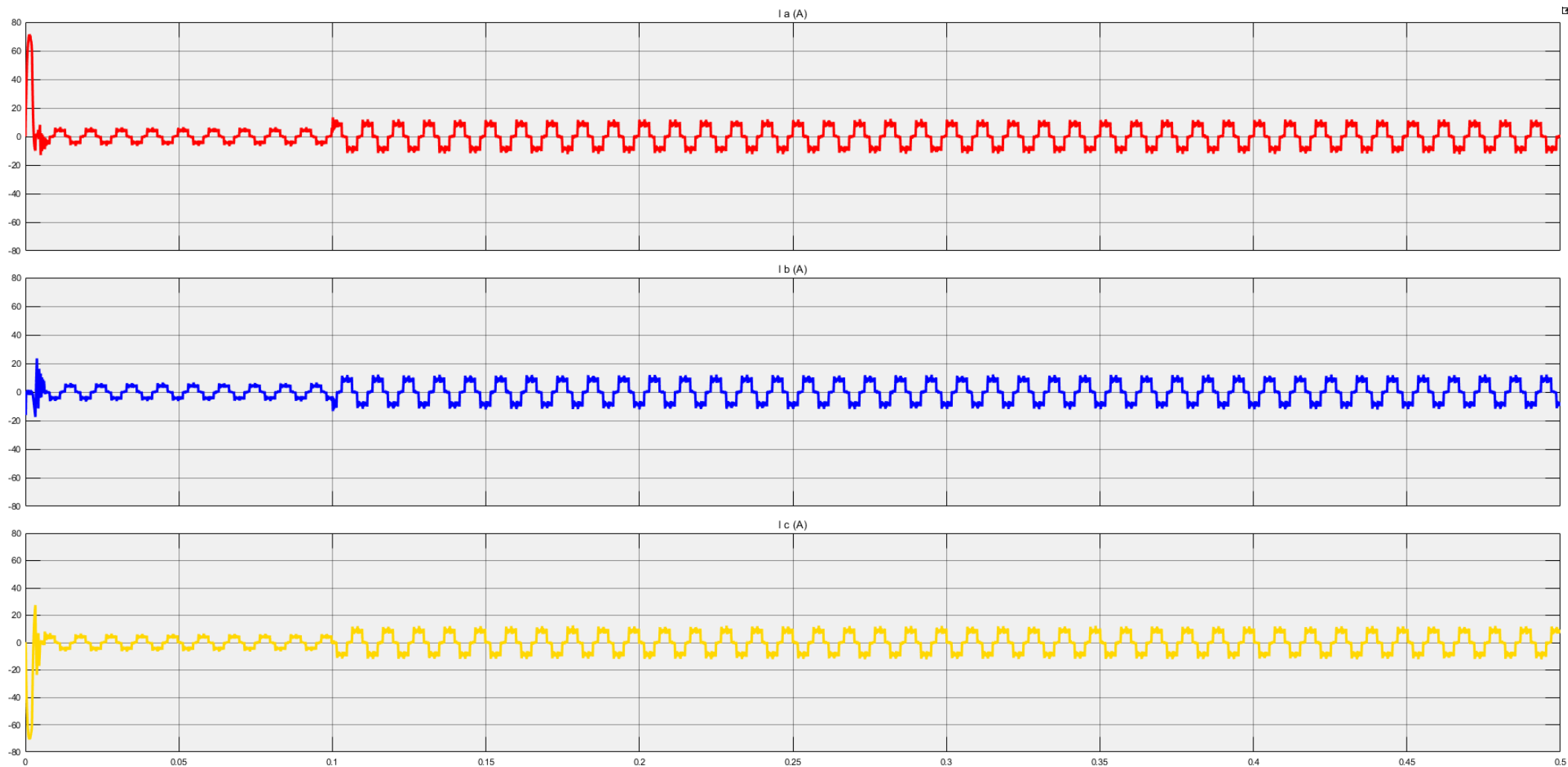
Οι υπόλοιπες δοκιμές έγιναν διατηρώντας σταθερή την ταχύτητα περιστροφής του κινητήρα στο 50% και το 100% της ονομαστικής της τιμής και μεταβάλλοντας το φορτίο στον άξονά του με βήματα του 25%, όπως φαίνεται παρακάτω. Στις εικόνες 5.32 έως 5.47 παρουσιάζονται οι μεταβολές των ρευμάτων και της απόκρισης της ταχύτητας του κινητήρα.



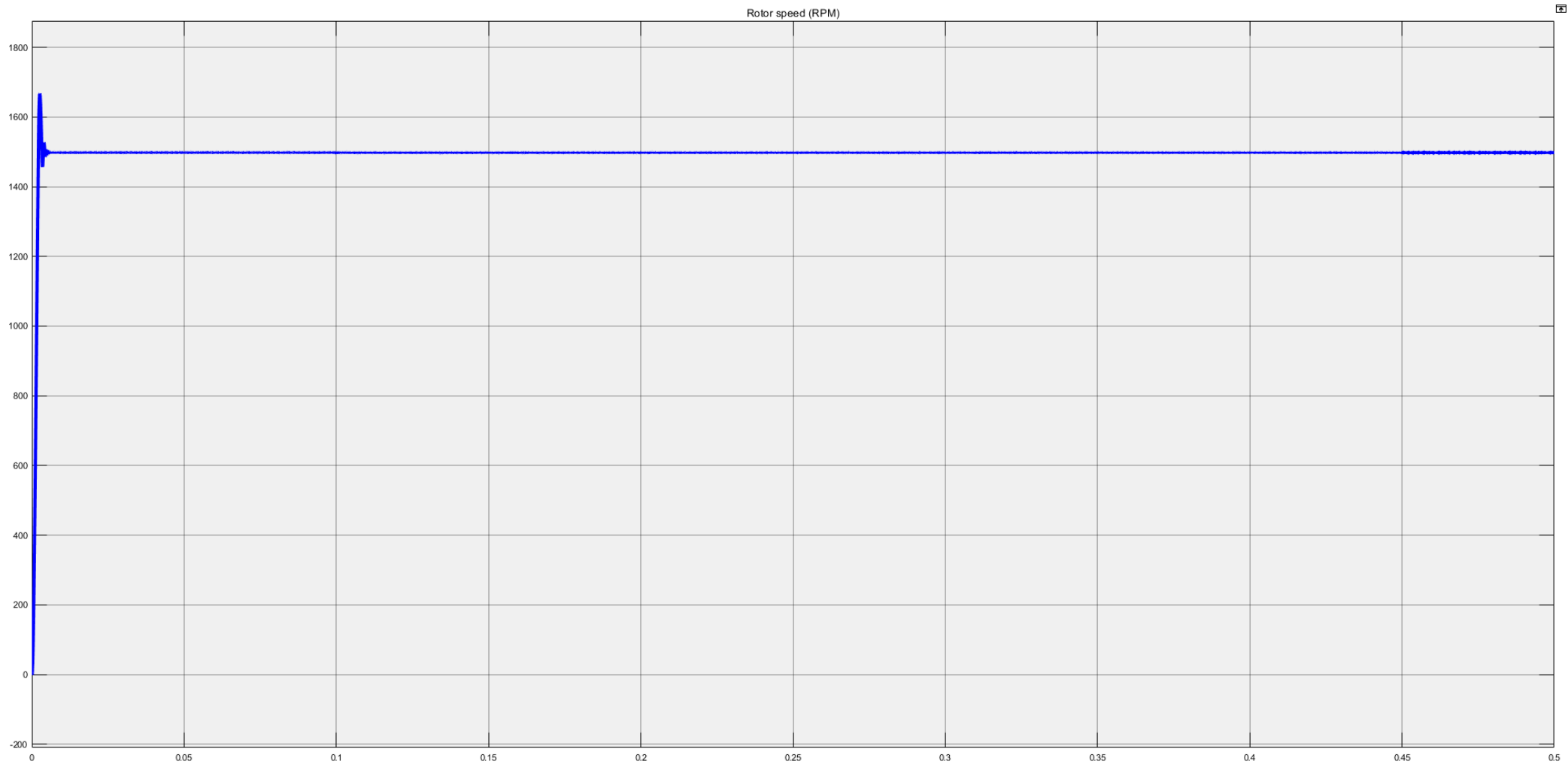
Εικόνα 5.32: Απεικόνιση του ρεύματος στις τρεις φάσεις του κινητήρα υπό σταθερή ταχύτητα στο 50% (1500rpm) της ονομαστικής τιμής και βηματική μεταβολή του φορτίου από το 0% (0 Nm) στο 25% (5 Nm) της ονομαστικής τιμής, τη χρονική στιγμή  $t=0,1s$ .



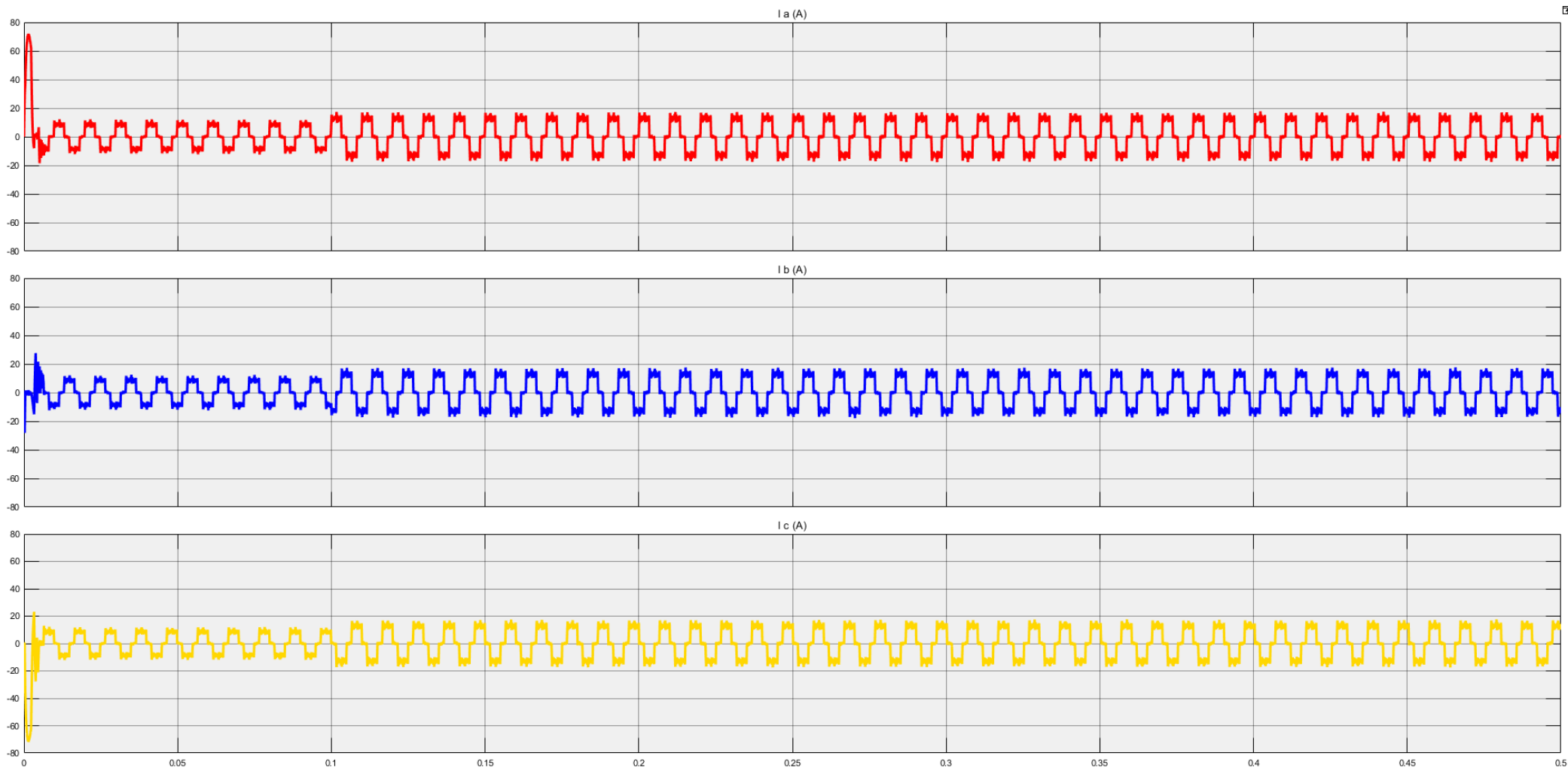
Εικόνα 5.33: Απεικόνιση της απόκρισης της ταχύτητας περιστροφής του κινητήρα υπό σταθερή ταχύτητα στο 50% (1500rpm) της ονομαστικής τιμής και βηματική μεταβολή του φορτίου από το 0% (0 Nm) στο 25% (5 Nm) της ονομαστικής τιμής, τη χρονική στιγμή  $t=0,1s$ .



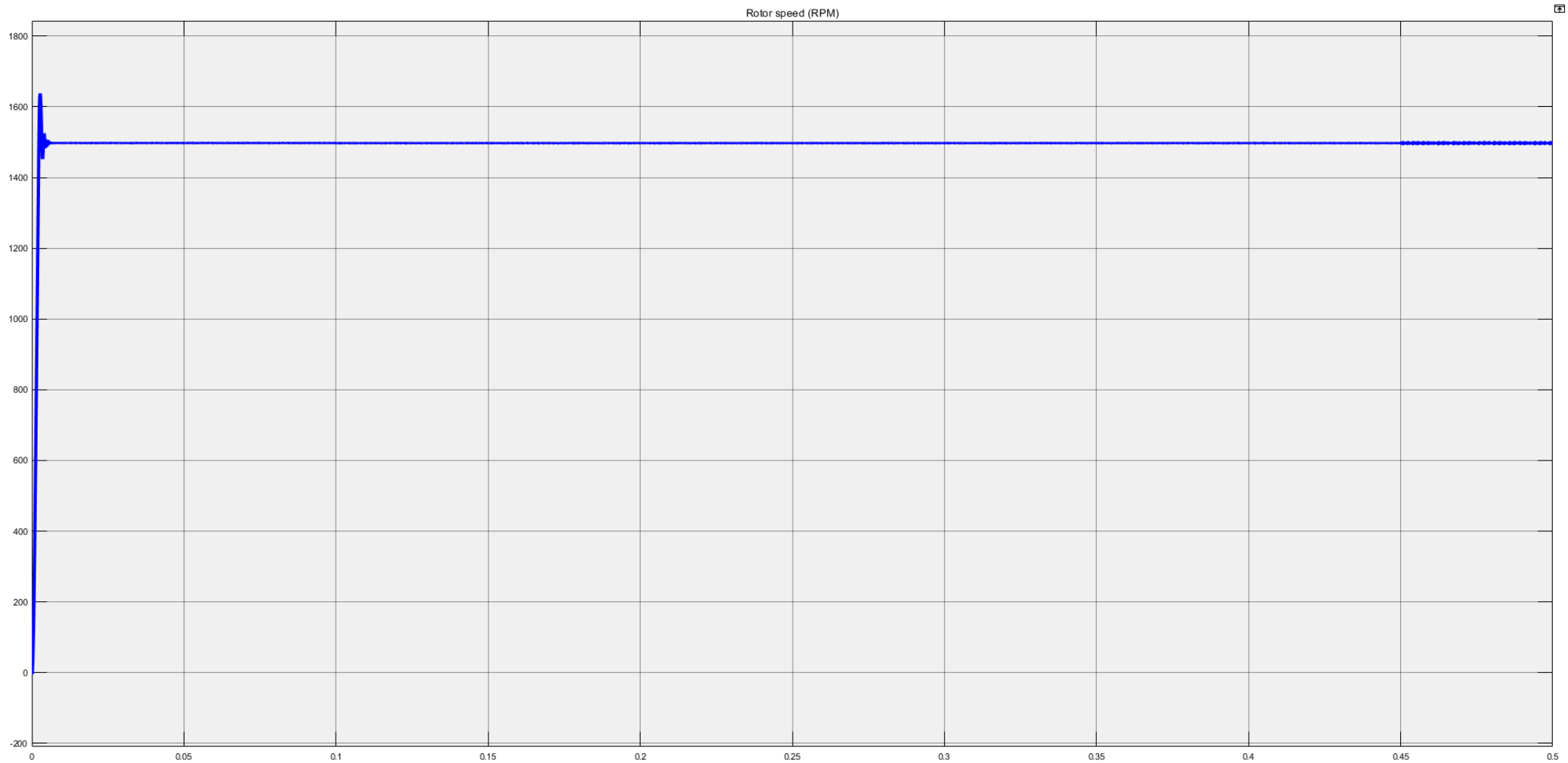
Εικόνα 5.34: Απεικόνιση του ρεύματος στις τρεις φάσεις του κινητήρα υπό σταθερή ταχύτητα στο 50% (1500rpm) της ονομαστικής τιμής και βηματική μεταβολή του φορτίου από το 25% (5 Nm) στο 50% (10 Nm) της ονομαστικής τιμής, τη χρονική στιγμή  $t=0,1s$ .



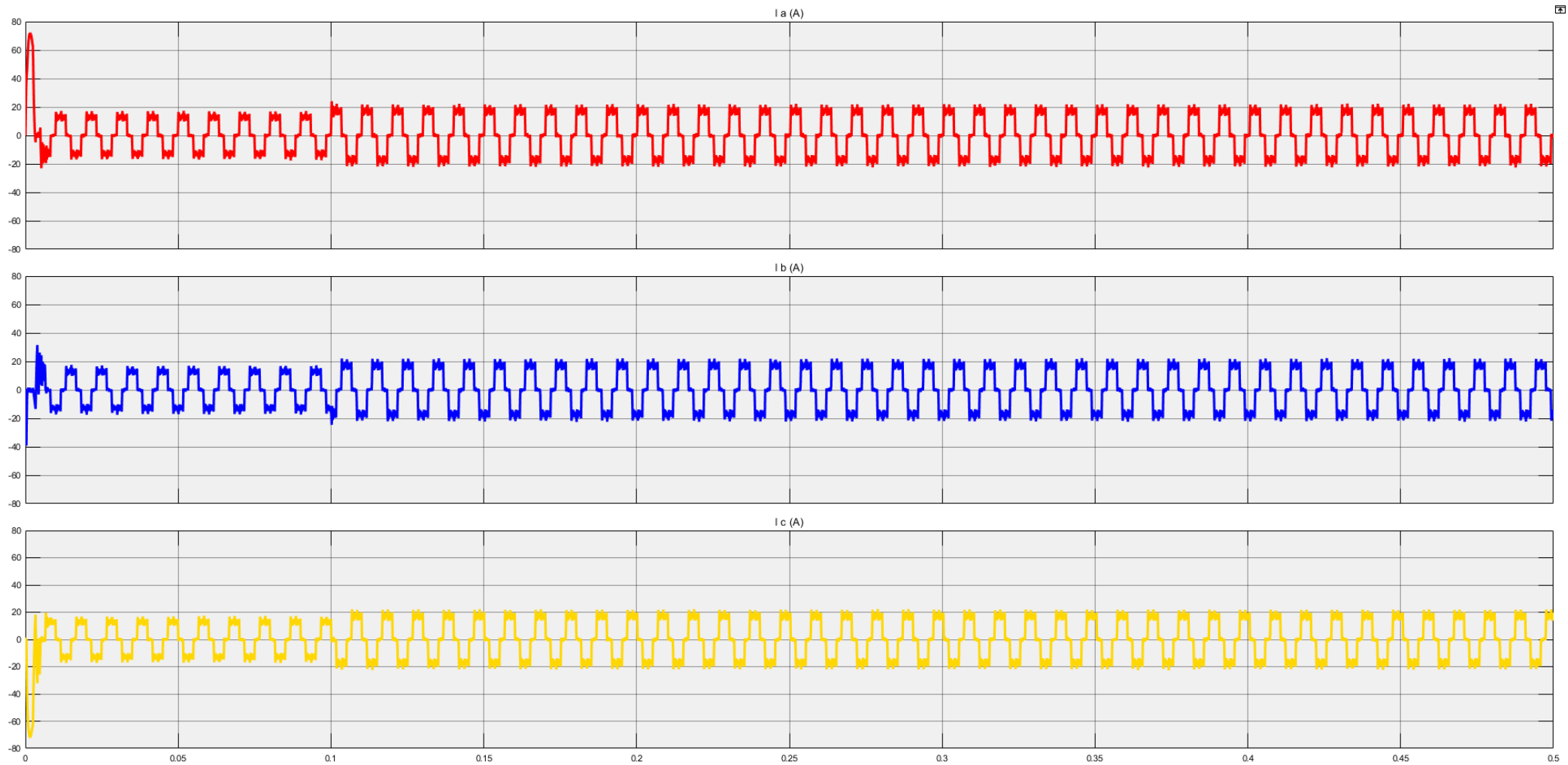
Εικόνα 5.35: Απεικόνιση της απόκρισης της ταχύτητας περιστροφής του κινητήρα υπό σταθερή ταχύτητα στο 50% (1500rpm) της ονομαστικής τιμής και βηματική μεταβολή του φορτίου από το 25% (5 Nm) στο 50% (10 Nm) της ονομαστικής τιμής, τη χρονική στιγμή  $t=0,1s$ .



Εικόνα 5.36: Απεικόνιση του ρεύματος στις τρεις φάσεις του κινητήρα υπό σταθερή ταχύτητα στο 50% (1500rpm) της ονομαστικής τιμής και βηματική μεταβολή του φορτίου από το 50% (10 Nm) στο 75% (15 Nm) της ονομαστικής τιμής, τη χρονική στιγμή  $t=0,1s$ .

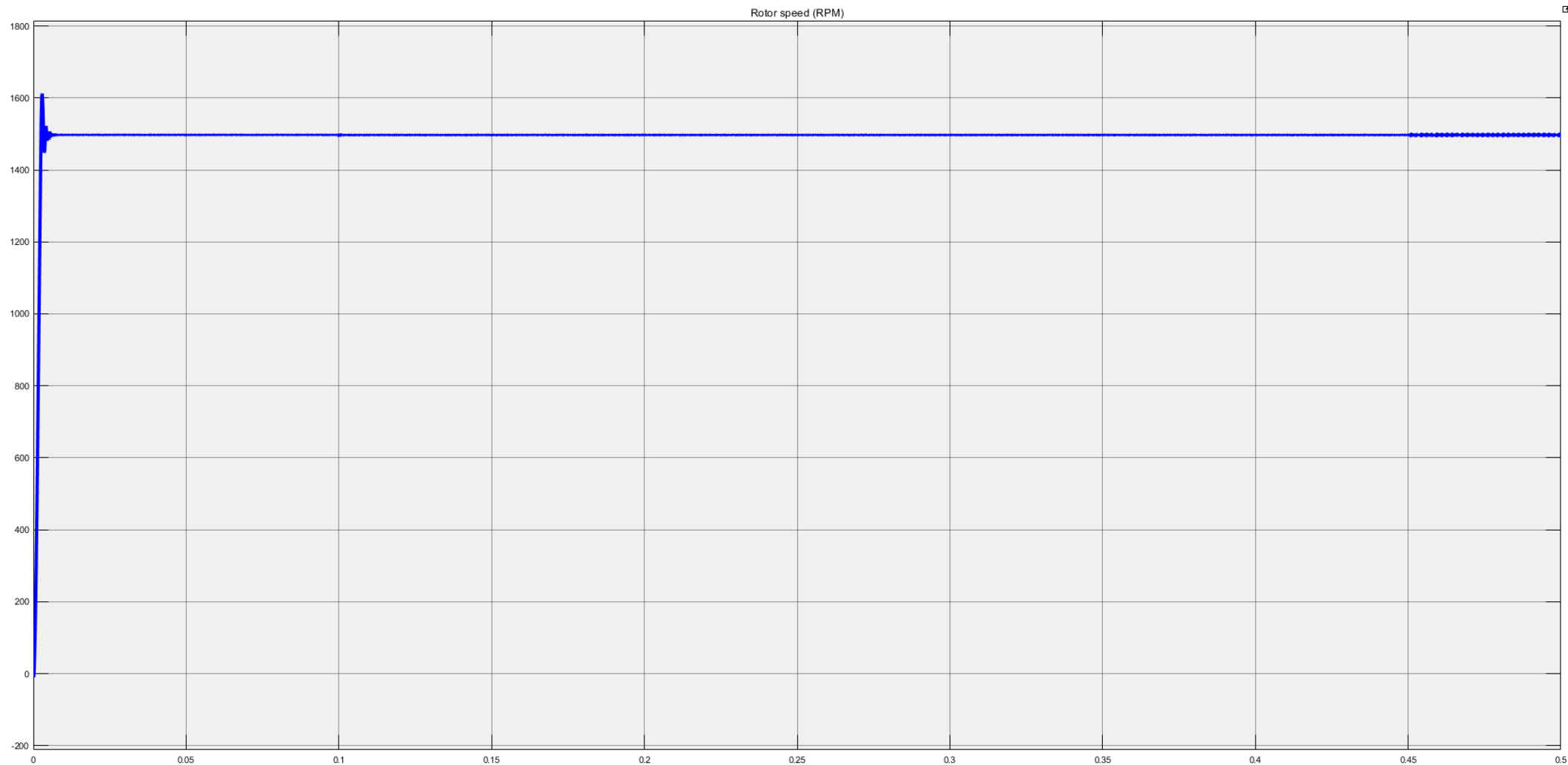


Εικόνα 5.37: Απεικόνιση της απόκρισης της ταχύτητας περιστροφής του κινητήρα υπό σταθερή ταχύτητα στο 50% (1500rpm) της ονομαστικής τιμής και βηματική μεταβολή του φορτίου από το 50% (10 Nm) στο 75% (15 Nm) της ονομαστικής τιμής, τη χρονική στιγμή  $t=0,1s$ .

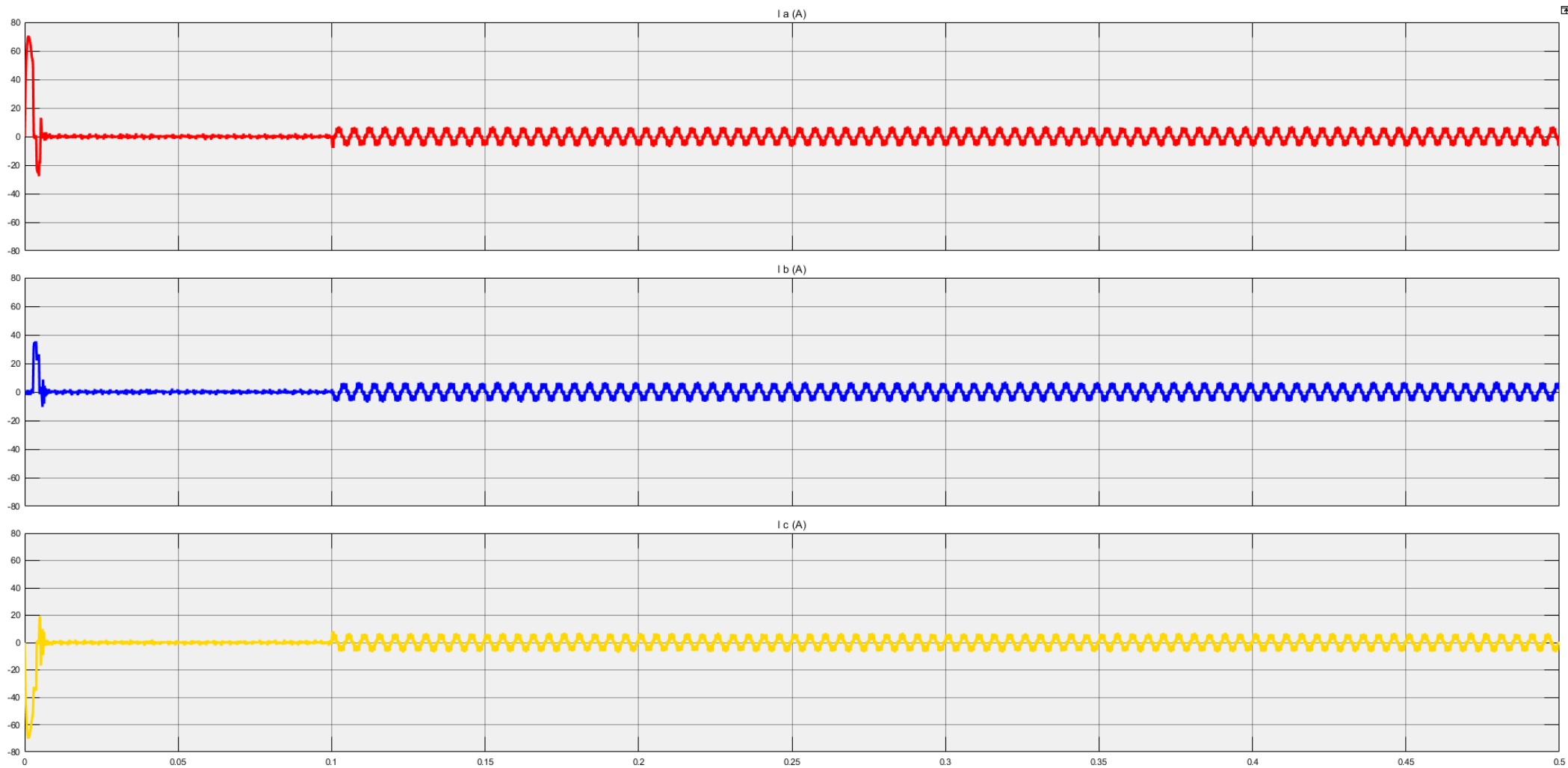


Εικόνα 5.38: Απεικόνιση του ρεύματος στις τρεις φάσεις του κινητήρα υπό σταθερή ταχύτητα στο 50% (1500rpm) της ονομαστικής τιμής και βηματική μεταβολή του φορτίου από το 75% (15 Nm) στο 100% (20 Nm) της ονομαστικής τιμής, τη χρονική στιγμή  $t=0,1s$ .

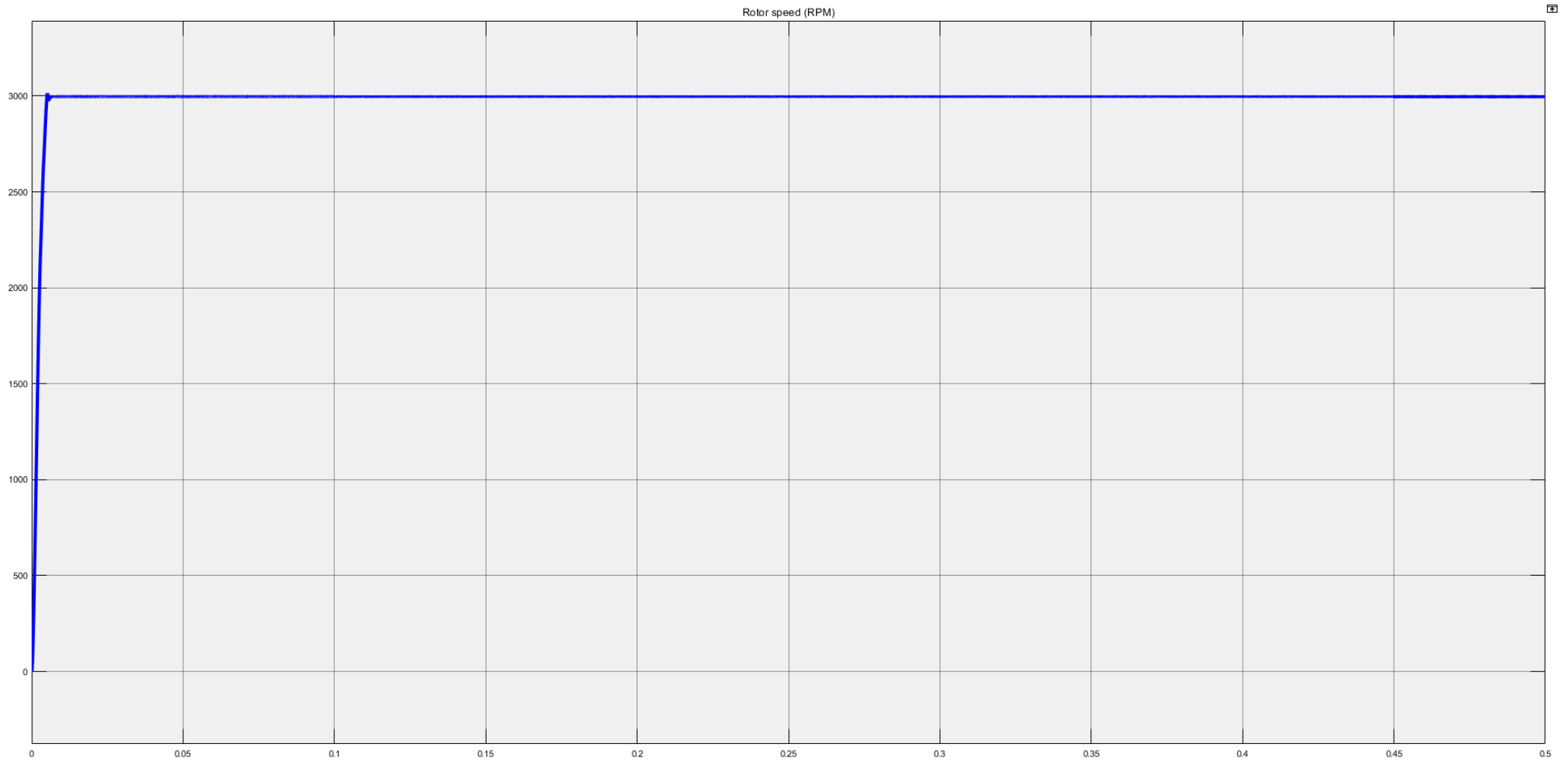




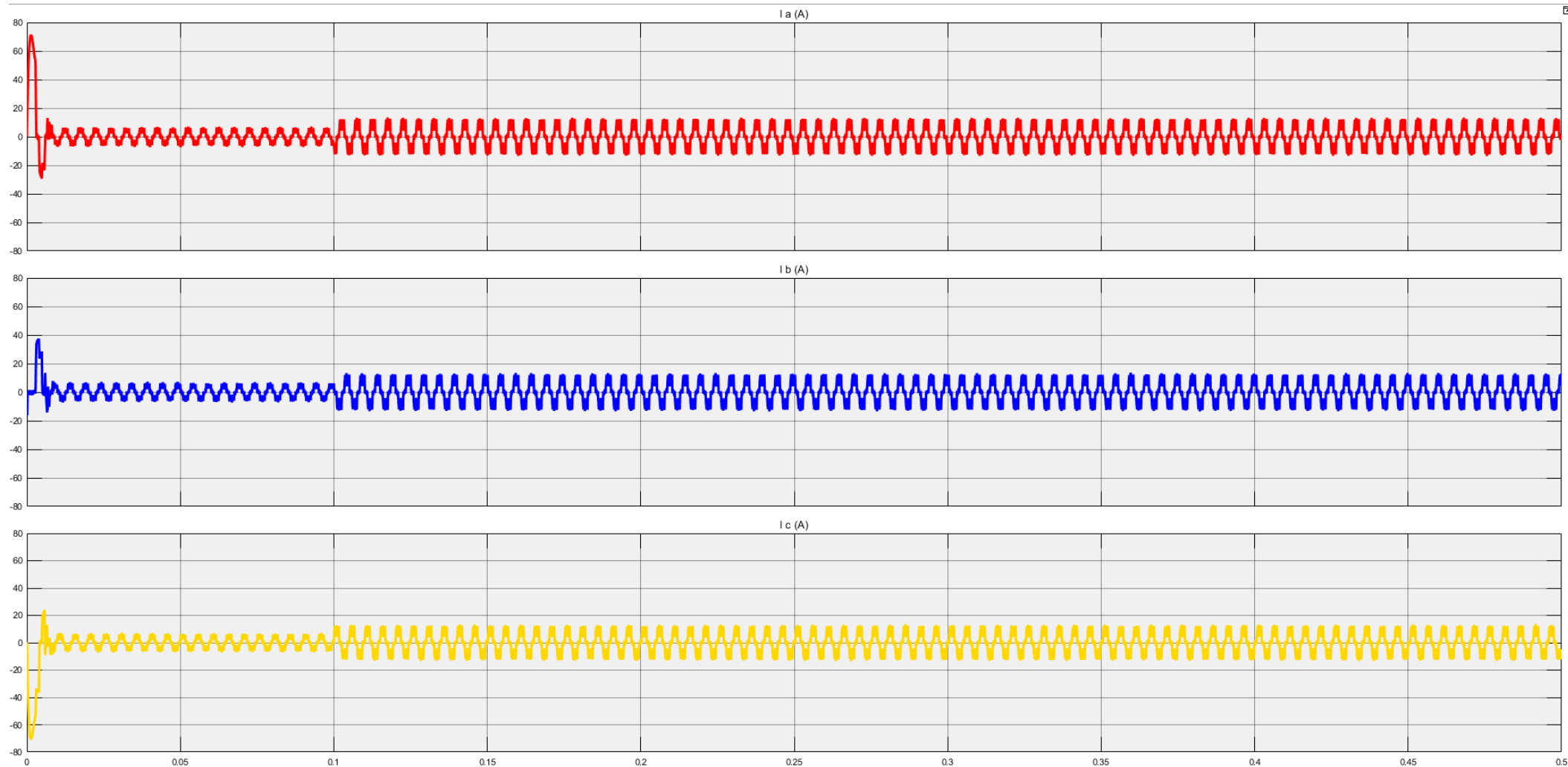
Εικόνα 5.39: Απεικόνιση της απόκρισης της ταχύτητας περιστροφής του κινητήρα υπό σταθερή ταχύτητα στο 50% (1500rpm) της ονομαστικής τιμής και βηματική μεταβολή του φορτίου από το 75% (15 Nm) στο 100% (20 Nm) της ονομαστικής τιμής, τη χρονική στιγμή  $t=0,1s$ .



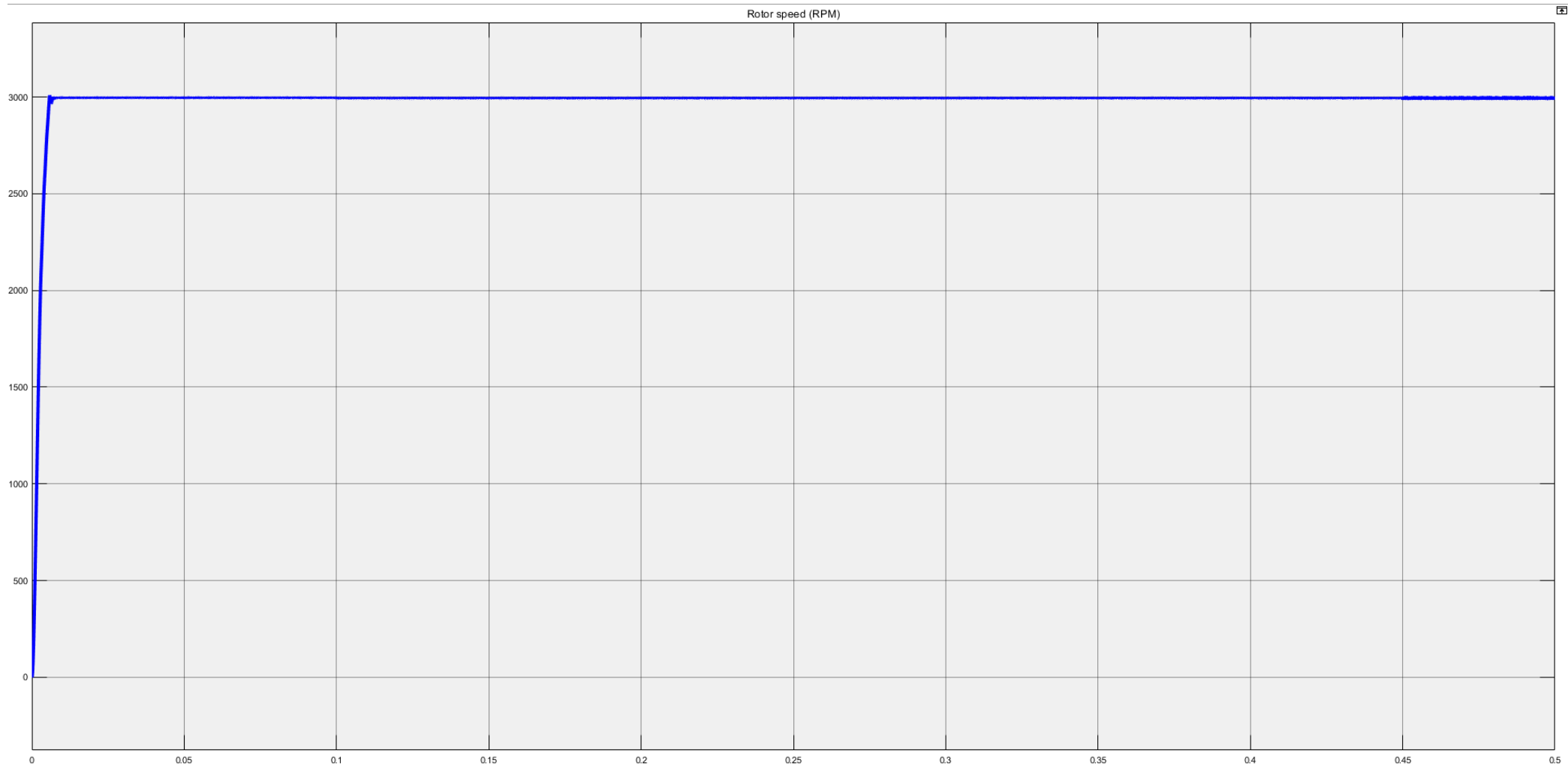
Εικόνα 5.40: Απεικόνιση του ρεύματος στις τρεις φάσεις του κινητήρα υπό σταθερή ταχύτητα στο 100% (3000rpm) της ονομαστικής τιμής και βηματική μεταβολή του φορτίου από το 0% (0 Nm) στο 25% (5 Nm) της ονομαστικής τιμής, τη χρονική στιγμή  $t=0,1s$ .



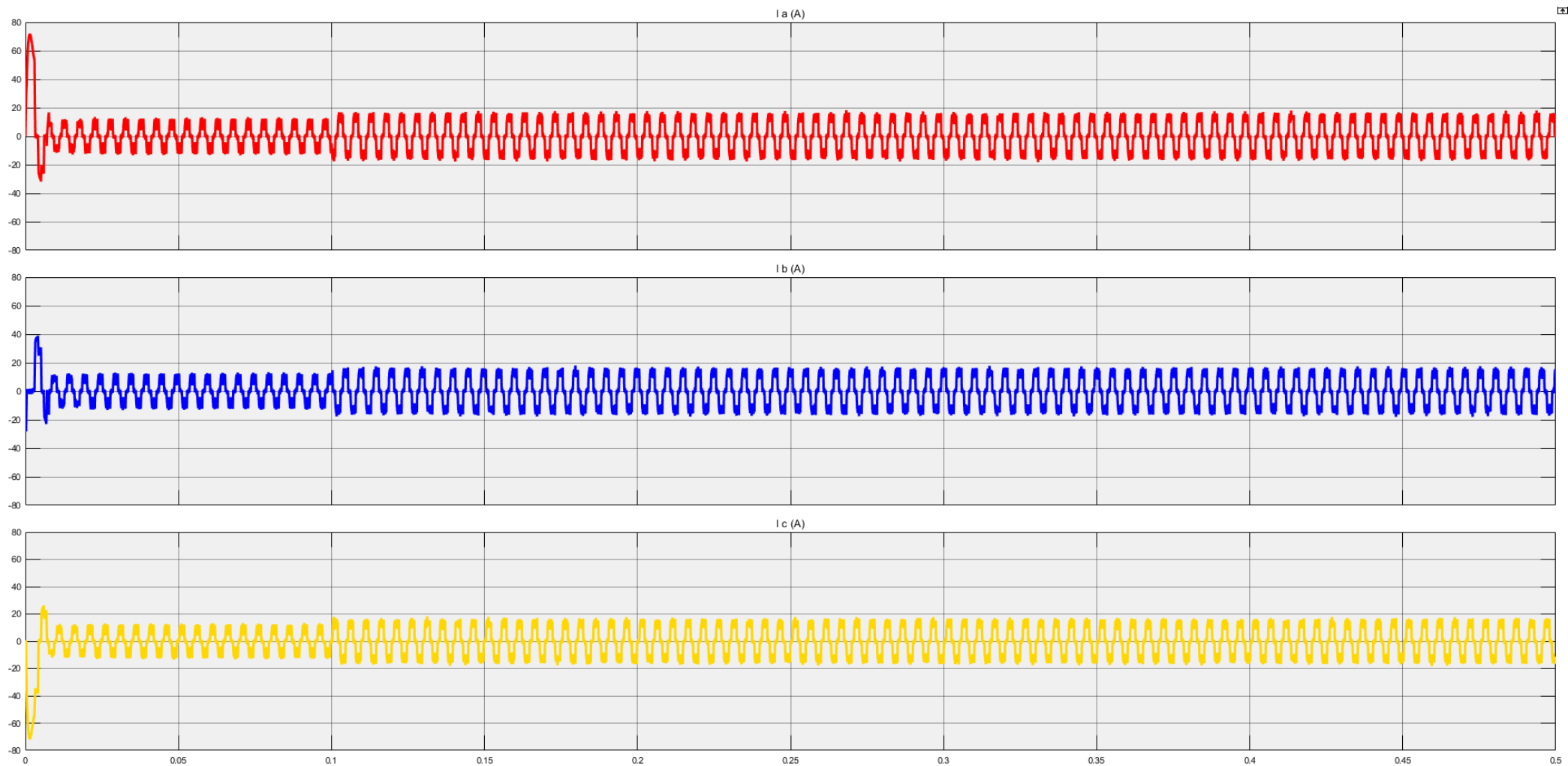
Εικόνα 5.41: Απεικόνιση της απόκρισης της ταχύτητας περιστροφής του κινητήρα υπό σταθερή ταχύτητα στο 100% (3000rpm) της ονομαστικής τιμής και βηματική μεταβολή του φορτίου από το 0% (0 Nm) στο 25% (5 Nm) της ονομαστικής τιμής, τη χρονική στιγμή  $t=0,1s$ .



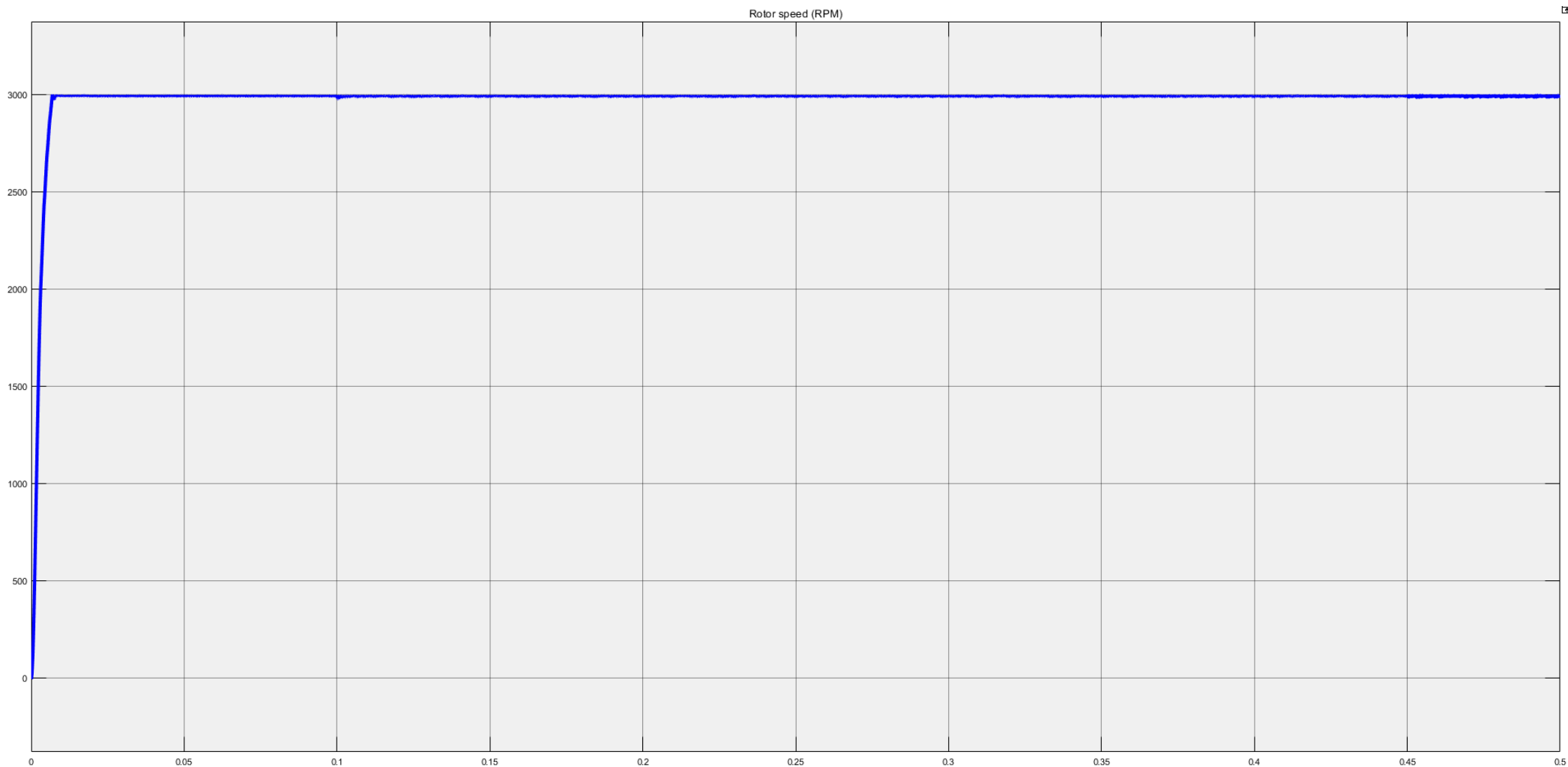
Εικόνα 5.42: Απεικόνιση του ρεύματος στις τρεις φάσεις του κινητήρα υπό σταθερή ταχύτητα στο 100% (3000rpm) της ονομαστικής τιμής και βηματική μεταβολή του φορτίου από το 25% (5 Nm) στο 50% (10 Nm) της ονομαστικής τιμής, τη χρονική στιγμή  $t=0,1s$ .



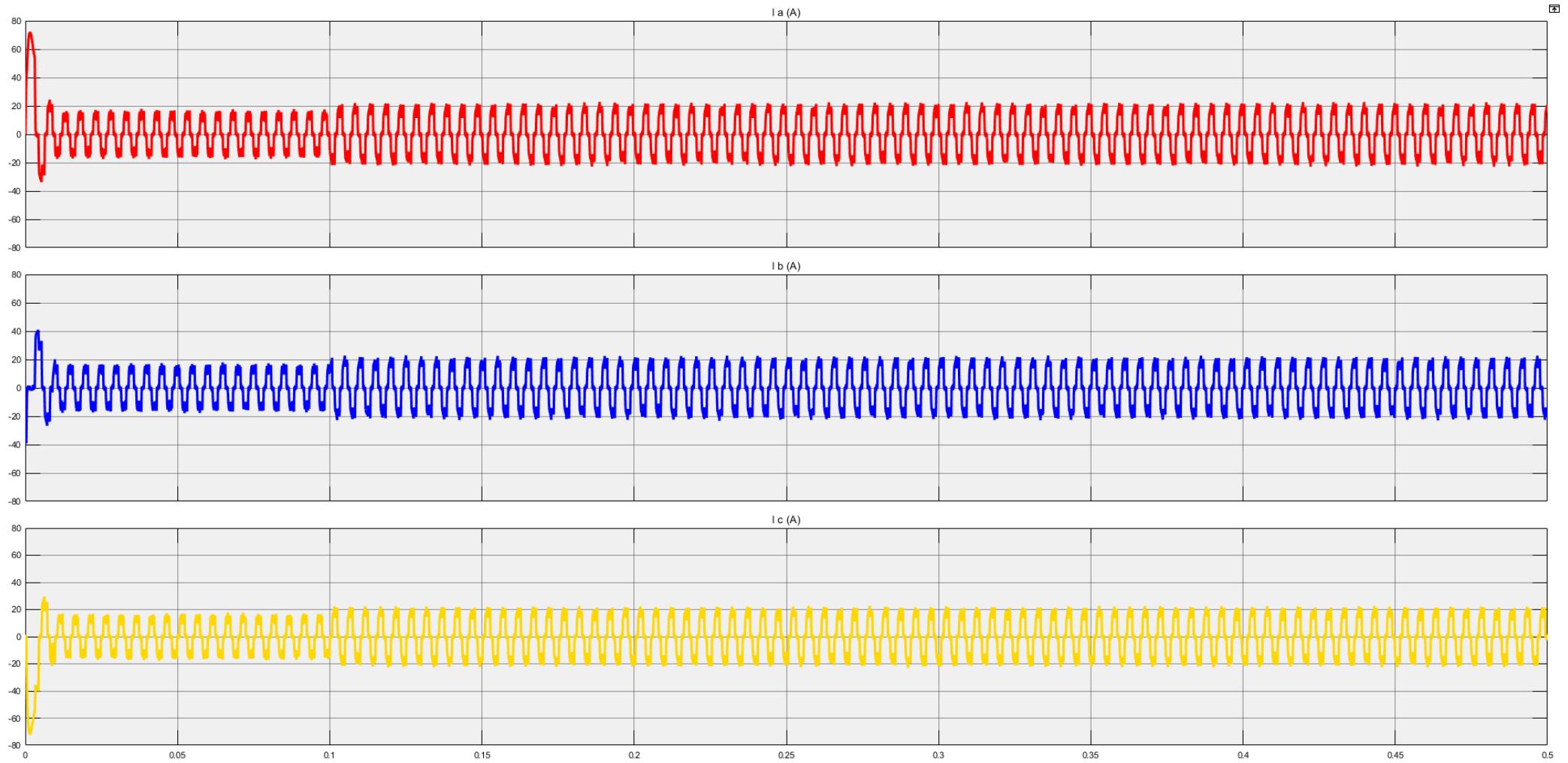
Εικόνα 5.43: Απεικόνιση της απόκρισης της ταχύτητας περιστροφής του κινητήρα υπό σταθερή ταχύτητα στο 100% (3000rpm) της ονομαστικής τιμής και βηματική μεταβολή του φορτίου από το 25% (5 Nm) στο 50% (10 Nm) της ονομαστικής τιμής, τη χρονική στιγμή  $t=0,1s$ .



Εικόνα 5.44: Απεικόνιση του ρεύματος στις τρεις φάσεις του κινητήρα υπό σταθερή ταχύτητα στο 100% (3000rpm) της ονομαστικής τιμής και βηματική μεταβολή του φορτίου από το 50% (10 Nm) στο 75% (15 Nm) της ονομαστικής τιμής, τη χρονική στιγμή  $t=0,1s$ .

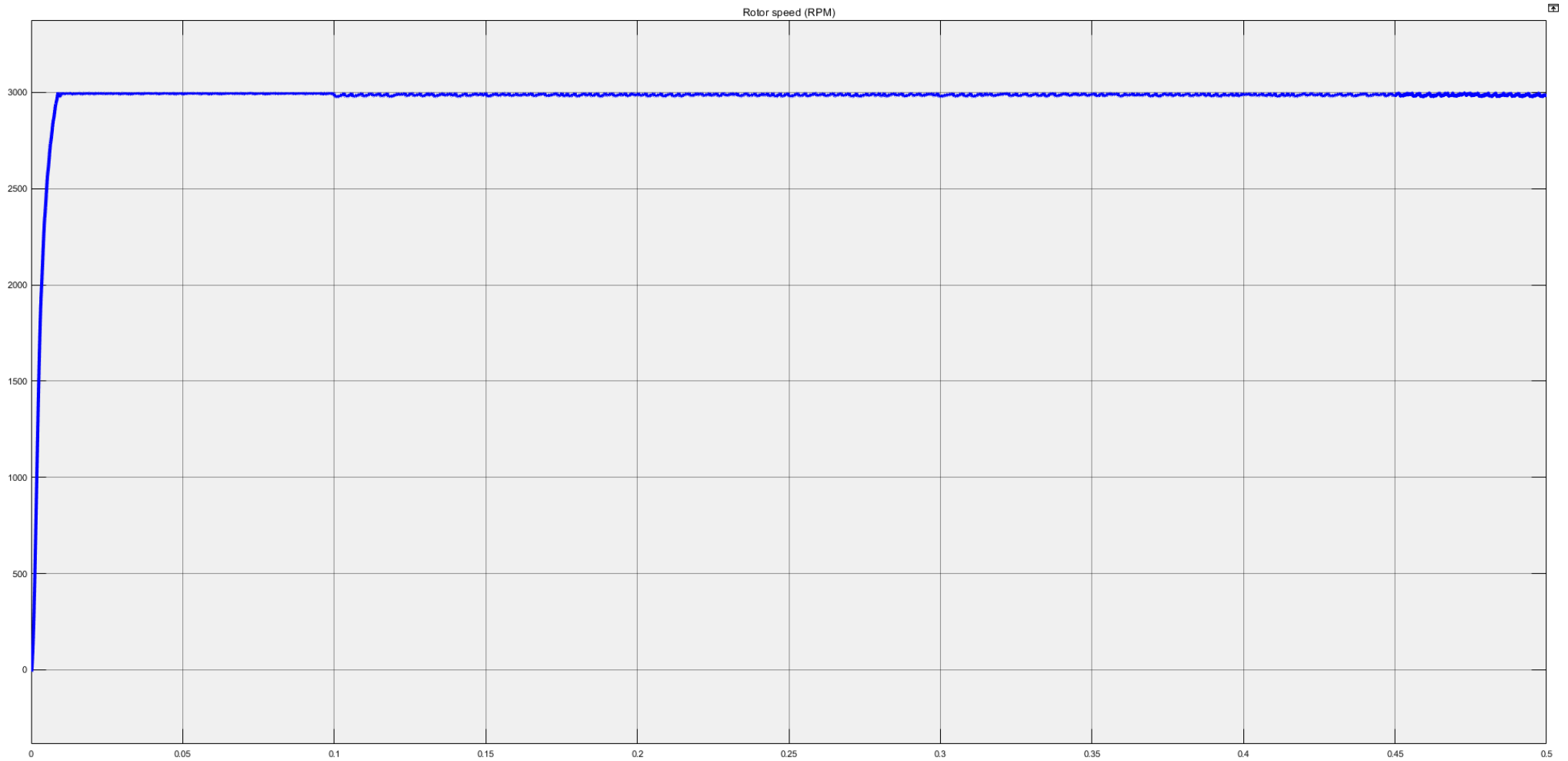


Εικόνα 5.45: Απεικόνιση της απόκρισης της ταχύτητας περιστροφής του κινητήρα υπό σταθερή ταχύτητα στο 100% (3000rpm) της ονομαστικής τιμής και βηματική μεταβολή του φορτίου από το 50% (10 Nm) στο 75% (15 Nm) της ονομαστικής τιμής, τη χρονική στιγμή  $t=0,1s$ .



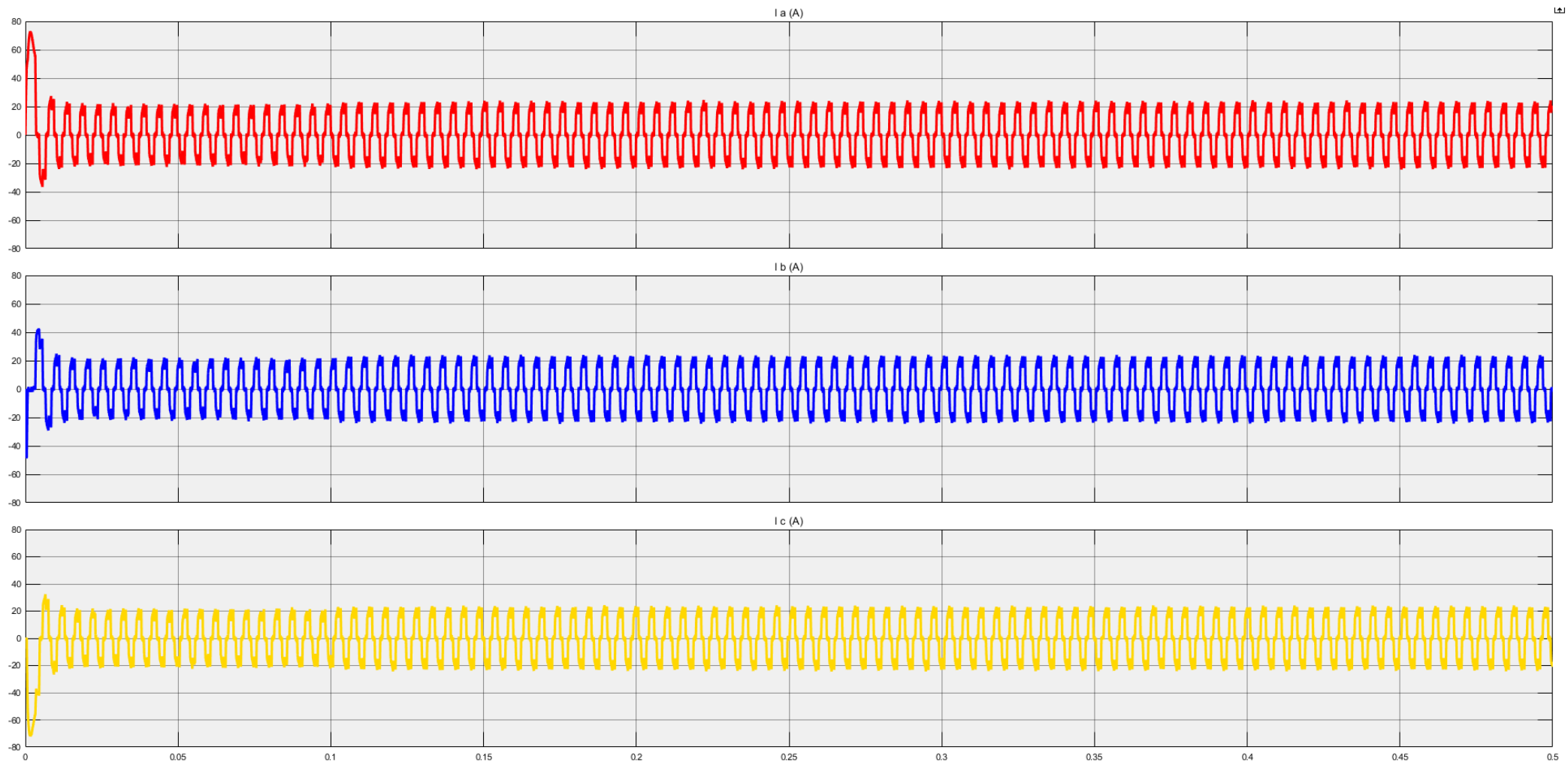
Εικόνα 5.46: Απεικόνιση του ρεύματος στις τρεις φάσεις του κινητήρα υπό σταθερή ταχύτητα στο 100% (3000rpm) της ονομαστικής τιμής και βηματική μεταβολή του φορτίου από το 75% (15 Nm) στο 100% (20 Nm) της ονομαστικής τιμής, τη χρονική στιγμή  $t=0,1s$ .



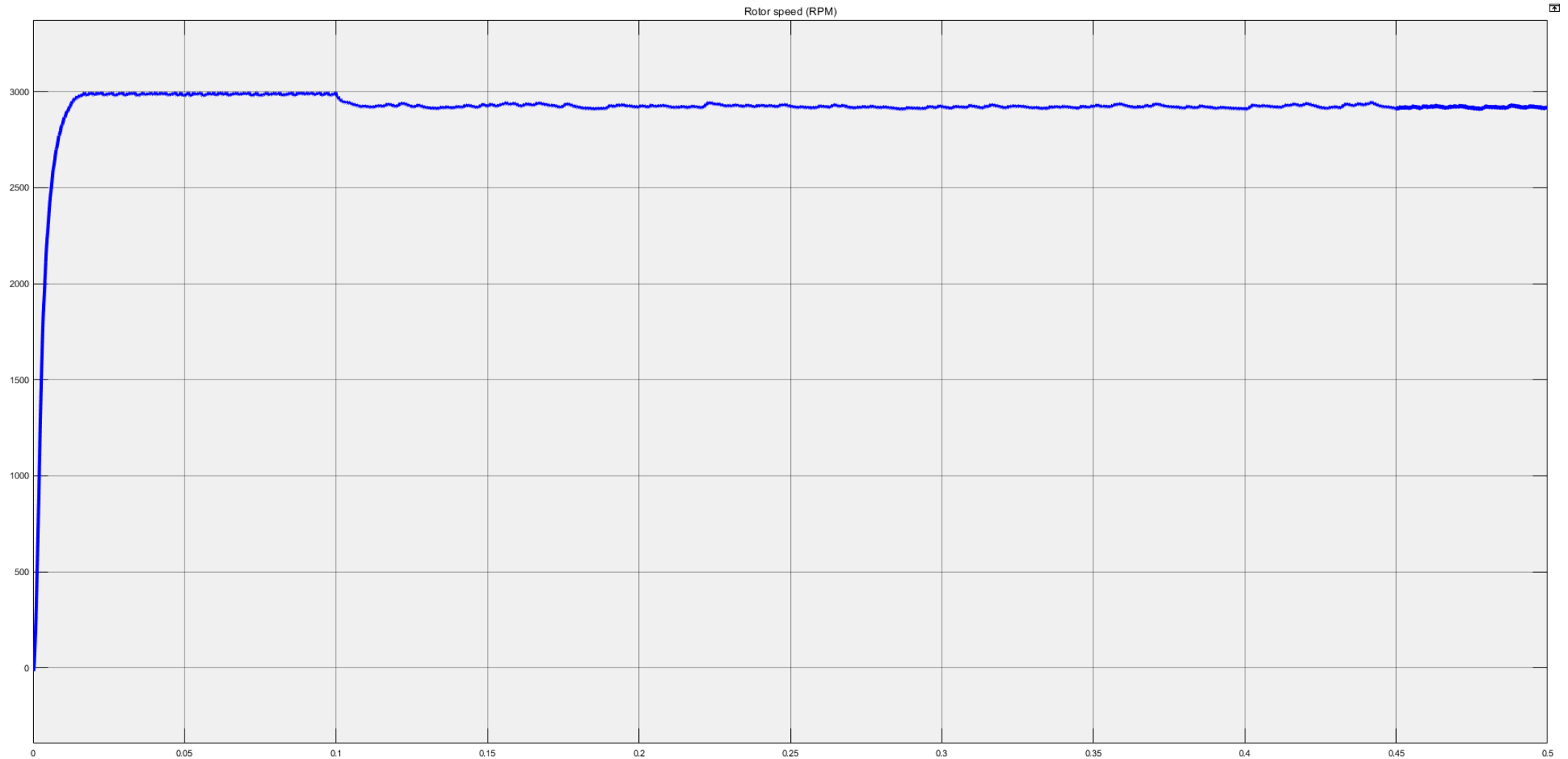


Εικόνα 5.47: Απεικόνιση της απόκρισης της ταχύτητας περιστροφής του κινητήρα υπό σταθερή ταχύτητα στο 100% (3000rpm) της ονομαστικής τιμής και βηματική μεταβολή του φορτίου από το 75% (15 Nm) στο 100% (20 Nm) της ονομαστικής τιμής, τη χρονική στιγμή  $t=0,1s$ .

Τέλος, έγιναν κάποιες ακόμα προσομοιώσεις (εικόνες 5.48 και 5.49) ούτως ώστε να βρεθούν οι οριακές συνθήκες υπό τις οποίες μπορεί να λειτουργήσει απροβλημάτιστα ο κινητήρας μέσω του ημιτονοειδούς ελέγχου. Παρατηρείται πως το επιπλέον φορτίο βυθίζει την ταχύτητα περίπου στις 2900 PRM.

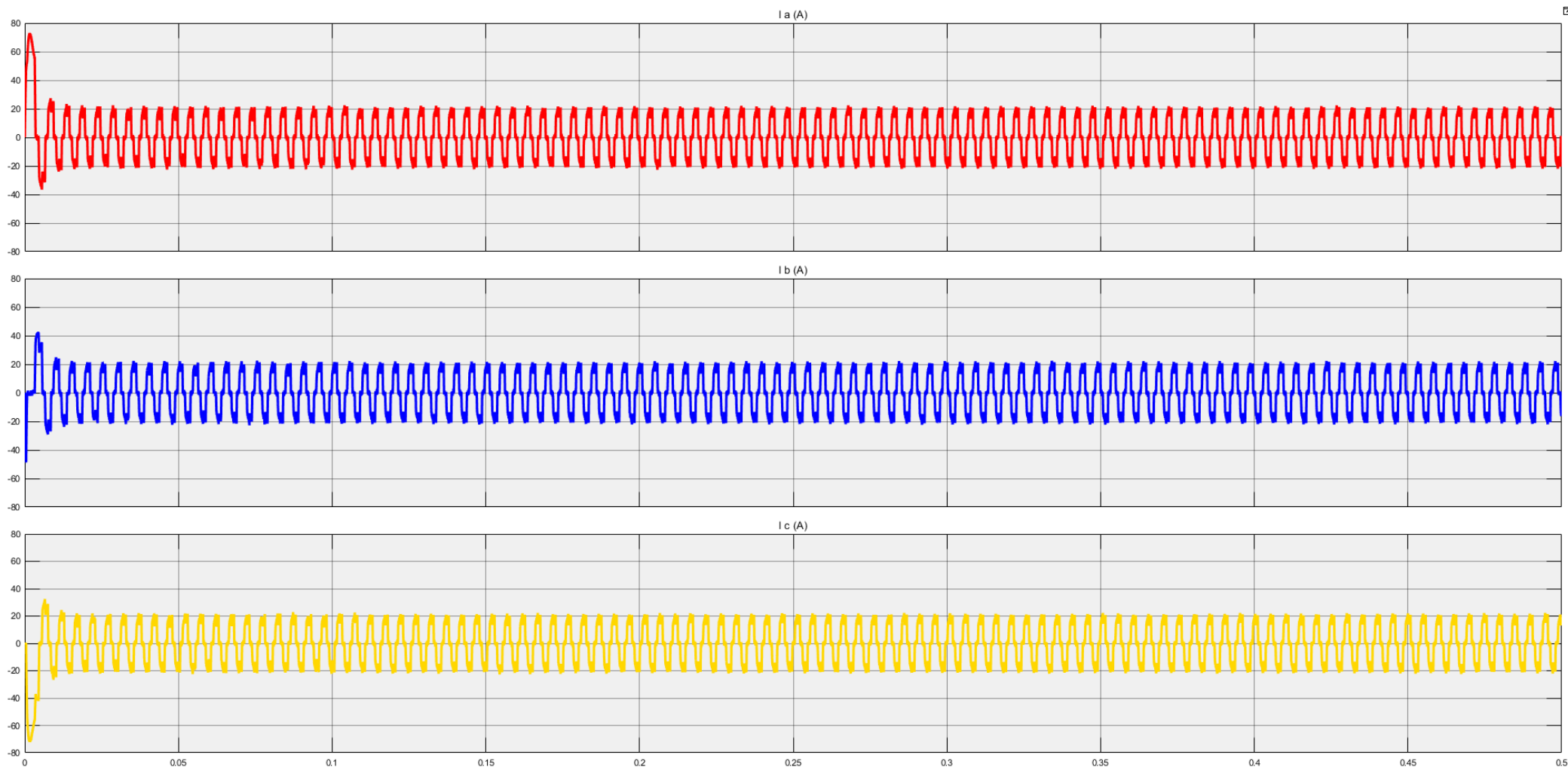


Εικόνα 5.48: Απεικόνιση του ρεύματος στις τρεις φάσεις του κινητήρα υπό σταθερή ταχύτητα στο 100% (3000rpm) της ονομαστικής τιμής και βηματική μεταβολή του φορτίου από το 100% (20 Nm) στο 125% (25 Nm) της ονομαστικής τιμής, τη χρονική στιγμή  $t=0,1s$ .

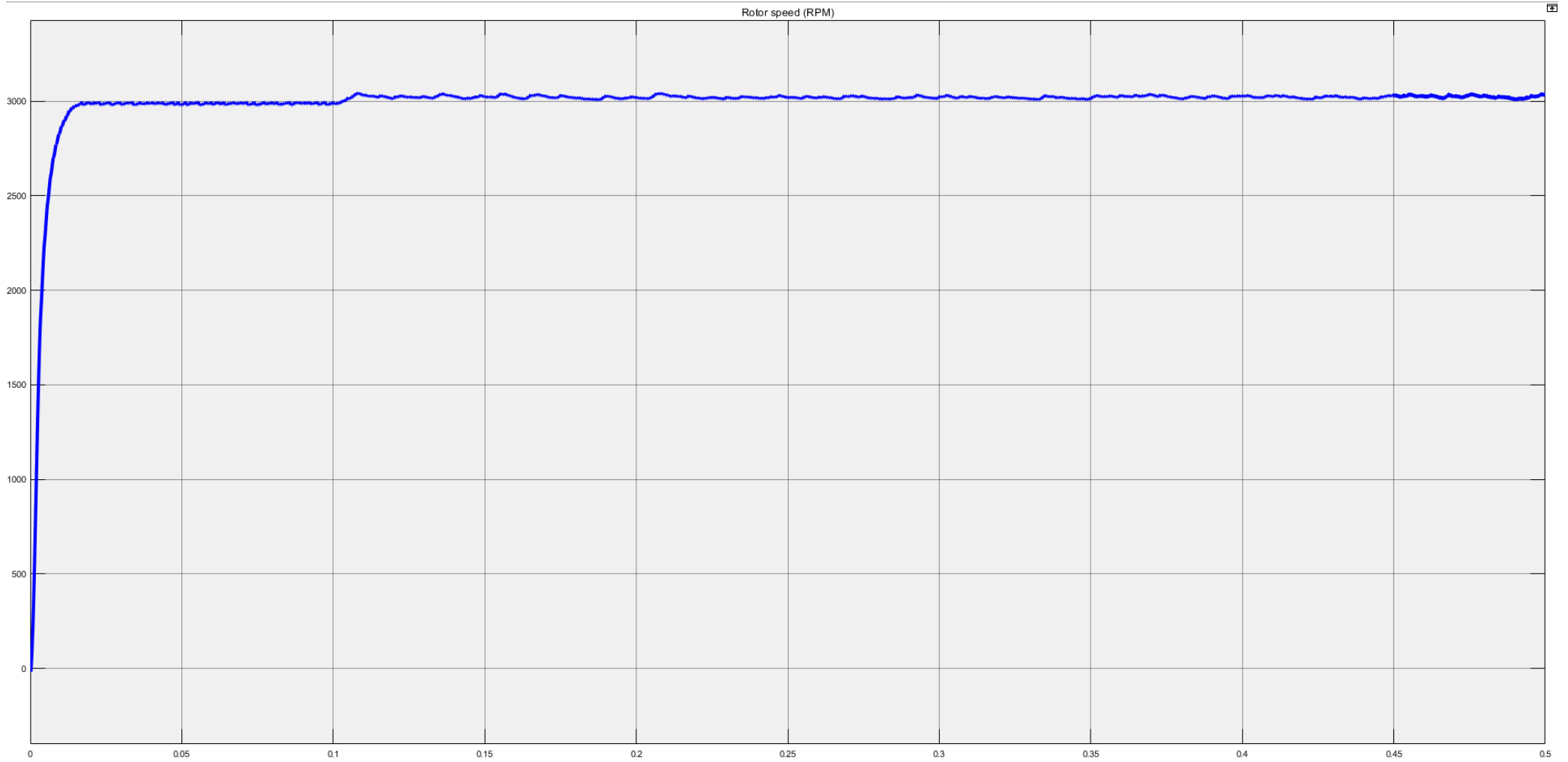


Εικόνα 5.49: Απεικόνιση της απόκρισης της ταχύτητας περιστροφής του κινητήρα υπό σταθερή ταχύτητα στο 100% (3000rpm) της ονομαστικής τιμής και θηματική μεταβολή του φορτίου από το 100% (20 Nm) στο 125% (25 Nm) της ονομαστικής τιμής, τη χρονική στιγμή  $t=0,1s$ .

Οι εικόνες 5.50 και 5.51 παρουσιάζουν τις μεταβολές των ρευμάτων και της απόκρισης της ταχύτητας του κινητήρα. Παρατηρείται πως ο κινητήρας δυσκολεύεται να διατηρήσει την επιπλέον ταχύτητα περιστροφής, με αποτέλεσμα να δημιουργείται κυμάτωση σε αυτήν.



Εικόνα 5.50: Απεικόνιση του ρεύματος στις τρεις φάσεις του κινητήρα υπό σταθερό φορτίο στο 100% (20 Nm) της ονομαστικής τιμής και βηματική μεταβολή της ταχύτητας από το 100% (3000 RPM) στο 110% (3300 RPM) της ονομαστικής τιμής, τη χρονική στιγμή  $t=0,1s$ .

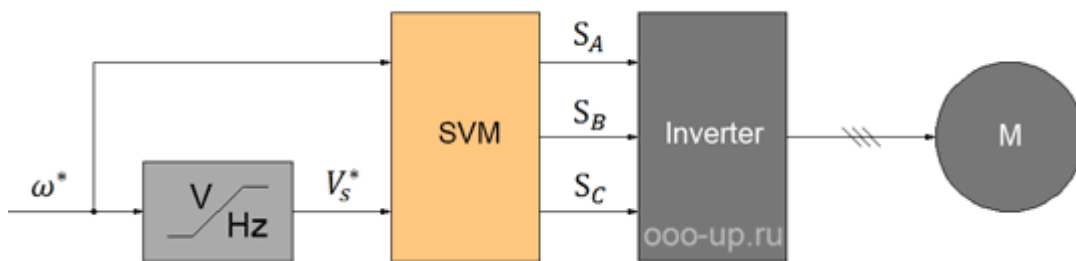


Εικόνα 5.51: Απεικόνιση της απόκρισης της ταχύτητας περιστροφής του κινητήρα υπό σταθερό φορτίο στο 100% (20 Nm) της ονομαστικής τιμής και βηματική μεταβολή της ταχύτητας από το 100% (3000 RPM) στο 110% (3300 RPM) της ονομαστικής τιμής, τη χρονική στιγμή  $t=0,1s$ .

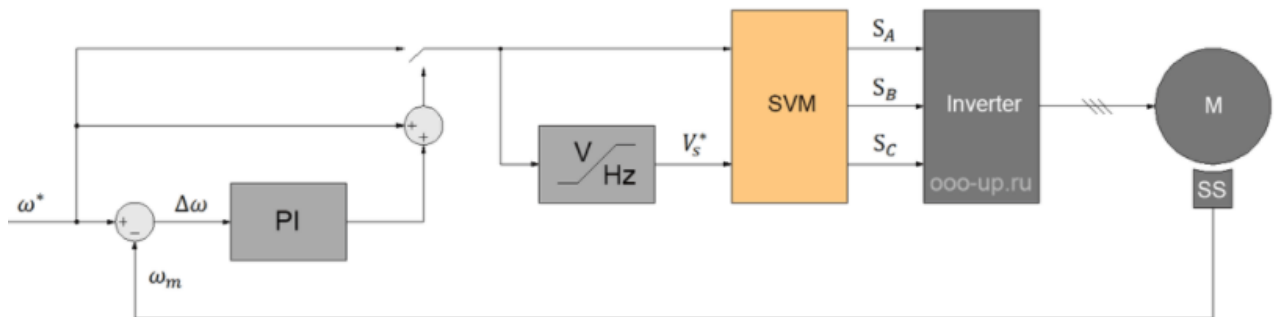
## 5.5 Βαθμωτός $V/f$ έλεγχος ανοιχτού βρόχου (Open Loop Scalar Control)

### 5.5.1 Περιγραφή του βαθμωτού ελέγχου $V/f$

Παρότι, ο βαθμωτός έλεγχος  $V/f$  ανοιχτού βρόχου αποτελεί γενικά μία τεχνική έλεγχου των κινητήρων εναλλασσόμενου ρεύματος, στην παρούσα αναφορά θα παρουσιαστεί ως τεχνική έλεγχου των κινητήρων PMSM. Η ονομασία του προέρχεται από το γεγονός ότι μεταβάλλει μόνο το μέτρο και τη συχνότητα της τάσης τροφοδοσίας του κινητήρα με απώτερο σκοπό τον έλεγχο τόσο της μαγνητικής ροής, όσο και της ηλεκτρομαγνητικής παραγόμενης ροπής του κινητήρα. Διατηρώντας σταθερό τον άνωθεν λόγο σε διαφορετικές ταχύτητες, η ροή και ροπή του κινητήρα διατηρούνται επίσης σταθερές. Μείωση του λόγου  $V/f$  οδηγεί τον κινητήρα σε μία μορφή «υποδιέγερσης», ενώ αύξηση αυτού σε «υπερδιέγερση». Το τελευταίο είναι επιθυμητό σε χαμηλές ταχύτητες, ώστε η αύξηση της τάσης, να αντισταθμίσει την πτώση τάσης λόγω της αντίστασης των τυλιγμάτων (Busca, 2010), (Levkin), (Μανιάς, 2017). Όπως κι άλλες τεχνικές έλεγχου, έτσι κι αυτή μπορεί να πραγματοποιηθεί με ή χωρίς τη χρήση αισθητήρων ανατροφοδότησης από τον κινητήρα.



Εικόνα 5.52: Τυπικό διάγραμμα βαθμωτού ελέγχου  $V/f$  χωρίς αισθητήρες ανατροφοδότησης (Dmitry)

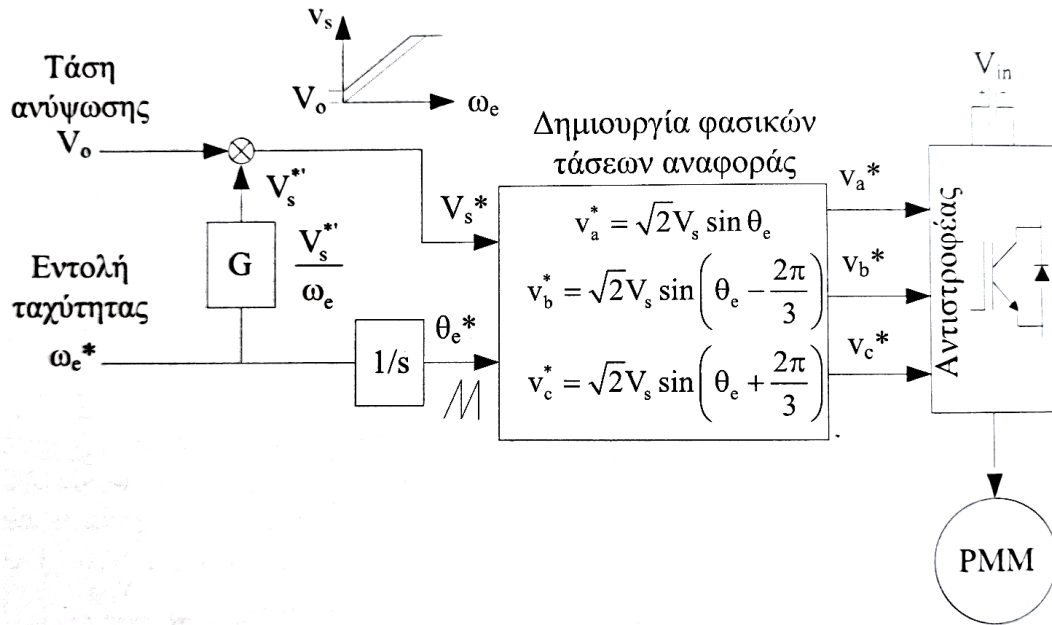


Εικόνα 5.53: Τυπικό διάγραμμα βαθμωτού ελέγχου  $V/f$  με αισθητήρες ανατροφοδότησης (Dmitry)

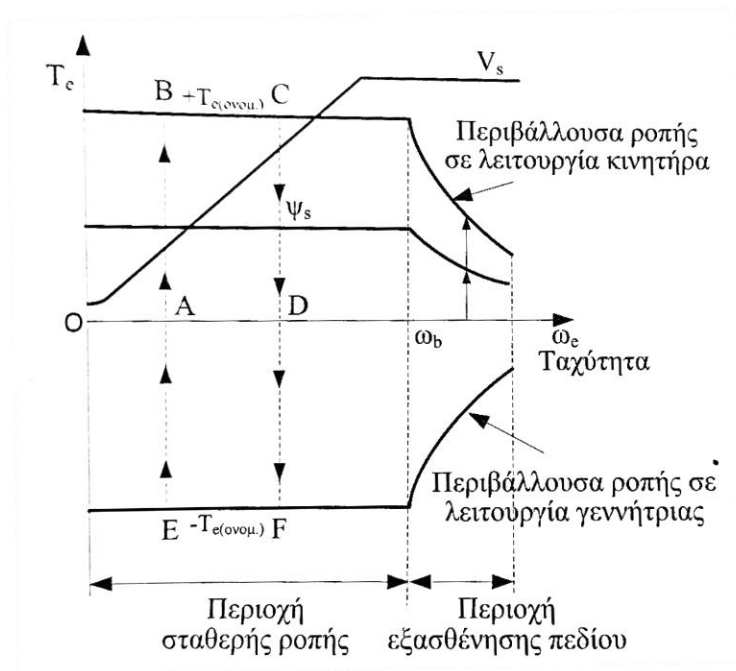
### 5.5.2 Λειτουργία σε μόνιμη και μεταβατική κατάσταση - Μαθηματικές εξισώσεις

Η λειτουργία αυτής της τεχνικής έλεγχου βασίζεται στην ανάγκη του κινητήρα για διατήρηση σταθερού λόγου της τάσης του προς τη συχνότητα αυτής ( $V/f = \text{σταθερό}$ ). Κοιτώντας το παρακάτω δομικό διάγραμμα, μέσω του σταθερού λόγου διακρίνουμε πως η εντολή του πλάτους των φασικών τάσεων, παράγεται από την εντολή έλεγχου της συχνότητας αυτών μέσω του σταθερού λόγου (κέρδος  $G$ ). (Μανιάς, 2017). Ήδη αναφέρθηκε, ότι στις χαμηλές ταχύτητες υπάρχει η ανάγκη για αύξηση του λόγου  $V/f$ , λόγω της μείωσης της παραγόμενης μαγνητικής ροής που είναι απόρροια της σημαντικής πτώσης τάσης στα τυλίγματα του στάτη. Η αύξηση του λόγου πραγματοποιείται διατηρώντας σταθερή τη συχνότητα και προσθέτοντας μία μικρή τάση ενίσχυσης  $V_0$  (boost voltage) στην εντολή του πλάτους της τάσης, χωρίς να επηρεαστεί η συχνότητα ιδιαίτερα σε υψηλές τιμές. Βάσει αυτών, αλλά και

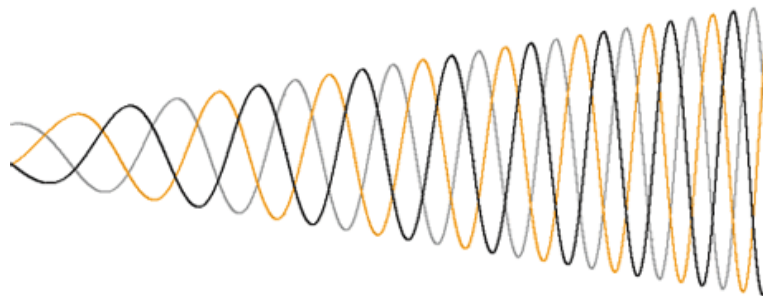
της ταχύτητας  $\omega_e^*$ , παράγεται το σήμα της γωνίας  $\theta_e^*$ , και στη συνέχεια δημιουργούνται οι ζητούμενες ημιτονοειδής τάσεις  $v_a^*, v_b^*, v_c^*$ .



Εικόνα 5.54: Δομικό διάγραμμα βαθμωτού ελέγχου  $V/f$  ανοιχτού βρόχου (Μανιάς, 2017)



Εικόνα 5.55: Περιοχές λειτουργίας του συστήματος οδήγησης για λειτουργία κινητήρα και λειτουργία γεννήτριας (Μανιάς, 2017).



Εικόνα 5.56: Η κυματομορφή της τάσης κατά το βαθμωτό έλεγχο  $V/f$  (Dmitry)

Σύμφωνα με το παραπάνω διάγραμμα, ο κινητήρας μπορεί να ξεκινήσει να περιστρέφεται με χαμηλή επιτάχυνση από το σημείο O κι έως το σημείο A, αυξάνοντας σταδιακά τη ροπή του. Όταν η ροπή του  $T_e$  γίνει ίση με τη ροπή φορτίου, το σημείο λειτουργίας του κινητήρα θα μετακινηθεί προς το σημείο B κι έπειτα θα κυμαίνεται μεταξύ του τμήματος BC, ανάλογα της εντολής συχνότητας που θα λαμβάνεται, ενώ μείωση της ροπής του φορτίου θα μετακινήσει το σημείο λειτουργίας προς το σημείο D (περιοχή σταθερής ροπής). Όταν ο κινητήρας θα βρεθεί σε λειτουργία επιβράδυνσης, τότε η ροπή του θεωρείται αρνητική, κάνοντάς τον να ακολουθεί τη διαδρομή από το σημείο D προς το τμήμα FE και να καταλήξει στο A, όπου και θα σταματήσει. Εννοείται πως σε αυτό το διάστημα θα λειτουργεί ως γεννήτρια διοχετεύοντας ισχύ από το φορτίο στην πηγή.

Από τα παραπάνω γίνεται αντιληπτό, ότι η αύξηση της ροπής έως την ονομαστική της τιμή θα εξαρτηθεί από δύο παράγοντες, το ρεύμα των τυλιγμάτων  $i_s$  και τη γωνία  $\varphi$ . Το ρεύμα έχει ως μέγιστη οριακή τιμή το ονομαστικό ρεύμα του ελεγκτή του κινητήρα (συνήθως χαμηλότερο από τη μέγιστη ένταση που μπορεί να δεχθεί ο ίδιος ο κινητήρας), ενώ η γωνία έχει τη δυνατότητα να αυξηθεί μέχρι την οριακή τιμή των  $90^\circ$ , καθώς περαιτέρω αύξηση θα οδηγήσει τελικά σε μείωση της ροής εντός του κινητήρα. Ένας ακόμη περιορισμός ως προς την αύξηση της ταχύτητας περιστροφής είναι ότι η τάση τροφοδοσίας  $V_s$  φτάνει σε κορεσμό αποτρέποντας την περαιτέρω αύξηση της ταχύτητας, δηλαδή  $\omega_e \leq \omega_b$ . Σε διαφορετική περίπτωση, ο κινητήρας θα χάσει τον συγχρονισμό του επιφέροντας σημαντική μείωση στην παραγόμενη ροπή του (περιοχή εξασθένησης πεδίου) (Μανιάς, 2017).

Χάρης στην απλότητα κατασκευής της, η τεχνική αυτή είναι κατάλληλη για εφαρμογές χαμηλού κόστους, όπου το φορτίο παραμένει ως επί των πλείστων αμετάβλητο, χωρίς την ανάγκη ταχείας δυναμικής απόκρισης, όπως για παράδειγμα σε ανεμιστήρες ή αντλίες. Η ταχύτητα του δρομέα είναι εφικτό να εκτιμηθεί βάση της συχνότητας της τάσης τροφοδοσίας με αποτέλεσμα να μην είναι αναγκαία η τοποθέτηση αισθητήρων θέσης. Επίσης, σε αντίθεση με άλλες τεχνικές έλεγχου, δεν απαιτείται επεξεργαστής ψηφιακού σήματος υψηλής απόδοσης.

Ωστόσο, επιλέγοντας την παρούσα τεχνική εμφανίζονται και κάποια μειονεκτήματα (Busca, 2010), (Levkin). Το κυριότερο είναι πως επειδή δεν υπάρχει άμεσος έλεγχος των ρευμάτων στου στάτη, ο κινητήρας μπορεί εύκολα να χάσει το συγχρονισμό του λόγω της υπερβολικής ροπής που απαιτείται, ιδιαίτερα σε συνθήκες χαμηλής ταχύτητας, όπου απαιτείται υψηλή δυναμική απόκριση. Το γεγονός αυτό μπορεί να αντιμετωπιστεί μόνο με την προσθήκη αισθητήρα ροπής, κάτι που είναι οικονομικά ασύμφορο στις περισσότερες εφαρμογές που



γίνει χρήση αυτής της τεχνικής. Τέλος, αποτελεί μειονέκτημα το γεγονός ότι είναι αδύνατο να γίνεται ταυτόχρονα έλεγχος τόσο της ροπής, όσο και της ταχύτητας. Αποτέλεσμα των παραπάνω είναι ο βαθμωτός έλεγχος  $V/f$  να εμφανίζει χαμηλό βαθμό απόδοσης (Μανιάς, 2017), ενώ συνηθίζεται να χρησιμοποιείται για εφαρμογές όπου το εύρος περιστροφής του κινητήρα δεν ξεπερνάει την αναλογία 1:10 (Levkin).

Η ροπή του κινητήρα υπολογίζεται ως:

$$T_e = 3 \frac{P}{2} \times \psi_s \times i_s \times \cos \varphi \quad (5.9)$$

όπου

$\psi_s$ : η μαγνητική ροή στο στάτη,

$i_s$ : η ένταση του ρεύματος στο στάτη,

$\varphi$ : η διαφορά φάσης μεταξύ τάσης και ρεύματος στο στάτη,

$P$ : ο αριθμός των πόλων του κινητήρα.

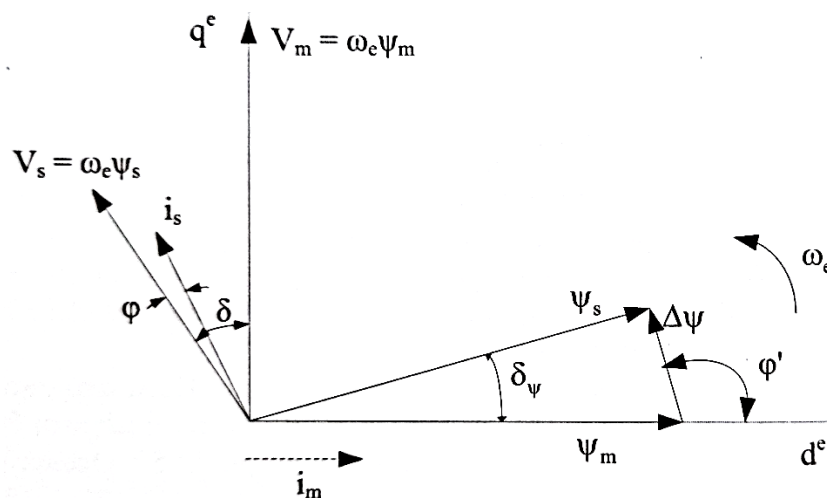
Η μέγιστη ικανότητα επιτάχυνσης υπολογίζεται ως:

$$\frac{d\omega_e^*}{dt} = \frac{P}{2J} \times (T_e(\text{ονομαστική}) - T_L) \quad (5.10)$$

όπου

$J$ : η ροπή αδράνειας του κινητήρα,

$T_L$ : η ροή φορτίου.

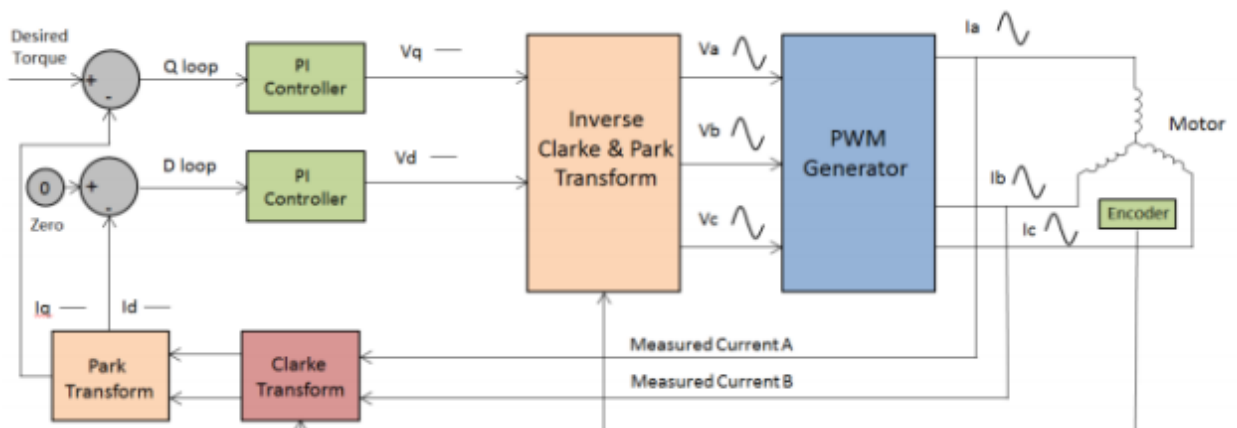


Εικόνα 5.57: Διανυσματικό διάγραμμα κινητήρα PMSM (Μανιάς, 2017)

## 6 ΚΕΦΑΛΑΙΟ 6<sup>ο</sup> : Διανυσματικός Έλεγχος (Vector Control)

Ως διανυσματικός έλεγχος ενός κινητήρα ορίζεται οποιαδήποτε τεχνική έλεγχου η οποία ρυθμίζει ανεξάρτητα τη ροπή και την ταχύτητα του κινητήρα. Η ιδέα του διανυσματικού έλεγχου βασίζεται στο να ελέγχεται όχι μόνο η συχνότητα της τάσης αλλά κι η φάση της. Ο διανυσματικός έλεγχος κινητήρων PMSM αποτελεί μία μεγάλη κατηγορία τεχνικών έλεγχου, η οποία διαχωρίζεται σε τεχνικές γραμμικού έλεγχου ροπής και τεχνικές μη γραμμικού έλεγχου. Οι τεχνικές γραμμικού έλεγχου ροπής για κινητήρες PMSM έκαναν την εμφάνισή τους κάπου στη δεκαετία του 1970, βασίζον τη λειτουργία τους σε γραμμικούς ελεγκτές (PI, PID) και μέχρι σήμερα παραμένουν από τις δημοφιλέστερες επιλογές. Στο κεφάλαιο που ακολουθεί θα πραγματοποιηθεί εκτενής παρουσίαση του διανυσματικού έλεγχου προσανατολισμένου πεδίου (FOC), ενώ στο κεφάλαιο 7 θα παρουσιαστούν δύο άλλες υποκατηγορίες γραμμικού έλεγχου με άμεσο έλεγχο της ροπής, η DTC – SVM και η DTC – FVM. Αντίθετα, οι μη γραμμικές τεχνικές βασίζονται στο φαινόμενο της υστέρησης των κινητήρων. Ο διαχωρισμός τους έγινε, διότι αποφασίστηκε να γίνει προσομοίωση ενός συστήματος οδήγησης ενός κινητήρα PMSM, μέσω του προγράμματος MATLAB/SimuLink, το οποίο θα λειτουργεί με διανυσματικό έλεγχο προσανατολισμένου πεδίου (FOC).

Γενικά, οι τεχνικές γραμμικού έλεγχου αφορούν συστήματα οδήγησης κινητήρων που λειτουργούν με γεννήτριες παλμών PWM. Έχοντας τοποθετημένους αισθητήρες ανάγνωσης του πεδίου επάνω στον κινητήρα, μέσω βρόχου ανατροφοδότησης, γίνεται μέτρηση των ρευμάτων του κινητήρα. Οι τιμές αυτές, μέσω των μετασχηματισμών Clarke και Park, αλλάζουν σε δύο σήματα εντολών πεδίου d – q, οι οποίες συγκρίνονται με τις εντολές εισόδου ροής και ροπής. Από εκεί, οι γραμμικοί ελεγκτές PI παράγουν δύο σήματα  $V_q$  και  $V_d$ , τα οποία μέσω των αντίστροφων μετασχηματισμών θα οδηγήσουν την γεννήτρια παλμών PWM, ώστε να παράγει το απαιτούμενο διάνυσμα τάσης που χρειάζεται ο κινητήρας για μία περίοδο. Το τελευταίο πρόκειται να παραχθεί από έναν αντιστροφέα, ελεγχόμενο από τους παλμούς PWM κι είναι επιθυμητό να είναι όσο το δυνατόν παρόμοιο με το διάνυσμα της αντιηλεκτρεργετικής δύναμης του κινητήρα. Σε αντίθεση με τις μη γραμμικές τεχνικές, όπου γίνεται επεξεργασία των στιγμιαίων τιμών των σημάτων, ο γραμμικός ελεγκτής (PI) λειτουργεί με το μέσο όρο των τιμών δειγματοληψίας σε διάρκεια μιας περιόδου. Σε γενικές γραμμές η συχνότητα δειγματοληψίας για γραμμικές τεχνικές έλεγχου κυμαίνεται μεταξύ 2 – 5 kHz, σε αντίθεση με τους μη γραμμικούς που λειτουργούν κοντά στα 40 kHz (Dmitry), (Μανιάς, 2017).



Εικόνα 6.1: Τυπικό δομικό διάγραμμα γραμμικού (FOC) έλεγχου κινητήρα PMSM (Kiran, 2014)

Συγκριτικά με τον βαθμωτό έλεγχο που παρουσιάστηκε στην ενότητα 5.4, ο διανυσματικός έλεγχος εμφανίζει σημαντικά υψηλότερη απόδοση και ακρίβεια, προσφέροντας τη δυνατότητα για ομαλή περιστροφή του κινητήρα από την εκκίνηση έως το μέγιστο όριο

περιστροφής του. Ακόμα, η δυνατότητά του για άμεση απόκριση, οδηγεί στη διατήρηση σταθερής ταχύτητας, παρά τις απότομες αλλαγές στο μηχανικό φορτίο του άξονα του κινητήρα. Ως μειονέκτημα έναντι των υπόλοιπων τεχνικών ελέγχου, μπορεί να θεωρηθεί η μεγάλη υπολογιστική ισχύς που απαιτεί, καθώς υπάρχει η ανάγκη για πολλούς μαθηματικούς υπολογισμούς σε μικρό χρόνο (Getting brushless motors under control : techniques, 2020), (Busca, 2010), (Kiran, 2014).

### **6.1 Έλεγχος χωρίς αισθητήρες – sensorless control**

Ανεξάρτητα της τεχνικής ελέγχου που χρησιμοποιείται, η ανατροφοδότηση απ' τον κινητήρα μπορεί να πραγματοποιηθεί είτε μέσω αισθητήρων, είτε μέσω μέτρησης της αντιηλεκτρεργετικής δύναμης του κινητήρα, με σκοπό την εκτίμηση της ταχύτητας και της θέσης του δρομέα (Sensorless Control). Οι sensorless τεχνικές εμφανίστηκαν μαζί με τον διανυσματικό έλεγχο τη δεκαετία του 1970, χάρη στην ταχεία ανάπτυξη των μικροεπεξεργαστών. Η λειτουργία τους βασίζεται στην παραγωγή της αντιηλεκτρεργετικής δύναμης (back – emf) κατά την περιστροφή του κινητήρα, η οποία σύμφωνα με το νόμο του Lenz, είναι αντίθετη με την τάση τροφοδοσίας. Το πλάτος που έχει κάθε στιγμή η αντιηλεκτρεργετική δύναμη, μπορεί να μας πληροφορήσει σχετικά με τη θέση του δρομέα, ενώ ο ρυθμός μεταβολής του για την ταχύτητα περιστροφής του κινητήρα. Παρατηρώντας συνεχώς τα σήματα της αντιηλεκτρεργετικής δύναμης (ή κάποιες φορές των ρευμάτων), το σύστημα οδήγησης ψάχνει για τα σημεία εκείνα όπου το πλάτος της είναι ίσο με την τάση στον ουδέτερο κόμβο του κινητήρα (σύνδεση αστέρα). Μέσω αυτών, ο μικροεπεξεργαστής καθορίζει τις εντολές ελέγχου της τάσης τροφοδοσίας του κινητήρα.

Ο έλεγχος οδήγησης κινητήρα χωρίς αισθητήρες έχει το πλεονέκτημα ότι μένει ανεπηρέαστος από το εξωτερικό περιβάλλον όπως σκόνη και θερμοκρασία, καθώς δεν εμπεριέχει ευαίσθητους αισθητήρες, ενώ ταυτόχρονα αναλόγως της ταχύτητας του μικροεπεξεργαστή μπορεί να παρουσιάσει πολύ γρήγορη απόκριση. Το αδύναμο σημείο των sensorless συστημάτων οδήγησης είναι πως κατά την εκκίνηση και λειτουργία σε χαμηλές στροφές είναι εξαιρετικά δύσκολο να γίνει εντοπισμός της θέσης του δρομέα μέσω ανατροφοδότησης. Γι' αυτό τον λόγο, οι ελεγκτές αυτοί, παρότι είναι συμβατοί και με άλλες μεθόδους, είτε για έλεγχο ταχύτητας είτε για έλεγχο ροπής, προτιμάται να χρησιμοποιούνται σε εφαρμογές όπου δεν απαιτείται ακρίβεια ελέγχου σε χαμηλές ταχύτητες (Sumida Crossing, 2017), (Dmitry), (Debraj, 2010).

### **6.2 Προσανατολισμένος Έλεγχος Πεδίου (Field - Oriented Control)**

Ήταν τη δεκαετία του 1970, όταν οι Hasse και Blaschke παρουσίασαν για πρώτη φορά τον προσανατολισμένο έλεγχο πεδίου (FOC) για σύγχρονους κινητήρες μόνιμων μαγνητών. Ο προσανατολισμένος έλεγχος πεδίου παρουσιάζει βελτιωμένα χαρακτηριστικά σε σχέση με τον ημιτονοειδή έλεγχο και λειτουργεί στο σύστημα  $d - q$ , βάσει των μετασχηματισμών Park και Clarke, ώστε οι μεταβαλλόμενες μεταβλητές να μπορούν να χρησιμοποιηθούν ως ανεξάρτητες του χρόνου και της περιστροφής του κινητήρα. Η ανεξαρτησία αυτή μας παραπέμπει στην ευκολία και αποδοτικότητα ελέγχου που εμφανίζουν οι κινητήρες συνεχούς ρεύματος ξένης διέγερσης. Η ευκολία έγκειται στο γεγονός ότι πλέον οι PI ελεγκτές λειτουργούν με DC ποσότητες κι όχι με αντίστοιχες ημιτονοειδούς μορφής, εξαλείφοντας

περιορισμούς στην ποιότητα του ελέγχου σε υψηλές ταχύτητες περιστροφής λόγω συχνότητας.

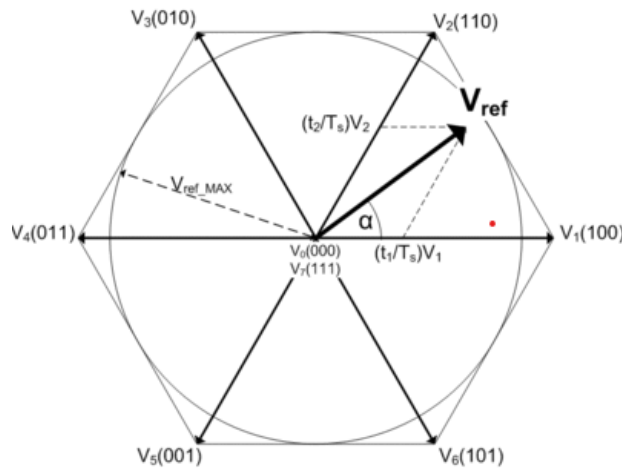
### 6.2.1 Περιγραφή του προσανατολισμένου ελέγχου πεδίου – Μαθηματικές εξισώσεις

Ο προσανατολισμένος έλεγχος πεδίου είναι μια τεχνική ελέγχου της ροπής και της ροής ενός κινητήρα, όπου έλεγχος αυτών πραγματοποιείται έμμεσα μέσω διανύσματος προσανατολισμένου στο πεδίο του δρομέα και πάντα περιλαμβάνει κλειστό βρόχο ανατροφοδότησης. Η ανατροφοδότηση παρέχεται μέσω των μετασχηματισμών, από τα μεταβαλλόμενα μεγέθη του πεδίου ( $a - b - c$ ) προσανατολισμένα στο πεδίο του δρομέα (σταθερό  $d - q$ ). Από εκεί εξέρχονται δύο σήματα ρευμάτων, ένα σχετικά με τη μαγνητική ροή του πεδίου ( $I_{sd}$ ) κι ένα σχετικά με τη ροπή ( $I_{sq}$ ). Τα ρεύματα αυτά, συγκρίνονται με τις εντολές εισόδου ροής  $\Psi_s^*$  και ροπής  $T_s^*$ , και στη συνέχεια δύο γραμμικοί ελεγκτές (DSP, PI) οδηγούν κατάλληλα έναν αντιστροφέα με τεχνική χωρικής διαμόρφωσης του πεδίου (PWM  $\rightarrow$  SVM). Για την οδήγηση της μονάδας SVM γίνεται χρήση των αντίστροφων μετασχηματισμών καθώς οι τάσεις που θα χρησιμοποιηθούν  $v_{sa}^*$  και  $v_{sb}^*$  θα πρέπει να είναι σε αναφορά με την πραγματική εικόνα του κινητήρα (τριφασικό, περιστρεφόμενο σύστημα  $a - b - c$ ). Ο έλεγχος ολοκληρώνεται, όπως και στις υπόλοιπες τεχνικές, μέσω ενός τελικού αντιστροφέα που ελέγχει τα τυλίγματα του κινητήρα σύμφωνα με τους παλμούς που λαμβάνει από τη μονάδα SVM (Μανιάς, 2017).

Ο προσανατολισμένος έλεγχος πεδίου είναι μία πολύ δημοφιλής τεχνική ελέγχου, ίσως από τις δημοφιλέστερες στον χώρο, καθώς χαρακτηρίζεται από πολλά πλεονεκτήματα. Χάρης στα σήματα ανατροφοδότησης που λαμβάνονται (με ή χωρίς αισθητήρες) καταφέρνει να πετύχει έλεγχο υψηλής ακρίβειας στις αλλαγές φόρτισης που δέχεται ο κινητήρας με σημαντικά γρήγορη απόκριση. Τα χαρακτηριστικά αυτά είναι σε ισχύ από την εκκίνηση του κινητήρα έως μεγάλες ταχύτητες περιστροφής, δίνοντας έτσι ένα μεγάλο εύρος ταχυτήτων όπου το σύστημα μπορεί να λειτουργεί αποδοτικά. Χαρακτηρίζεται επίσης από σταθερότητα στην απόδοση ανεξαρτήτως ταχύτητας. Αυτό συμβαίνει, διότι το σύστημα οδήγησης είναι σε θέση να διατηρεί το διάνυσμα ροής του στάτη συνεχώς υπό γωνία  $90^\circ$  με το διάνυσμα ροής του δρομέα (μόνιμοι μαγνήτες) σε όλο το εύρος ταχυτήτων. Το μοναδικό μειονέκτημα που μπορούμε να χρεώσουμε στη συγκεκριμένη μέθοδο είναι η αυξημένη υπολογιστική ισχύς που απαιτείται για τους μετασχηματισμούς καθώς κι η πολυπλοκότητα του συστήματος που οδηγεί σε αυξημένο κόστος κατασκευής (Kiran, 2014), (Dmitry), (Μανιάς, 2017).

### 6.2.2 Διαμόρφωση διανύσματος χώρου (Space Vector Modulation – SVM)

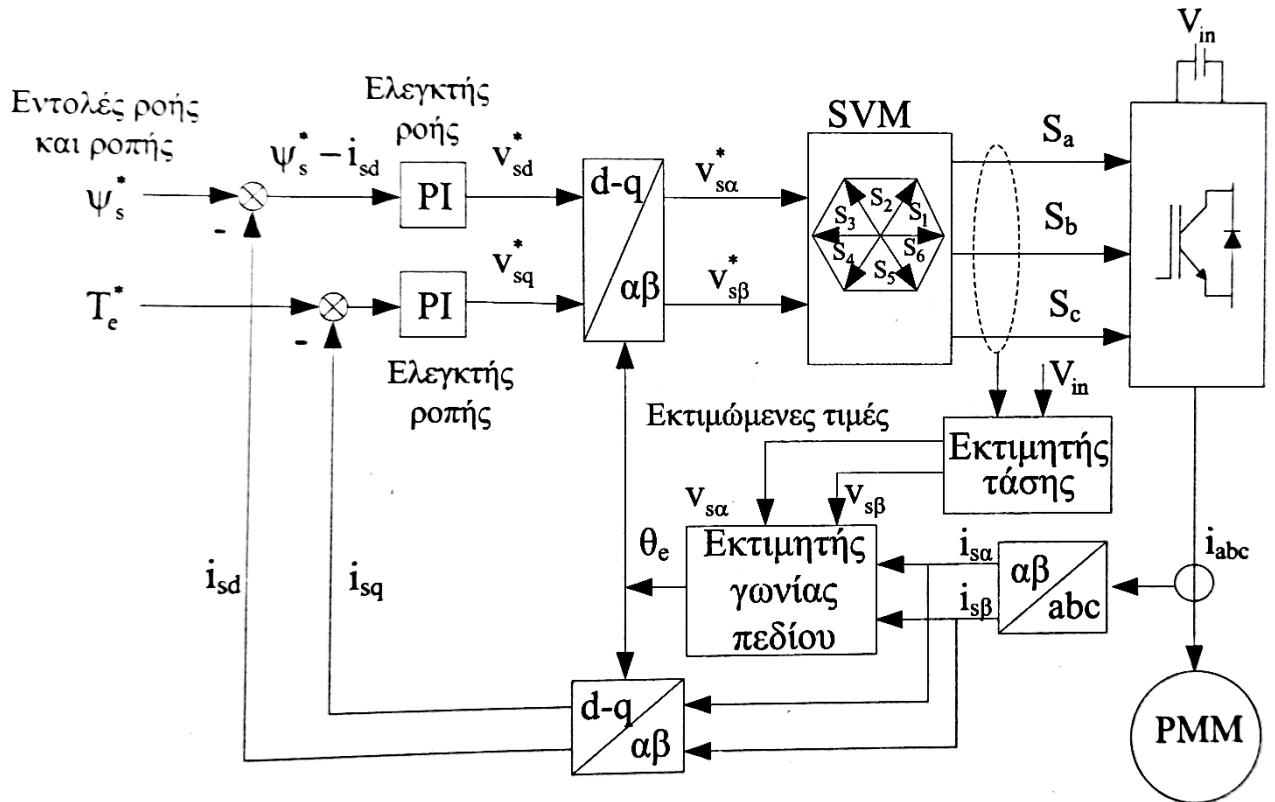
Η διαμόρφωση διανύσματος χώρου (SVM) αποτελεί το τελευταίο στάδιο τους διανυσματικού ελέγχου που εξετάζεται. Η τεχνική αυτή βασίζεται στους παλμούς που λαμβάνει από τη γεννήτρια PWM. Βάση των παλμών αυτών, μπορούν και διαμορφώνονται αναλόγως οι καταστάσεις των διακοπτικών στοιχείων του inverter με σκοπό να σχηματίζουν όλες τις ενδιάμεσες τιμές (διανύσματα) μέσα στον «κύκλο» των διανυσμάτων. Ως αποτέλεσμα έχουμε τη δημιουργία ομαλών, ημιτονοειδών σημάτων τα οποία εφαρμόζονται εν τέλει στα τυλίγματα του κινητήρα παρέχοντας πολύ μεγάλης ακρίβειας έλεγχο.



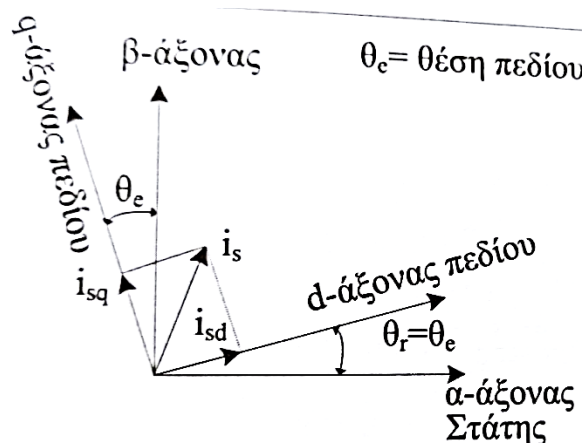
Εικόνα 6.2: Τα οκτώ βασικά διανύσματα από τα οποία αποτελείται η τεχνική SVM

Πίνακας 6.1: Δημιουργία των τάσεων εξόδου βάση των διανυσμάτων χώρου

Vector	$V_{AB}$	$V_{BC}$	$V_{CA}$
$V_0$ (000)	0	0	0
$V_1$ (100)	$+V_{DC}$	0	$-V_{DC}$
$V_2$ (110)	0	$+V_{DC}$	$-V_{DC}$
$V_3$ (010)	$-V_{DC}$	$+V_{DC}$	0
$V_4$ (011)	$-V_{DC}$	0	$+V_{DC}$
$V_5$ (001)	0	$-V_{DC}$	$+V_{DC}$
$V_6$ (101)	$+V_{DC}$	$-V_{DC}$	0
$V_7$ (000)	0	0	0



Εικόνα 6.3: Δομικό διάγραμμα προσανατολισμένου ελέγχου πεδίου (FOC) σε PMSM κινητήρα (Μανιάς, 2017)



Εικόνα 6.4: Διανυσματικό διάγραμμα ελέγχου FOC (Μανιάς, 2017)

Όπως σε όλες τις τεχνικές ελέγχου, έτσι και για τη λειτουργία του προσανατολισμένου ελέγχου πεδίου, είναι απαραίτητο να γνωρίζουμε τη θέση του δρομέα. Η γνωστοποίησή της μπορεί να γίνει είτε με αισθητήρες (sensored FOC), είτε χωρίς (sensorless FOC). Αν και τα χαρακτηριστικά της τεχνικής είναι παρόμοια και της δύο περιπτώσεις, προτιμάται η προσθήκη αισθητήρων για την αξιοποίηση της μεθόδου ακόμη και σε χαμηλή ταχύτητα (Dmitry).

Η παραγόμενη ηλεκτρομαγνητική ροπή του κινητήρα υπολογίζεται από την παρακάτω σχέση:

$$T_e = \frac{3}{2} \times \frac{P}{2} \times \psi_m \times i_{sq} \quad (6.1)$$

Όπως παρατηρούμε, το ρεύμα  $i_{sd}$  παραλείπεται. Αυτό συμβαίνει διότι κατά την περιστροφή του κινητήρα, όταν αυτό ευθυγραμμίζεται με τον άξονα d, μηδενίζεται.

### 6.2.3 Σχεδιασμός στο MatLab

Με μία πρώτη ματιά το κύκλωμα του προσανατολισμένου ελέγχου μοιάζει αρκετά με αυτό του ημιτονοειδούς ελέγχου με PI ελεγκτή. Αυτό συμβαίνει διότι κι εδώ γίνεται η χρήση όμοιου ελεγκτή προκειμένου να ελαχιστοποιείται το σφάλμα εισόδου ταχύτητας.

#### ➤ Εκλεκτής PI

Συγκρίνει τα δύο σήματα ταχύτητας και μέσω των κερδών που του έχουμε ορίσει μεταβάλλει την τάση του inverter ώστε να ελαχιστοποιείται το σφάλμα. Τα κέρδη του ελεγκτή έχουν οριστεί ως  $P = 100, I = 2$ . Οι τιμές αυτές επιλέχθηκαν μέσω manual tuning, καθώς η λειτουργία auto tuning του Simulink δεν είχε τα επιθυμητά αποτελέσματα λόγω ύπαρξης ψηφιακών σημάτων.

#### ➤ Πολλαπλασιαστής «K»

Ο πολλαπλασιαστής «K» είναι υπεύθυνος για τη μετατροπή της ταχύτητας του κινητήρα από rad/s σε rpm. Αυτό γίνεται μέσω της σχέσης  $30/\pi$ .

#### ➤ Βρόχοι ελέγχου

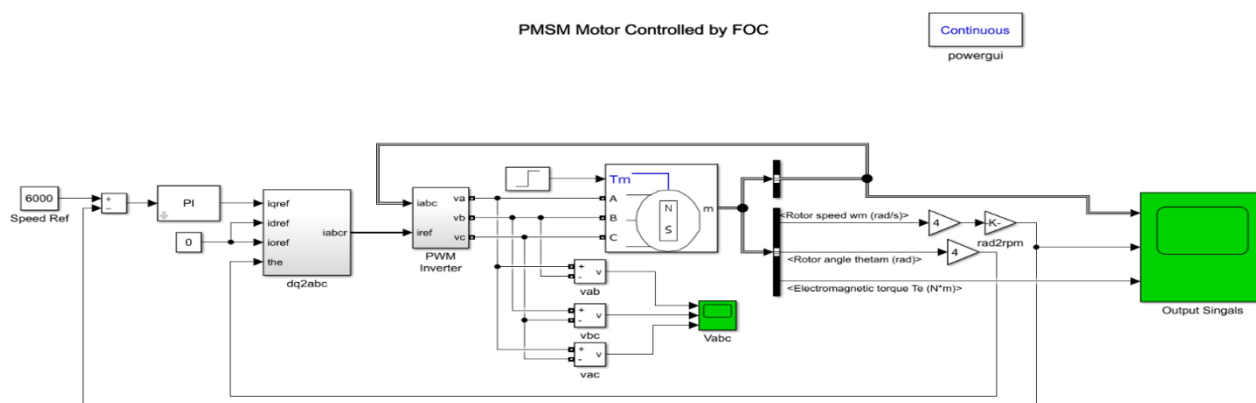
Εδώ εμφανίζονται τρεις κλειστοί βρόχοι ελέγχου. Ο πρώτο βρόχος (επάνω τμήμα) είναι υπεύθυνος για τη μέτρηση των ρευμάτων του κινητήρα, ώστε στη συνέχεια να μπορούν μέσω των μετασχηματισμών, να συγκριθούν με τα ρεύματα αναφοράς που παράγονται μέσω του ελεγκτή.

Ο δεύτερος βρόχος όπως βλέπουμε επιστρέφει στο μπλοκ «dq2abc» την ηλεκτρική γωνία του κινητήρα, την οποία διαβάζει μέσω encoder.

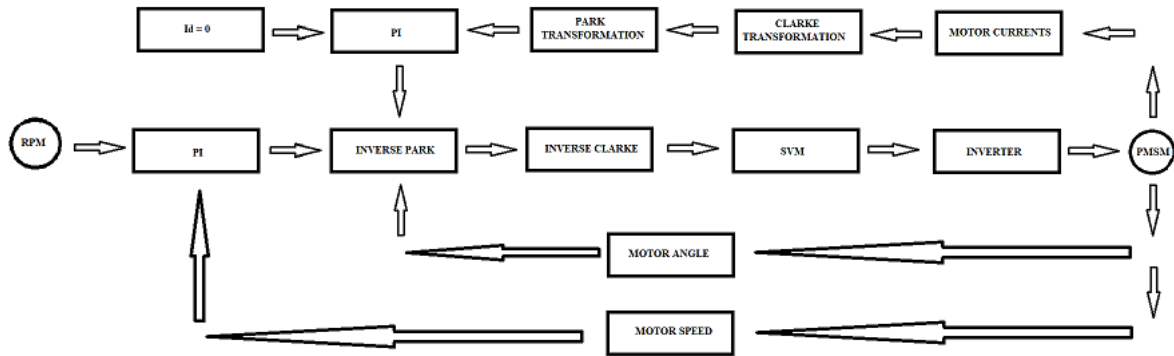
Ο τρίτος και τελευταίος βρόχος είναι ανατροφοδότησης καθώς ελέγχει την ταχύτητα του κινητήρα (έξοδος) και την επιστρέφει στον PI εκλεκτή για σύγκριση με την επιθυμητή ταχύτητα που ζητείται (είσοδος).

#### ➤ Powergui

Για την ορθή λειτουργία του κυκλώματος είναι απαραίτητο να ορίσουμε τη παράμετρο powergui σε continuous, ώστε η δειγματοληψία να είναι όσο το δυνατό πιο πυκνή (συνεχής).



Εικόνα 6.5: Κύκλωμα προσανατολισμένου διανυσματικού ελέγχου με ελεγκτή PI στο Simulink



Εικόνα 6.6: Απλουστευμένο λογικό σχεδιάγραμμα προσανατολισμένου διανυσματικού ελέγχου με ελεγκτή PI

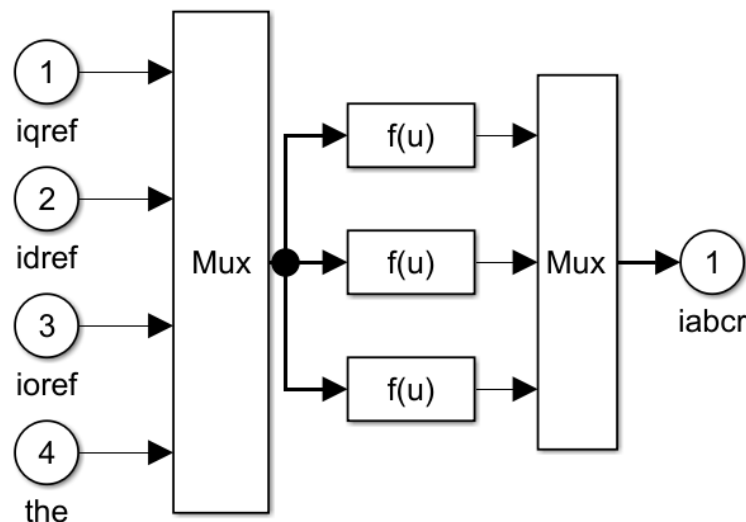
➤ Μετασχηματισμός ρευμάτων

Ο μετασχηματισμός των ρευμάτων μέσω των μετασχηματισμών Clarke και Park μέσα στο μπλοκ «dq2abc» πραγματοποιείται με τις ακόλουθες εξισώσεις:

$$I_{qref} \times \cos(\theta_e) + I_{dref} \times \sin(\theta_e) + I_{0ref} = I_a$$

$$I_{qref} \times \cos(\theta_e - \frac{2\pi}{3}) + I_{dref} \times \sin(\theta_e - \frac{2\pi}{3}) + I_{0ref} = I_b$$

$$I_{qref} \times \cos(\theta_e + \frac{2\pi}{3}) + I_{dref} \times \sin(\theta_e + \frac{2\pi}{3}) + I_{0ref} = I_c$$



Εικόνα 6.7: Μετασχηματισμός ρευμάτων d-q-0 -> a, b, c

➤ PWM Inverter

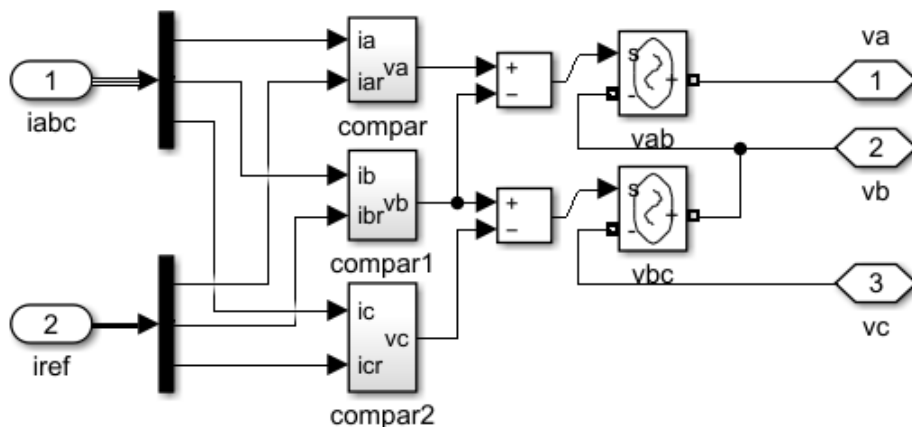
Το μπλοκ του PWM inverter είναι υπεύθυνο για δύο λειτουργίες, αφενός συγκρίνει τις τιμές των ρευμάτων του κινητήρα με τις επιθυμητές ( $I_{ref}$ ) κι αφετέρου διαμορφώνει καταλλήλως τις τάσεις του κινητήρα. Το δεύτερο σκέλος πραγματοποιείται μέσω της διαμόρφωσης διανυσμάτων χώρου (space vector modulation – SVM), παλμοί οι οποίοι στη συνέχεια οδηγούν τα διακοπτικά στοιχεία του αντιστροφέα. Σημειώνεται ότι στο Simulink το κύκλωμα



που σχεδιάστηκε δεν είναι πιστή αναπαράσταση ενός πραγματικού κυκλώματος, λόγω προβλημάτων που εμφανίζονται κατά τη λειτουργία του προγράμματος.

➤ Ελεγχόμενη πηγή τάσης

Βασιζόμενη στις εντολές εισόδου του, το μπλοκ αυτό μπορεί και παράγει τις απαιτούμενες τάσεις τροφοδοσίας του κινητήρα. Για το κύκλωμα της εργασίας έχει οριστεί ως ονομαστική τάση η τιμή 500 V<sub>DC</sub>.



Εικόνα 6.8: Σύγκριση των ρευμάτων a, b, c με το ρεύμα αναφοράς Iref για παραγωγή των τάσεων του κινητήρα μέσω SVM (Space Vector Modulation)

➤ Σύγκριση ρευμάτων

Τα μπλοκ σύγκρισης (compar) συγκρίνουν τα ρεύματα των φάσεων ξεχωριστά με τα αντίστοιχα ρεύματα αναφοράς. Το σφάλμα που προκύπτει από την προσθαφαίρεση αυτών εισάγεται σε ένα ρελέ, το οποίο καθοδηγεί μία πηγή τάσης προκειμένου να παραχθεί η επιθυμητή τάση που στην συνέχεια εφαρμόζεται στο κάθε τύλιγμα. Γενικά το τμήμα δεξιά των μπλοκ σύγκρισης μπορούμε να πούμε πως προσομοιώνουν έναν inverter που σε πραγματικές συνθήκες θα παράγαγε τις τάσεις τροφοδοσίας.

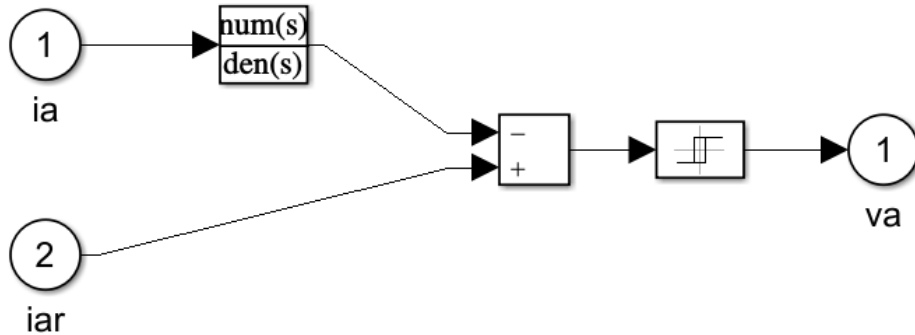
➤ Συνάρτηση  $\frac{\text{num}(s)}{\text{den}(s)}$

Η συνάρτηση  $\frac{\text{num}(s)}{\text{den}(s)}$  επιτρέπει τον μετασχηματισμό Laplace της εισόδου μέσω μιας συγκεκριμένης δοθείσας συνάρτησης μεταφοράς. Στην προκειμένη περίπτωση η συνάρτηση αυτή είναι 1<sup>ου</sup> βαθμού και είναι η  $5 \times 10^{-6}$ . Η συνάρτηση αυτή τοποθετήθηκε για λειτουργικούς λόγους του προγράμματος, όπως και ο ηλεκτρονόμος που ακολουθεί.

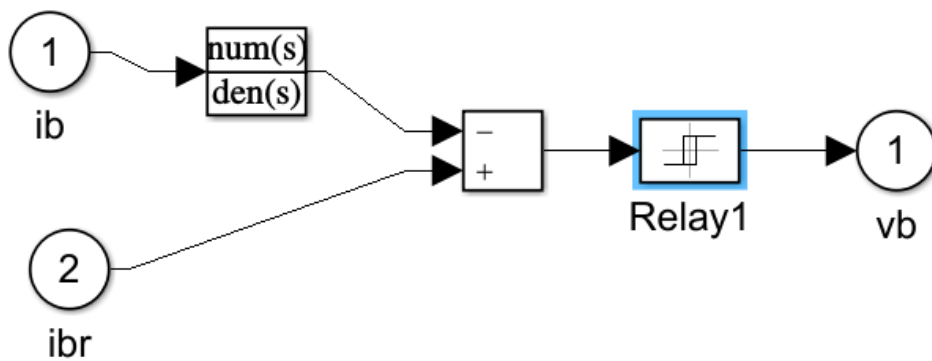
➤ Ηλεκτρονόμος (ρελέ)

Η λειτουργία του ρελέ είναι πολύ απλή. Η έξοδος του μεταβάλλεται μεταξύ δύο προκαθορισμένων τιμών που του έχουν δοθεί. Για τη συγκεκριμένη περίπτωση οι τιμές αυτές είναι +500 και -500, τιμές οι οποίες αναπαριστούν την τάση τροφοδοσίας του κινητήρα. Όταν το ρελέ ενεργοποιηθεί, παραμένει σε αυτήν τη θέση έως ότου η είσοδος πέσει κάτω από μία προκαθορισμένη τιμή «Switch off point» (-0,05). Τότε η έξοδος θα μεταβεί στη δεύτερη τιμή

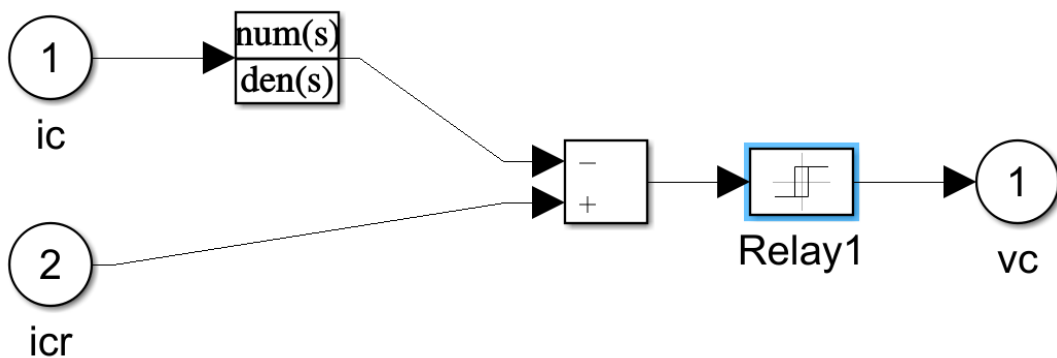
που του έχει οριστεί. Κατά αντιστοιχία, θα ενεργοποιηθεί ξανά όταν η είσοδος υπερβεί την τιμή της παραμέτρου «Switch on point» (0,05).



Εικόνα 6.9: Σύγκριση του ρεύματος  $I_a$  με το ρεύμα αναφοράς της φάσης  $a$



Εικόνα 6.10: Σύγκριση του ρεύματος  $I_b$  με το ρεύμα αναφοράς της φάσης  $b$



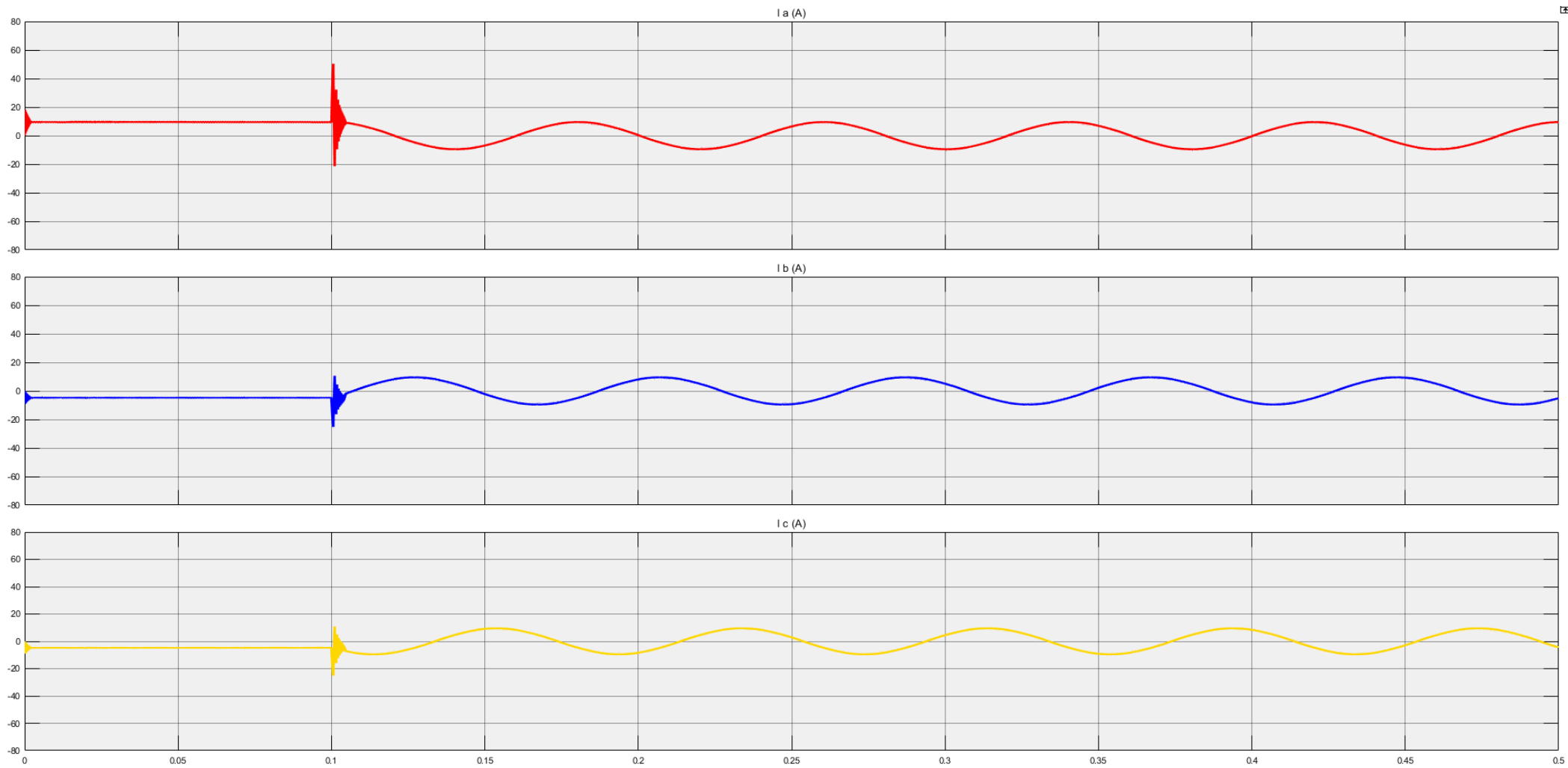
Εικόνα 6.11: Σύγκριση του ρεύματος  $I_c$  με το ρεύμα αναφοράς της φάσης  $c$

Πίνακας 6.2: Ονομαστικά μεγέθη κινητήρα

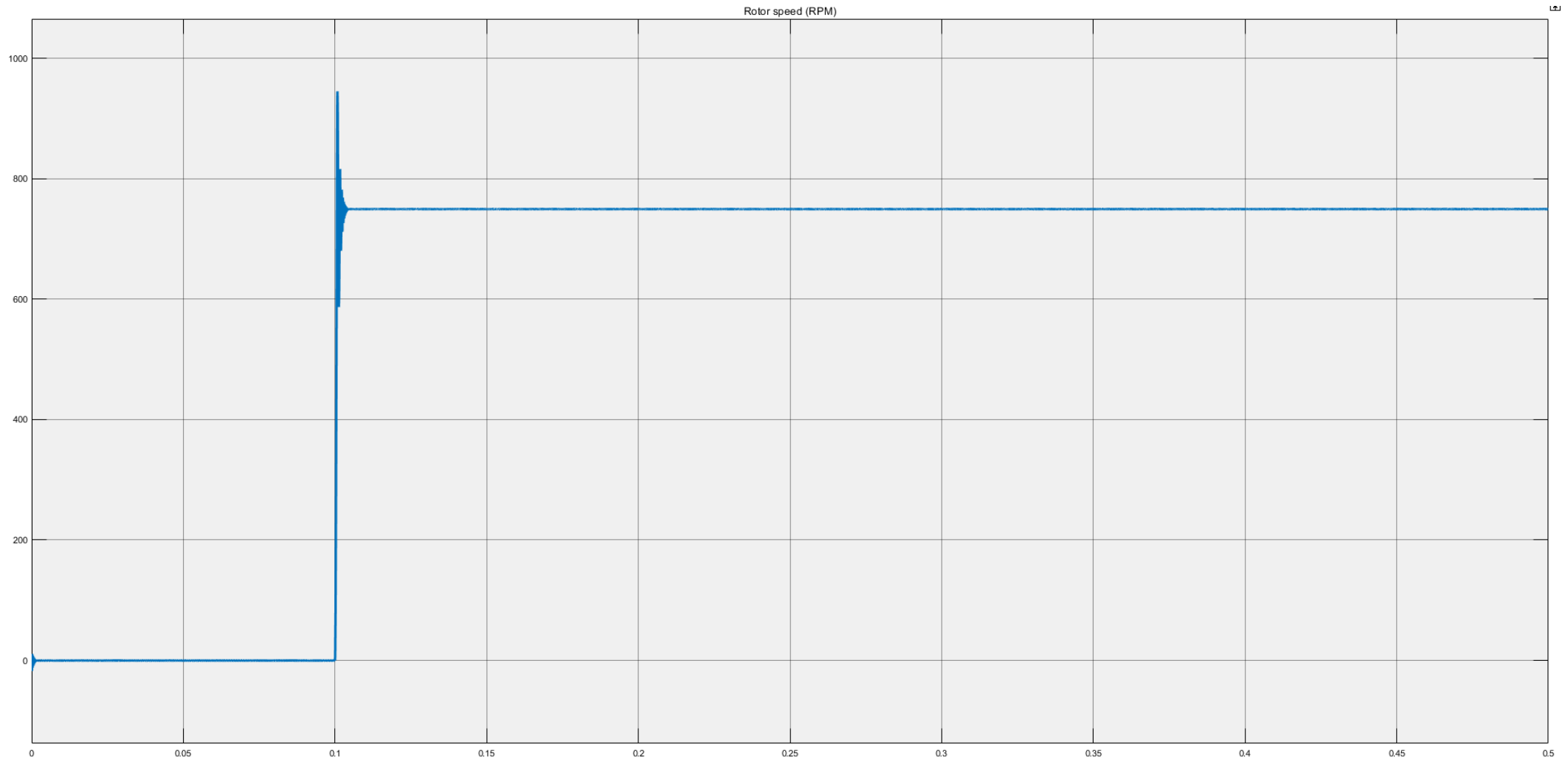
Ονομαστική τάση	500 V
Ονομαστική ισχύς	1 KW
Ονομαστική ταχύτητα περιστροφής	3000 RPM
Ονομαστική ροπή	20 Nm
Αντίσταση τυλιγμάτων	2.8750 Ω
Αυτεπαγωγή τυλιγμάτων	0.001523 H
Μαγνητική ροή	0.175 Wb
Αριθμός πόλων	8

#### 6.2.4 Προσομοίωση λειτουργίας σε μόνιμη κατάσταση – μεταβατική κατάσταση – εξαγωγή αποτελεσμάτων

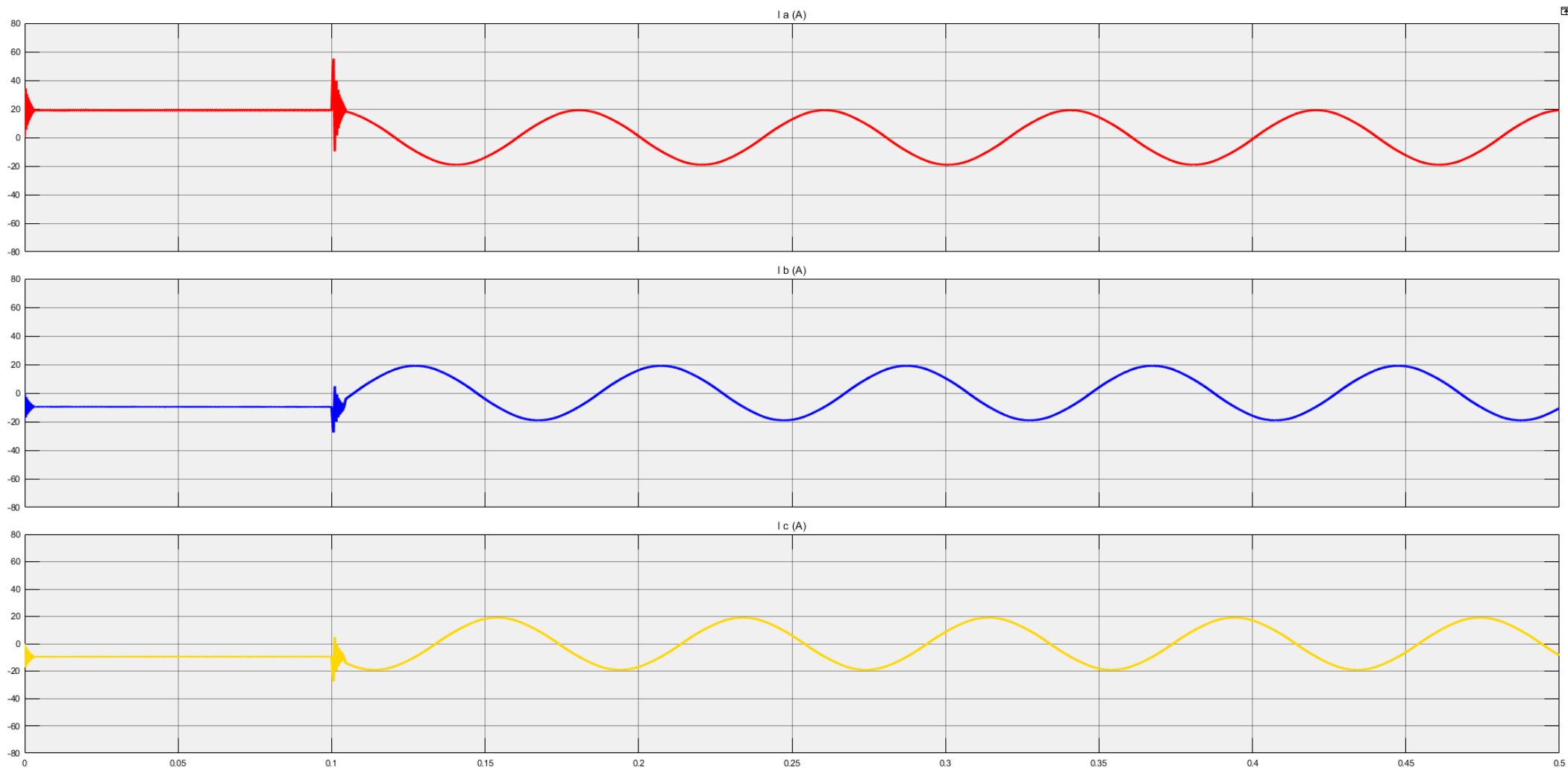
Οι πρώτες δοκιμές πραγματοποιήθηκαν μεταβάλλοντας την ταχύτητα περιστροφής του κινητήρα από 0% έως 100% της ονομαστικής τιμής με βήματα του 25%, διατηρώντας παράλληλα το φορτίο του σταθερό στο 50% και στο 100% του ονομαστικού (20 Nm). Στις εικόνες 6.12 έως 6.27 παρουσιάζονται οι μεταβολές των ρευμάτων και της απόκρισης της ταχύτητας του κινητήρα.



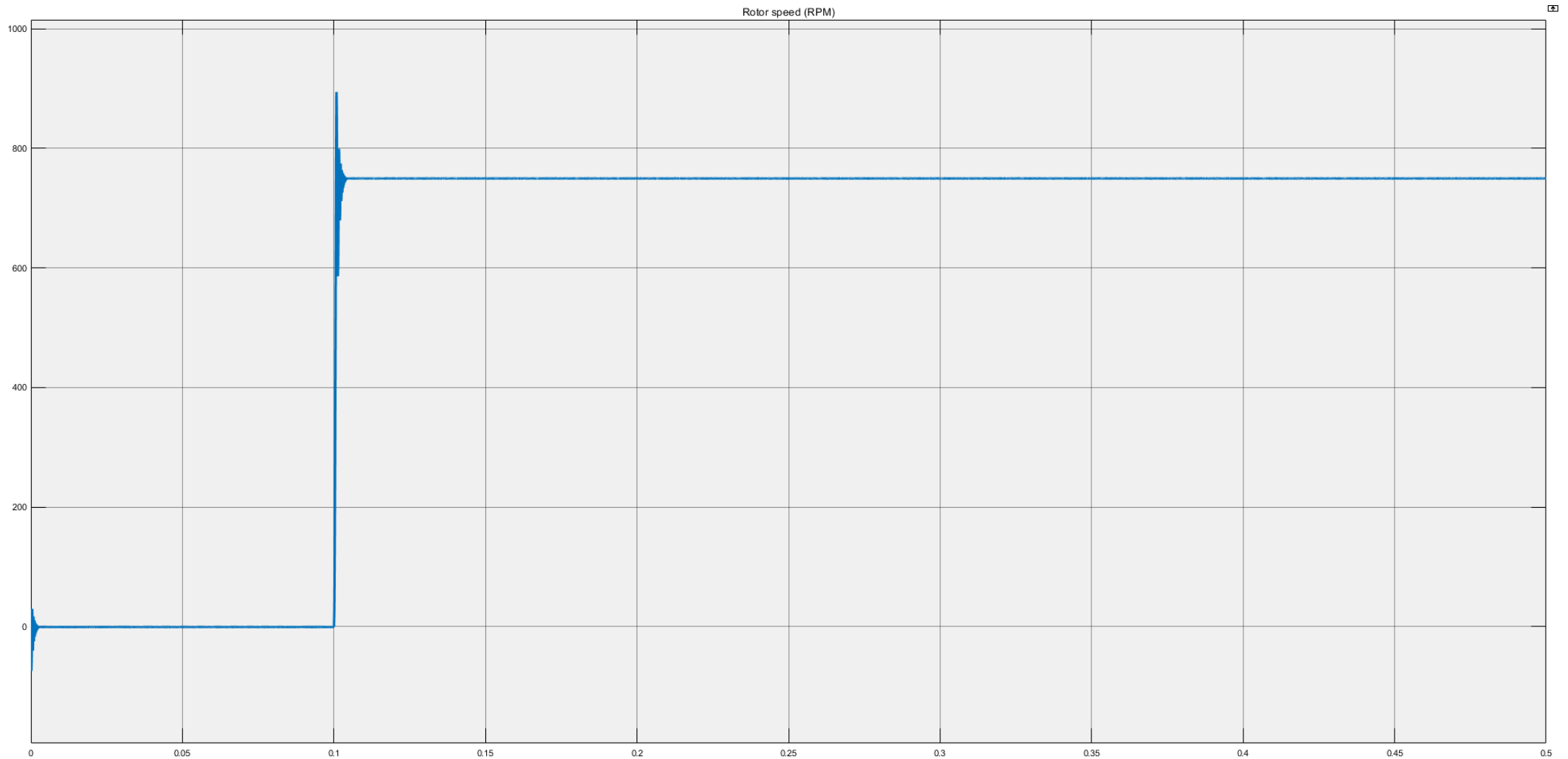
Εικόνα 6.12: Απεικόνιση του ρεύματος στις τρεις φάσεις του κινητήρα υπό σταθερό φορτίο στο 50% (10 Nm) της ονομαστικής τιμής και βηματική μεταβολή της ταχύτητας από το 0% (0 RPM) στο 25% (750 RPM) της ονομαστικής τιμής, τη χρονική στιγμή  $t=0,1s$



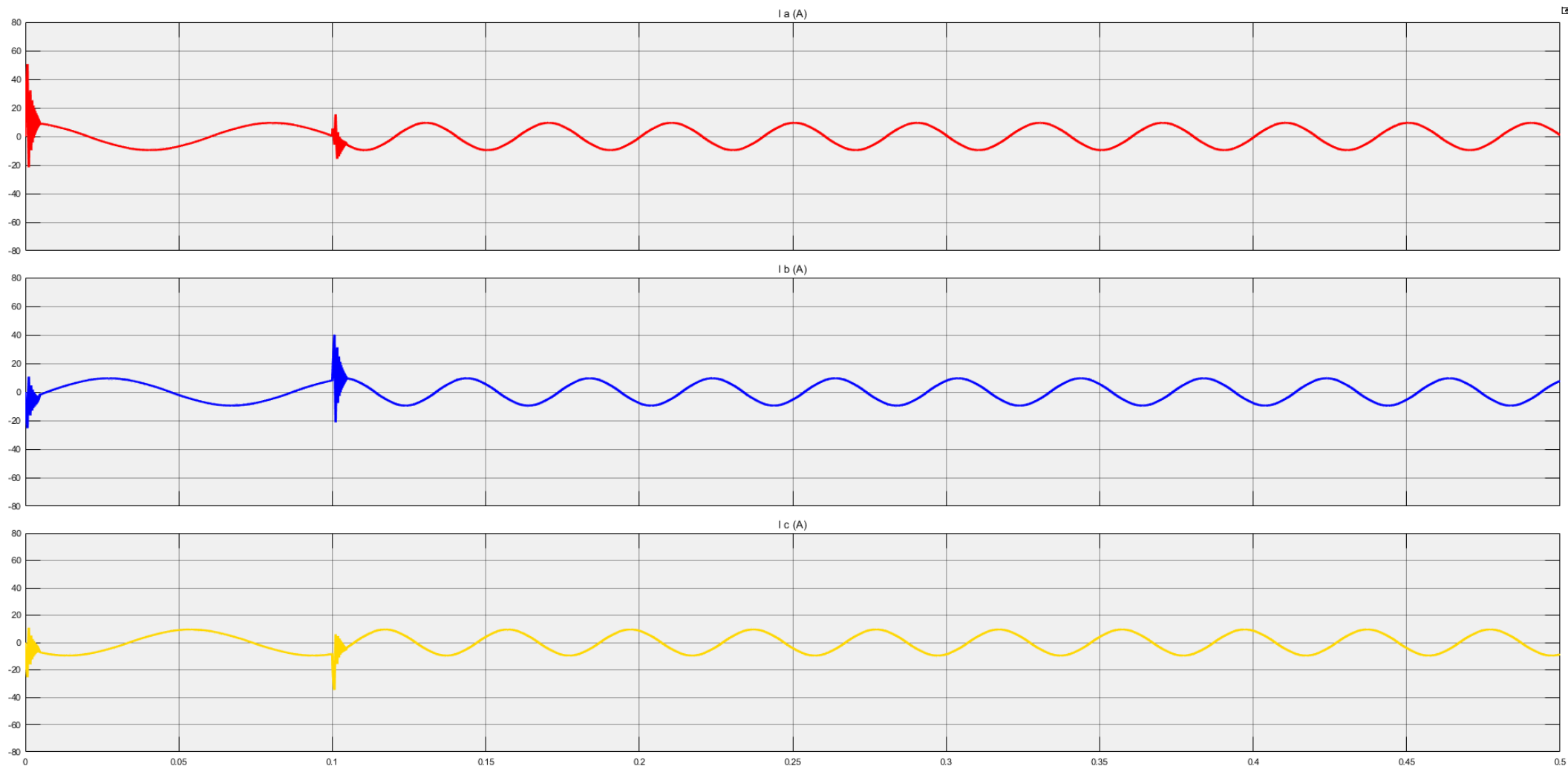
Εικόνα 6.13: Απεικόνιση της απόκρισης της ταχύτητας περιστροφής του κινητήρα υπό σταθερό φορτίο στο 50% (10 Nm) της ονομαστικής τιμής και βηματική μεταβολή της ταχύτητας από το 0% (0 RPM) στο 25% (750 RPM) της ονομαστικής τιμής, τη χρονική στιγμή  $t=0,1s$



Εικόνα 6.14: Απεικόνιση του ρεύματος στις τρεις φάσεις του κινητήρα υπό σταθερό φορτίο στο 100% (20 Nm) της ονομαστικής τιμής και βηματική μεταβολή της ταχύτητας από το 0% (0 RPM) στο 25% (750 RPM) της ονομαστικής τιμής, τη χρονική στιγμή  $t=0,1s$

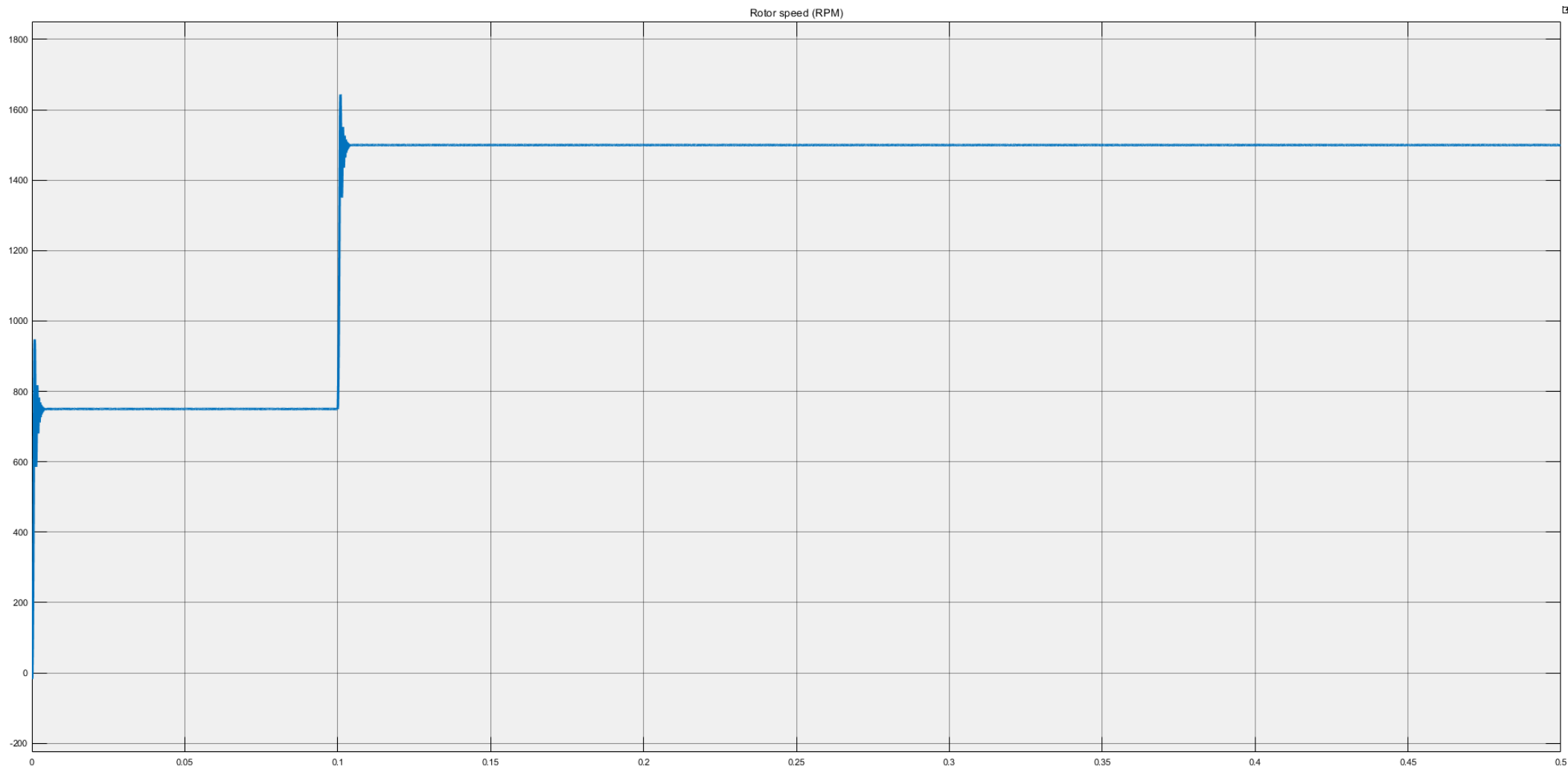


Εικόνα 6.15: Απεικόνιση της απόκρισης της ταχύτητας περιστροφής του κινητήρα υπό σταθερό φορτίο στο 100% (20 Nm) της ονομαστικής τιμής και βηματική μεταβολή της ταχύτητας από το 0% (0 RPM) στο 25% (750 RPM) της ονομαστικής τιμής, τη χρονική στιγμή  $t=0,1s$

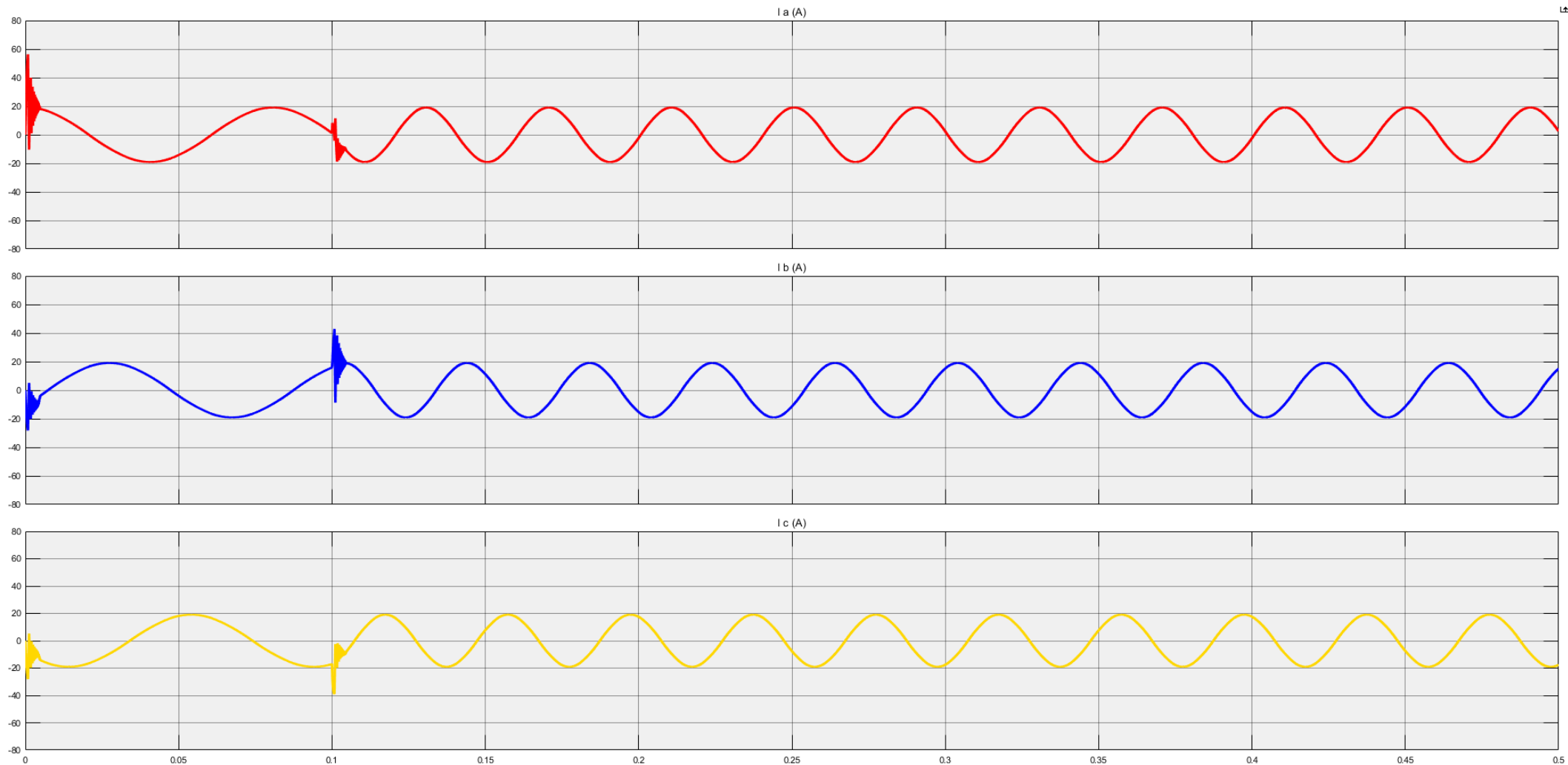


Εικόνα 6.16: Απεικόνιση του ρεύματος στις τρεις φάσεις του κινητήρα υπό σταθερό φορτίο στο 50% (10 Nm) της ονομαστικής τιμής και βηματική μεταβολή της ταχύτητας από το 25% (750 RPM) στο 50% (1500 RPM) της ονομαστικής τιμής, τη χρονική στιγμή  $t=0,1s$

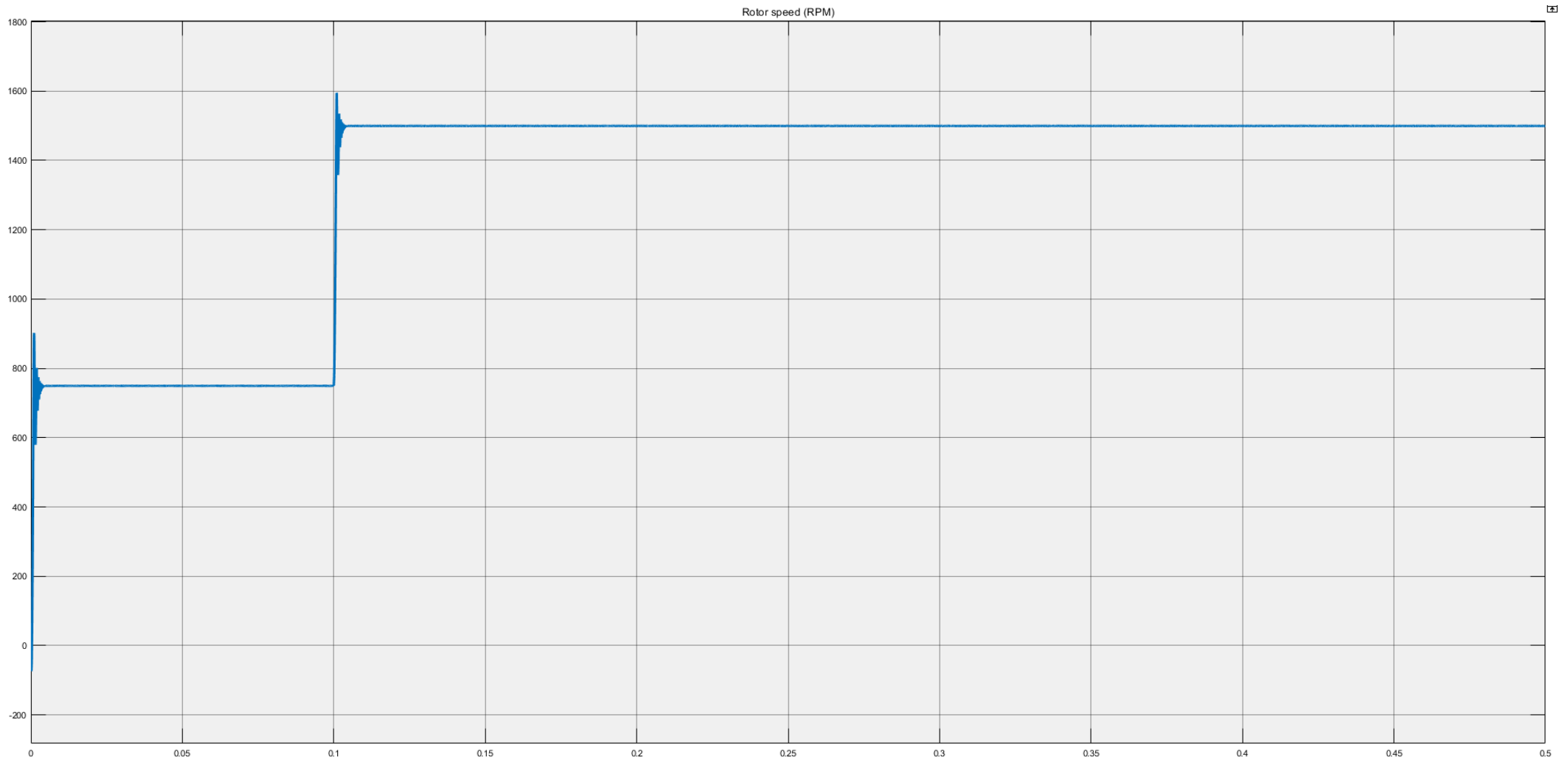




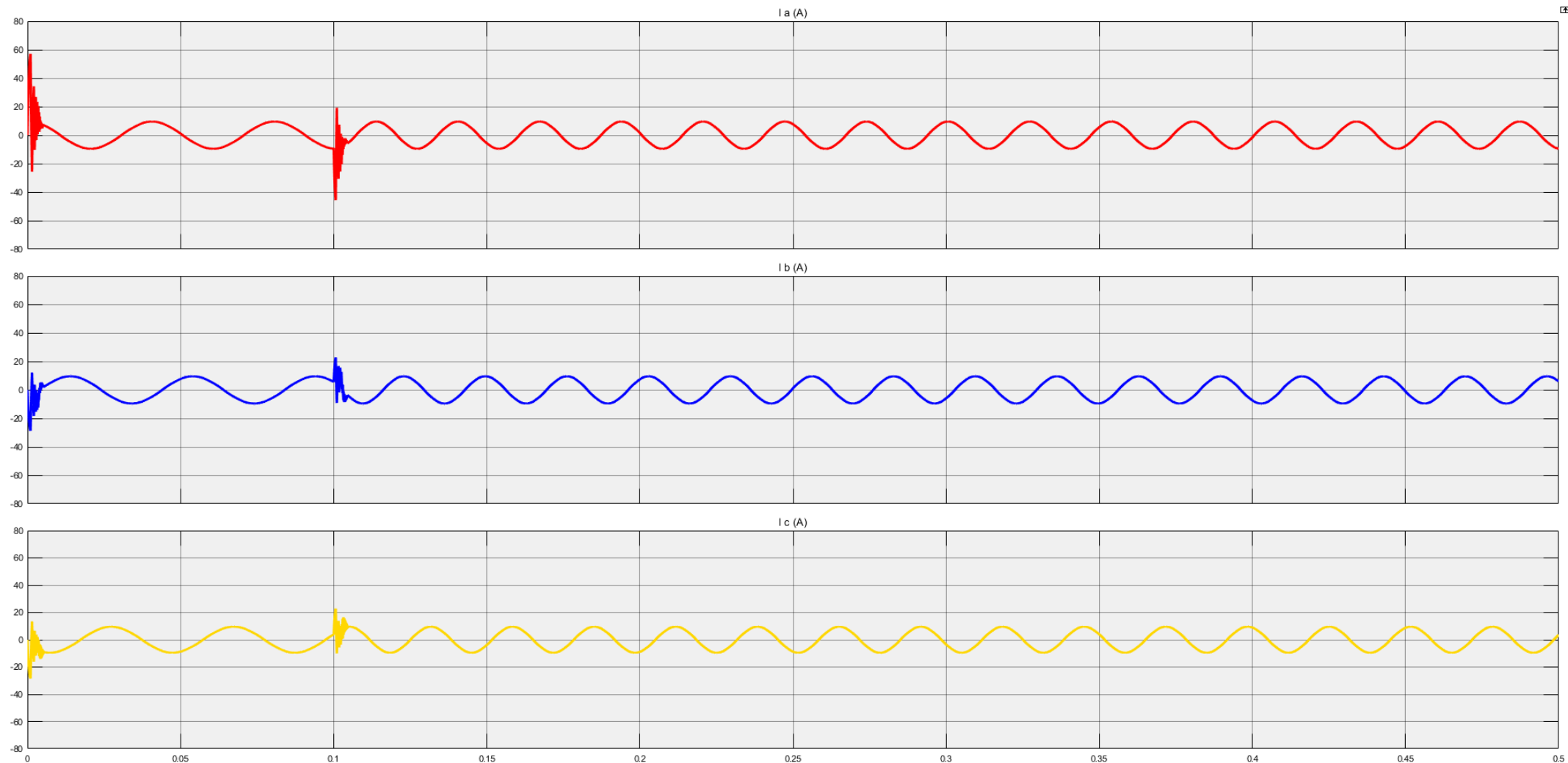
Εικόνα 6.17: Απεικόνιση της απόκρισης της ταχύτητας περιστροφής του κινητήρα υπό σταθερό φορτίο στο 50% (10 Nm) της ονομαστικής τιμής και βηματική μεταβολή της ταχύτητας από το 25% (750 RPM) στο 50% (1500 RPM) της ονομαστικής τιμής, τη χρονική στιγμή  $t=0,1s$



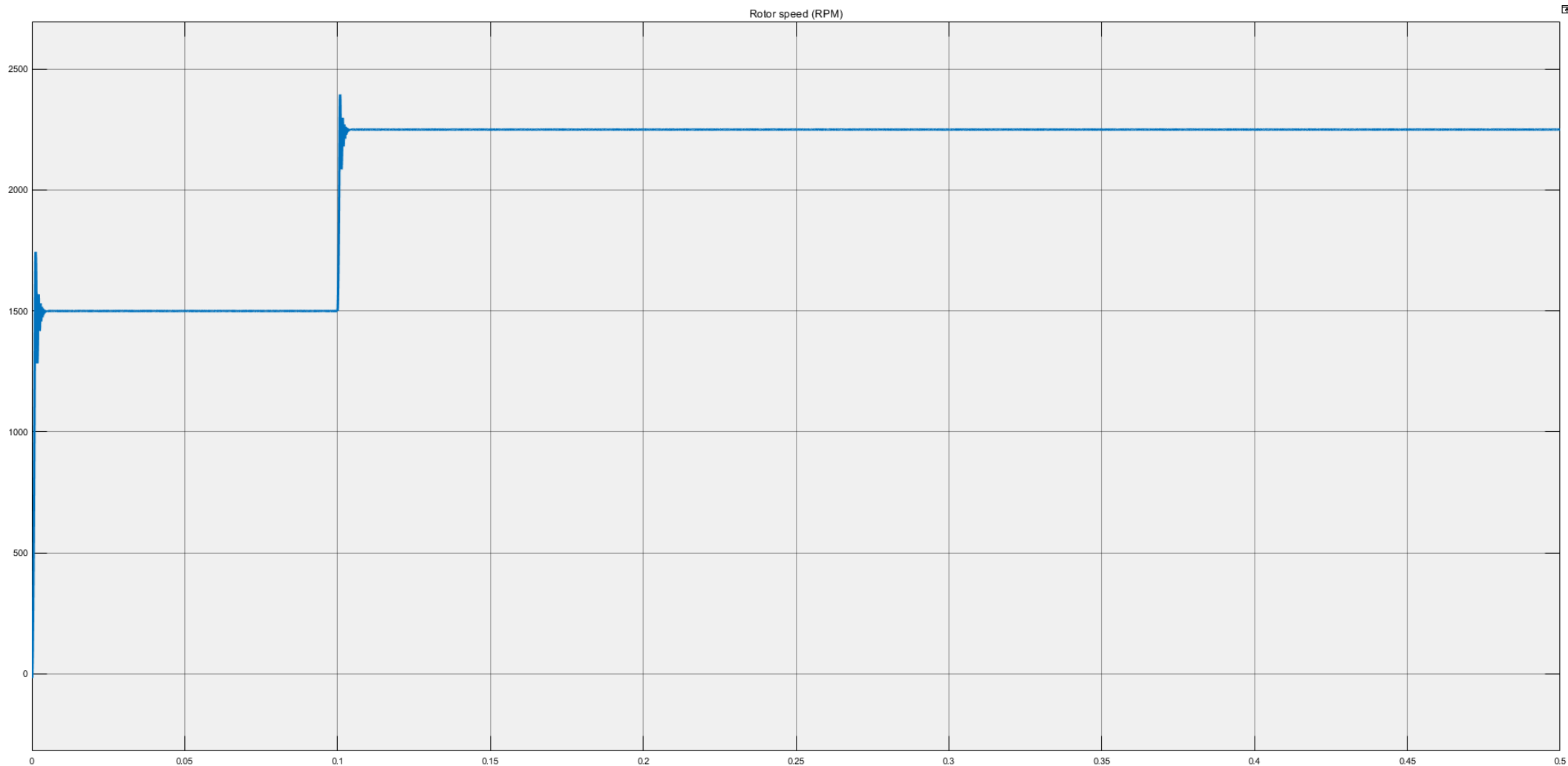
Εικόνα 6.18: Απεικόνιση του ρεύματος στις τρεις φάσεις του κινητήρα υπό σταθερό φορτίο στο 100% (20 Nm) της ονομαστικής τιμής και βηματική μεταβολή της ταχύτητας από το 25% (750 RPM) στο 50% (1500 RPM) της ονομαστικής τιμής, τη χρονική στιγμή  $t=0,1s$



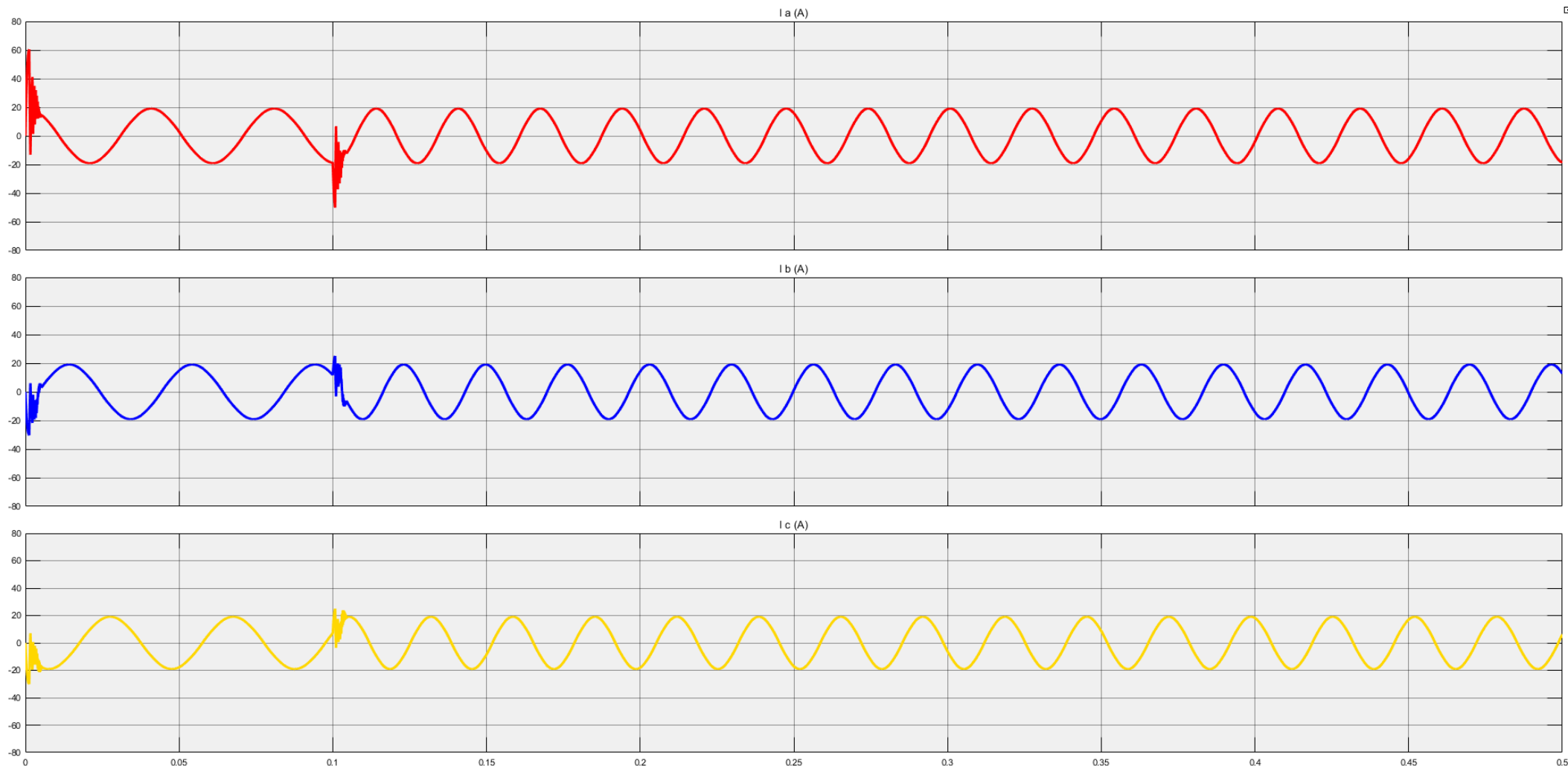
Εικόνα 6.19: Απεικόνιση της απόκρισης της ταχύτητας περιστροφής του κινητήρα υπό σταθερό φορτίο στο 100% (20 Nm) της ονομαστικής τιμής και βηματική μεταβολή της ταχύτητας από το 25% (750 RPM) στο 50% (1500 RPM) της ονομαστικής τιμής, τη χρονική στιγμή  $t=0,1s$



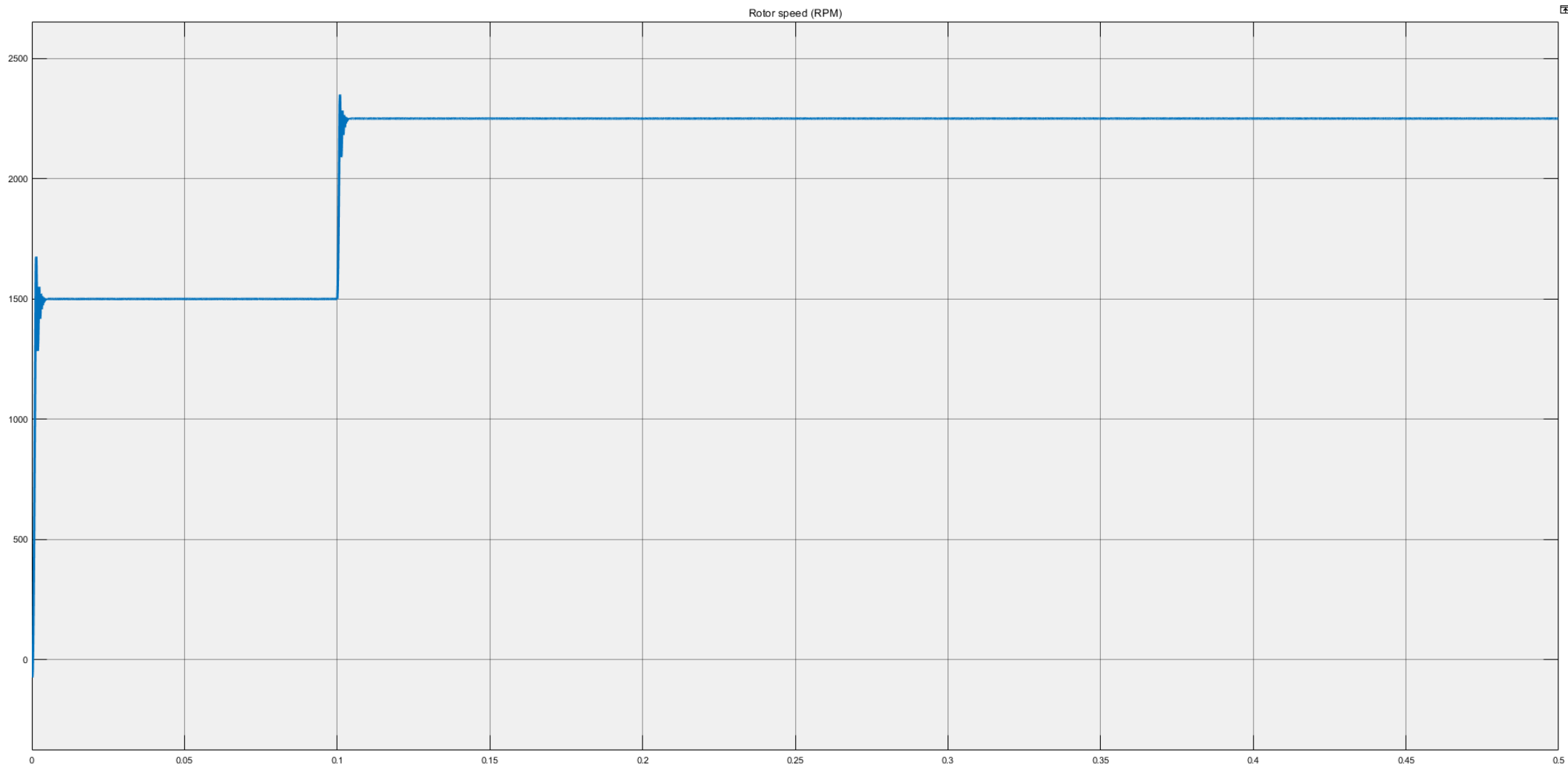
Εικόνα 6.20: Απεικόνιση του ρεύματος στις τρεις φάσεις του κινητήρα υπό σταθερό φορτίο στο 50% (10 Nm) της ονομαστικής τιμής και θηματική μεταβολή της ταχύτητας από το 50% (1500 RPM) στο 75% (2250 RPM) της ονομαστικής τιμής, τη χρονική στιγμή  $t=0,1s$



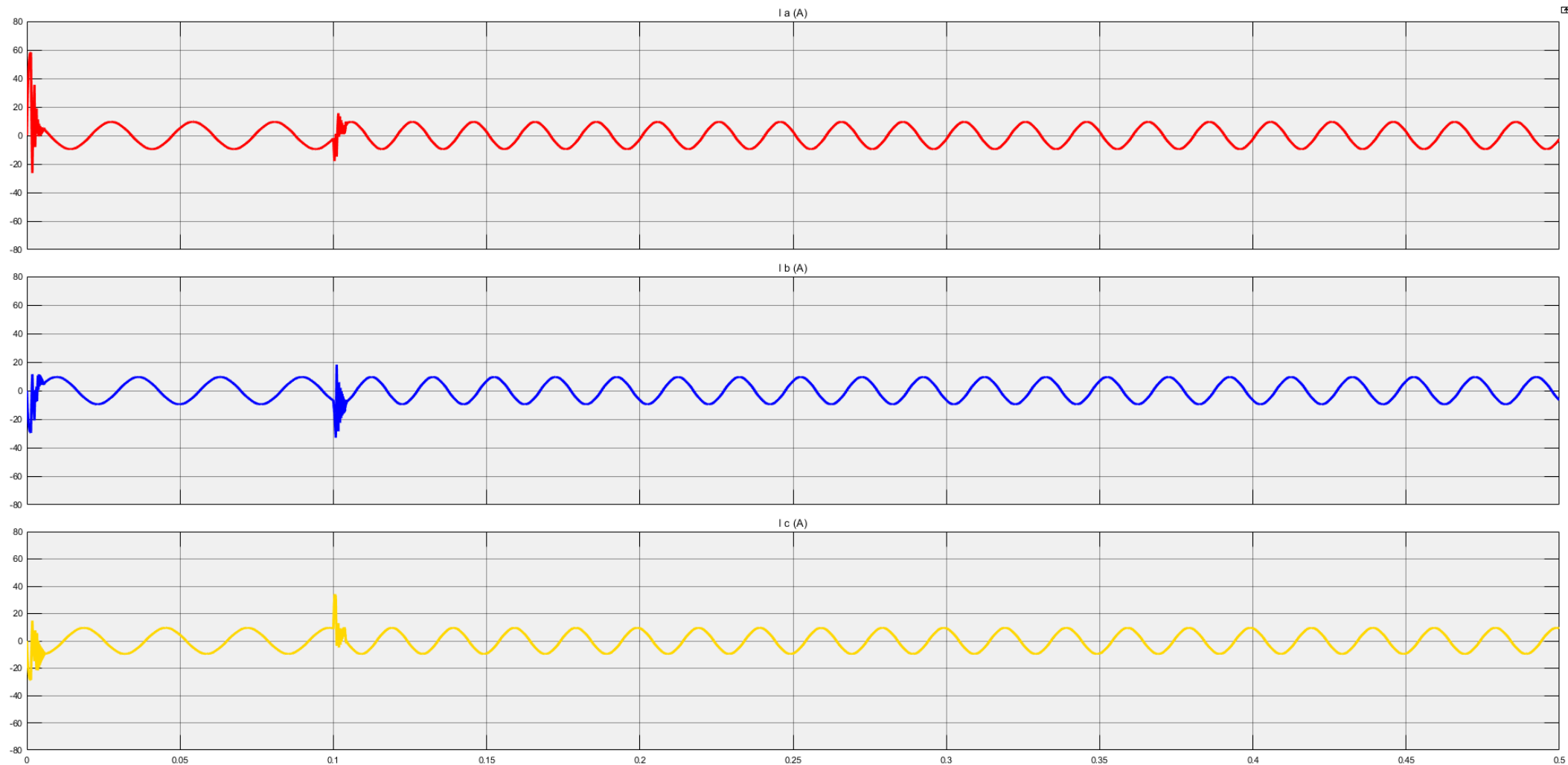
Εικόνα 6.21: Απεικόνιση της απόκρισης της ταχύτητας περιστροφής του κινητήρα υπό σταθερό φορτίο στο 50% (10 Nm) της ονομαστικής τιμής και βηματική μεταβολή της ταχύτητας από το 50% (1500 RPM) στο 75% (2250 RPM) της ονομαστικής τιμής, τη χρονική στιγμή  $t=0,1s$



Εικόνα 6.22: Απεικόνιση του ρεύματος στις τρεις φάσεις του κινητήρα υπό σταθερό φορτίο στο 100% (20 Nm) της ονομαστικής τιμής και βηματική μεταβολή της ταχύτητας από το 50% (1500 RPM) στο 75% (2250 RPM) της ονομαστικής τιμής, τη χρονική στιγμή  $t=0,1s$

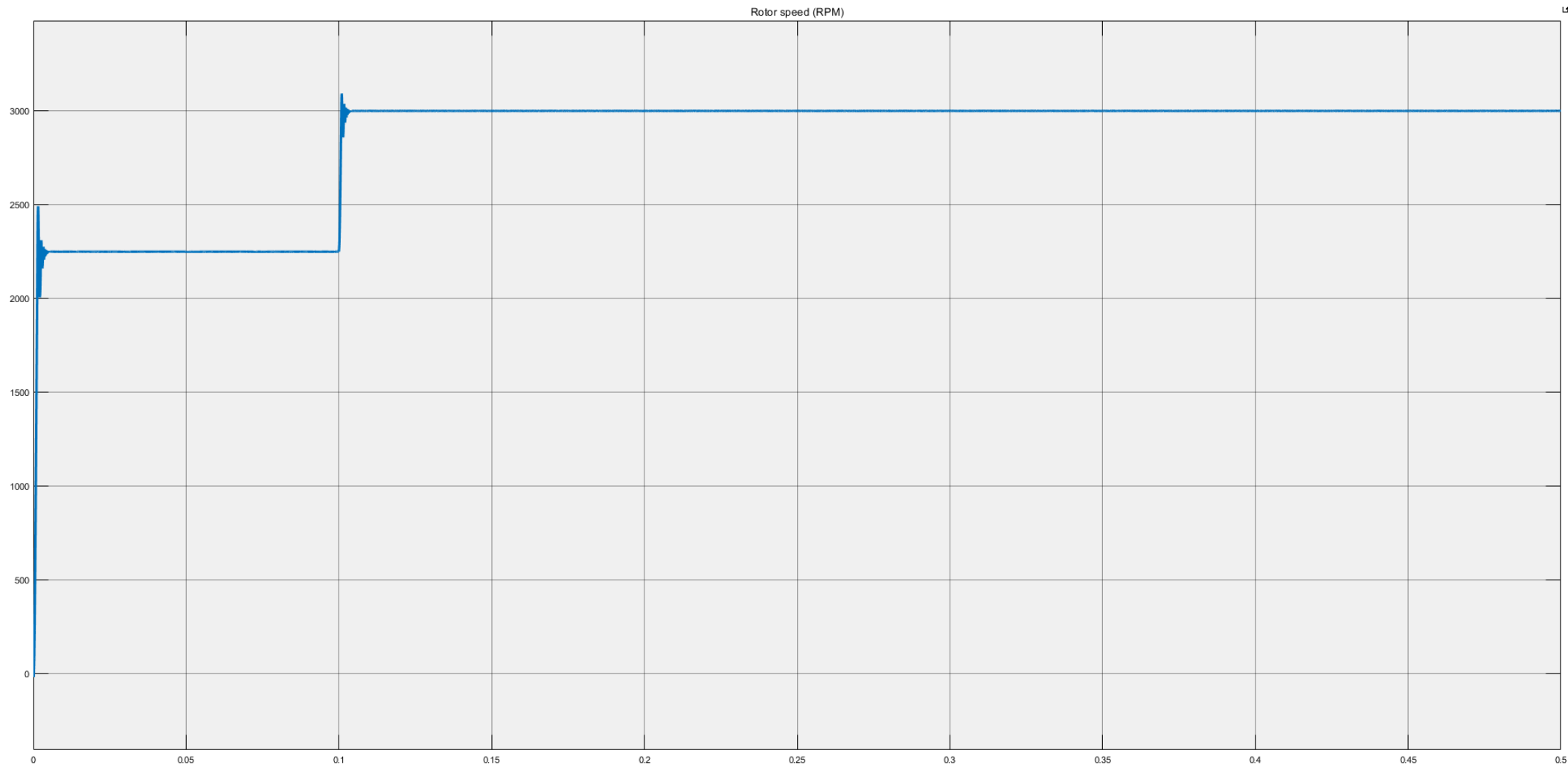


Εικόνα 6.23: Απεικόνιση της απόκρισης της ταχύτητας περιστροφής του κινητήρα υπό σταθερό φορτίο στο 100% (20 Nm) της ονομαστικής τιμής και βηματική μεταβολή της ταχύτητας από το 50% (1500 RPM) στο 75% (2250 RPM) της ονομαστικής τιμής, τη χρονική στιγμή  $t=0,1s$

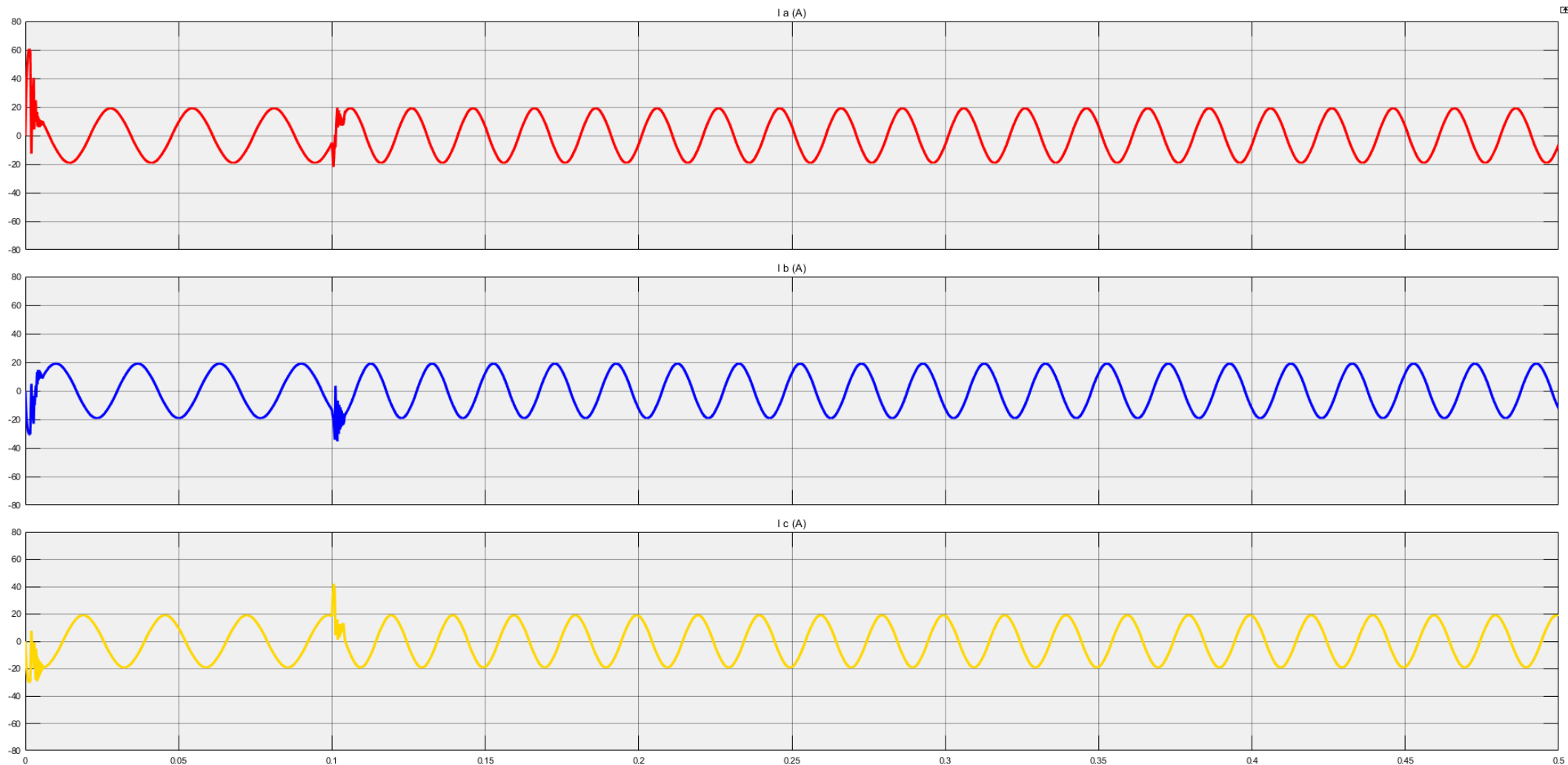


Εικόνα 6.24: Απεικόνιση του ρεύματος στις τρεις φάσεις του κινητήρα υπό σταθερό φορτίο στο 50% (10 Nm) της ονομαστικής τιμής και βηματική μεταβολή της ταχύτητας από το 75% (2250 RPM) στο 100% (3000 RPM) της ονομαστικής τιμής, τη χρονική στιγμή  $t=0,1s$

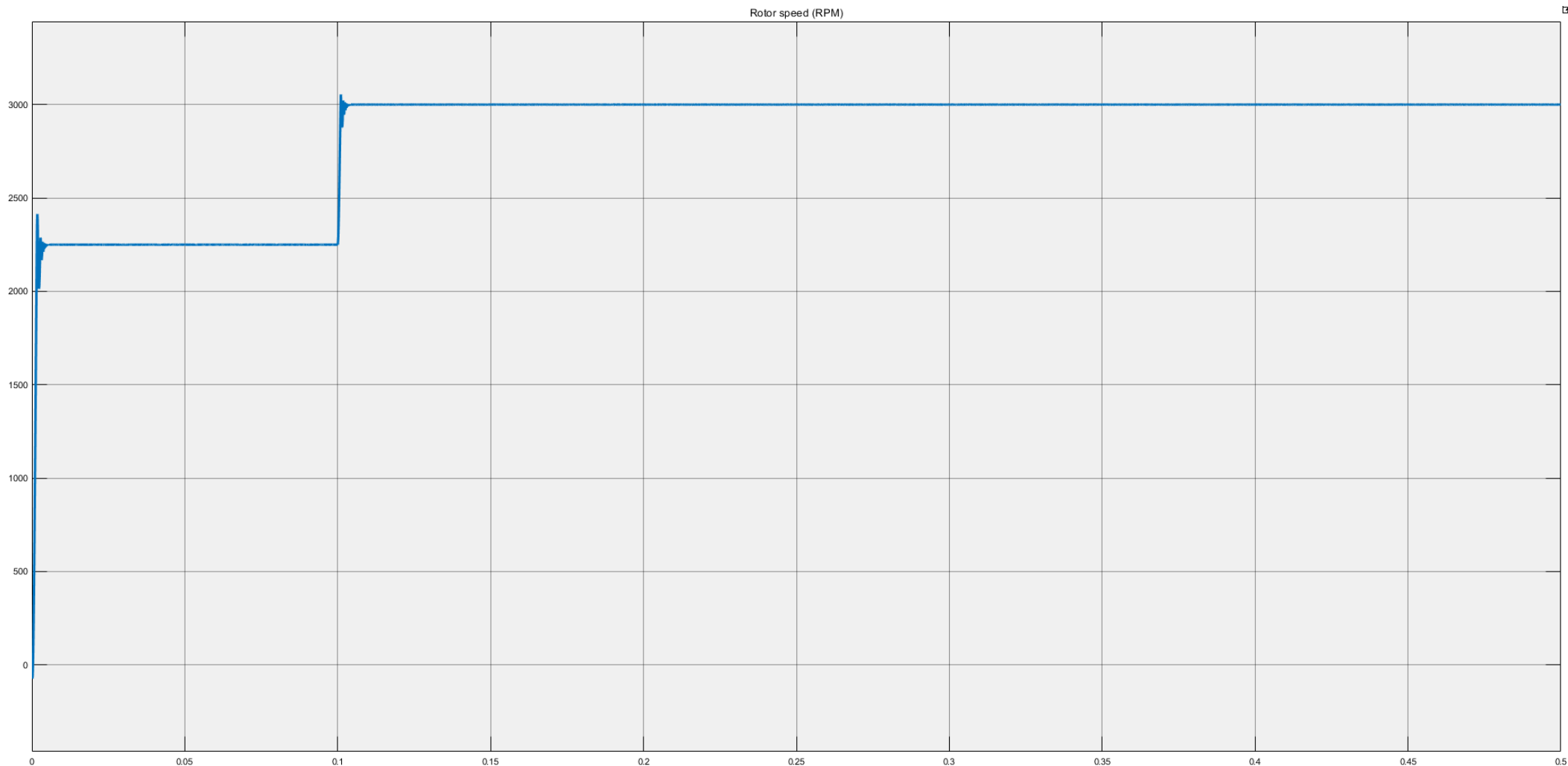




Εικόνα 6.25: Απεικόνιση της απόκρισης της ταχύτητας περιστροφής του κινητήρα υπό σταθερό φορτίο στο 50% (10 Nm) της ονομαστικής τιμής και θηματική μεταβολή της ταχύτητας από το 75% (2250 RPM) στο 100% (3000 RPM) της ονομαστικής τιμής, τη χρονική στιγμή  $t=0,1s$

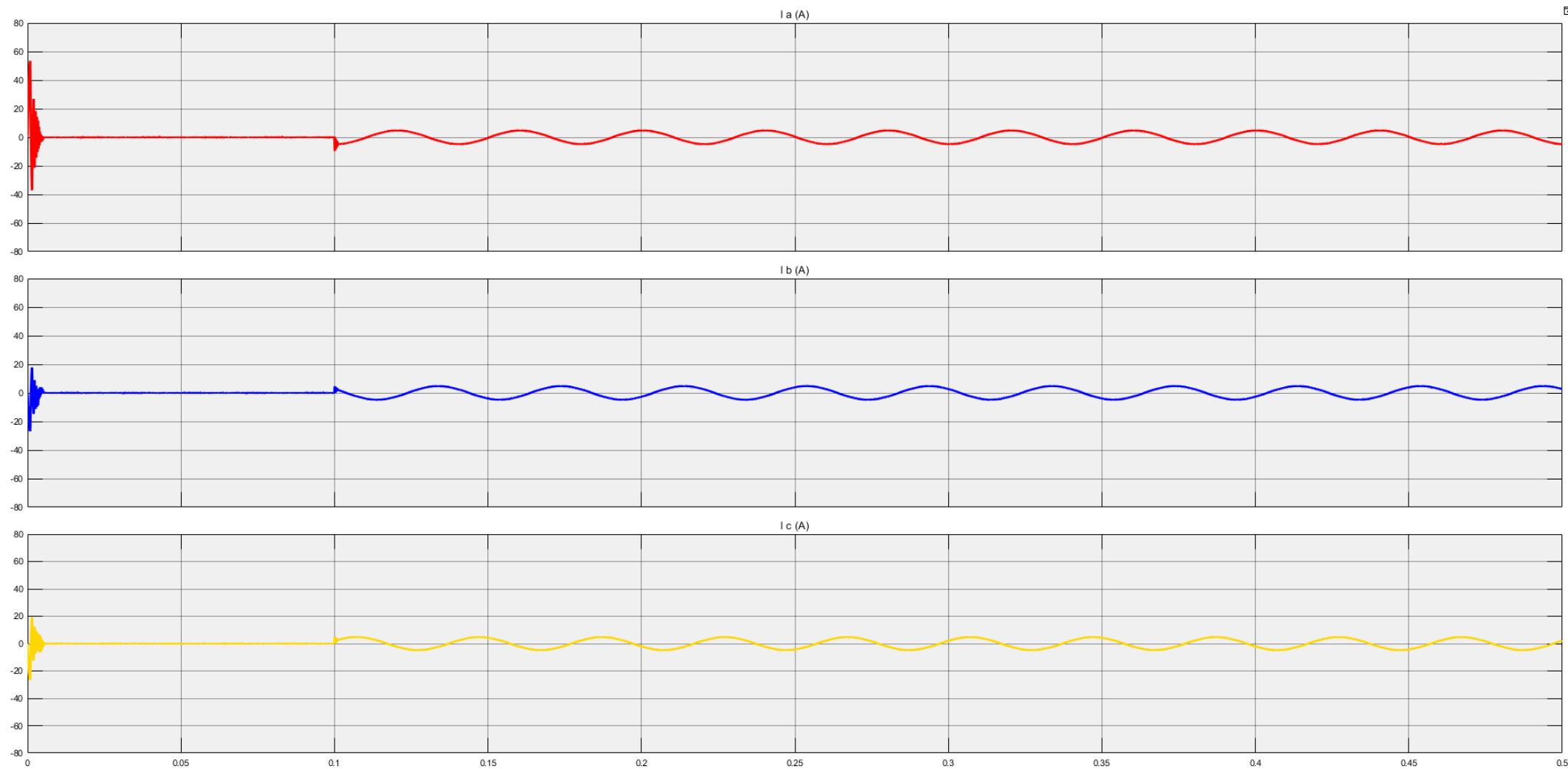


Εικόνα 6.26: Απεικόνιση του ρεύματος στις τρεις φάσεις του κινητήρα υπό σταθερό φορτίο στο 100% (20 Nm) της ονομαστικής τιμής και βηματική μεταβολή της ταχύτητας από το 75% (2250 RPM) στο 100% (3000 RPM) της ονομαστικής τιμής, τη χρονική στιγμή  $t=0,1s$

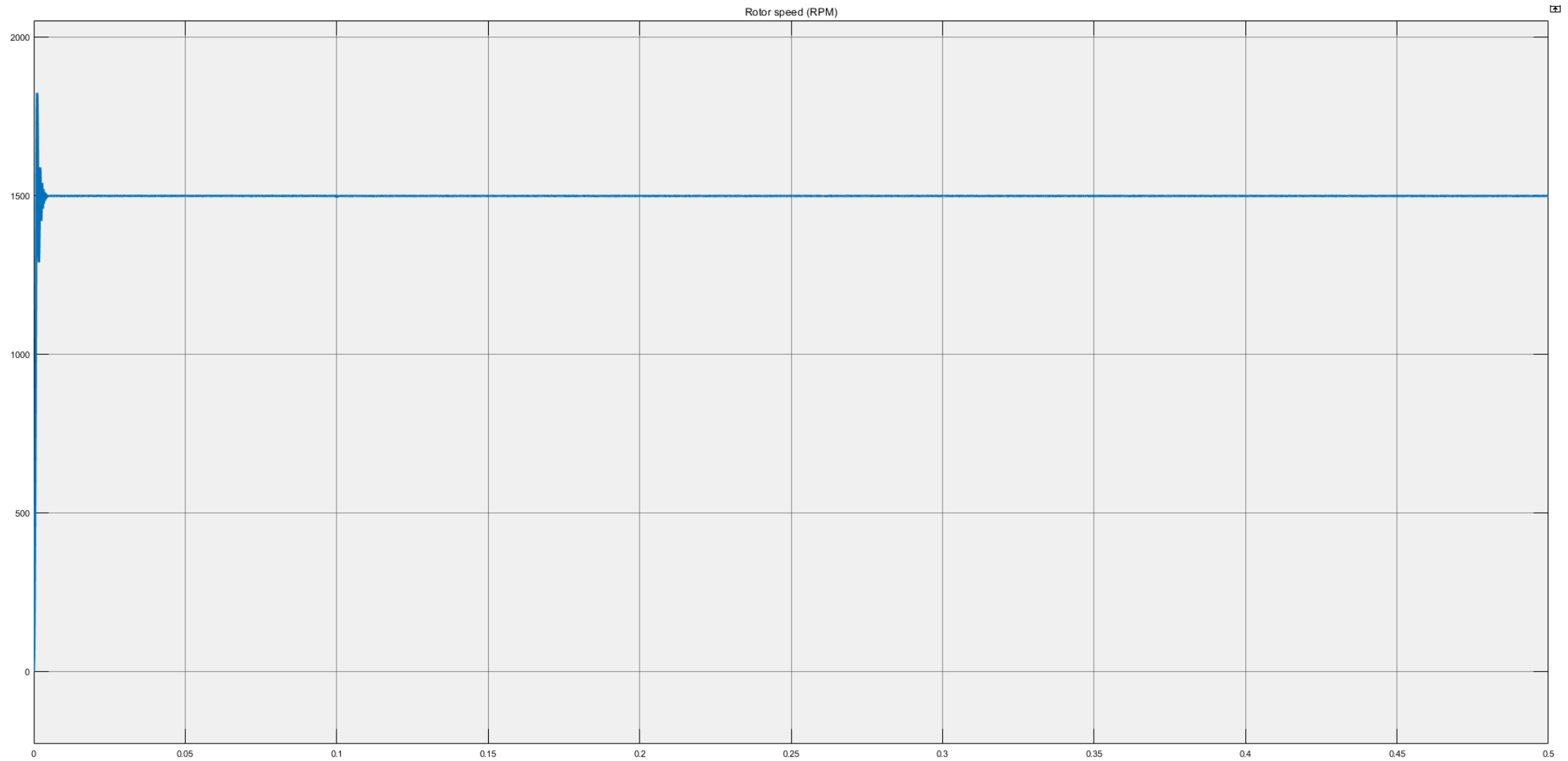


Εικόνα 6.27: Απεικόνιση της απόκρισης της ταχύτητας περιστροφής του κινητήρα υπό σταθερό φορτίο στο 100% (20 Nm) της ονομαστικής τιμής και βηματική μεταβολή της ταχύτητας από το 75% (2250 RPM) στο 100% (3000 RPM) της ονομαστικής τιμής, τη χρονική στιγμή  $t=0,1s$

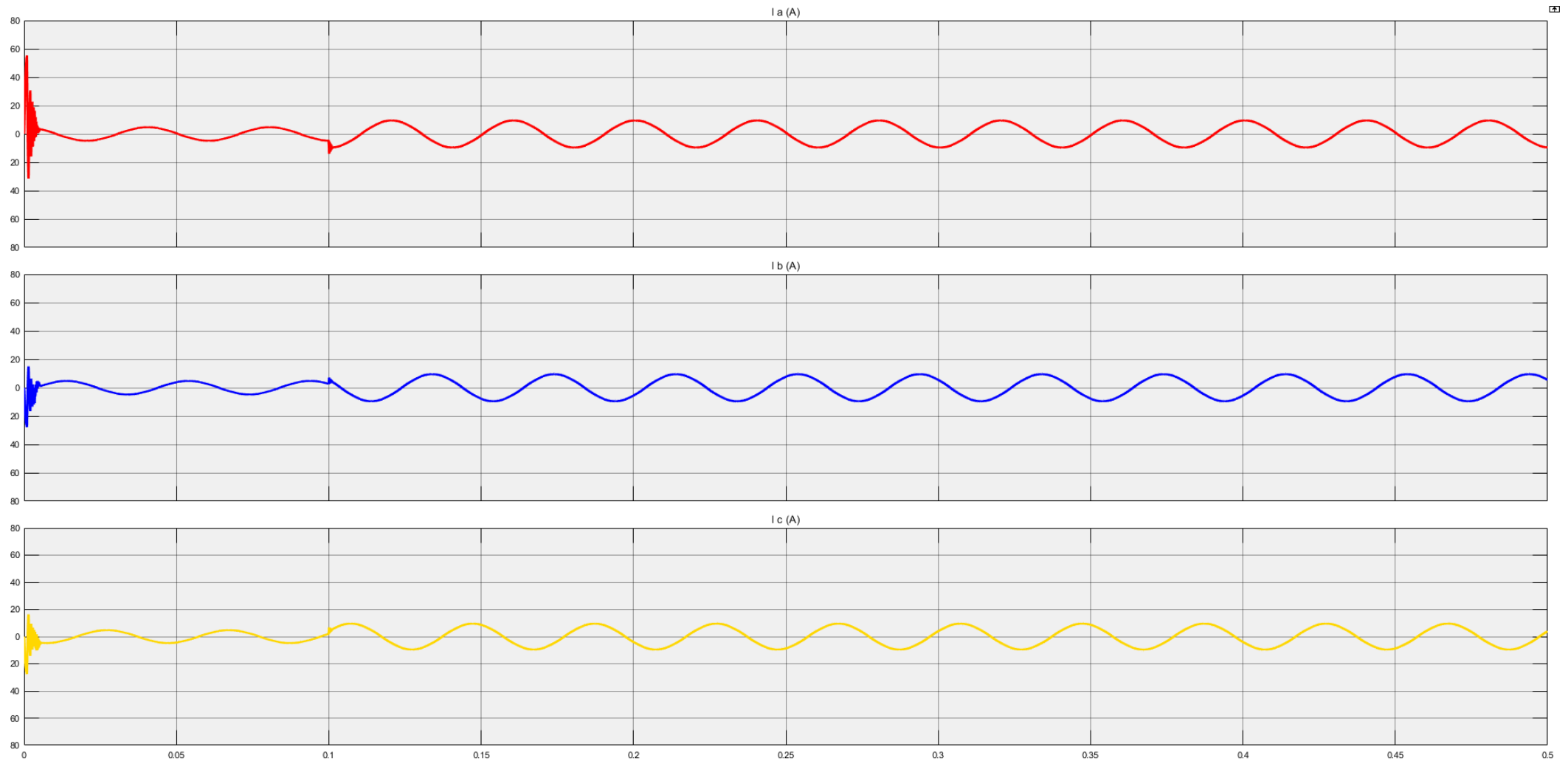
Στη συνέχεια διατηρήθηκε η ταχύτητα σταθερή στο 50% της ονομαστικής τιμής της και μεταβλήθηκε το φορτίο από το 0% έως το 100% της ονομαστικής τιμής με βήματα του 25% (5 Nm). Στις εικόνες 6.28 έως 6.35 παρουσιάζονται οι μεταβολές των ρευμάτων και της απόκρισης της ταχύτητας του κινητήρα.



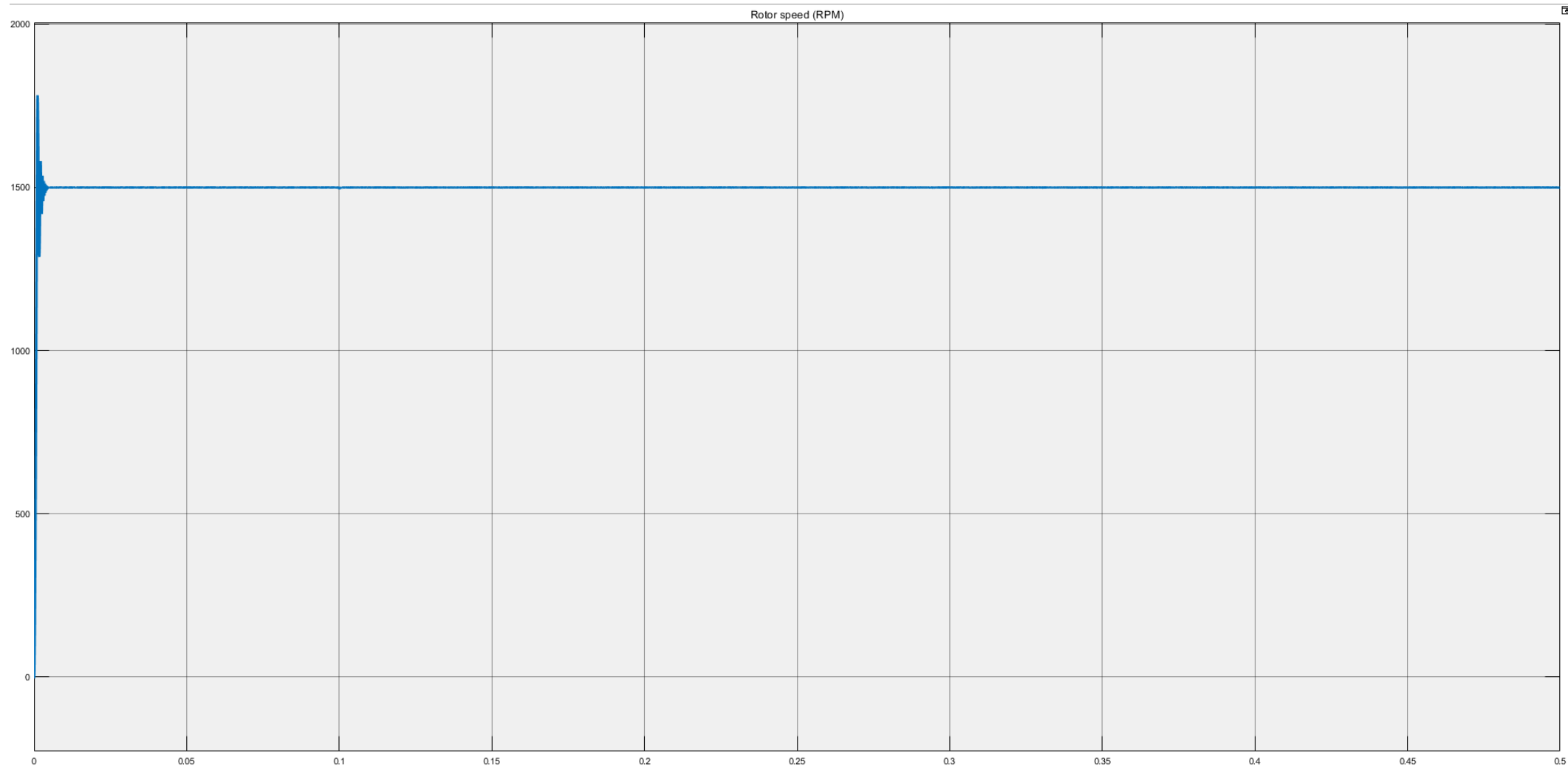
Εικόνα 6.28: Απεικόνιση του ρεύματος στις τρεις φάσεις του κινητήρα υπό σταθερή ταχύτητα στο 50% (1500rpm) της ονομαστικής τιμής και βηματική μεταβολή του φορτίου από το 0% (0 Nm) στο 25% (5 Nm) της ονομαστικής τιμής, τη χρονική στιγμή  $t=0,1s$ .



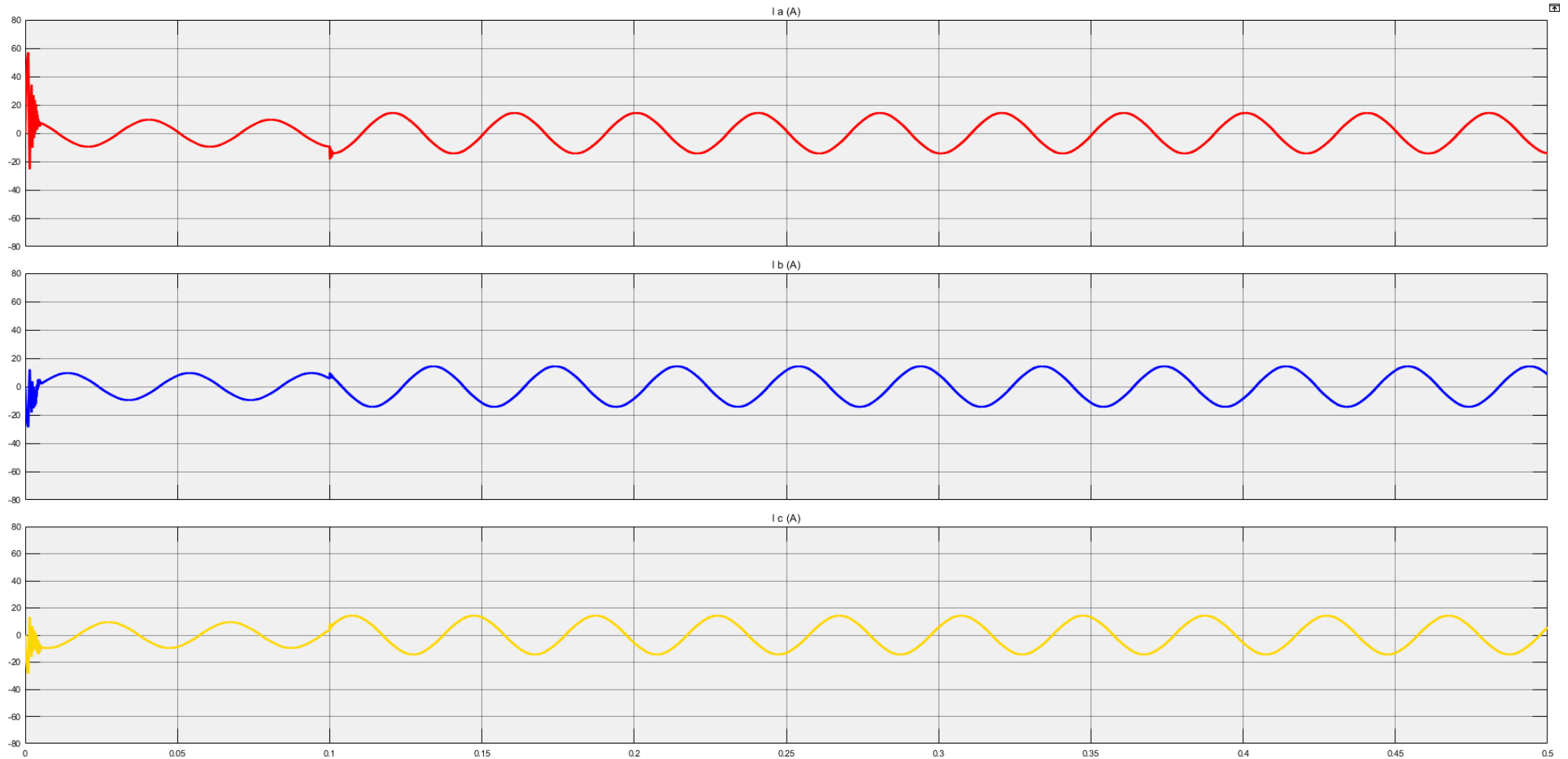
Εικόνα 6.29: Απεικόνιση της απόκρισης της ταχύτητας περιστροφής του κινητήρα υπό σταθερή ταχύτητα στο 50% (1500rpm) της ονομαστικής τιμής και βηματική μεταβολή του φορτίου από το 0% (0 Nm) στο 25% (5 Nm) της ονομαστικής τιμής, τη χρονική στιγμή  $t=0,1s$ .



Εικόνα 6.30: Απεικόνιση του ρεύματος στις τρεις φάσεις του κινητήρα υπό σταθερή ταχύτητα στο 50% (1500rpm) της ονομαστικής τιμής και βηματική μεταβολή του φορτίου από το 25% (5 Nm) στο 50% (10 Nm) της ονομαστικής τιμής, τη χρονική στιγμή  $t=0,1s$ .

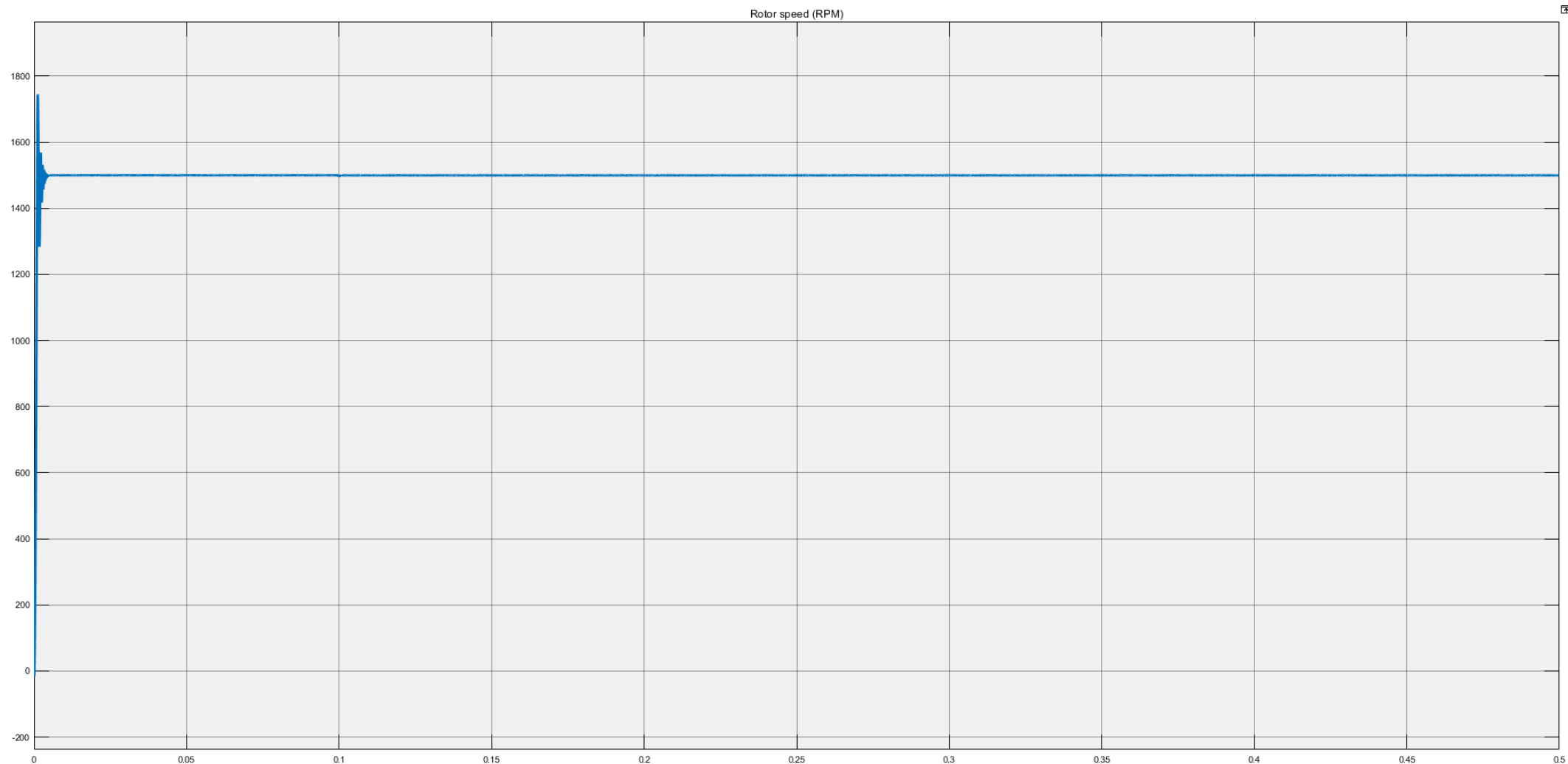


Εικόνα 6.31: Απεικόνιση της απόκρισης της ταχύτητας περιστροφής του κινητήρα υπό σταθερή ταχύτητα στο 50% (1500rpm) της ονομαστικής τιμής και βηματική μεταβολή του φορτίου από το 25% (5 Nm) στο 50% (10 Nm) της ονομαστικής τιμής, τη χρονική στιγμή  $t=0,1s$ .

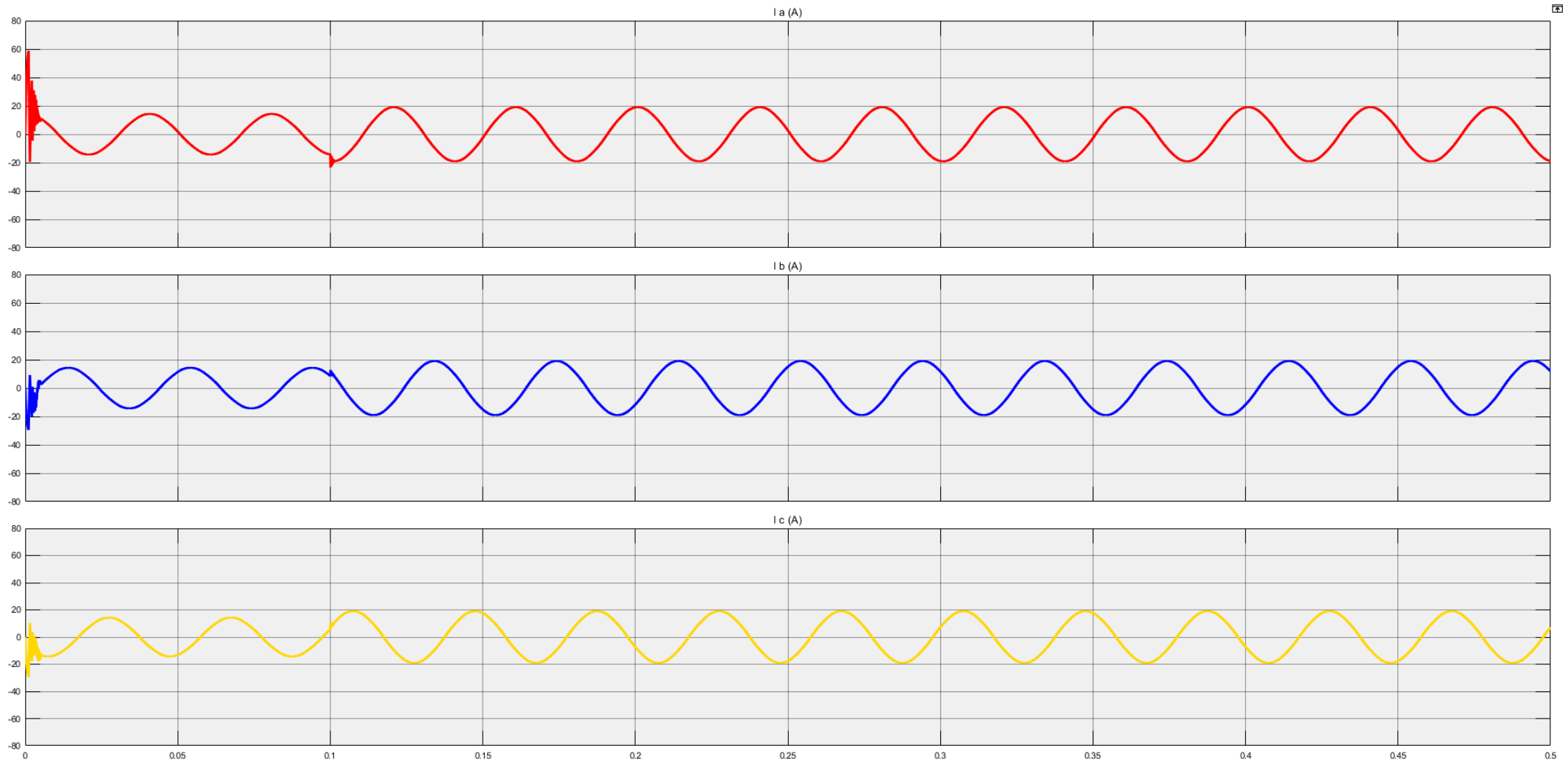


Εικόνα 6.32: Απεικόνιση του ρεύματος στις τρεις φάσεις του κινητήρα υπό σταθερή ταχύτητα στο 50% (1500rpm) της ονομαστικής τιμής και βηματική μεταβολή του φορτίου από το 50% (10 Nm) στο 75% (15 Nm) της ονομαστικής τιμής, τη χρονική στιγμή  $t=0,1s$ .

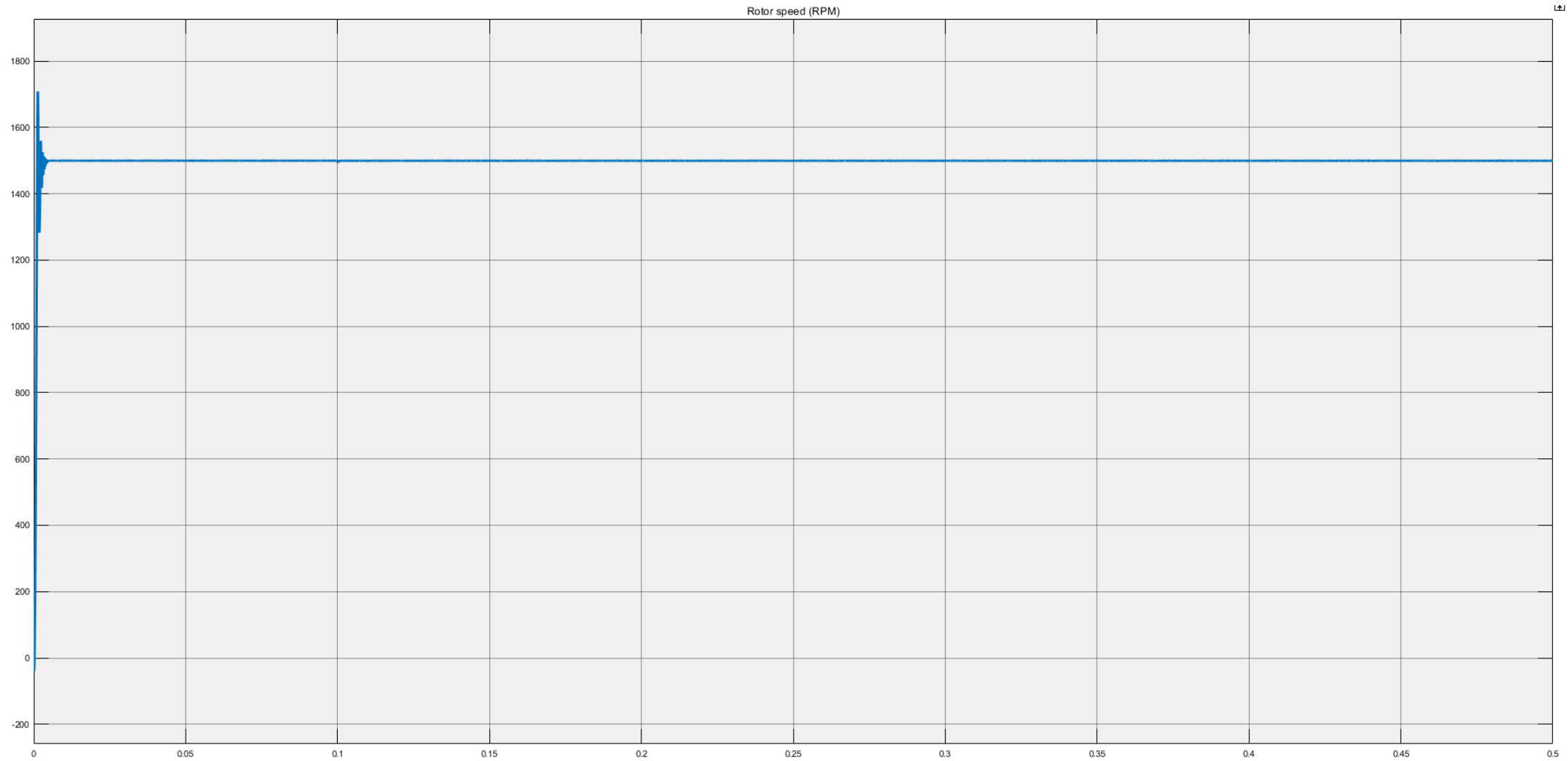




Εικόνα 6.33: Απεικόνιση της απόκρισης της ταχύτητας περιστροφής του κινητήρα υπό σταθερή ταχύτητα στο 50% (1500rpm) της ονομαστικής τιμής και βηματική μεταβολή του φορτίου από το 50% (10 Nm) στο 75% (15 Nm) της ονομαστικής τιμής, τη χρονική στιγμή  $t=0,1s$ .

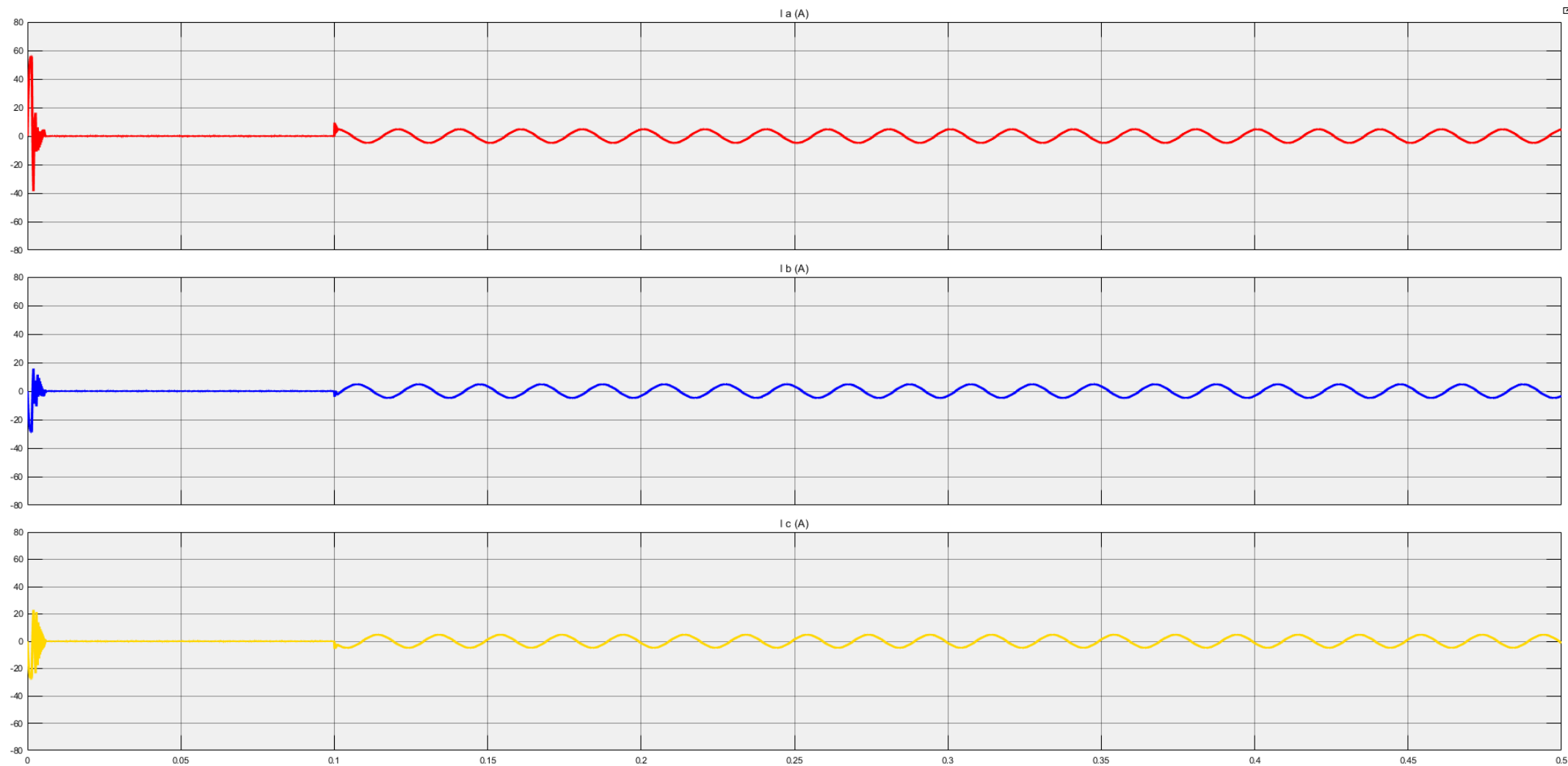


Εικόνα 6.34: Απεικόνιση του ρεύματος στις τρεις φάσεις του κινητήρα υπό σταθερή ταχύτητα στο 50% (1500rpm) της ονομαστικής τιμής και βηματική μεταβολή του φορτίου από το 75% (15 Nm) στο 100% (20 Nm) της ονομαστικής τιμής, τη χρονική στιγμή  $t=0,1s$ .

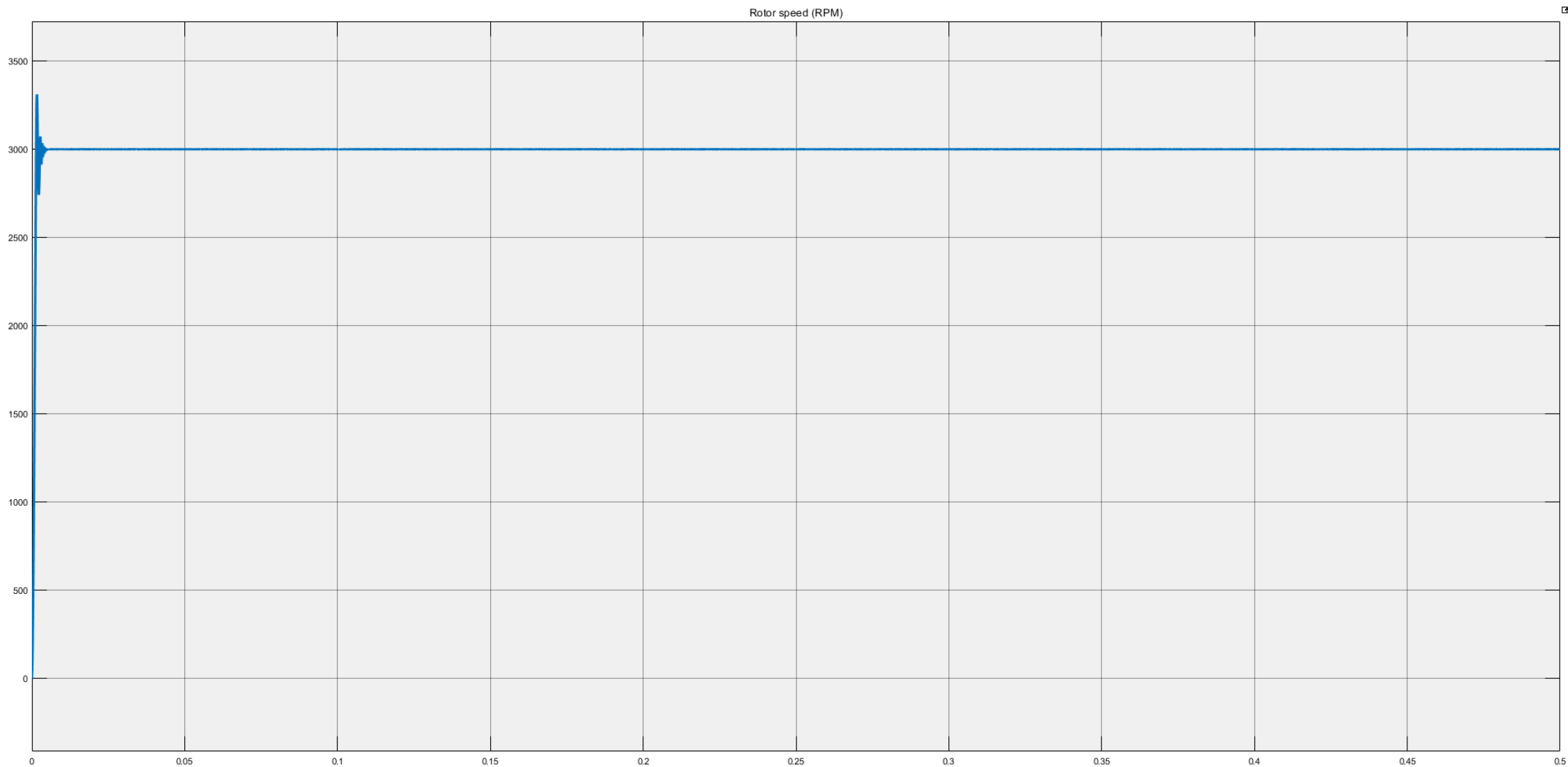


Εικόνα 6.35: Απεικόνιση της απόκρισης της ταχύτητας περιστροφής του κινητήρα υπό σταθερή ταχύτητα στο 50% (1500rpm) της ονομαστικής τιμής και βηματική μεταβολή του φορτίου από το 75% (15 Nm) στο 100% (20 Nm) της ονομαστικής τιμής, τη χρονική στιγμή  $t=0,1s$ .

Έπειτα με σταθερή την ταχύτητα στην ονομαστική τιμή (3000 rpm) μεταβλήθηκε το φορτίο από το 0% έως το 100% της ονομαστικής τιμής με βήματα του 25% (5 Nm). Στις εικόνες 6.36 έως 6.43 παρουσιάζονται οι μεταβολές των ρευμάτων και της απόκρισης της ταχύτητας του κινητήρα.

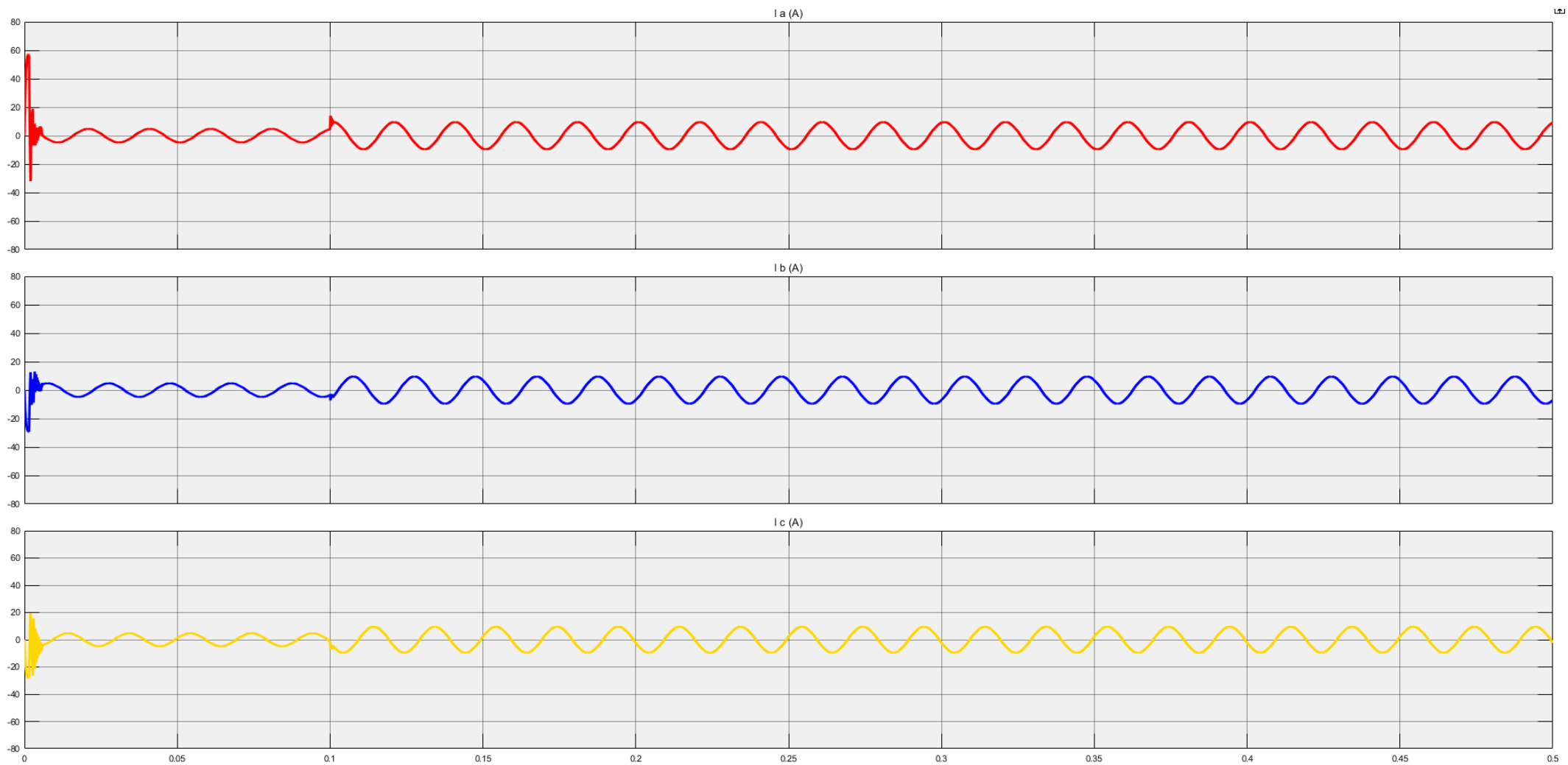


Εικόνα 6.36: Απεικόνιση του ρεύματος στις τρεις φάσεις του κινητήρα υπό σταθερή ταχύτητα στο 100% (3000rpm) της ονομαστικής τιμής και βηματική μεταβολή του φορτίου από το 0% (0 Nm) στο 25% (5 Nm) της ονομαστικής τιμής, τη χρονική στιγμή  $t=0,1s$ .

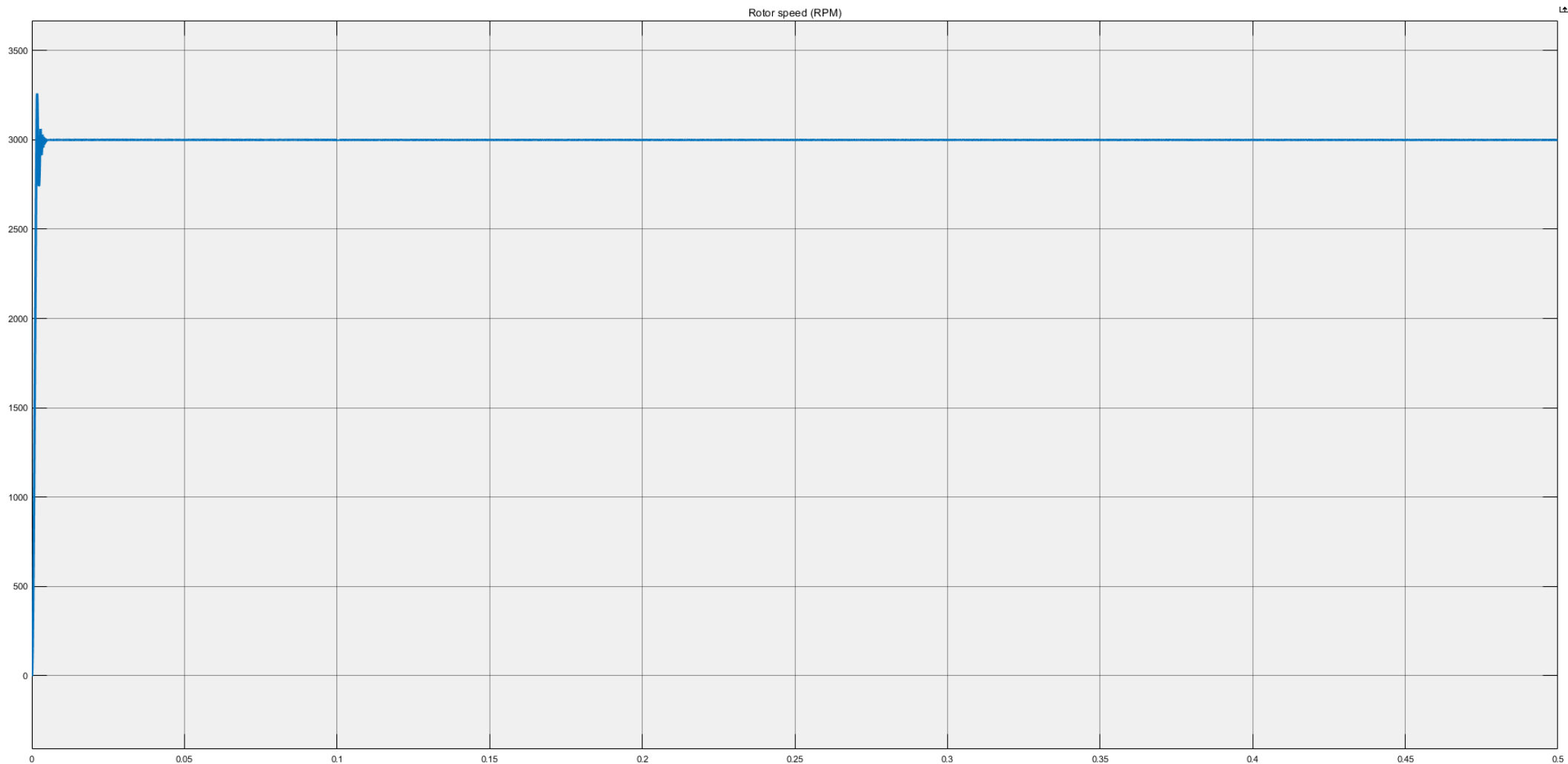


Εικόνα 6.37: Απεικόνιση της απόκρισης της ταχύτητας περιστροφής του κινητήρα υπό σταθερή ταχύτητα στο 100% (3000rpm) της ονομαστικής τιμής και βηματική μεταβολή του φορτίου από το 0% (0 Nm) στο 25% (5 Nm) της ονομαστικής τιμής, τη χρονική στιγμή  $t=0,1s$ .

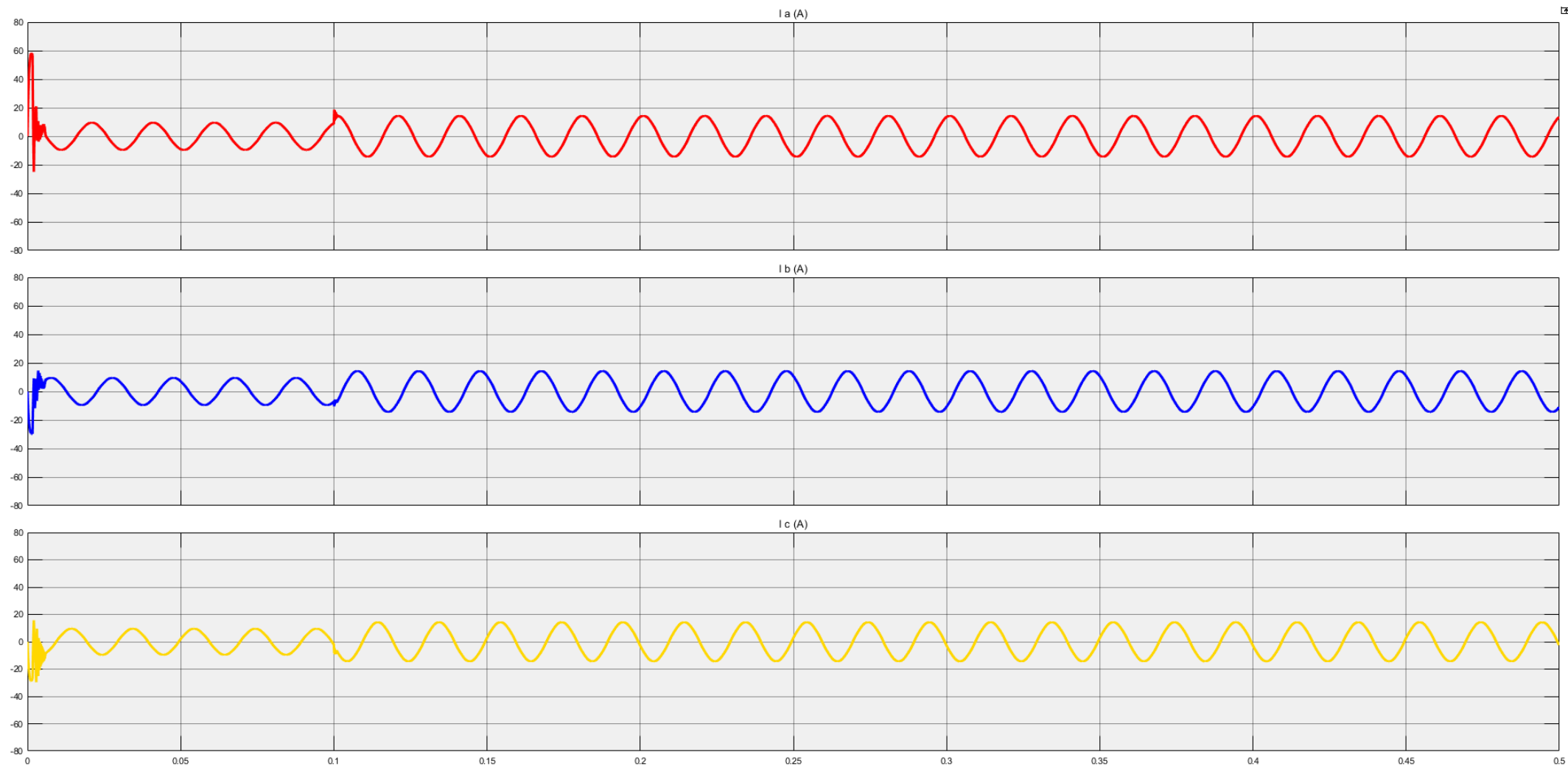
Μεταξύ 0s - 0.1s το φορτίο είναι 5 Nm, ενώ μεταξύ 0.1s - 0.5s το φορτίο είναι 10 Nm. Η ταχύτητα παραμένει σταθερή καθ' όλη τη διάρκεια της προσομοίωσης στις 3000 RPM.



Εικόνα 6.38: Απεικόνιση του ρεύματος στις τρεις φάσεις του κινητήρα υπό σταθερή ταχύτητα στο 100% (3000rpm) της ονομαστικής τιμής και βηματική μεταβολή του φορτίου από το 25% (5 Nm) στο 50% (10 Nm) της ονομαστικής τιμής, τη χρονική στιγμή  $t=0,1s$ .

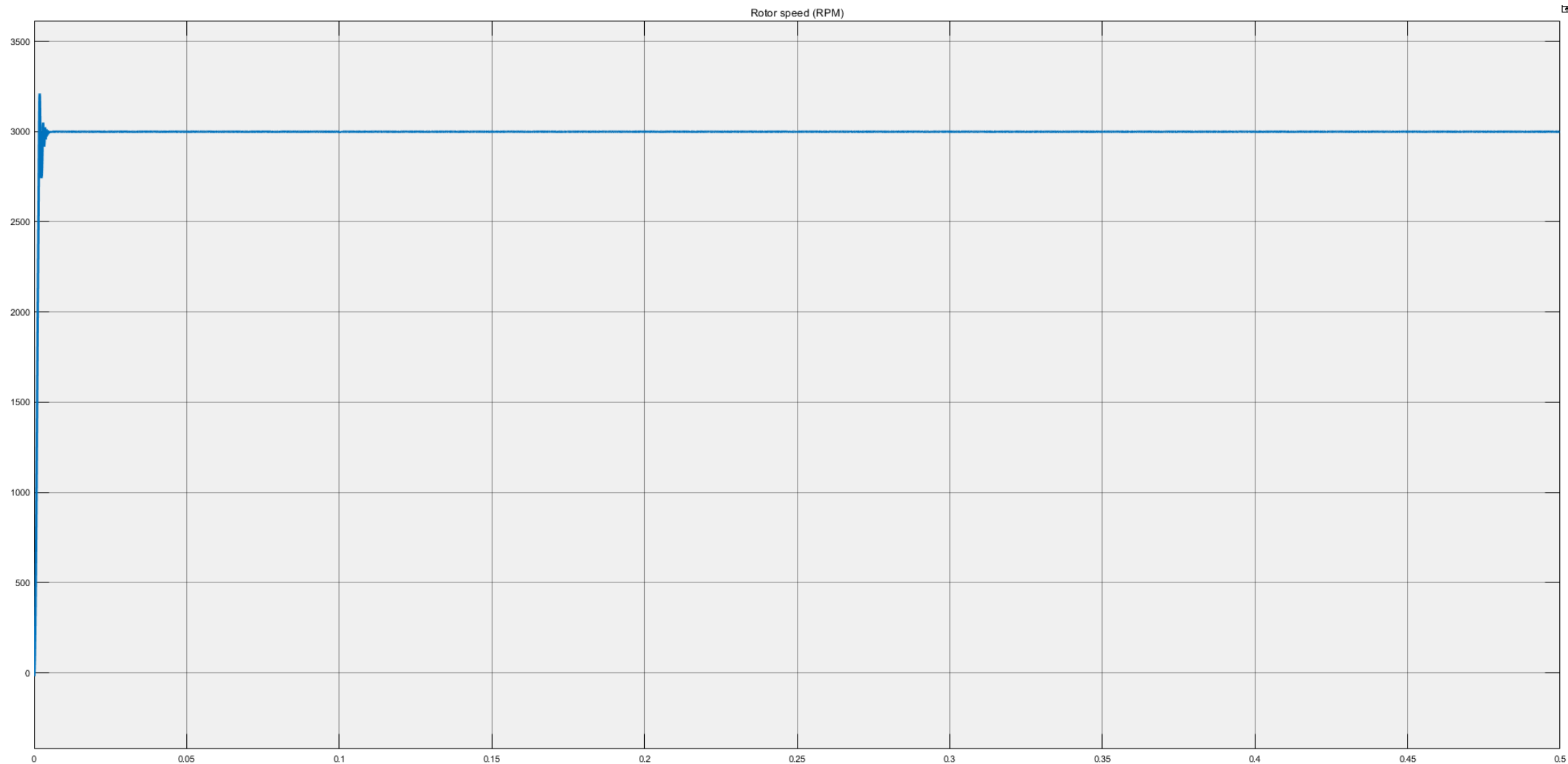


Εικόνα 6.39: Απεικόνιση της απόκρισης της ταχύτητας περιστροφής του κινητήρα υπό σταθερή ταχύτητα στο 100% (3000rpm) της ονομαστικής τιμής και βηματική μεταβολή του φορτίου από το 25% (5 Nm) στο 50% (10 Nm) της ονομαστικής τιμής, τη χρονική στιγμή  $t=0,1s$ .

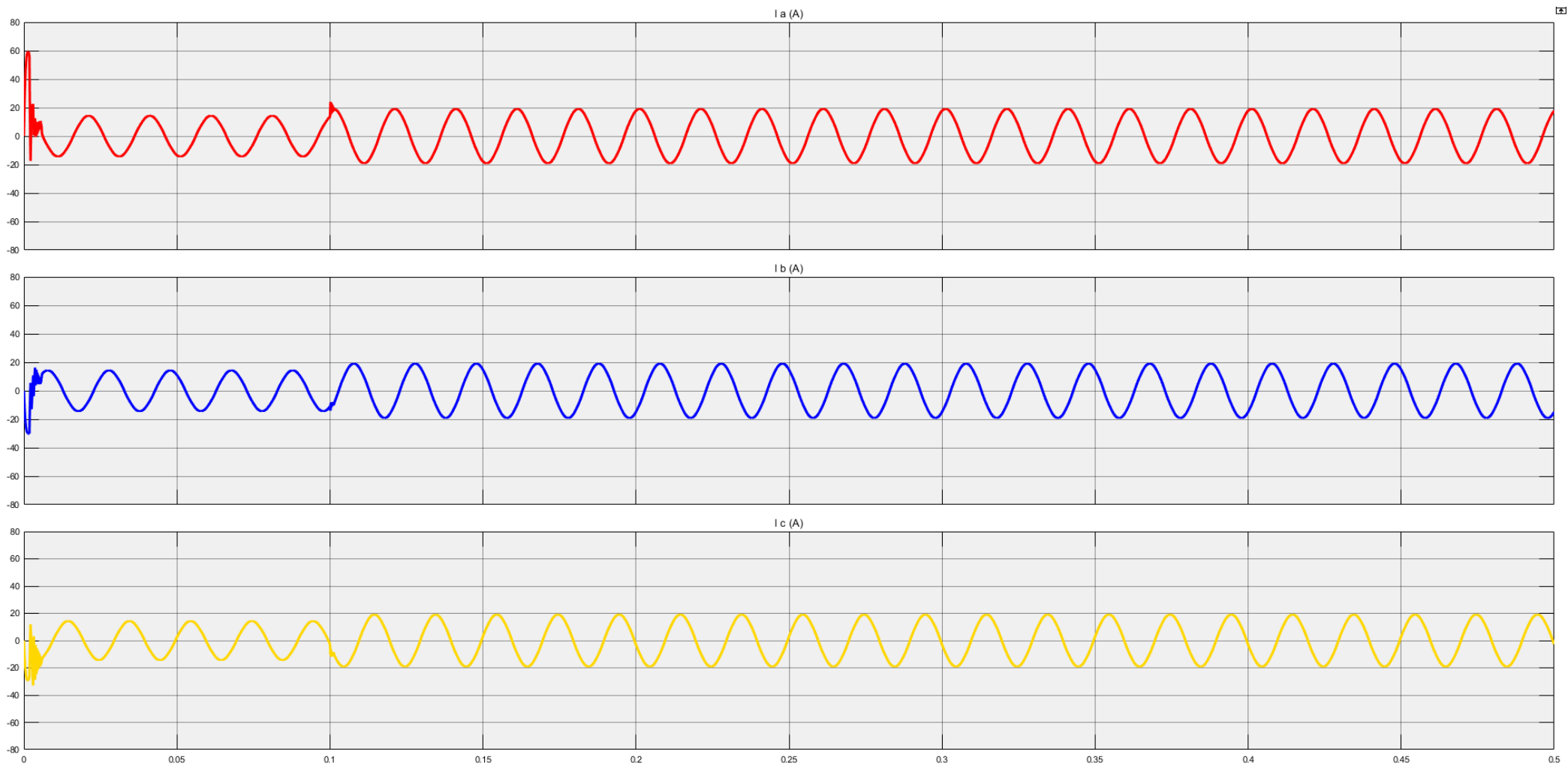


Εικόνα 6.40: Απεικόνιση του ρεύματος στις τρεις φάσεις του κινητήρα υπό σταθερή ταχύτητα στο 100% (3000rpm) της ονομαστικής τιμής και βηματική μεταβολή του φορτίου από το 50% (10 Nm) στο 75% (15 Nm) της ονομαστικής τιμής, τη χρονική στιγμή  $t=0,1s$ .

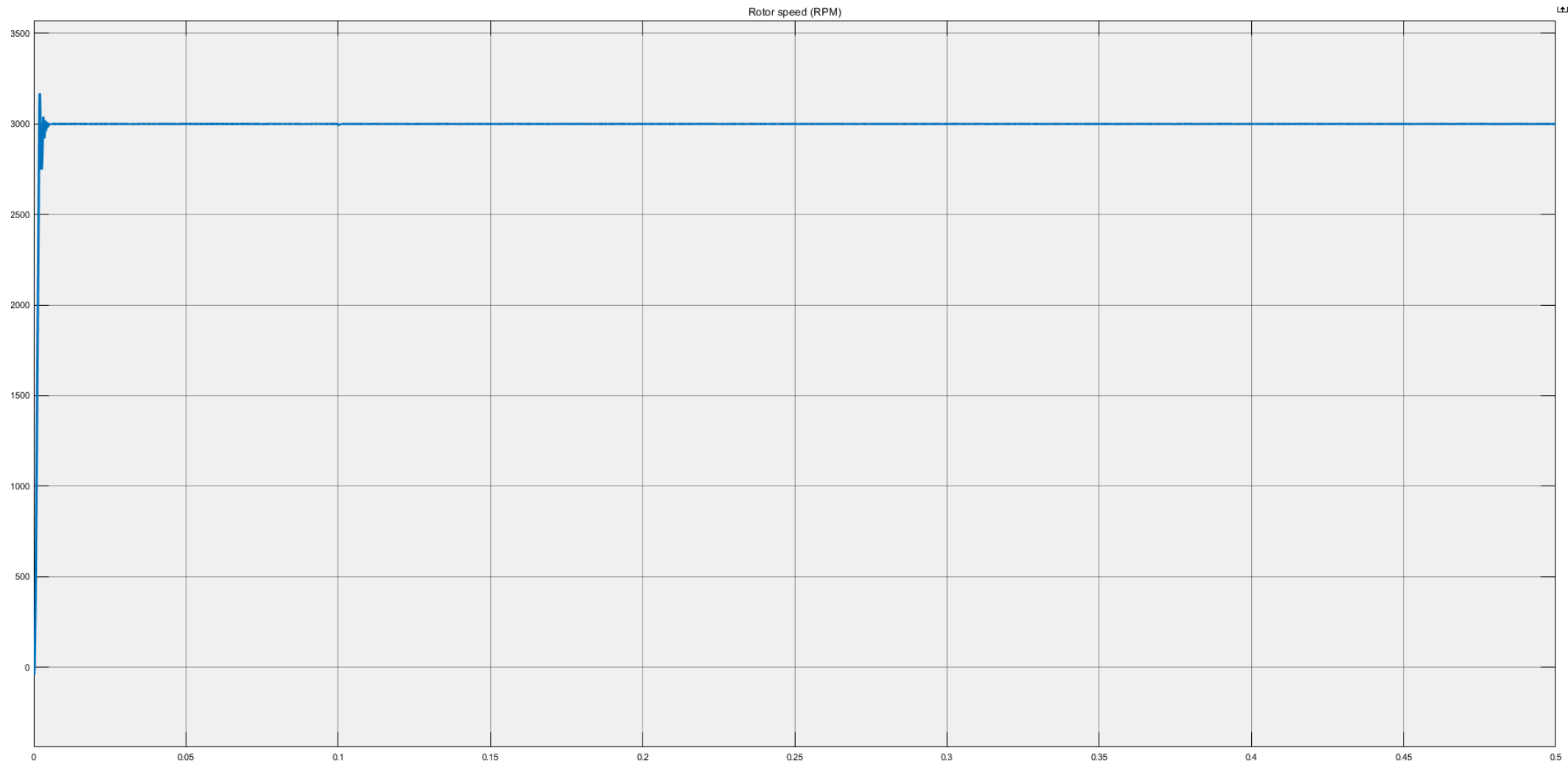




Εικόνα 6.41: Απεικόνιση της απόκρισης της ταχύτητας περιστροφής του κινητήρα υπό σταθερή ταχύτητα στο 100% (3000rpm) της ονομαστικής τιμής και βηματική μεταβολή του φορτίου από το 50% (10 Nm) στο 75% (15 Nm) της ονομαστικής τιμής, τη χρονική στιγμή  $t=0,1s$ .

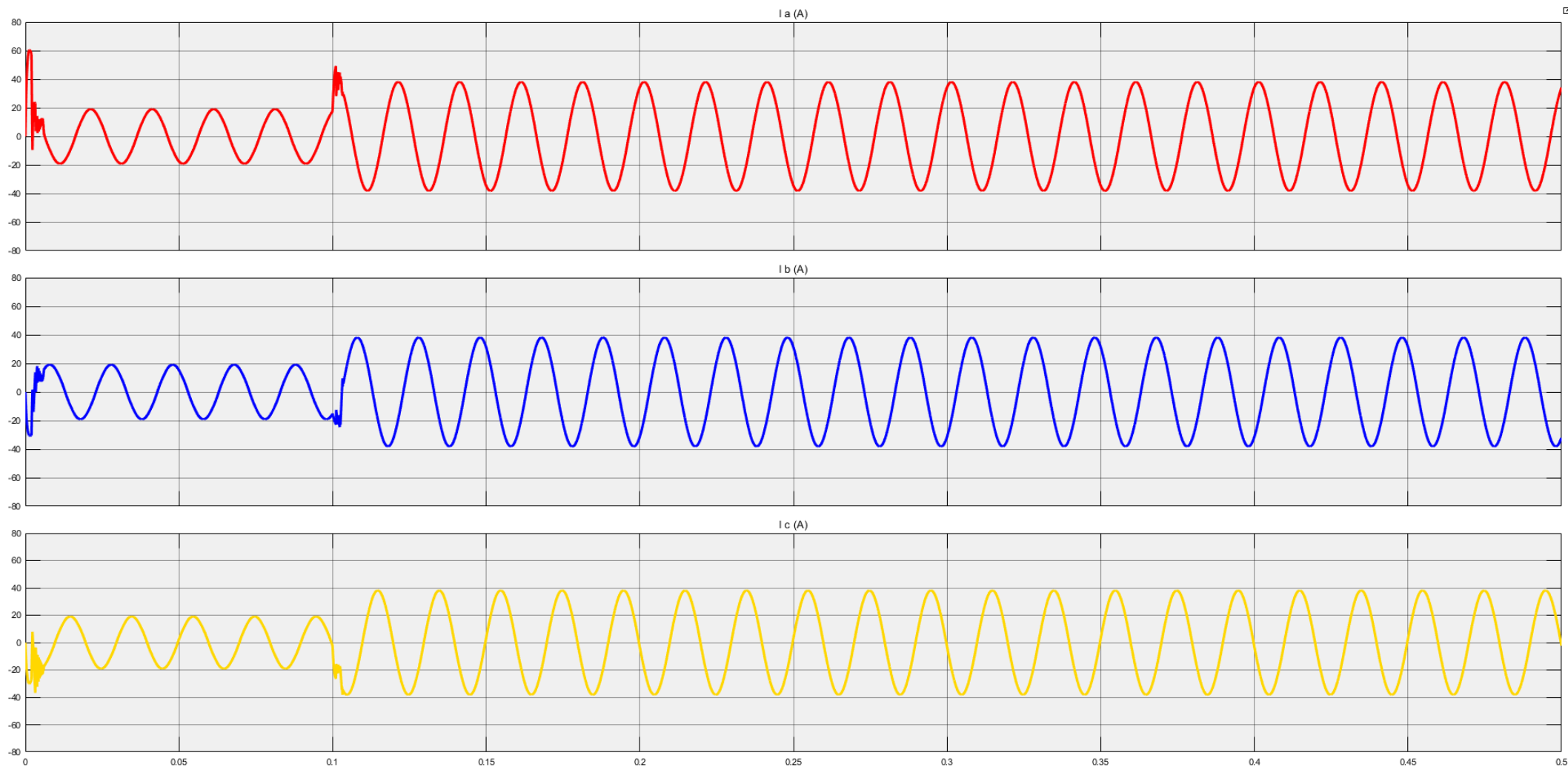


Εικόνα 6.42: Απεικόνιση του ρεύματος στις τρεις φάσεις του κινητήρα υπό σταθερή ταχύτητα στο 100% (3000rpm) της ονομαστικής τιμής και βηματική μεταβολή του φορτίου από το 75% (15 Nm) στο 100% (20 Nm) της ονομαστικής τιμής, τη χρονική στιγμή  $t=0,1s$ .

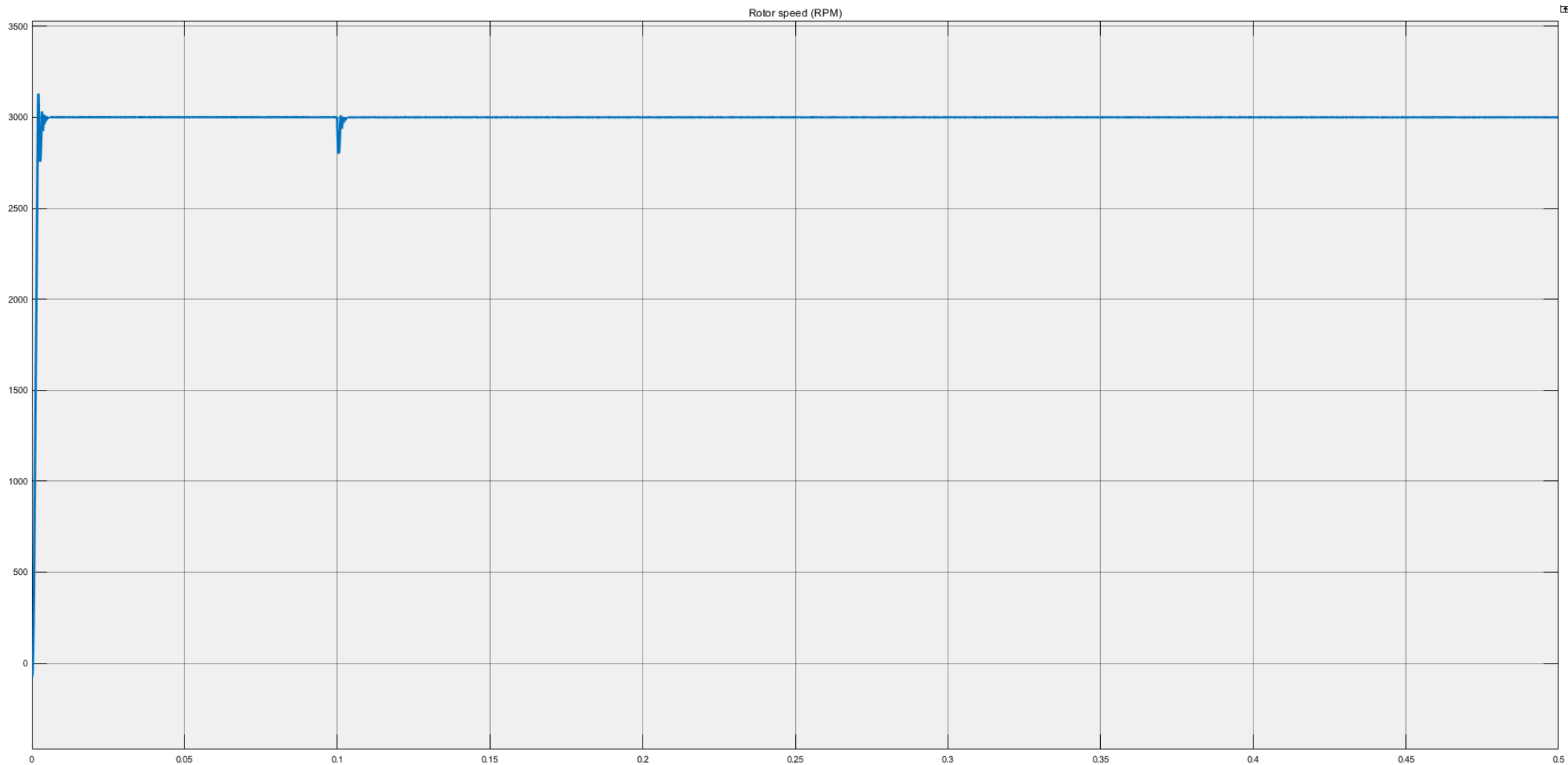


Εικόνα 6.43: Απεικόνιση της απόκρισης της ταχύτητας περιστροφής του κινητήρα υπό σταθερή ταχύτητα στο 100% (3000rpm) της ονομαστικής τιμής και βηματική μεταβολή του φορτίου από το 75% (15 Nm) στο 100% (20 Nm) της ονομαστικής τιμής, τη χρονική στιγμή  $t=0,1s$ .

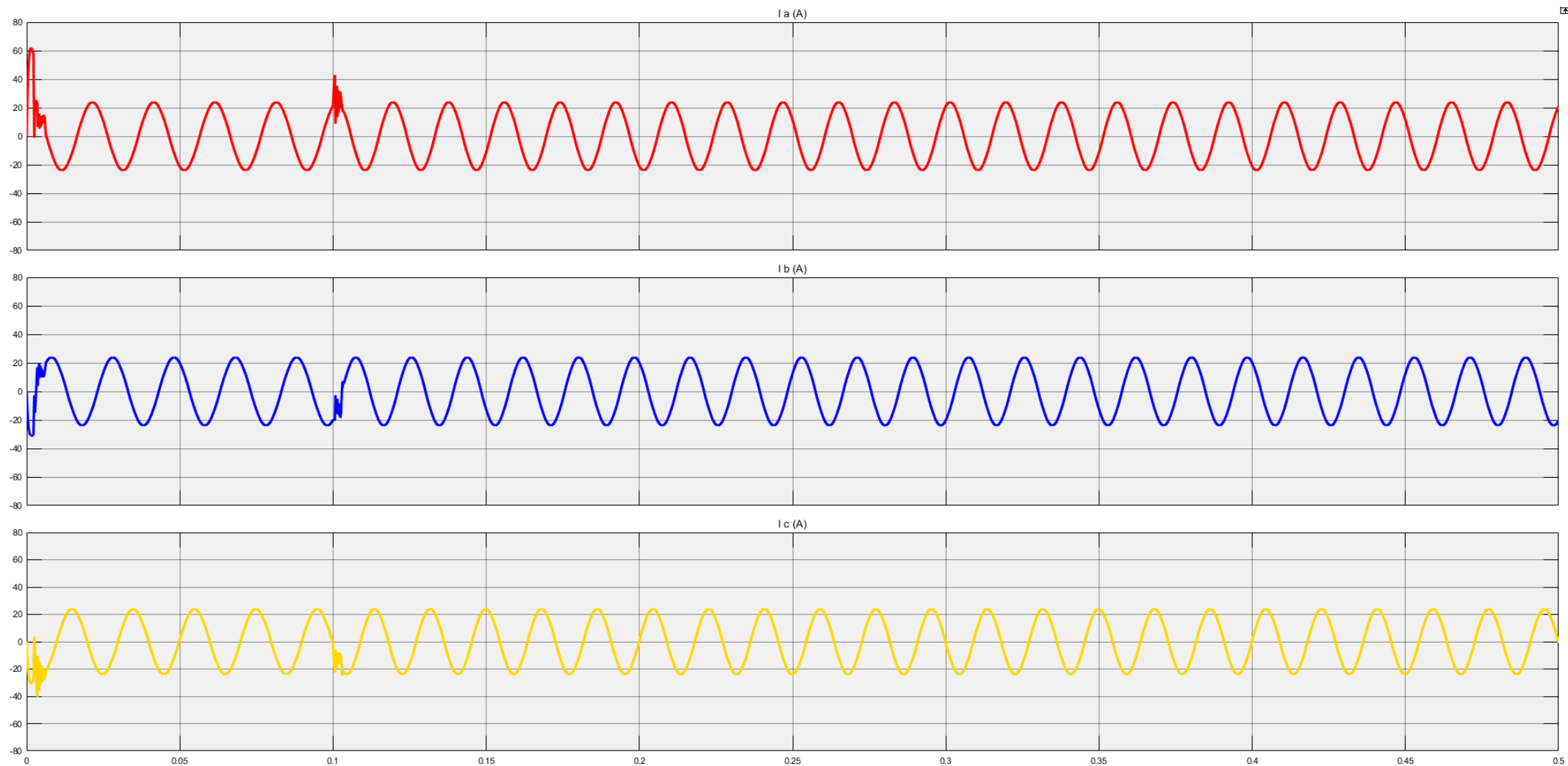
Τέλος έγιναν κάποιες ακόμα προσομοιώσεις ούτως ώστε να βρεθούν οι οριακές συνθήκες υπό τις οποίες μπορεί να λειτουργήσει απροβλημάτιστα ο κινητήρας μέσω του διανυσματικού ελέγχου. Οι εικόνες 6.44 έως 6.49 παρουσιάζουν τις μεταβολές των ρευμάτων και της απόκρισης της ταχύτητας του κινητήρα.



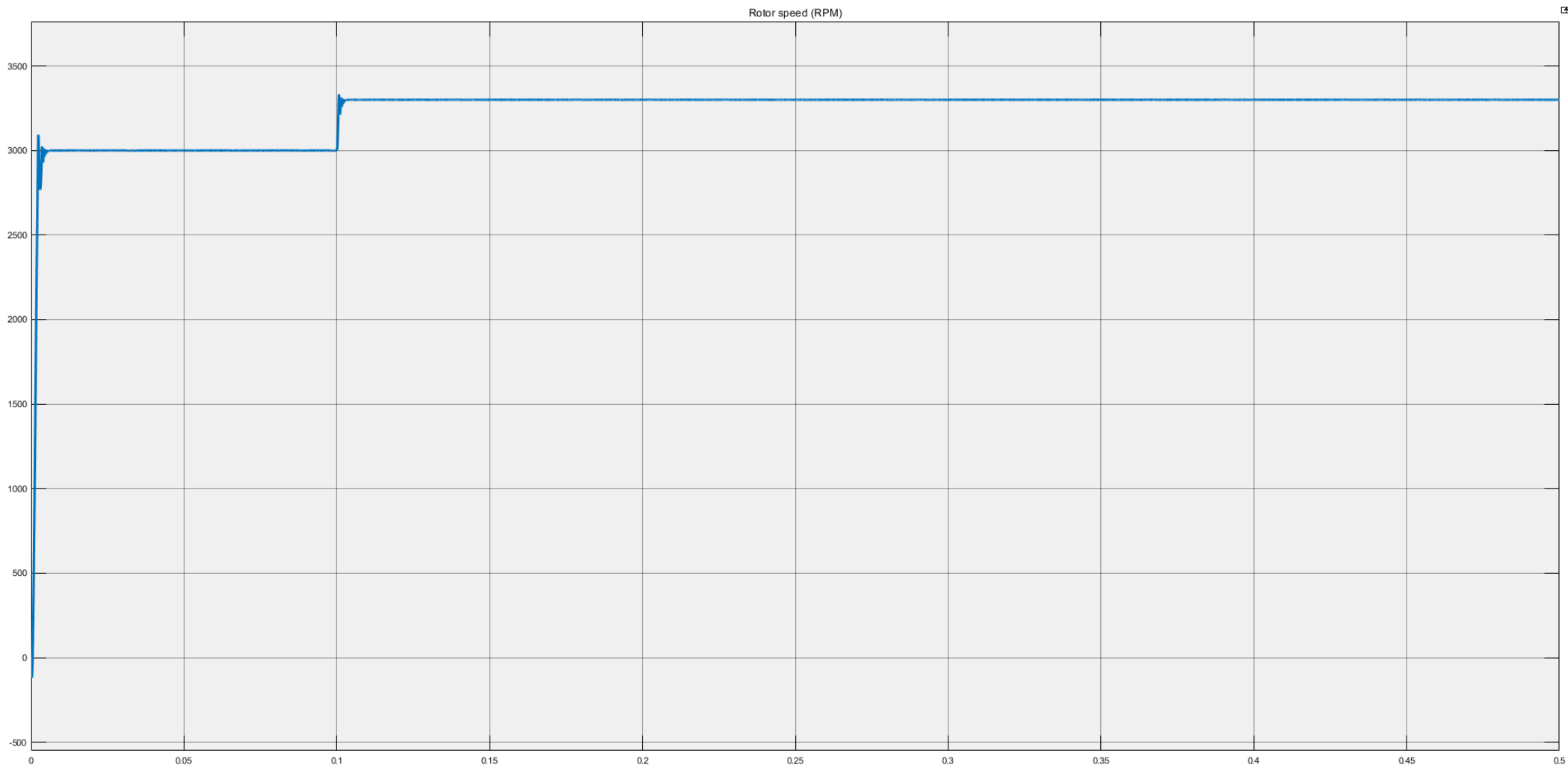
Εικόνα 6.44: Απεικόνιση του ρεύματος στις τρεις φάσεις του κινητήρα υπό σταθερή ταχύτητα στο 100% (3000rpm) της ονομαστικής τιμής και βηματική μεταβολή του φορτίου από το 100% (20 Nm) στο 200% (40 Nm) της ονομαστικής τιμής, τη χρονική στιγμή  $t=0,1s$ .



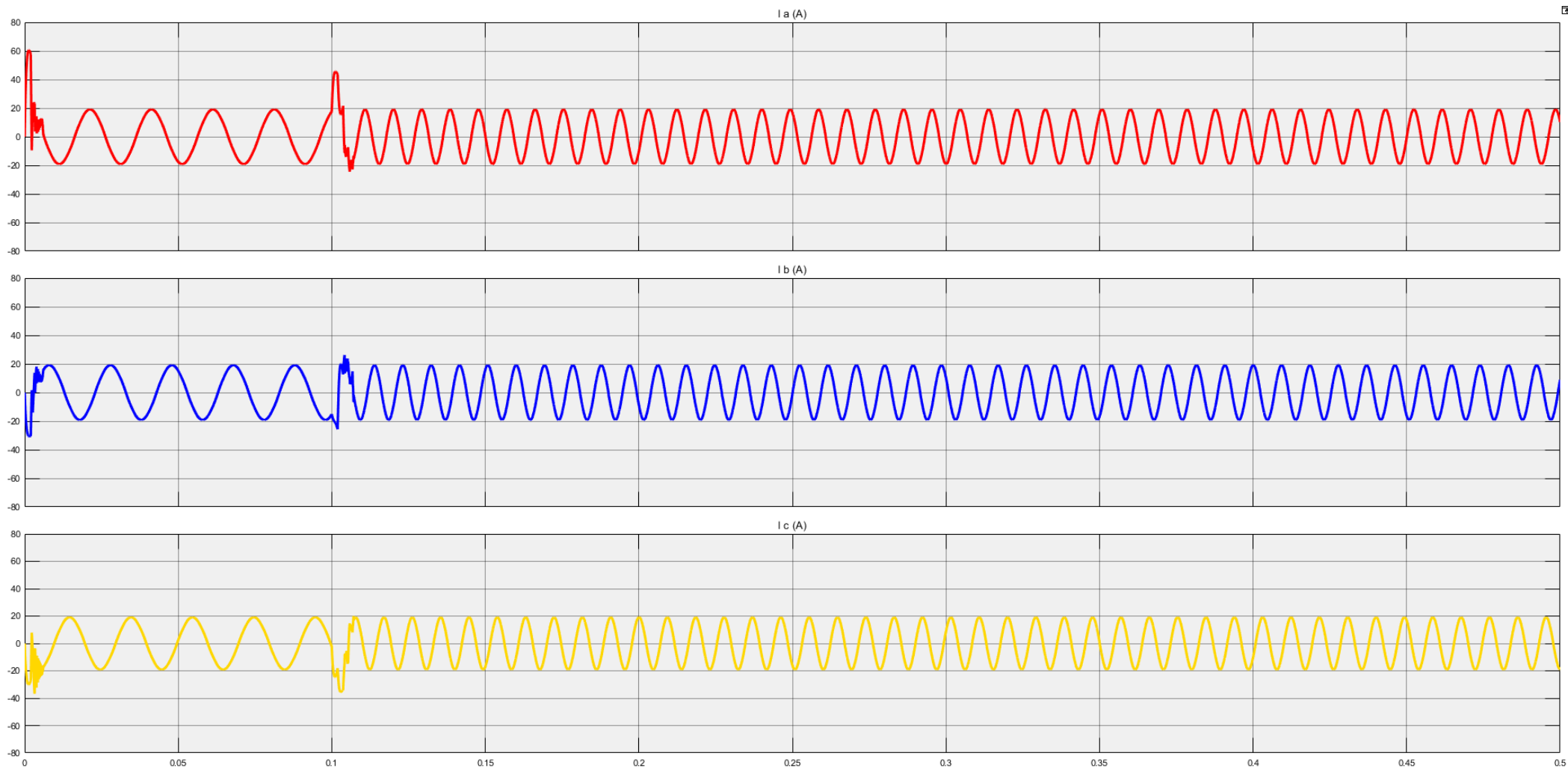
Εικόνα 6.45: Απεικόνιση της απόκρισης της ταχύτητας περιστροφής του κινητήρα υπό σταθερή ταχύτητα στο 100% (3000rpm) της ονομαστικής τιμής και βηματική μεταβολή του φορτίου από το 100% (20 Nm) στο 200% (40 Nm) της ονομαστικής τιμής, τη χρονική στιγμή  $t=0,1s$ .



Εικόνα 6.46: Απεικόνιση του ρεύματος στις τρεις φάσεις του κινητήρα υπό σταθερό φορτίο στο 100% (20 Nm) της ονομαστικής τιμής και βηματική μεταβολή της ταχύτητας από το 100% (3000 rpm) της ονομαστικής τιμής, τη χρονική στιγμή  $t=0,1s$ .

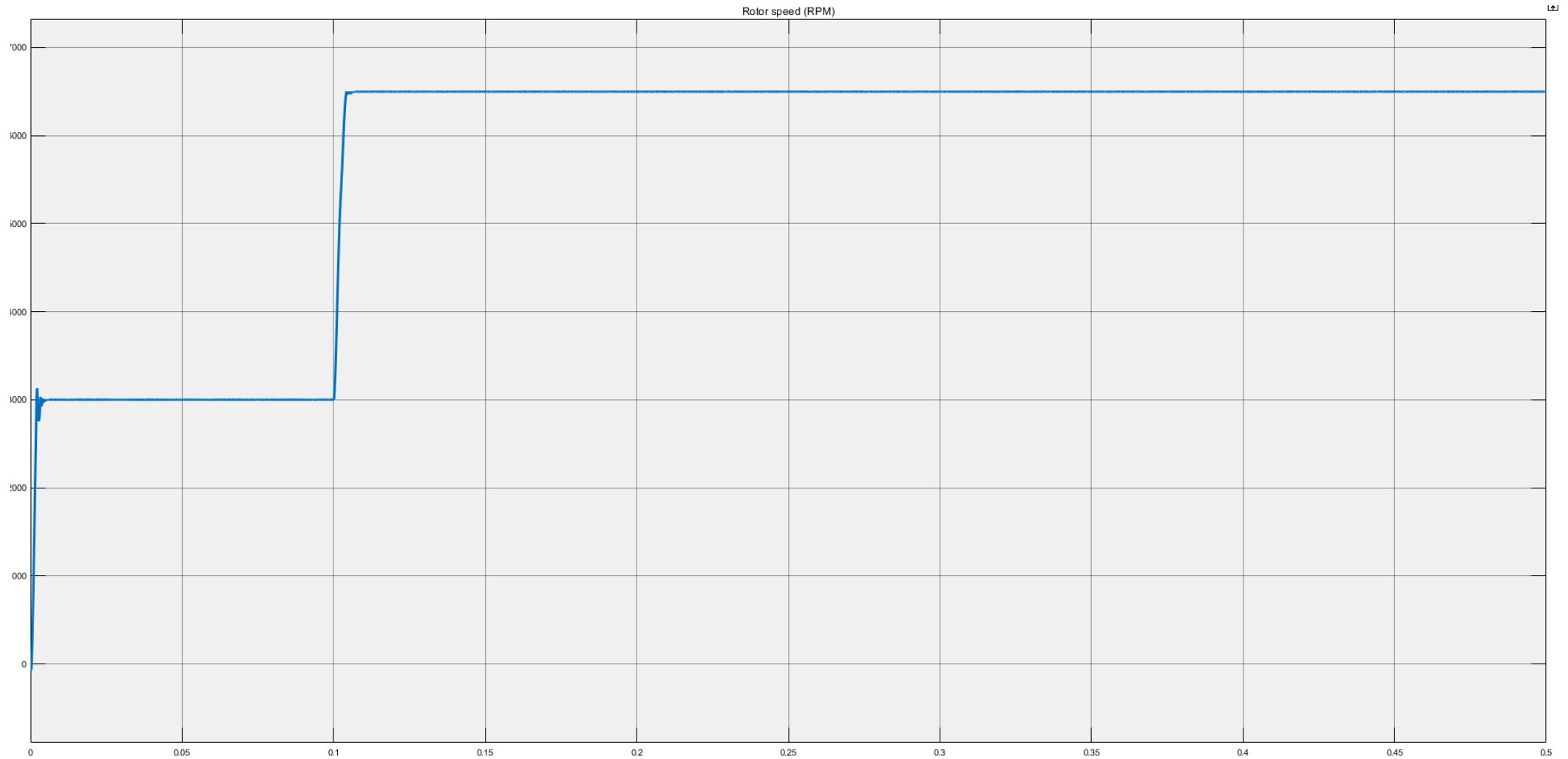


Εικόνα 6.47: Απεικόνιση της απόκρισης της ταχύτητας περιστροφής του κινητήρα υπό σταθερό φορτίο στο 100% (20 Nm) της ονομαστικής τιμής και βηματική μεταβολή της ταχύτητας από το 100% (3000 rpm) στο 110% (3300 rpm) της ονομαστικής τιμής, τη χρονική στιγμή  $t=0,1s$ .



Εικόνα 6.48: Απεικόνιση του ρεύματος στις τρεις φάσεις του κινητήρα υπό σταθερό φορτίο στο 100% (20 Nm) της ονομαστικής τιμής και βηματική μεταβολή της ταχύτητας από το 100% (3000 rpm) στο 217% (6500 rpm) της ονομαστικής τιμής, τη χρονική στιγμή  $t=0,1s$ .





Εικόνα 6.49: Απεικόνιση της απόκρισης της ταχύτητας περιστροφής του κινητήρα υπό σταθερό φορτίο στο 100% (20 Nm) της ονομαστικής τιμής και βηματική μεταβολή της ταχύτητας από το 100% (3000 rpm) στο 217% (6500 rpm) της ονομαστικής τιμής, τη χρονική στιγμή  $t=0,1s$ .

## 7 ΚΕΦΑΛΑΙΟ 7<sup>ο</sup> : Άμεσος Έλεγχος Ροπής – Direct Torque Control (DTC)

Οι τεχνικές ελέγχου των κινητήρων PMSM όπου εφαρμόζεται άμεσος έλεγχος της ροπής είναι ένα σύνολο τεχνικών οι οποίες εμπεριέχουν τόσο τεχνικές γραμμικού ελέγχου, όσο και μη γραμμικού. Σε όλες τις κατηγορίες ο έλεγχος γίνεται διανυσματικά, με ημιτονοειδή σήματα. Στις επόμενες ενότητες θα γίνει συνοπτική παρουσίαση διαφόρων ειδών άμεσου ελέγχου ροπής.

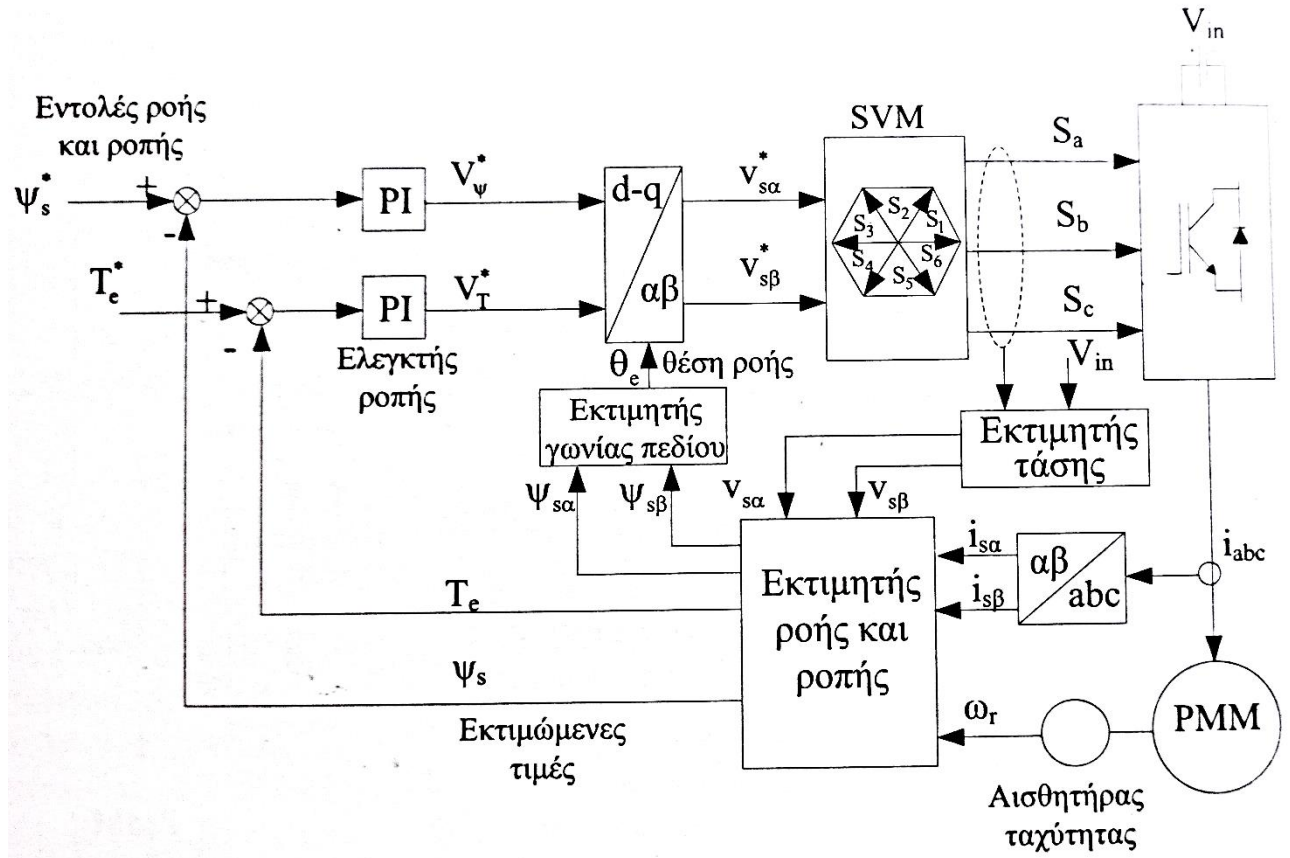
### 7.1 Τεχνικές γραμμικού ελέγχου ροπής (Linear Torque Control Methods)

Στο προηγούμενο κεφάλαιο έγινε αναφορά σχετικά με τις τεχνικές γραμμικού ελέγχου της ροπής και συγκεκριμένα αναπτύχθηκε η τεχνική FOC. Ωστόσο αναφέρθηκε ότι η DTC – SVM και η DTC – FVM αποτελούν επίσης τεχνικές γραμμικού ελέγχου. Στις υποενότητες που ακολουθούν θα πραγματοποιηθεί μία πιο αναλυτική παρουσίαση των τεχνικών αυτών.

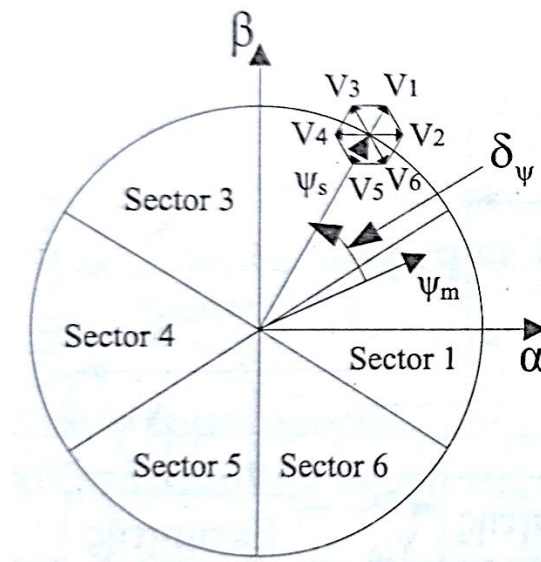
#### 7.1.1 Άμεσος έλεγχος ροπής με διαμόρφωση χωρικού διανύσματος – DTC-SVM (Direct Torque Control with Space Vector Modulation)

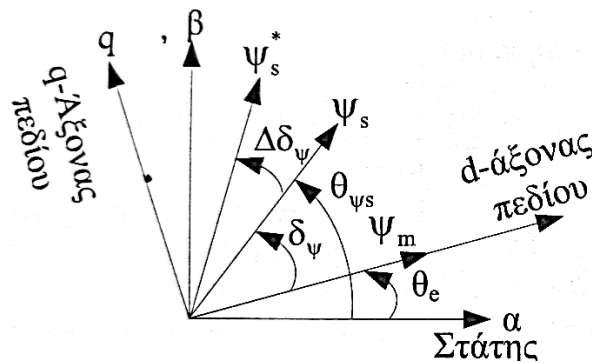
Ο άμεσος έλεγχος ροπής με διαμόρφωση χωρικού διανύσματος, όπως δηλώνει και η ονομασία του, είναι μια τεχνική ελέγχου της ηλεκτρομαγνητικής ροπής, η οποία αποτελεί μία απλοποιημένη εκδοχή του προσανατολισμένου ελέγχου πεδίου, καθώς απουσιάζει ο έλεγχος των ρευμάτων του στάτη. Μελετώντας την εξίσωση της παραγόμενης ροπής, βλέπουμε πως η ροπή που δημιουργείται είναι ανάλογη της μαγνητικής ροής του κινητήρα. Η τελευταία υπολογίζεται ως το διανυσματικό άθροισμα τόσο της ροής των μαγνητών όσο και των τυλιγμάτων του στάτη. Έτσι, επειδή οι μόνιμοι μαγνήτες δημιουργούν σταθερή ροή, αν η ροή των τυλιγμάτων παραμείνει σταθερή (σταθερή τάση), ο έλεγχος της ροπής θα πραγματοποιείται τελικά μόνο από τη μεταβολή της γωνία (διανυσματικό άθροισμα) των πεδίων στάτη και δρομέα. Πρακτικά, η ροή και κατά συνέπεια η ροπή μπορεί να ελεγχθεί αν αγνοήσουμε την αντίσταση των τυλιγμάτων (Μανιάς, 2017).

Ο τρόπος λειτουργίας του ελέγχου DTC-SVM μπορεί εύκολα να γίνει κατανοητός μέσα από το δομικό διάγραμμα της Εικόνας 7.1. Όπως κι ο έλεγχος προσανατολισμένου πεδίου, έτσι κι αυτός, για τη λειτουργία του κάνει χρήση των μετασχηματισμών Park και Clarke, ώστε οι μεταβλητές του συστήματος να θεωρούνται ανεξάρτητες της γωνίας του δρομέα. Μέσω ενός βρόχου ανατροφοδότησης εκτιμώνται οι τιμές της απαιτούμενης ροής και ροπής που απαιτούνται από τον κινητήρα ( $\Psi_s^*$  και  $T_e^*$ ) οι οποίες συγκρίνονται με τις αντίστοιχες εντολές εισόδου, ώστε να μειωθεί το δημιουργούμενο σφάλμα. Αυτό είναι απαραίτητο διότι η τεχνική απαιτεί υψηλή ακρίβεια, καθώς γίνεται άμεσος έλεγχος στη ροπή. Στη συνέχεια, μέσω γραμμικών PI ελεγκτών, παράγονται τα απαραίτητα σήματα τάσης ( $V_\psi^*$  και  $V_T^*$ ) που στη συνέχεια πρόκειται να μετασχηματιστούν σε ένα σταθερό σύστημα συντεταγμένων ( $\alpha$ - $\beta$ ). Σημειώνεται ότι για τον υπολογισμό των σημάτων αναφοράς των μετασχηματισμών χρησιμοποιούνται η ροή και το ρεύμα του στάτη καθώς και η γωνία  $\theta_e$  του δρομέα. Έπειτα, παράγονται τα σήματα εντολών  $V_{sa}^*, V_{sb}^*$  που εισέρχονται σε μία δομή διαμόρφωσης διανύσματος διαστήματος (SVM). Στην έξοδό της, έχουμε τα σήματα ελέγχου του αντιστροφέα ( $S_a, S_b, S_c$ ) (Levkin), (Μανιάς, 2017).



Εικόνα 7.1: Δομικό διάγραμμα ελέγχου DTC – SVM με κλειστό θρόχο ελέγχου ροπής και πεδίου, ο οποίος λειτουργεί σε καρτεσιανές συντεταγμένες προσανατολισμένες στο πεδίο του (Μανιάς, 2017)



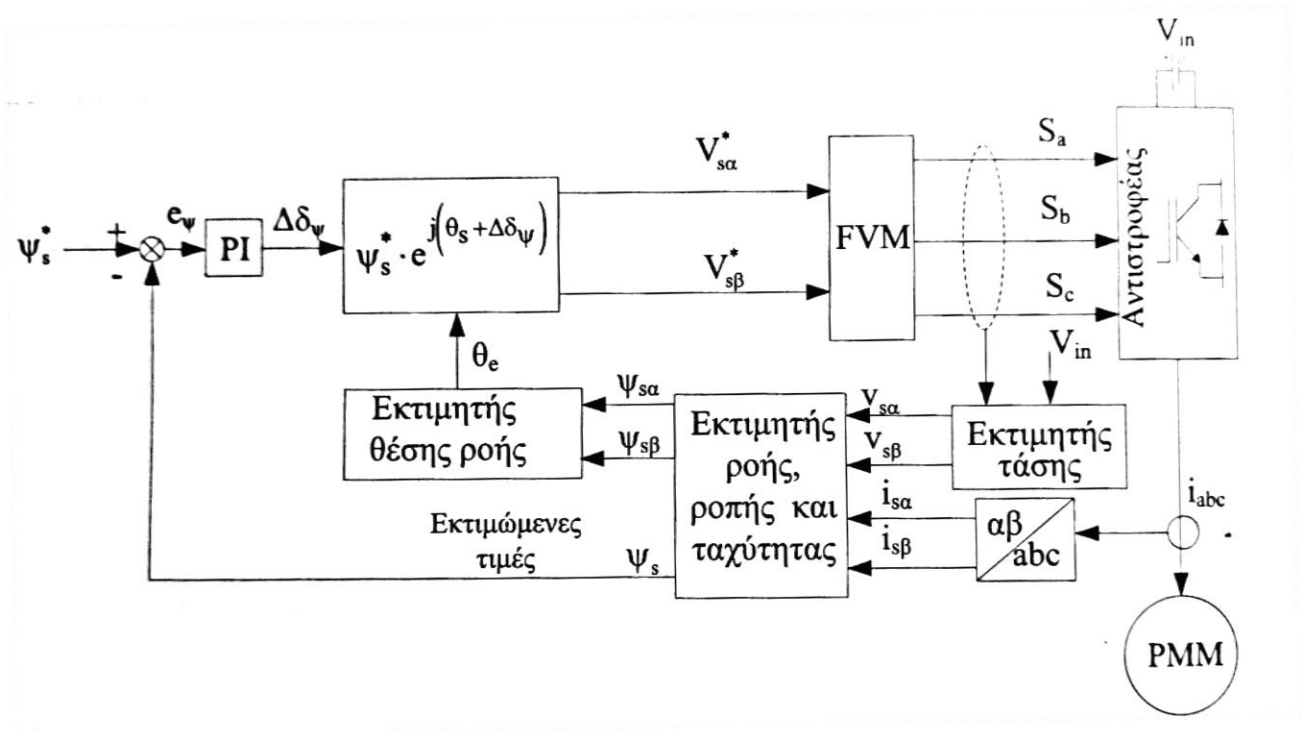


Εικόνα 7.2: Διανυσματικό διάγραμμα ελέγχου DTC – SVM (Μανιάς, 2017)

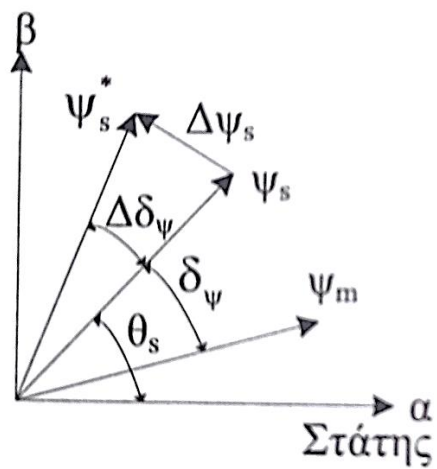
Τα χαρακτηριστικά του συστήματος οδήγησης βελτιώνονται αισθητά λόγω της σταθερής συχνότητας λειτουργίας του συστήματος. Χάρη σε αυτήν εμφανίζεται μειωμένη κυμάτωση στη ροπή εκκίνησης, κάνοντάς την ομαλότερη, επιτρέποντας στον κινητήρα να λειτουργεί άφθοβα ακόμα και σε χαμηλή ταχύτητα (Levkin), (Μανιάς, 2017).

### 7.1.2 Άμεσος έλεγχος ροπής μέσω διαμόρφωση του διανύσματος της ροής – DTC-FVM (Direct Torque Control with Flux Vector Modulation)

Μία διαφορετική προσέγγιση γραμμικού ελέγχου DTC, μπορεί να επιτευχθεί μέσω διαμόρφωσης του διανύσματος της ροής (Flux Vector Modulation). Σ' αυτή την τεχνική απουσιάζει η εντολή ελέγχου της ροπής κι ο βρόχος ανατροφοδότησης εμπεριέχει μόνο την εντολή της ροής  $\psi_s$ . Από εκεί και πέρα, ακολουθώντας την ίδια λογική με πριν, γίνεται σύγκριση της εκτιμώμενης τιμής με την εντολή εισόδου και μέσω του γραμμικού PI ελεγκτή γίνεται ρύθμιση της ροπής μέσω της γωνίας  $\Delta\delta_\psi$ , η οποία είναι υπεύθυνη για το διάνυσμα ροής του στάτη. Στις παραμέτρους υπολογισμού προστίθενται η γωνία  $\theta_e$ , η οποία προκύπτει από τα σήματα εκτιμώμενης ροής  $\psi_{s\alpha}$  και  $\psi_{s\beta}$ . Στη συνέχεια υπολογίζονται οι εντολές  $V_{s\alpha}^*, V_{s\beta}^*$  που εισέρχονται σε μία δομή διαμόρφωσης διανύσματος ροής (FVM). Κι εδώ, ο έλεγχος ολοκληρώνεται με τις εντολές  $S_a, S_b, S_c$  οι οποίες εισέρχονται στον αντιστροφέα (Levkin), (Μανιάς, 2017).



Εικόνα 7.3: Δομικό διάγραμμα ελέγχου DTC – FVM με κλειστό βρόχο ελέγχου ροής (Μανιάς, 2017)



Εικόνα 7.4: Διανυσματικό διάγραμμα ελέγχου DTC – FVM (Μανιάς, 2017)

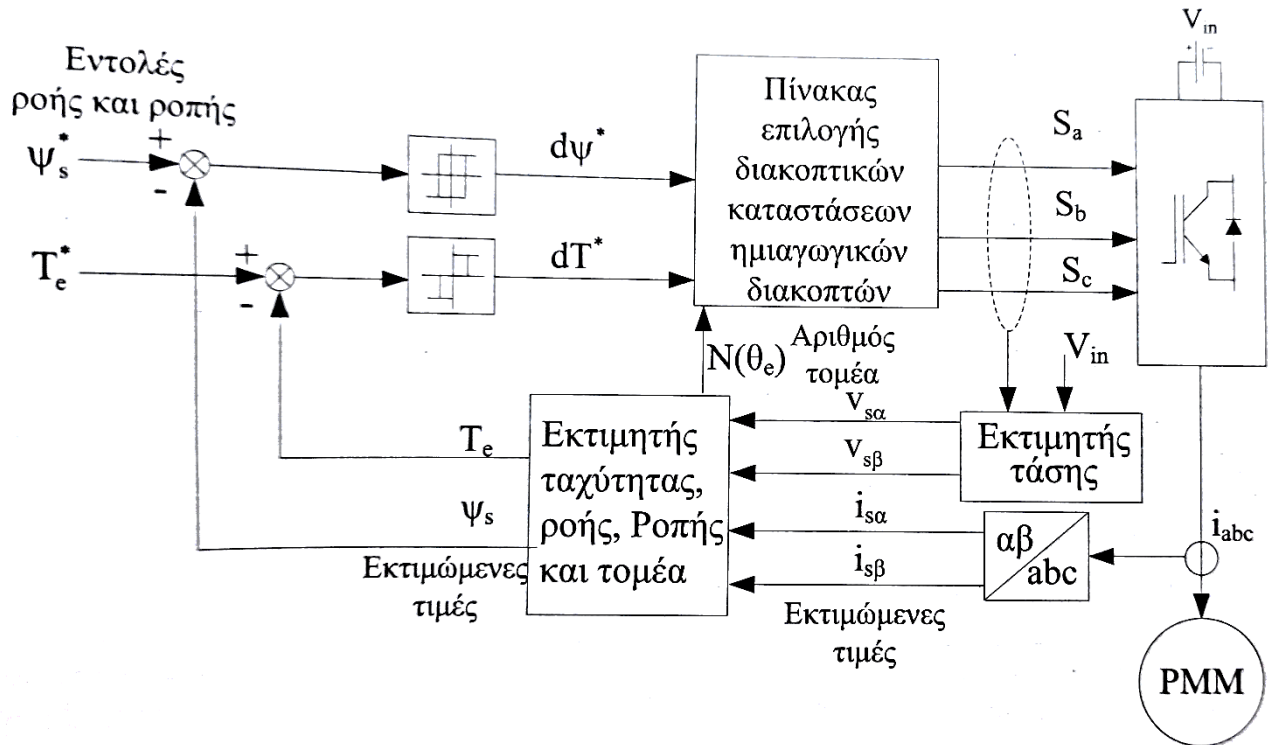
## 7.2 Μη γραμμικές τεχνικές ελέγχου ροπής – Non-linear Torque Control Techniques

Οι μη-γραμμικές τεχνικές ελέγχου αποτελούν μία κατηγορία τεχνικών πιο σύνθετες από τις γραμμικές διότι δεν γίνεται χρήση των μετασχηματισμών Park και Clark καθώς διαχειρίζονται χρονικά μεταβαλλόμενα μεγέθη. Ενδεικτικά αναφέρεται πως για τη λειτουργία τους χρησιμοποιείται ο έλεγχος bang – bang (υστέρηση - παρόμοια με τη λειτουργία on/off των συσκευών ημιαγωγών του μετατροπέα), ενώ κάποιες διαφοροποιήσεις συγκριτικά με τον έλεγχο FOC είναι ότι έχουν απλούστερη κατασκευαστική δομή με απλά σήματα ελέγχου, καθώς απουσιάζει ο έλεγχος της τάσης μέσω ξεχωριστής γεννήτριας παλμών PWM, καθώς και η ενημέρωση σχετικά με την ταχύτητα του κινητήρα μέσω αισθητήρων. Τέλος, λόγω του έμμεσου ελέγχου του ρεύματος, απαιτείται λεπτομερής εκτίμηση της ροπής και της ροής του στάτη (Levkin), (Μανιάς, 2017). Κάποιες μη γραμμικές τεχνικές ελέγχου είναι ο άμεσος έλεγχος ροπής μέσω διακοπτικού πίνακα, ο άμεσος αυτοέλεγχος κι ο άμεσος έλεγχος ροπής με βελτιστοποιημένο μοντέλο πρόβλεψης.

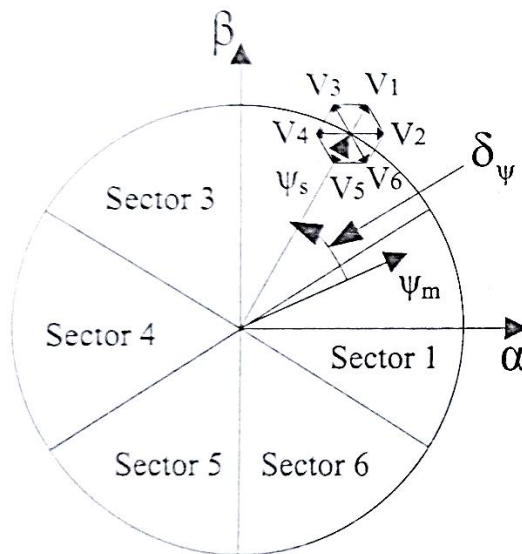
### 7.2.1 Διακοπτικός πίνακας άμεσου ελέγχου ροπής – ST – DTC (Switching Table Direct Torque Control)

Ο άμεσος έλεγχος της ροπής μέσω διακοπτικού πίνακα αποτελεί μία διανυσματική μη γραμμική τεχνική ελέγχου, βασισμένη στο ίδιο δομικό διάγραμμα με κείνο της DTC-SVM. Καθότι, η τεχνική αυτή περιλαμβάνει ταυτόχρονο έλεγχο τόσο της μαγνητικής ροής και όσο και της ηλεκτρομαγνητικής ροπής του στάτη, στην είσοδο του διαγράμματος βλέπουμε δύο σήματα, ένα της  $\psi_s^*$  κι ένα της ροπής  $T_e^*$ . Τα δύο αυτά σήματα, αφού συγκριθούν με τα εκτιμώμενα σήματα ανατροφοδότησης  $\psi_s$  και  $T_e$ , δημιουργούν, μέσω των εκλεκτών υστέρησης, δύο ψηφιοποιημένα πλέον σήματα σφάλματος  $d_\psi^*$  και  $d_T^*$ . Τα τελευταία, μαζί με τον τομέα θέσης  $N(\theta_s)$  του διανύσματος ροής του στάτη χρησιμοποιούνται, ούτως ώστε μέσα από τον πίνακα επιλογής διανύσματος να δοθούν οι κατάλληλοι παλμοί έναυσης  $S_a, S_b, S_c$  στα ημιαγωγικά στοιχεία του αντιστροφέα, τα οποία με τη σειρά τους θα δημιουργήσουν το κατάλληλο διάνυσμα τάσης ( $V_{sa}, V_{sb}, V_{sc}$ ). Σημειώνεται ότι η τεχνική αυτή είναι κλειστού βρόχου, καθώς ο τομέας θέσης  $N(\theta_s)$  του διανύσματος ροής του στάτη που προκύπτει από τη γωνιακή θέση  $\theta_s = \tan^{-1}\left(\frac{\psi_{sb}}{\psi_{sa}}\right)$  (γίνεται χρήση μετασχηματισμών) (Μανιάς, 2017).

Η τεχνική του άμεσου ελέγχου της ροπής μέσω διακοπτικού πίνακα παρότι εμφανίζει πολύ καλή δυναμική συμπεριφορά της ροής του στάτη με ημιτονοειδής κυματομορφές ροής και ρεύματος, χρήζει βελτίωσης σε συνθήκες εκκίνησης και χαμηλών στροφών καθώς και στο θόρυβο που παράγει.



Εικόνα 7.5: Δομικό διάγραμμα άμεσου ελέγχου κινητήρα PMSM, μέσω διακοπικού πίνακα (Μανιάς, 2017)



Εικόνα 7.6: Διανυσματικό διάγραμμα ροής ST - DTC (Μανιάς, 2017)

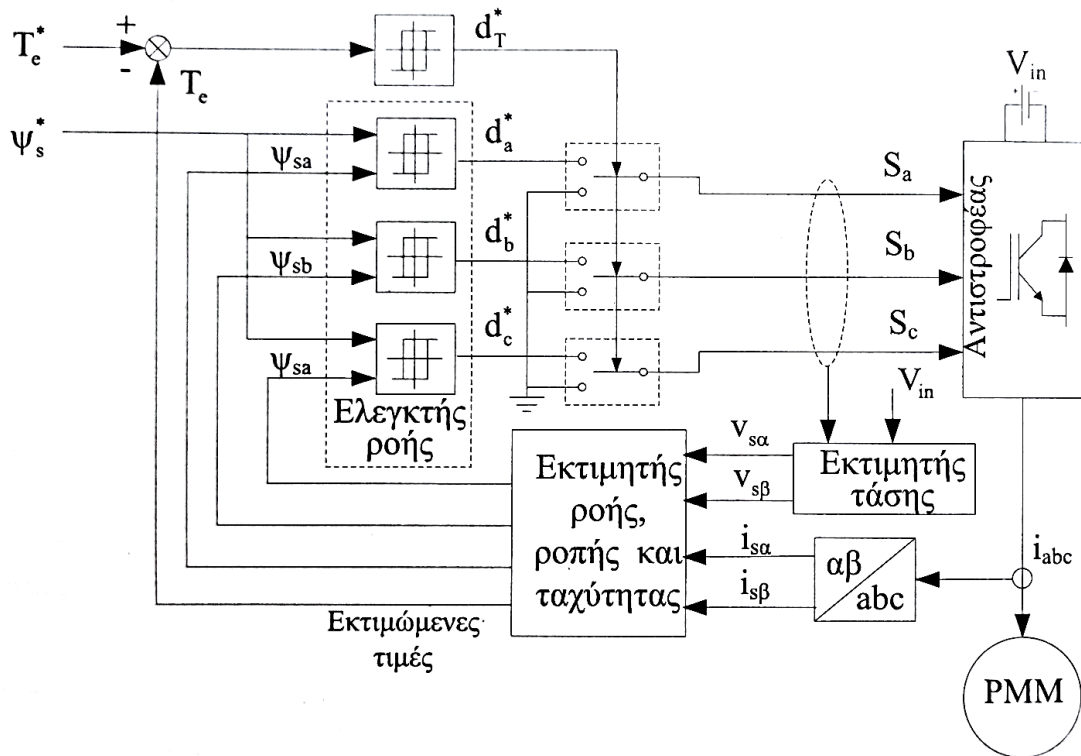
### 7.2.2 Άμεσος αυτοέλεγχος – DSC (Direct Self Control)

Ο άμεσος αυτοέλεγχος είναι μία τεχνική που αναπτύχθηκε από τον Depenbrock τον Οκτώβριο του 1984 (Levkin). Μέσω της εντολής  $\psi_s^*$  και των τριών συνιστωσών  $\psi_a, \psi_b, \psi_c$ , οι συγκριτές ροής παράγουν τις ψηφιακές μεταβλητές  $d_a^*, d_b^*, d_c^*$ , οι οποίες αντιστοιχούν στις ενεργές καταστάσεις καταστάσεις τάσεως ( $V_1 - V_6$ ). Μέσω του ελεγκτή υστέρησης της ροπής (τέταρτος ελεγκτής), παράγεται το σήμα  $d_T$ , το οποίο είναι υπεύθυνο για τον καθορισμό των μηδενικών καταστάσεων. Η τεχνική του άμεσου αυτοέλεγχου αν και εμφανίζει εξαιρετική δυναμική συμπεριφορά της ροπής τόσο για σταθερή ροή όσο και στην ΠΑΔΑ, Τμήμα Η&ΗΜ, Διπλωματική Εργασία, Ντούνης Αντώνιος

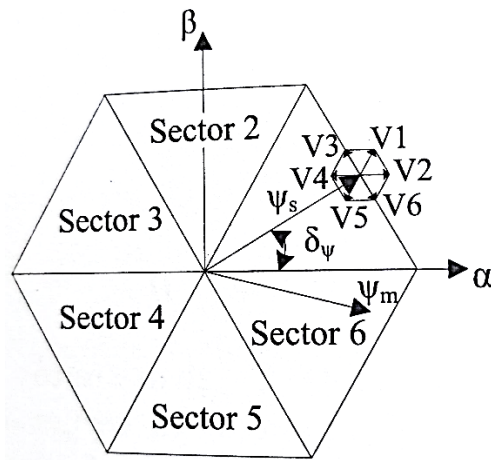
περιοχή εξασθένησης πεδίου, οι κυματομορφές που παράγει δεν είναι απόλυτα ημιτονοειδείς προκαλώντας ένα ποσοστό κυμάτωσης στην παραγόμενη ροπή. Τέλος, η τεχνική του άμεσου ελέγχου μπορεί να αναπαραχθεί χρησιμοποιώντας την ST-DTC και βάζοντας υστέρηση ροής κατά 14% (Levkin), (Μανιάς, 2017).

Η τελευταία υπολογίζεται ως:

$$T_e = \frac{3}{2} \times \frac{P}{2} \times \frac{\psi_m \times \psi_s}{L_s} \times \sin \delta_\psi$$



Εικόνα 7.7: Δομικό διάγραμμα άμεσου αυτοέλεγχου κινητήρα PMSM (Μανιάς, 2017)

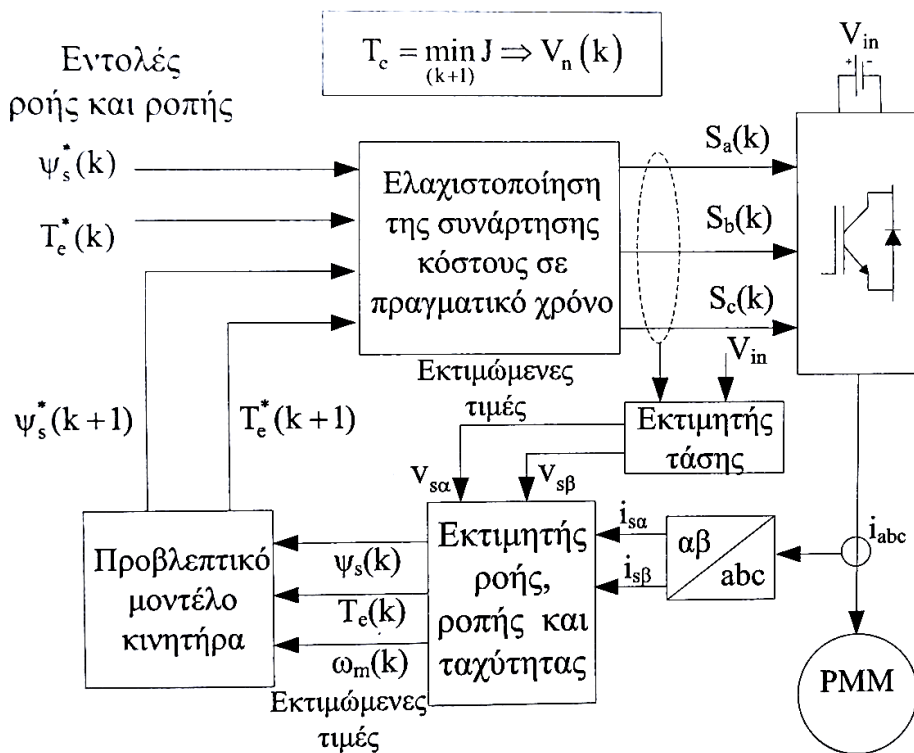


Εικόνα 7.8: Διανυσματικό διάγραμμα ροής DSC (Μανιάς, 2017)



### 7.2.3 Άμεσος έλεγχος ροπής με βελτιστοποιημένο μοντέλο πρόβλεψης – Online Optimized Model Predictive DTC)

Η δεύτερη μη γραμμική τεχνική έλεγχου που θα παρουσιαστεί είναι ο άμεσος έλεγχος ροπής με βελτιστοποιημένο μοντέλο πρόβλεψης. Η τεχνική αυτή βασίζεται στο γεγονός πως οι κινητήρες εναλλασσόμενου ρεύματος φαίνεται να επωφελούνται από τεχνικές που βασίζονται στον προληπτικό έλεγχο. Στις περιπτώσεις αυτές γίνεται χρήση ψηφιακών επεξεργαστών σήματος (digital signal processors – DSP) με όσο το δυνατόν αυξημένη υπολογιστική ισχύς, ώστε μέσω ενός συγκεκριμένου μοντέλου να μπορεί να γίνει πρόβλεψη της μελλοντικής συμπεριφοράς των μεταβλητών ελέγχου. Η τεχνική αυτή λόγω του ότι προβλέπει τη μεταβολή των μεταβλητών σε πραγματικό χρόνο μπορεί εύκολα να προσαρμοστεί στις εκάστοτε απαιτήσεις του συστήματος αντιμετωπίζοντας τους διάφορους περιορισμούς που εμφανίζονται, ωστόσο παρά τη χρήση αυξημένης υπολογιστική ισχύος που χρησιμοποιείται, η ακρίβειά του προέρχεται εις βάρος της ποιότητάς του (Μανιάς, 2017).



Εικόνα 7.9: Απλοποιημένο διάγραμμα λογικού προβλεπτικού ελέγχου DTC (Μανιάς, 2017)

## 8 ΣΥΜΠΕΡΑΣΜΑΤΑ

Φτάνοντας στο όγδοο και τελευταίο, κεφάλαιο αυτής της διπλωματικής εργασίας, γίνεται παρουσίαση των παρατηρήσεων και συμπερασμάτων στα οποία μπορούμε να καταλήξουμε με τη βοήθεια των προσομοιώσεων που πραγματοποιήθηκαν. Με τη βοήθεια των προσομοιώσεων αυτών μπορέσαμε να δούμε τη λειτουργία ενός κινητήρα PMSM σε διάφορες καταστάσεις λειτουργίας, με την εφαρμογή δύο διαφορετικών τεχνικών ελέγχου.

Η πρώτη τεχνική που μελετήθηκε αφορά τον κλασικό έλεγχο με ημιτονοειδή φασικά ρεύματα βασισμένο σε ένα κύκλωμα αντιστροφέα (inverter). Το κύκλωμα αυτό λαμβάνει πληροφορίες σχετικά με τη γωνία του κινητήρα μέσω αισθητήρων hall. Αποτέλεσμα αυτών είναι η ύπαρξη αρμονικών συνιστωσών στο ρεύμα του κινητήρα λόγω της απουσίας κατάλληλων φίλτρων (φθηνή και απλή κατασκευή). Ωστόσο η μορφή των ρευμάτων είναι τέτοια που να μπορεί να χρησιμοποιηθεί σε εφαρμογές χωρίς ιδιαίτερες απαιτήσεις. Κάτι ακόμα που παρατηρείται, είναι ότι λόγω των αρμονικών, δημιουργείται και μία μικρή κυμάτωση στην παραγόμενη ηλεκτρομαγνητική ροπή. Όπως είναι αναμενόμενο, σε κάθε εκκίνηση του κινητήρα (αρχή προσομοίωσης) ή αλλαγή κατάστασης (π.χ. ταχύτητα περιστροφής) για ένα μικρό χρονικό διάστημα το ρεύμα χρειάζεται κάποιο χρόνο για να σταθεροποιηθεί εκ νέου. Αυτός ο χρόνος είναι γνωστός ως χρόνος απόκρισης και είναι αρκετά μικρός (<10ms). Ακόμα, όσον αφορά στον ελεγκτή PI, αποτελεί την «καρδιά» του κυκλώματος, καθώς σε αυτόν βασίζεται ο χρόνος απόκρισης και η ποιότητα ελέγχου (ελαχιστοποίηση σφάλματος εισόδου). Για την ανάγκη των προσομοιώσεων χρησιμοποιήθηκαν τα P και I από τα κέρδη του ελεγκτή, τα οποία είναι αρκετά για τον έλεγχο PMSM κινητήρων. Τα αποτελέσματα των μετρήσεων έδειξαν πως αύξηση των P οδηγεί σε αύξηση των αρμονικών του ρεύματος, ενώ αύξηση της τιμής του I οδηγεί σε ταχύτερη απόκριση κι αντιστρόφως. Ωστόσο, είναι προφανές ότι αυτές οι τιμές δεν μπορούν να γίνουν άπειρες κι έτσι μετά από αρκετές δοκιμές καταλήξαμε στις τιμές  $P = 100$  και  $I = 2$  και για τις δύο περιπτώσεις.

Προχωρώντας στην τεχνική του προσανατολισμένου ελέγχου πεδίου, όλες οι καταστάσεις του κινητήρα που μελετήθηκαν επιβεβαίωσαν πως αυτή η τεχνική προσφέρει σημαντικά καλύτερη ποιότητα ελέγχου. Αυτό οφείλεται σίγουρα στο γεγονός ότι ο πολυπλοκότερος έλεγχος που πραγματοποιείται περιλαμβάνει όχι μόνο τη γωνία του κινητήρα, αλλά και τα ρεύματα που το διαρρέουν ανά πάσα χρονική στιγμή. Με την πρώτη ματιά, αμέσως διαπιστώνουμε τις ομαλές κυματομορφές των ρευμάτων του κινητήρα οι οποίες είναι τέλεια ημιτονοειδής. Ωστόσο, τα πλεονεκτήματα της τεχνικής αυτής έναντι της προηγούμενης δεν σταματούν εδώ. Οι μετρήσεις μαρτυρούν ότι ο χρόνος απόκρισης του κυκλώματος αυτού είναι σημαντικά μικρότερος, περίπου στα 1-3ms. Μπορεί οι επιπλέον υπολογισμοί που απαιτούνται εδώ να είναι πιο χρονοβόροι (μετασχηματισμοί ρεύματος), όμως η ακρίβεια της τεχνικής αντισταθμίζει και με το παραπάνω τον χρόνο αυτό. Το σημαντικότερο όμως γεγονός, το οποίο επιβεβαιώνει την ανώτερη ποιότητα του ελέγχου FOC είναι ότι στην τεχνική αυτή ο κινητήρας που χρησιμοποιήθηκε, μπόρεσε να λειτουργήσει έως και 217% της ονομαστικής του ταχύτητας (6500 rpm) υπό το ονομαστικό του φορτίο των 20 Nm, ενώ η ονομαστική ταχύτητα μπόρεσε να διατηρηθεί ακόμα και στην περίπτωση που το φορτίο έφτασε το 200% του ονομαστικού (40Nm). Αυτό ίσως είναι και το σημαντικότερο γεγονός, καθώς ο κλασικός ημιτονοειδής έλεγχος δούλεψε ικανοποιητικά μόλις μέχρι το επιπλέον 10% της ονομαστικής του ταχύτητας (3300rpm) και το 125% του ονομαστικού του φορτίου

(25Nm). Γενικά, όσο αυξάνεται το φορτίο στον κινητήρα, ο τελευταίος αργεί ολοένα και περισσότερο να φτάσει στην επιθυμητή ταχύτητα περιστροφής (μεγαλύτερη απόκριση), ενώ ταυτόχρονα μειώνεται το overshoot, καθώς η αδράνεια του έχει αυξηθεί. Τέλος, κάτι που αξίζει να αναφερθεί είναι ότι τυχόν θόρυβος που εισάγει στο κύκλωμα η γεννήτρια PWM εξομαλύνεται χάρης στην αδράνεια του κινητήρα με αποτέλεσμα να μην «περνά» στις κυματομορφές των ρευμάτων των τυλιγμάτων.

Επιπροσθέτως, ανεξαρτήτως τεχνικής, μπορεί να εξαχθεί μία σημαντική διαπίστωση. Συγκεκριμένα, βλέπουμε ότι αύξηση του φορτίου στον άξονα του κινητήρα επιφέρει αύξηση του μέτρου του ρεύματος που ρέει σε αυτόν, ενώ αύξηση της ταχύτητας περιστροφής οδηγεί σε αύξηση της συχνότητας του ρεύματος. Ουσιαστικά στηριζόμενοι σε αυτά τα δύο συμπεράσματα, γνωρίζουμε τις μέγιστες τιμές του ρεύματος ως προς το μέτρο και τη συχνότητά του κι έτσι όταν θα σχεδιάσουμε ένα κύκλωμα ελέγχου θα πρέπει τα στοιχεία του να μπορούν να υποστηρίξουν τις απαιτήσεις αυτές.

Με το κεφάλαιο αυτό, η διπλωματική εργασία ολοκληρώνεται, καθώς η σύγκριση των τεχνικών ελέγχου που επιλέχθηκαν έφτασε στο τέλος της. Σαν επόμενο κομμάτι της έρευνας και της μελέτης που θα μπορούσε να ακολουθήσει είναι η μελέτη τεχνικών ελέγχου κινητήρων SRM, καθώς φαίνεται να αποτελούν ένα πολύ ενδιαφέρον τύπο κινητήρα με ίσα και περισσότερα πλεονεκτήματα έναντι των κινητήρων PMSM.

## Βιβλιογραφία – Αναφορές - Διαδικτυακές Πηγές

1. (n.d.). Retrieved from wikipedia: <https://en.wikipedia.org/wiki/Thyristor>
2. (n.d.). Retrieved from Electronics Hub: <https://www.electronicshub.org/gate-turn-off-thyristor/>
3. *320volt*. (n.d.). Retrieved from EXAMPLE HALL EFFECT SENSOR PIC16F876 TACHOMETER CIRCUIT: <https://320volt.com/en/hall-effect-sensoru-kullanimi-icin-ornek-pic16f876-takometre/>
4. Abubakar, A. B.-I.-U. (2014). Comparative Review Of PMSM And BLDCM Based On Direct Torque Control Method. *International Journal of Scientific & Technology Research*.
5. Bates, A. M.-D. (2017). *Electronics Principles 8th Edition*. The McGraw-Hill Companies.
6. Belfkira, Y. A.-S.-R. (2011, Νοέμβριος). Comparison of Open Circuit Flux Control Capability of a Series Double Excitation Machine and a Parallel Double Excitation Machine. *IEEEExplore*.
7. Boazzo, G. P.-A.-P.-B. (2012). Performance Comparison Between Surface-Mounted and Interior PM Motor Drives for Electric Vehicle Application. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, p. 59.
8. Bose, B. K. (2002). *Modern Power Electronics and A.C. Drives*. Prentice Hall PTR.
9. Busca, C. (2010). *Open Loop Low Speed Control for PMSM in High Dynamic Applications*. Δανία: Aalborg University.
10. COLLINS, D. (2016, Απρίλιος 28). What is trapezoidal back EMF? *Motion Control Tips*.
11. COLLINS, D. (2017, Σεπτέμβριος 1). *How do switched reluctance motors differ from stepper motors?* Retrieved from <https://www.motioncontroltips.com/how-do-switched-reluctance-motors-differ-from-stepper-motors/>
12. *Components101*. (2020, Μάρτιος 3). Retrieved from BJT Transistors and How to Practically Use Them in Your Designs: <https://components101.com/articles/understanding-bjt-transistor-and-how-to-use-it-in-your-circuit-designs>
13. *Cyberphysics*. (n.d.). Retrieved from Magnetic Flux: <https://www.cyberphysics.co.uk/topics/magnetsm/Magnetic%20Fields%20A2/flux.htm>
14. *Daenotes.com*. (n.d.). Retrieved from <https://www.daenotes.com/electronics/devices-circuits/ac-ac-converters-changers>
15. Danilo Mandic, S. K. (2018, Ιούλιος 23). Teaching Old Power Systems New Tricks . *A Data Analytics Perspective of the Clarke and Related Transforms in Power Grid Analysis* , p. 20.
16. Debraj, J. Z.-D. (2010, Μάιος 05). Sensorless Field Oriented Control of a PMSM. *Microchips Technology*, p. 28.
17. Dmitry, L. (n.d.). *Engineering solutions*. Retrieved from Permanent magnet synchronous motor: <https://en.engineering-solutions.ru/motorcontrol/pmsm/>
18. *Engineering Libretext*. (2020, Οκτώβριος 21). Retrieved from Magnetic Hysteresis: [https://eng.libretexts.org/Bookshelves/Materials\\_Science/Supplemental\\_Modules\\_\(Materials\\_Science\)/Magnetic\\_Properties/Magnetic\\_Hysteresis](https://eng.libretexts.org/Bookshelves/Materials_Science/Supplemental_Modules_(Materials_Science)/Magnetic_Properties/Magnetic_Hysteresis)
19. Espen Skjong, E. R. (2015, Δεκέμβριος). *The Marine Vessel's Electrical Power System: From its Birth to Present Day*. Retrieved from [https://www.researchgate.net/figure/Nikola-Teslas-ac-induction-motor-demonstrated-in-1887-Courtesy-20\\_fig2\\_284183464](https://www.researchgate.net/figure/Nikola-Teslas-ac-induction-motor-demonstrated-in-1887-Courtesy-20_fig2_284183464)
20. Getting brushless motors under control : techniques, a. a. (2020). *Getting brushless motors under control : techniques, approaches and solutions*. STMicroelectronics.
21. Gualtieri, D. (2014, Σεπτέμβριος 26). *Tikalon blog*. Retrieved from [http://www.tikalon.com/blog/blog.php?article=2014/lateral\\_heterojunctions](http://www.tikalon.com/blog/blog.php?article=2014/lateral_heterojunctions)
22. Guwahati, I. (2013, Φεβρουάριος 8). *Nptel*. Retrieved from Module 7: Permanent Magnet Machines for Hybrid and Electric Vehicles: <https://nptel.ac.in/courses/108/103/108103009/>
23. Harb, D. t. (2013, Δεκέμβριος). Mokhtar A. A. Mohamed - Ahmed Elmahalawy - Hany M. Harb.
24. International Journal of Advanced Research in Electrical, E. a. (2007). International Journal of Advanced Research in Electrical, Electronics and Instrumentation Engineering . *International Journal of Advanced Research in Electrical, Electronics and Instrumentation Engineering* .
25. Kiran, P. . (2014). A review of different types od converters for BLDC motors. *International Journal of Advanced Research in Electrical, Electronics and Instrumentation Engineering* .
26. Levkin, D. (n.d.). *engineering-solutions*. Retrieved from Scalar control of motor:

- <https://en.engineering-solutions.ru/motorcontrol/scalar/>
27. Longatt, F. G. (n.d.). *Slideshare.net*. Retrieved from ELB044 Lecture 18. Introduction to Induction Machines: <https://www.slideshare.net/fglongatt/elb044-lecture-18-induction-machine-clase-nueva-2>
  28. *Magcam*. (n.d.). Retrieved from Rermanent magnet rotors: <https://www.magcam.com/application/permanent-magnet-rotors>
  29. *magnetized.physics.auth*. (n.d.). Retrieved from Το μαγνητικό πεδίο: <http://magnetized.physics.auth.gr/field.htm>
  30. Mantere, P. -M.-P. (2005, Ιούνιος). Performance comparison between low-speed axial-flux and radial-flux permanent-magnet machines including mechanical constraints. *IEEEExplore*.
  31. Meier, F. (2008). *Permanent-Magnet Synchronous Machines with Non-Overlapping Concentrated Windings for Low-Speed Direct-Drive Applications*. Stockholm : ROYAL INSTITUTE OF TECHNOLOGY.
  32. *Microchip*. (n.d.). Retrieved from Permanent Magnet Synchronous Motors (PMSMs): <https://www.microchip.com/en-us/solutions/motor-control-and-drive/motor-types/permanent-magnet-synchronous-motors>
  33. Moselli, G. D. (2007, Ιανουάριος 01). *eetimes.com*. Retrieved from <https://www.eetimes.com>: <https://www.eetimes.com/improve-hall-sensor-rotor-position-measurements-part-1/>
  34. Moselli, G. D.-G. (2007, Ιανουάριος 30). *Eetimes*. Retrieved from Improve Hall sensor rotor-position measurements: Part 1: <https://www.eetimes.com/improve-hall-sensor-rotor-position-measurements-part-1/#>
  35. Nagaraju, S. S.-K. (2017, Αύγουστος). A Study on Industrial Motor Drives Comparison and Applications of PMSM and BLDC Motor Drives.
  36. *oaedhlectrologoi.blogspot.com*. (2015, Οκτώμβριος). Retrieved from <https://oaedhlectrologoi.blogspot.com/2015/10/3.html>
  37. Pellegrino, P. C.-M.-G., Vagati, A., Guglielmi, P., & Boazzo, B. (2012). Performance Comparison Between Surface-Mounted and Interior PM Motor Drives for Electric Vehicle Application . *Performance Comparison Between Surface-Mounted and Interior PM Motor Drives for Electric Vehicle Application o*.
  38. Puttaswamy, Y. K. (2007). A review of diffrenet types of converters fot BLDC motors. *International Journal of Advanced Research in Electrical, Electronics and Instrumentation Engineering* .
  39. Rethwish, W. D.-D. (2017). *Materials Science and Engineering 9th Edition*.
  40. Roberts, R. (2014, Μάιος). *Motor Tech: Learn the terms - Part - 1*. Retrieved from <https://www.electricbike.com/motor-tech-learn-the-terms-part-1/>
  41. *Roboteq*. (n.d.). Retrieved from How resolvers work: <https://www.roboteq.com/applications/all-blogs/14-how-resolvers-work>
  42. Sebastian, P. -T. (1997, Νοέμβριος). Multiphase operation of switched reluctance motor drives.
  43. Sikora, R. C.-D.-A. (2015). *Performance analysis of a PMSM drive with torque and speed control T. Rudnicki*. Retrieved from Researchgate.net: [https://www.researchgate.net/figure/The-ideal-torque-characteristic-curves-for-the-PMSM-motor\\_fig3\\_308821510](https://www.researchgate.net/figure/The-ideal-torque-characteristic-curves-for-the-PMSM-motor_fig3_308821510)
  44. *Sumida Crossing*. (2017). Retrieved from Brushed DC Motor Technology and History: <http://www.sumidacrossing.org/LayoutElectricity/ModelTrainPower/DCTrainMotors/DCMotorTechHistory/>
  45. Toepfer, K. W.-H.-M.-H. (2011, Ιανουάριος). *Modelling and simulation of a simple homopolar motor of Faraday's type*. Retrieved from [https://www.researchgate.net/figure/Faradays-motor-principle\\_fig2\\_263616041](https://www.researchgate.net/figure/Faradays-motor-principle_fig2_263616041)
  46. *ttnmotor.com*. (2017, Μάρτιος 13). Retrieved from Ιστορία της εφεύρεσης του ηλεκτρικού κινητήρα: <http://gr.usattmotor.com/news/invention-story-of-electric-motor-6012160.html>
  47. *Wikipedia*. (n.d.). Retrieved from Electromagnet:

- <https://en.wikipedia.org/wiki/Electromagnet>
48. *wikiwand.com*. (n.d.). Retrieved from *Electric\_motor*: [https://www.wikiwand.com/en/Electric\\_motor](https://www.wikiwand.com/en/Electric_motor)
  49. Yang, H. Q.-K.-C. (2018, Νοέμβριος 2). Influence of Wye-and Delta-Connected Winding on the Performance of Line Start Permanent-Magnet Synchronous Motor . *International Journal of Emerging Electric Power Systems*.
  50. Α. Αλεξανδρίδης. (n.d.). *Προηγμένος Έλεγχος Ηλεκτρικών Μηχανών*. Πάτρα: Πανεπιστήμιο Πατρών .
  51. Αλεξανδρίδης, Α. (2015). *Τεχνολογίες Ελέγχου στα Αιολικά Συστήματα*. Πάτρα: Πανεπιστήμιο Πατρών.
  52. αντώνης. (2020). *κινητήρες*. αθίνα: παπασωτηρίου.
  53. Δημητρίου, Α. (Ιούλιος 2015). *Μελέτη και κατασκευή κυκλώματος οδήγησης σύγχρονου κινητήρα μόνιμου μαγνήτη για μικρό ηλεκτροκίνητο όχημα*. Πάτρα: Διπλωματική εργασία.
  54. *Electrical4dummies Blogspot*. (2016, Νοέμβριος 4). Retrieved from *Electrical4dummies Blogspot*: <https://electrical4dummies.blogspot.com/2016/11/the-lorentz-force-law.html>
  55. *Electronics - Tutorials*. (n.d.). Retrieved from <https://www.electronicstutorials.ws/power/thyristor.html>
  56. ΘΕΜΕΛΗΣ, Δ. (2015). *ΗΛΕΚΤΡΙΚΕΣ ΜΗΧΑΝΕΣ*. ΣΕΡΡΕΣ: ΤΕΧΝΟΛΟΓΙΚΟ ΕΚΠΑΙΔΕΥΤΙΚΟ ΙΔΡΥΜΑ ΚΕΝΤΡΙΚΗΣ ΜΑΚΕΔΟΝΙΑΣ ΤΜΗΜΑ ΜΗΧΑΝΟΛΟΓΩΝ ΜΗΧΑΝΙΚΩΝ ΤΕ.
  57. Λάσκαρης, Κ. (Δεκέμβριος 2011). *Σχεδιασμός και κατασκευή κινητήρων μόνιμων μαγνητών για ηλεκτρικά οχήματα*. Αθήνα: Διδακτορική διατριβή - ΕΜΠ.
  58. Μαλατέστας, Π. Β. (2017). *Ηλεκτρικές Μηχανές 3η έκδοση*. Αθήνα: ΕΚΔΟΣΕΙΣ ΤΖΙΟΛΑ.
  59. Μανιάς, Σ. Ν. (2017). *ΗΛΕΚΤΡΟΝΙΚΑ ΙΣΧΥΟΣ ΔΕΥΤΕΡΗ ΕΚΔΟΣΗ*. Αθήνα: ΣΥΜΕΩΝ.
  60. Οικονόμου, Χ. (2014, Απρίλιος). *Researchgate*. Retrieved from [https://www.researchgate.net/figure/Hysteresis-loops-for-a-soft-and-b-hard-magnetic-material\\_fig1\\_281270848](https://www.researchgate.net/figure/Hysteresis-loops-for-a-soft-and-b-hard-magnetic-material_fig1_281270848)
  61. Τσοτουλίδης, Σ. (2014). *Ανάλυση, σχεδιασμός και κατασκευή ηλεκτρικού κινητήριου συστήματος με σύγχρονο κινητήρα μόνιμων μαγνητών: βάση ανάπτυξης ηλεκτροκίνητου οχήματος κυψελών καυσίμου*. Πάτρα: Πανεπιστήμιο Πατρών.
  62. *ΨΗΦΙΑΚΑ ΣΥΣΤΗΜΑΤΑ ΑΥΤΟΜΑΤΟΥ ΕΛΕΓΧΟΥ*. (n.d.). Retrieved from <http://gun.teipir.gr/DSAEELAB/Ergastiriakes/pidtutorial.pdf>