

---

**ΑΛΕΞΑΝΔΡΕΙΟ ΤΕΧΝΟΛΟΓΙΚΟ ΕΚΠΑΙΔΕΥΤΙΚΟ ΙΔΡΥΜΑ  
ΘΕΣΣΑΛΟΝΙΚΗΣ**

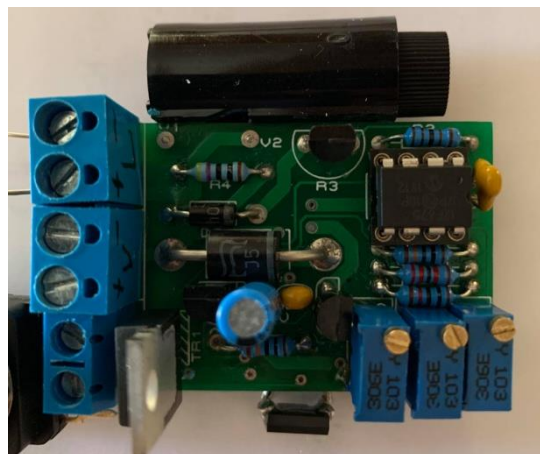
**ΣΧΟΛΗ ΤΕΧΝΟΛΟΓΙΚΩΝ ΕΦΑΡΜΟΓΩΝ**

**ΤΜΗΜΑ ΗΛΕΚΤΡΟΝΙΚΩΝ ΜΗΧΑΝΙΚΩΝ ΤΕ**

---

**Μελέτη και κατασκευή ελεγκτή στροφών DC κινητήρα ισχύος έως  
120W για τον έλεγχο της θερμοκρασίας του εσωτερικού της καμπίνας  
αυτοκινήτου**

**Design and manufacture of DC motor speed controller up to 120W to  
control the temperature inside the cabin of a car**



**ΠΤΥΧΙΑΚΗ ΕΡΓΑΣΙΑ**

**ΤΟΥ**

**ΒΑΡΕΜΜΕΝΟΣ ΣΠΥΡΙΔΩΝ**

**512014**

**ΚΩΔΙΚΟΣ ΠΤΥΧΙΑΚΗΣ**

**18132**

**Επιβλέπων: Γιακουμής Άγγελος, Καθηγητής εφαρμογών**

**Αγρίνιο, 2020**

## Περιεχόμενα

Περίληψη.....	4
Abstract.....	4
1. Ο Κινητήρας Συνεχούς Ρεύματος - DC κινητήρας.....	5
1.1. Αρχή κινητήρα συνεχούς ρεύματος (DC κινητήρα) .....	6
1.2. Λεπτομερής περιγραφή ενός κινητήρα συνεχούς ρεύματος (DC) .....	8
1.3. Έλεγχος ενός DC Κινητήρα .....	10
1.3.1. Αρχές του Κινητήρα BLDC.....	14
1.3.2. Δημιουργία Αλγορίθμου για τον Έλεγχο ενός DC Κινητήρα .....	20
1.3.3. Παρατήρηση του Συστήματος του DC Κινητήρα .....	24
2. Ανασκόπηση Ηλεκτρικών Κινητήρων.....	27
2.1. Το Μαθηματικό Μοντέλο του Κινητήρα DC .....	27
2.2. PID Ελεγκτές.....	29
2.3. PI ελεγκτής του κινητήρα συνεχούς ρεύματος .....	31
2.4. Ελεγκτής ταχύτητας .....	32
2.5. Αποτελέσματα προσομοίωσης .....	33
2.6. Το μαθηματικό μοντέλο του κινητήρα DC χωρίς ψήκτρες.....	34
2.7. Σύστημα ελέγχου του κινητήρα BLDC.....	36
2.8. PWM ελεγκτής ρεύματος.....	39
2.9. Ελεγκτής ταχύτητας .....	39
2.10. Σύγκριση των BLDC και PMSM κινητήρων .....	40
3. Περιγραφή και κατασκευή του κυκλώματος.....	41
3.1. Ηλεκτρονικό σχέδιο του κυκλώματος.....	41
3.2 Τα υλικά που χρησιμοποιήθηκαν.....	42
3.3 Σχεδιασμός και Υλοποίηση της πλακέτας.....	43

3.4 Ο κώδικας του προγράμματος.....	45
3.5 Τρόπος λειτουργίας του κυκλώματος.....	50
4. Συμπεράσματα.....	51
Βιβλιογραφία .....	52

## **Περίληψη**

Το κύκλωμα που υλοποιήθηκε για την πτυχιακή εργασία έχει ως σκοπό να ρυθμίζει τις στροφές ενός κινητήρα συνεχούς ρεύματος μέχρι 120W μέσω μικροελεγκτή PIC. Ο μικροελεγκτής μετρά την θερμοκρασία της καμπίνας του αυτοκινήτου και ρυθμίζει τις στροφές του κινητήρα με τεχνική PWM. Κατά τη δοκιμή του κυκλώματος στη θέση του thermistor τοποθετήθηκε ποτενσιόμετρο όπου οι τιμές των αντιστάσεων του ποτενσιόμετρου αντιστοιχούν σε τιμές θερμοκρασίας.

## **Abstract**

The circuit implemented for the thesis aims to regulate the speed of a DC motor up to 120W via a PIC microcontroller. The microcontroller measures the temperature of the car's cabin and adjusts the engine speed with PWM technique. During the test of the circuit a potentiometer was placed in the place of the thermistor where the values of the resistors of the potentiometer correspond to temperature values.

## 1. Ο Κινητήρας Συνεχούς Ρεύματος - DC κινητήρας

Ο ηλεκτροκινητήρας που λειτουργεί με συνεχές ρεύμα ονομάζεται κινητήρας συνεχούς ρεύματος (dc). Αυτός είναι μια συσκευή που μετατρέπει ηλεκτρική ενέργεια συνεχούς ρεύματος σε μηχανική ενέργεια. Οι ηλεκτροκινητήρες μετατρέπουν την ηλεκτρική ενέργεια σε κίνηση με την εκμετάλλευση ηλεκτρομαγνητικής επαγωγής.

Ένας απλός ηλεκτροκινητήρας συνεχούς ρεύματος (DC) περιγράφεται παρακάτω. Ο κινητήρας διαθέτει έναν μόνιμο μαγνήτη πετάλου (που ονομάζεται στάτορας επειδή είναι σταθερός στη θέση του) και ένα περιστρεφόμενο πηνίο αγωγών που ονομάζεται οπλισμός (ή δρομέας, επειδή περιστρέφεται). Ο οπλισμός που μεταφέρει το ρεύμα που παρέχεται από την μπαταρία είναι ένας ηλεκτρομαγνήτης, επειδή ένας αγωγός μεταφοράς ρεύματος παράγει ένα μαγνητικό πεδίο, και αόρατες γραμμές μαγνητικού πεδίου κυκλοφορούν γύρω από το καλώδιο του οπλισμού.

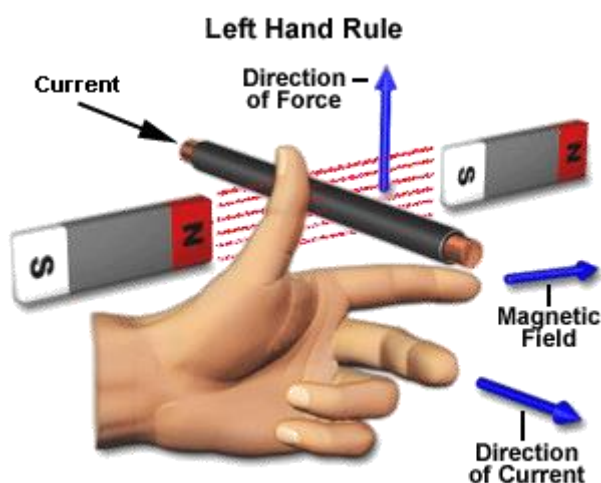
Το κλειδί για την παραγωγή κίνησης είναι η τοποθέτηση του ηλεκτρομαγνήτη στο μαγνητικό πεδίο του μόνιμου μαγνήτη (το πεδίο του εκτείνεται από το βόρειο προς νότιο πόλο). Ο οπλισμός βιώνει μια δύναμη που περιγράφεται από τον κανόνα του αριστερού χεριού. Αυτή η αλληλεπίδραση του μαγνητικού πεδίου και των κινούμενων φορτισμένων σωματιδίων (τα ηλεκτρόνια στο ρεύμα) έχει ως αποτέλεσμα τη ροπή στρέψης που κάνει τον οπλισμό να περιστραφεί.

Μια απλή στροφή 180 μοιρών είναι το μόνο που θα προέκυπτε από αυτόν τον κινητήρα αν δεν χρησιμοποιούταν ο διακόπτης δακτυλίων (συλλέκτης) - η κυκλική μεταλλική συσκευή η οποία χωρίζεται σε μισά που συνδέει τον οπλισμό με το κύκλωμα. Η ηλεκτρική ενέργεια ρέει από το θετικό πόλο της μπαταρίας μέσω του κυκλώματος, και διέρχεται μέσω μιας χάλκινης ψήκτρας στον συλλέκτη, και έπειτα στον οπλισμό. Αλλά αυτή η ροή αντιστρέφεται στο μέσο της κάθε πλήρους περιστροφής, χάρη στα δύο κενά στο συλλέκτη. Αυτό είναι ένα έξυπνο τέχνασμα: Για το πρώτο μισό κάθε περιστροφής, το ρεύμα ρέει μέσα στον οπλισμό μέσω του ενός τμήματος του συλλέκτη, προκαλώντας ροή ρεύματος σε μια συγκεκριμένη κατεύθυνση. Για το δεύτερο μισό της περιστροφής, όμως, το ηλεκτρικό ρεύμα εισέρχεται μέσω του άλλου μισού του συλλέκτη, προκαλώντας ρεύμα να ρέει μέσα

και μέσω του οπλισμού προς την αντίθετη κατεύθυνση. Αυτή η σταθερή αναστροφή ουσιαστικά μετατρέπει την τροφοδοσία συνεχούς ρεύματος της μπαταρίας σε εναλλασσόμενο ρεύμα, επιτρέποντας στον οπλισμό να δοκιμάσει τη ροπή προς τη σωστή κατεύθυνση την κατάλληλη στιγμή για να διατηρήσει την περιστροφή του.

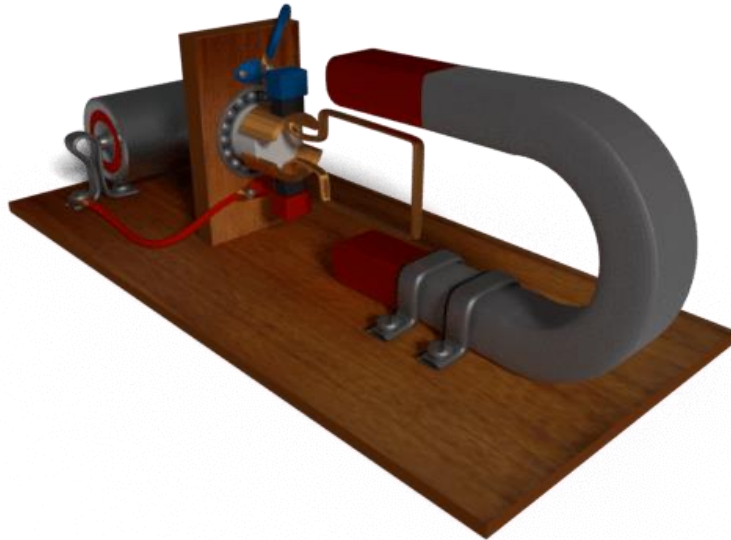
### 1.1. Αρχή κινητήρα συνεχούς ρεύματος (DC κινητήρα)

Όταν ένας αγωγός μεταφοράς ρεύματος τοποθετείται σε ένα μαγνητικό πεδίο, ασκείται πάνω του ροπή και έχει τάση να μετακινηθεί. Με άλλα λόγια, όταν αλληλεπιδρά ένα μαγνητικό πεδίο και ένα ηλεκτρικό πεδίο, παράγεται μια μηχανική δύναμη. Ο κινητήρας συνεχούς ρεύματος λειτουργεί με αυτή την αρχή. Αυτό είναι γνωστό ως δράση οδήγησης.



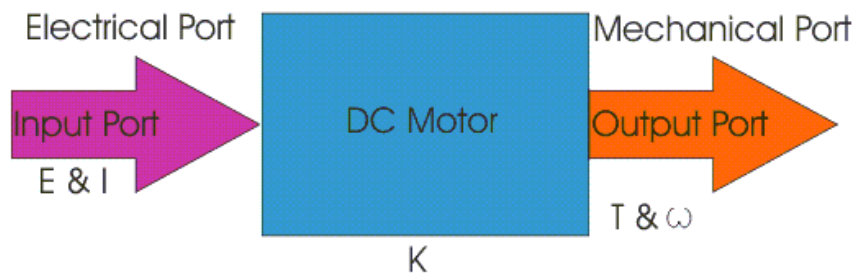
Σχήμα 1. Ο κανόνας του αριστερού χεριού.

Η κατεύθυνση περιστροφής αυτού του κινητήρα δίνεται από τον κανόνα του αριστερού χεριού του Fleming, σύμφωνα με τον οποίο αν ο δείκτης, το μεσαίο δάκτυλο και ο αντίχειρας του αριστερού χεριού εκτείνονται αμοιβαία κάθετα ο ένας στον άλλο και αν ο δείκτης αντιπροσωπεύει την κατεύθυνση του μαγνητικού πεδίου και το μεσαίο δάκτυλο υποδεικνύει την κατεύθυνση του ρεύματος, τότε ο αντίχειρας αντιπροσωπεύει την κατεύθυνση στην οποία ασκείται η δύναμη στον άξονα του κινητήρα συνεχούς ρεύματος.



Σχήμα 2. Ένας DC κινητήρας.

Δομικά και κατασκευαστικά, ένας κινητήρας συνεχούς ρεύματος είναι ακριβώς παρόμοιος με μια γεννήτρια συνεχούς ρεύματος (DC), αλλά ηλεκτρικά είναι ακριβώς το αντίθετο. Εδώ, σε αντίθεση με μια γεννήτρια, τροφοδοτείται ηλεκτρική ενέργεια στη θύρα εισόδου και εξάγεται μηχανική ενέργεια από τη θύρα εξόδου. Αυτό αντιπροσωπεύεται με το διάγραμμα συνιστωσών που φαίνεται παρακάτω.



Σχήμα 3. Γραφική αναπαράσταση της μετατροπής της ηλεκτρικής ενέργειας σε μηχανική ενέργεια.

Εδώ σε έναν κινητήρα συνεχούς ρεύματος, η τάση τροφοδοσίας  $E$  και το ρεύμα  $I$  δίδονται στην ηλεκτρική θύρα ή στη θύρα εισόδου και εξάγεται η μηχανική έξοδος δηλαδή η ροπή  $T$  και η γωνιακή ταχύτητα  $\omega$  από τη μηχανική θύρα ή τη θύρα εξόδου. η παράμετρος  $K$  συσχετίζει τις μεταβλητές θύρας εισόδου και εξόδου του κινητήρα συνεχούς ρεύματος.

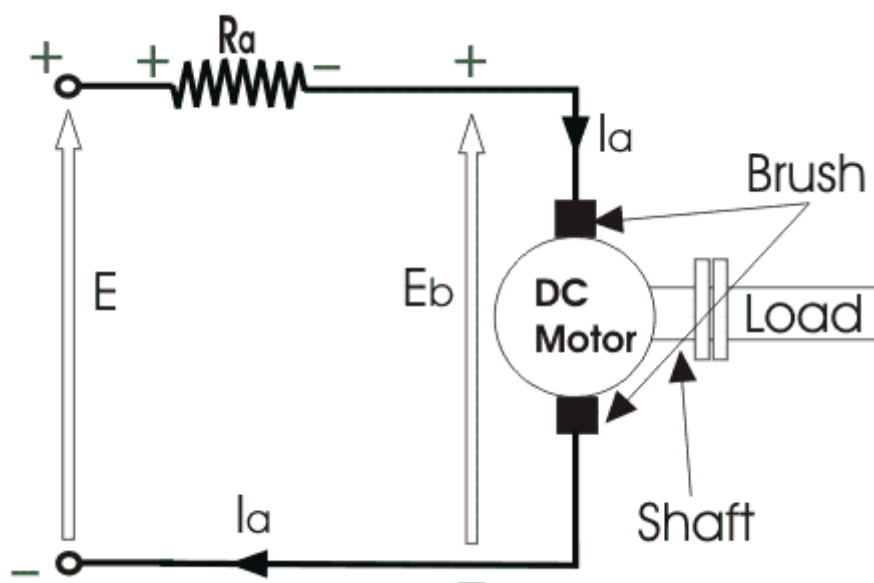
$$T = KI \text{ and } E = K\omega$$

Έτσι, από την παραπάνω εικόνα, μπορεί να γίνει αντιληπτό ότι στον κινητήρα εμφανίζονται απλώς τα αντίθετα φαινόμενα μιας γεννήτριας συνεχούς ρεύματος και

ότι μπορεί να αντληθεί τόσο λειτουργία κινητήρα όσο και γεννήτριας από το ίδιο μηχανήμα αλλά αναστρέφοντας τις θύρες.

## 1.2. Λεπτομερής περιγραφή ενός κινητήρα συνεχούς ρεύματος (DC)

Για να κατανοηθεί με λεπτομέρεια ο κινητήρας συνεχούς ρεύματος (DC), μπορεί να εξεταστεί το παρακάτω διάγραμμα,



Σχήμα 4. Το κύκλωμα ενός DCκινητήρα.

Ο κύκλος στο κέντρο αντιπροσωπεύει τον κινητήρα συνεχούς ρεύματος. Στον κύκλο, τοποθετούνται οι ψήκτρες. Στις ψήκτρες, συνδέονται οι εξωτερικοί ακροδέκτες, μέσω των οποίων δίνεται η τάση τροφοδοσίας. Στο μηχανικό τερματικό, υπάρχει ένας άξονας που βγαίνει από το κέντρο του οπλισμού, και ο άξονας συμπλέκεται με το μηχανικό φορτίο. Στους ακροδέκτες τροφοδοσίας, εμφανίζεται η αντίσταση του οπλισμού  $R_a$  σε σειρά.

Τώρα, εφαρμόζεται η τάση εισόδου  $E$ , στις ψήκτρες. Το ηλεκτρικό ρεύμα που ρέει στον οπλισμό του δρομέα μέσω των ψηκτρών, παρουσία του μαγνητικού πεδίου, παράγει μια ροπή στρέψης  $T_g$ . Λόγω αυτής της ροπής  $T_g$  περιστρέφεται ο οπλισμός του κινητήρα συνεχούς ρεύματος. Καθώς οι αγωγοί οπλισμού μεταφέρουν ρεύμα και ο οπλισμός περιστρέφεται μέσα στο μαγνητικό πεδίο του στάτη, παράγει επίσης μία αντι-ηλεκτρεγερτική δύναμη (τάση)  $emf E_b$  με τρόπο πολύ παρόμοιο με αυτόν μιας γεννήτριας. Η παραγόμενη αντι-ηλεκτρεγερτική δύναμη  $Emf E_b$  είναι ενάντια στην παρεχόμενη τάση και αντισταθμίζει την τάση προς τα εμπρός.



Η αντι-ηλεκτρεγερτική δύναμη emf όπως στην περίπτωση μιας γεννήτριας αντιπροσωπεύεται από

$$E_b = \frac{P \cdot \varphi \cdot Z \cdot N}{60 \cdot A}$$

Όπου, P = αριθμός των πόλων

$\varphi$  = μαγνητική ροή ανά πόλο

Z = αριθμός αγωγών

A = αριθμός παράλληλων διαδρομών

και N είναι η ταχύτητα του κινητήρα συνεχούς ρεύματος.

Έτσι, από την παραπάνω εξίσωση, μπορούμε το  $E_b$  είναι ανάλογο με την ταχύτητα περιστροφής «N». Αυτό συμβαίνει όταν περιστρέφεται ένας κινητήρας συνεχούς ρεύματος. Παράγεται αντι-ηλεκτρεγερτική δύναμη Emf. Τώρα ας αντιπροσωπευθεί η ταχύτητα του δρομέα από  $\omega$  σε rad / sec. Επομένως η  $E_b$  είναι ανάλογη προς το  $\omega$ .

Έτσι, όταν η εφαρμογή του φορτίου μειώνει την ταχύτητα του κινητήρα, η  $E_b$  μειώνεται. Έτσι η διαφορά τάσης μεταξύ τάσης τροφοδοσίας και αντι-ηλεκτρεγερτικής δύναμης emf αυξάνεται, πράγμα που σημαίνει ότι το  $E - E_b$  αυξάνεται. Λόγω αυτής της αυξημένης διαφοράς τάσης, το ρεύμα οπλισμού θα αυξηθεί και συνεπώς θα αυξηθεί η ροπή και επομένως η ταχύτητα αυξάνεται. Έτσι, ένας κινητήρας συνεχούς ρεύματος μπορεί να διατηρεί την ίδια ταχύτητα υπό μεταβλητό φορτίο.

Τώρα το ρεύμα οπλισμού  $I_a$  αντιπροσωπεύεται από

$$I_a = \frac{E - E_b}{R_a}$$

Τώρα κατά την εκκίνηση, η ταχύτητα  $\omega = 0$  έτσι στην αρχή  $E_b = 0$ .

$$\therefore I_a = \frac{E}{R_a}$$

Τότε καθώς η ηλεκτρική αντίσταση  $R_a$  είναι μικρή, αυτός ο κινητήρας έχει πολύ υψηλό ρεύμα εκκίνησης απουσία της αντι-ηλεκτρεγερτικής δύναμης Emf. Ως αποτέλεσμα, πρέπει να χρησιμοποιηθεί ένας εκκινητής για την εκκίνηση ενός κινητήρα συνεχούς ρεύματος.

Καθώς ο κινητήρας συνεχίζει να περιστρέφεται, αρχίζει να παράγεται αντι-ηλεκτρεγερτική δύναμη και βαθμιαία μειώνεται το ρεύμα καθώς ο κινητήρας αυξάνει την ταχύτητα του.

#### Τύποι κινητήρων DC

Οι κινητήρες συνεχούς ρεύματος ονομάζονται σύμφωνα με τη σύνδεση της περιέλιξης πεδίου με τον οπλισμό. Υπάρχουν 3 τύποι:

- Κινητήρας συνεχούς ρεύματος σύνδεσης βραχυκύκλωσης
- Κινητήρας συνεχούς ρεύματος σύνδεσης σε σειρά
- Κινητήρας συνεχούς ρεύματος σύνθετης σύνδεσης

### 1.3. Έλεγχος ενός DC Κινητήρα

Οι ηλεκτρικοί κινητήρες διάφορων τύπων,(Chilikinetal, 1979),βρίσκουν εφαρμογές σαν ενεργοποιητές σε διαφορετικές εφαρμογές συμπεριλαμβάνοντας ειδικά τις αυτοματοποιημένες διαδικασίες. Παρά το γεγονός ότι έχει γίνει εργασία στους ελεγχόμενους ηλεκτρικούς κινητήρες για έναν αιώνα υπάρχει ακόμα ενδιαφέρον σε αυτόν τον τομέα. Σε μεγάλο βαθμό αυτό οφείλεται στο γεγονός ότι η ευρεία χρήση των ηλεκτρικών κινητήρων έδωσε ώθηση σε μια συντηρητική αντιμετώπιση προς νέες προσεγγίσεις στον έλεγχο σε σχέση με μια ολόκληρη γκάμα ηλεκτρικών κινητήρων διάφορων γενιών και κατανοητό σκεπτικισμό έναντι νέων ιδεών λόγω των υψηλών απαιτήσεων στην αξιοπιστία τους και στη δυνατότητα κατασκευής τους. Παρόλα αυτά, η χρήση της τεχνολογίας μικροεπεξεργαστών άνοιξε το δρόμο σε αυξανόμενα πιο περίπλοκους και ως εκ τούτου πιο αποτελεσματικούς αλγόριθμους ελέγχου κάτι που οδηγεί στην ανάπτυξη της θεωρίας και της πρακτικής στο σχεδιασμό αυτοματοποιημένων ηλεκτρικών κινητήρων,(Kopylov, 1986).

Η εργασία των Hyng & Utkin, (2006), θεωρεί το πρόβλημα της τοποθέτησης του κινητήρα συνεχούς ρεύματος (DCEM) με ανεξάρτητη διέγερση με βάση τη θεωρία κατάστασης ολίσθησης,(Utkin, 1981). Οι μέθοδοι της θεωρίας των συστημάτων με μη συνεχείς ελεγκτές φαίνεται να είναι πολύ αποδοτικές γιατί οι ενέργειες ελέγχου παίζουν σημαντικό ρόλο στους σύγχρονους ηλεκτρικούς κινητήρες που ελέγχονται από ρυθμιστές τάσης. Η άμεση χρήση των μεθόδων σχεδίασης συστημάτων με μη συνεχείς ελεγκτές επιτρέπει τη συνειδητοποίηση σε αυτή την περίπτωση των νόμων

ενεργοποίησης ανατροφοδότησης στο στάδιο του σχεδιασμού και έτσι αποφεύγεται ο προβληματισμός για τα θέματα που περιέχονται στο σχεδιασμό των συστημάτων που βασίζονται σε διάφορα είδη ρύθμισης πλάτους παλμών

Από την άλλη, σε αντίθεση με τους συνεχείς ελεγκτές, η κίνηση στην κατάσταση ολίσθησης χαρακτηρίζεται από μερικά ελκυστικά χαρακτηριστικά όπως τη μη μεταβολή της σε εξωτερικές και παραμετρικές διαταραχές, τη μείωση στις διαστάσεις των εξισώσεων που περιγράφουν την κίνηση της κατάστασης ολίσθησης, και τη γραμμικοποίηση τους, και την απλότητα της συνειδητοποίησης των αλγόριθμων ελέγχου. Το ξεχωριστό χαρακτηριστικό της προσέγγισης της εργασίας των Hynq & Utkin, (2006), έγκειται στη χρήση των καταστάσεων ολίσθησης για παρατήρηση, (Krasnovaetal, 2001). Η περίπου ιδανική κατάσταση ολίσθησης είναι γνωστή, (Utkin, 1981), να προέρχεται υπό μία μη περιορισμένη αύξηση της συχνότητας ενεργοποίησης των ενεργειών ελέγχου. Στα φυσικά συστήματα ελέγχου αυτή η υπόθεση δεν είναι αληθής παρά το γεγονός ότι η συχνότητα ενεργοποίησης στους ρυθμιστές τάσης είναι αρκετά υψηλή και φτάνει τις δεκάδες kilohertz.

Σε αντίθεση με το βρόχο ανατροφοδότησης οι κινήσεις ολίσθησης στους παρατηρητές κατάστασης δεν περιορίζονται από τα φυσικά χαρακτηριστικά της ελεγχόμενης εγκατάστασης, αλλά μάλλον ορίζονται αποκλειστικά από την ταχύτητα του περιβάλλοντος υπολογιστών όπου οι αλγόριθμοι παρατήρησης πραγματοποιούνται, το οποίο στο τρέχον επίπεδο της μηχανικής υπολογιστών επιτρέπει τη προσέγγιση των κινήσεων ολίσθησης στον παρατηρητή προς τις ιδανικές. Είναι σημαντικό να σημειωθεί και ένα άλλο πλεονέκτημα της χρήσης παρατηρητών στο σύστημα ελέγχου σε καταστάσεις ολίσθησης: η ανακύκλωση των γρήγορων κινήσεων στο σύστημα κλειστού βρόχου περιλαμβάνει μόνο τον παρατηρητή κατάστασης και επομένως οι μη λαμβανόμενες υπόψη δυναμικές ατέλειες της ελεγχόμενης εγκατάστασης όπως η απόσβεση και τα βοηθητικά πηνία του DCEM δεν επηρεάζουν αρνητικά την ταχύτητα του συστήματος κλειστού βρόχου.

Ο κινητήρας μόνιμου μαγνήτη χωρίς ψήκτες μπορεί να ταξινομηθεί σε σχέση με την κυματομορφή αντι-ηλεκτρεγερτικής δύναμης (αντι-HEΔ), που δύναται να λειτουργήσει είτε με εναλλασσόμενο ρεύμα χωρίς ψήκτες (BrushlessAC - BLAC) είτε με συνεχές ρεύμα χωρίς ψήκτες (Brushless DC - BLDC). Συνήθως ο κινητήρας BLAC έχει μια ημιτονοειδή κυματομορφή αντι-HEΔ και ο κινητήρας BLDC έχει μια

τραπεζοειδή αντι-HEΔ. Στις σύγχρονες παραγωγές ηλεκτρικών μηχανών οι κινητήρες συνεχούς χωρίς ψήκτρες κερδίζουν ραγδαία δημοτικότητα. Οι κινητήρες BLDC χρησιμοποιούνται σε βιομηχανίες όπως οικιακές συσκευές, βιομηχανία HVAC, ιατρική, ηλεκτρική πρόσφυση, οδικά οχήματα, στρατιωτικός εξοπλισμός, σκληρός δίσκος HDD κ.λπ. Οι κινητήρες DC έχουν μακρά ιστορία. Έχουν χρησιμοποιηθεί στις βιομηχανίες εδώ και πολλά χρόνια. Παρέχουν απλά μέσα και ακριβή τρόπο ελέγχου. Επιπλέον, έχουν υψηλή απόδοση και έχουν χαρακτηριστικά υψηλής ροπής στην εκκίνηση σε σχέση με την πτώση ταχύτητας που βοηθούν περαιτέρω την υψηλή ροπή εκκίνησης και συμβάλλουν στην αποφυγή ξαφνικής αύξησης φορτίου. Αλλά με τέτοια χαρακτηριστικά, ο κινητήρας dc έχει μερικές ελλείψεις που πρέπει να ληφθούν υπόψη, οι οποίες οδήγησαν στη σχεδίαση ορισμένων άλλων εναλλακτικών τύπων κινητήρων DC, για παράδειγμα, η έλλειψη περιοδικής συντήρησης μηχανικών φθορών, ακουστικός θόρυβος, σπινθήρες, επιδράσεις ψηκτρών είναι μερικά από τα προβλήματα και ελαττώματα που έπρεπε να ξεπεραστούν στους κινητήρες dc.

Ως αποτέλεσμα έχουν γίνει εμφατικές μελέτες σε σύγχρονους κινητήρες dc με συλλέκτες (commutators) χωρίς ψήκτρες. Έτσι, οι τρέχουσες έρευνες έχουν προσαρμοστεί στην ανάπτυξη κινητήρων συνεχούς ρεύματος χωρίς ψήκτρες, οι οποίοι γίνονται γρήγορα εναλλακτικές προς τους συμβατικούς τύπους κινητήρων DC. Τύποι ελέγχου ταχύτητας κινητήρα BLDC με χρήση αισθητήρων, μέθοδοι ελέγχου άνευ αισθητήρων, ψηφιακοί ελεγκτές σήματος, ψηφιακοί επεξεργαστές σήματος (DSPs), προσαρμοστικοί νευρο-ασαφείς ελεγκτές, ελεγκτές ασαφούς λογικής κ.λπ. Κινητήρες BLDC, που ονομάζονται επίσης Μόνιμου Μαγνήτη DC (Permanent Magnet DC), σύγχρονοι κινητήρες, είναι ένας από τους τύπους κινητήρων που έχουν αποκτήσει πιο γρήγορα δημοτικότητα, κυρίως λόγω των καλύτερων χαρακτηριστικών τους και απόδοσης. Ο έλεγχος των κινητήρων BLDC μπορεί να γίνει σε λειτουργία αισθητήρα ή άνευ αισθητήρα, αλλά χρησιμοποιούνται συχνά αισθητήρες χαμηλού κόστους φαινομένου Hall. Τα επιταχυνσιόμετρα έχουν εφαρμοστεί εκτενώς για τη μέτρηση της θέσης και της ταχύτητας του κινητήρα. Για την μείωση του συνολικού κόστους συσκευών ενεργοποίησης, συνήθως χρησιμοποιούνται τεχνικές ελέγχου χωρίς αισθητήρα. Ως αποτέλεσμα, πολλοί ερευνητές έχουν αναφερθεί σε οδήγηση άνευ αισθητήρων που μπορούν να ελέγξουν τη θέση, την ταχύτητα και/ή τη ροπή χωρίς αισθητήρες θέσης προσαρτημένους στον μηχανικό άξονα. Οι συμβατικές μέθοδοι ελέγχου άνευ αισθητήρων μπορούν να ταξινομηθούν σε τέσσερις κατηγορίες.

Πρώτον, η μέθοδος ανίχνευσης ρεύματος ανοιχτής φάσης είναι μια τεχνική για την ανίχνευση του χρονικού διαστήματος αγωγής των διόδων ελεύθερης διέλευσης που συνδέονται αντιπαράλληλα με τρανζίστορ ισχύος. Δεύτερον, η μέθοδος ανίχνευσης της τρίτης αρμονικής της αντι-HEΔ είναι η τεχνική για την αφαίρεση όλων των θεμελιωδών και άλλων πολυφασικών συνιστωσών μέσω ενός απλού αθροίσματος τριών φάσεων τάσης. Τρίτον, η μέθοδος ολοκλήρωσης αντι-HEΔ είναι μια τεχνική που εφαρμόζει την αρχή ότι η ολοκλήρωση είναι σταθερή από το σημείο μηδενικής διέλευσης (Zero Crossing Point - ZCP) έως τις 30°. Όσον αφορά τον ψηφιακό ελεγκτή σήματος, για να παρέχει περαιτέρω αποδοτικότητα κόστους και ευκολία σχεδιασμού χρησιμοποιείται ένας υψηλής απόδοσης 16-bit ψηφιακός ελεγκτής σήματος (Digital Signal Controller - DSC). Χρησιμοποιείται έλεγχος άνευ αισθητήρων μέσω της τεχνικής μηδενικής διέλευσης αντι-HEΔ, εξαλείφοντας την ανάγκη για αισθητήρες Hall μειώνοντας έτσι περαιτέρω το κόστος και αυξάνοντας την αξιοπιστία.

Η ταχύτητα μεταβάλλεται χρησιμοποιώντας την τεχνική διαμόρφωσης εύρους παλμού (Pulse Width Modulation - PWM). Ως Ψηφιακός Επεξεργαστής Σήματος, ο έλεγχος ταχύτητας κινητήρα dc χωρίς ψήκτρες με τεχνική PWM χρησιμοποιεί ψηφιακό επεξεργαστή TMS320F240. Ο BLDC χρησιμοποιείται ευρέως λόγω της υψηλής μηχανικής πυκνότητας ισχύος, της απλότητας και της αποδοτικότητας κόστους. Ο πλήρης ελεγκτής για BLDC αναπτύχθηκε χρησιμοποιώντας τον επεξεργαστή ψηφιακού σήματος TMS 320F240, ο οποίος διαθέτει τα ειδικά χαρακτηριστικά για τον ψηφιακό έλεγχο κινητήρα. Ο νέος προσαρμοστικός νευρο-ασαφής ελεγκτής (Neuro-Fuzzy Controller - NFC) χρησιμοποιείται για την οδήγηση κινητήρων BLDC για έλεγχο ταχύτητας. Απαιτεί μικρότερο υπολογισμό σε σύγκριση με τα συμβατικά ασαφή ή/και νευρωνικά δίκτυα, που χρησιμοποιούνται για εφαρμογές ηλεκτρικής κίνησης. Ο προτεινόμενος ελεγκτής χρησιμοποιείται για έλεγχο ταχύτητας και/ή ροπής στην οδήγηση του κινητήρα BLDC. Προκειμένου να αποδειχθεί η ικανότητα NFC να ακολουθεί την ταχύτητα αναφοράς και να απορρίπτει ανεπιθύμητες διαταραχές, ο ελεγκτής PI (Proportional-Integral) εφαρμόζεται για έλεγχο ταχύτητας κινητήρα BLDC. Ο ελεγκτής χρησιμοποιεί τρεις ελεγκτές ασαφούς λογικής και τρεις ελεγκτές PI. Οι έξοδοι των ελεγκτών PI αθροίζονται και δίνονται ως είσοδος στον ελεγκτή ρεύματος. Ο ελεγκτής ρεύματος χρησιμοποιεί ελεγκτή P

(Proportional). Ο ασαφής λογικός έλεγχος μαθαίνει συνεχώς και σταδιακά γίνεται ο κύριος αποτελεσματικός έλεγχος.

### 1.3.1. Αρχές του Κινητήρα BLDC

Η μοντελοποίηση ενός κινητήρα BLDC μπορεί να αναπτυχθεί με τον ίδιο τρόπο όπως μια τριφασική σύγχρονη μηχανή. Δεδομένου ότι ο δρομέας του είναι προσαρτημένος με μόνιμο μαγνήτη, ορισμένα δυναμικά χαρακτηριστικά είναι διαφορετικά. Η πεπλεγμένη ροή από τον δρομέα εξαρτάται από τον μαγνήτη. Επομένως, ο κορεσμός της πεπλεγμένης μαγνητικής ροής είναι τυπικός για αυτού του είδους τους κινητήρες. Όπως οποιοσδήποτε τυπικός τριφασικός κινητήρας, μια δομή κινητήρα BLDC τροφοδοτείται από μια τριφασική πηγή τάσης όπως φαίνεται στην Εικ. 1. Η πηγή δεν είναι απαραίτητο να είναι ημιτονοειδής. Η τετραγωνική κυματομορφή ή άλλη μορφή κύματος μπορεί να εφαρμοστεί εφ' όσον η μέγιστη τάση δεν υπερβαίνει το μέγιστο όριο τάσης του κινητήρα. Ομοίως, το μοντέλο της περιέλιξης του τυμπάνου (armature) για τον κινητήρα BLDC εκφράζεται ως εξής:

$$U_a = Ri_a + L \frac{di_a}{dt} + e_a$$

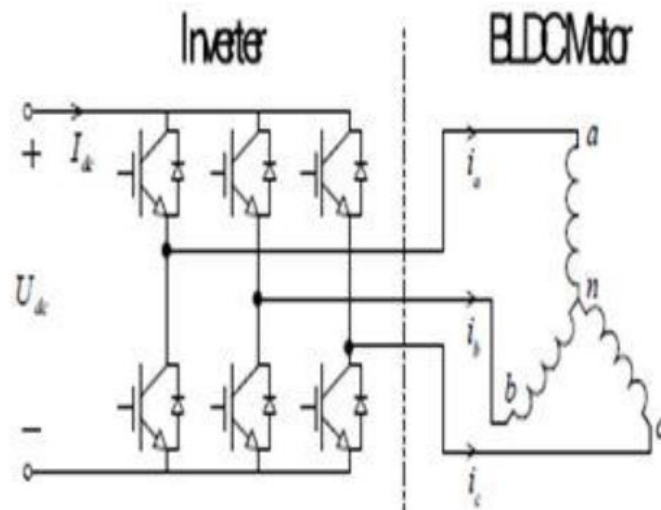
$$U_b = Ri_b + L \frac{di_b}{dt} + e_b$$

$$U_c = Ri_c + L \frac{di_c}{dt} + e_c$$

Η αλλιώς στη συμπαγή μορφή πίνακα που ακολουθεί:

$$\begin{bmatrix} U_a \\ U_b \\ U_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R + \rho L & 0 & 0 \\ 0 & R + \rho L & 0 \\ 0 & 0 & R + \rho L \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} e_a \\ e_b \\ e_c \end{bmatrix}$$

Όπου  $L_a = L_b = L_c = L = L_s - M$ ,  $L_a$  είναι η αυτεπαγωγή του τυμπάνου,  $M$  είναι η αλληλεπαγωγή, οι αντιστάσεις τυμπάνου  $R_a = R_b = R_c = R$  και οι τερματικές φασικές τάσεις  $U_a, U_b, U_c$  [V], τα ρεύματα εισόδου του κινητήρα  $i_a, i_b, i_c$  [A], οι αντι-ΗΕΔ του κινητήρα  $e_a, e_b, e_c$  [V] ενώ το  $\rho$  στον πίνακα αναπαριστά τον τελεστή  $d/dt$ .



Σχήμα 5. Σχηματικό κινητήρα BLDC

Το σχήμα 5 δείχνει τις συνολικές διατάξεις του συστήματος του κινητήρα BLDC τριών φάσεων. Η τοπολογία τριφασικού αντιστροφέα (inverter) είναι μια διάταξη πηγής τάσης έξι διακοπών με σταθερή τάση εισόδου ( $V_{dc}$ ), η οποία τοπολογία είναι ταυτόσημη με τις οδηγίες κινητήρα επαγωγής και τις οδηγίες κινητήρα AC μόνιμου μαγνήτη.

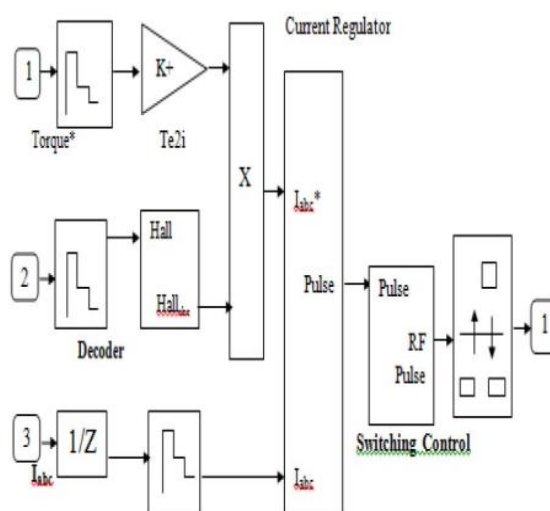
Διαφορετικές μέθοδοι για τον έλεγχο της ταχύτητας του κινητήρα DC χωρίς ψήκτρες είναι:

- Μέθοδος ελέγχου με βάση αισθητήρες
- Μέθοδος ελέγχου άνευ αισθητήρων
- Μέθοδος ψηφιακού ελέγχου
- Αναλογικός έλεγχος βάσει γενετικής (Genetic based Proportional Control)

#### ***A. Μέθοδοι ελέγχου βάσει αισθητήρων για κινητήρες DC χωρίς ψήκτρες***

Αυτά τα είδη συσκευών βασίζονται στη θεωρία φαινομένου Hall, η οποία δηλώνει ότι εάν ένας αγωγός που φέρει ηλεκτρικό ρεύμα τοποθετηθεί σε μαγνητικό πεδίο, το μαγνητικό πεδίο ασκεί εγκάρσια δύναμη στα κινούμενων φορτία-φορείς που τείνει να τα ωθεί στη μία πλευρά του αγωγού. Μια συσσώρευση φορτίου στις πλευρές των αγωγών θα εξισορροπήσει αυτήν τη μαγνητική επίδραση παράγοντας μια μετρήσιμη τάση μεταξύ των δύο πλευρών του αγωγού. Για να περιστραφεί ο κινητήρας BLDC, τα πηνία του στάτη πρέπει να διεγείρονται διαδοχικά. Είναι σημαντική η γνώση της θέσης του δρομέα για την κατανόηση του ποιο πηνίο θα ενεργοποιηθεί ακολουθώντας

την ακολουθία διέγερσης. Η θέση του δρομέα ανιχνεύεται χρησιμοποιώντας αισθητήρες Hall ενσωματωμένους στο στάτη. Η αρχή διασύνδεσης μεταξύ του κινητήρα χωρίς ψήκτρες και του αισθητήρα θυμίζει τον μικροσκοπικό μαγνητικό γωνιακό κωδικοποιητή που βασίζεται σε αισθητήρες Hall 3-D. Ένας μόνιμος μαγνήτης στερεώνεται στο άκρο ενός περιστροφικού άξονα και ο μαγνητικός αισθητήρας τοποθετείται από κάτω, και ο μαγνήτης δημιουργεί ένα μαγνητικό πεδίο παράλληλο προς την επιφάνεια του αισθητήρα. Αυτή η επιφάνεια αντιστοιχεί στις ευαίσθητες κατευθύνσεις του μαγνητικού αισθητήρα. Οι τριφασικοί κινητήρες χωρίς ψήκτρες χρειάζονται τρία σήματα με μετατόπιση φάσης  $120^\circ$  για έλεγχο, οπότε μπορεί να χρησιμοποιηθεί σύστημα κλειστού βρόχου για τη βελτίωση της απόδοσης του κινητήρα.



Σχήμα 6. Έλεγχος αισθητήρα Hall ενός κινητήρα BLDC

Αισθητήρες που χρησιμοποιούνται για έλεγχο ταχύτητας του κινητήρα D.C. χωρίς ψήκτρες ανάλογα με το πρόβλημα:

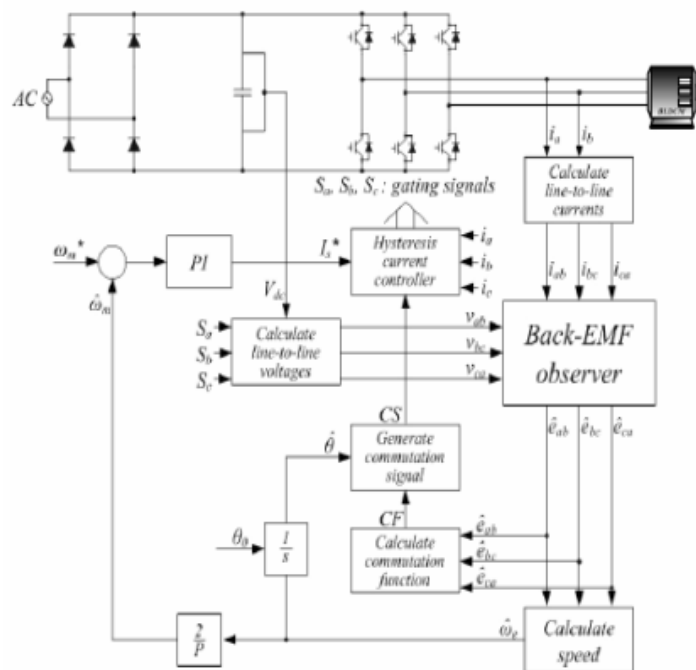
1. Χρησιμοποιούνται συνήθως αισθητήρες Hall χαμηλού κόστους.
2. Ηλεκτρομαγνητικοί αισθητήρες μεταβλητής μαγνητικής αντίστασης (Variable Reluctance - VR)
3. Τα επιταχυνσιόμετρα έχουν εφαρμοστεί εκτενώς στη μέτρηση θέσης και ταχύτητας κινητήρα.

### **B. Μέθοδοι ελέγχου άνευ αισθητήρων για κινητήρες DC χωρίς ψήκτρες**



Οι κινητήρες BLDC με το προφίλ τραπεζοειδούς ηλεκτρεγερτικής δύναμης (EMF), απαιτούν έξι διακριτές πληροφορίες θέσης του δρομέα για τη λειτουργία του αντιστροφέα. Αυτές παράγονται συνήθως από διακοπτικούς αισθητήρες φαινομένου Hall που τοποθετούνται μέσα στον κινητήρα. Ωστόσο, είναι ένα πολύ γνωστό γεγονός ότι αυτοί οι αισθητήρες έχουν ορισμένα μειονεκτήματα. Αυξάνουν το κόστος του κινητήρα και χρειάζονται ειδικές μηχανικές διευθετήσεις για να προσαρτηθούν. Επιπλέον, οι αισθητήρες Hall είναι ευαίσθητοι στη θερμοκρασία και επομένως περιορίζουν τη λειτουργία του κινητήρα. Θα μπορούσαν να μειώσουν την αξιοπιστία του συστήματος λόγω των επιπλέον εξαρτημάτων και της καλωδίωσης. Έτσι η μέθοδος άνευ αισθητήρων είναι η αξιόπιστη μέθοδος που χρησιμοποιείται σε σκληρά περιβάλλοντα. Υπάρχουν τρεις ανεξάρτητες μέθοδοι για τον προσδιορισμό της διάταξης Hall. Η επιλογή της μεθόδου που θα χρησιμοποιηθεί εξαρτάται από τις παρεχόμενες πληροφορίες.

- Αλληλουχία λειτουργίας συλλέκτη βάσει Hall
- Κυματομορφές αντι-HEΔ



Σχήμα 7. Σύστημα οδήγησης άνευ αισθητήρων

### Γ. Ψηφιακός έλεγχος κινητήρων BLDC

Η οδήγηση αποτελείται από ελεγκτή ταχύτητας, γεννήτρια ρεύματος αναφοράς, ελεγκτή ρεύματος PWM, αισθητήρα θέσης, τον κινητήρα και διακόπτες IGBTs. Η

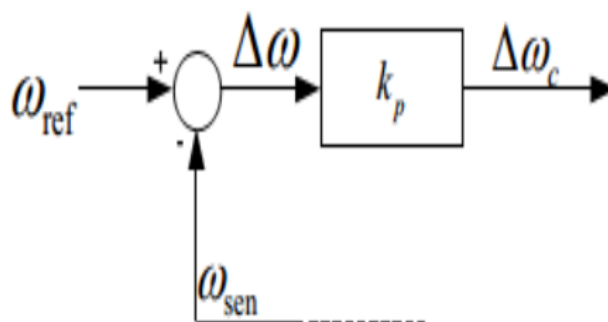
ταχύτητα του κινητήρα συγκρίνεται με την τιμή αναφοράς του και το σφάλμα ταχύτητας υποβάλλεται σε επεξεργασία στον PI ελεγκτή ταχύτητας. Η έξοδος αυτού του ελεγκτή θεωρείται ως ροπή αναφοράς. Ο κινητήρας BLDC χαρακτηρίζεται από μια διφασική λειτουργία ON για τον έλεγχο του αντιστροφέα. Σε αυτό το σχήμα ελέγχου, η παραγωγή ροπής ακολουθεί την αρχή ότι το ρεύμα πρέπει να ρέει μόνο σε δύο από τις τρεις φάσεις κάθε φορά και ότι δεν πρέπει να υπάρχει παραγωγή ροπής στην περιοχή των μηδενικών διελεύσεων της αντι-HEΔ. Το σχήμα 7 περιγράφει τις ηλεκτρικές κυματομορφές στον κινητήρα BLDC στη διφασική ON λειτουργία. Ο συλλέκτης παρέχει τη δημιουργία ενός περιστρεφόμενου πεδίου. Όπως εξηγήθηκε, είναι απαραίτητο να διατηρείται η γωνία μεταξύ ροής στάτη και δρομέα κοντά στις  $90^\circ$  για να λειτουργεί σωστά ένας κινητήρας BLDC. Ο έλεγχος έξι βημάτων δημιουργεί ένα σύνολο έξι πιθανών διανυσμάτων ροής στάτη. Το διάνυσμα ροής στάτη πρέπει να αλλάξει σε μια συγκεκριμένη θέση δρομέα. Οι αισθητήρες Hall ανιχνεύουν συνήθως τη θέση του δρομέα. Οι αισθητήρες Hall παράγουν τρία σήματα που περιλαμβάνουν επίσης έξι καταστάσεις. Πράγματι, οι χαρακτηριστικές οδήγησης και οι μέθοδοι ελέγχου του κινητήρα είναι πολύ παρόμοιες για τις τραπεζοειδείς και ημιτονοειδείς μηχανές και στις δύο περιπτώσεις ο κινητήρας πρέπει να διεγερθεί με ελεγχόμενα ρεύματα που συγχρονίζονται με τη θέση του δρομέα. Στην εργασία των (Dwivedi&Tiwari, 2017) παρουσιάζεται ένα απλό και αποτελεσματικό σύστημα ελέγχου διαμόρφωσης, το οποίο επιτρέπει την καλή κυματομορφή ρεύματος. Για την επίτευξη αυτών των στόχων, χρησιμοποιείται ένας BDCM λόγω των ακόλουθων πλεονεκτημάτων:

- Το αισθητηριακό σύστημα θέσης του μηχανικού άξονα χρειάζεται μόνο να παραδώσει έξι ψηφιακά σήματα για την οδήγηση των τρανζίστορ του αντιστροφέα.
- Το σχεδόν τετραγωνικής μορφής ρεύμα των τυμπάνων χαρακτηρίζεται κυρίως από τη μέγιστη τιμή πλάτους τους, η οποία ελέγχει άμεσα τη ροπή της μηχανής.
- Η απόδοση του αντιστροφέα είναι πολύ αξιόπιστη επειδή υπάρχουν αδρανείς χρόνοι για κάθε τρανζίστορ.

#### ***4. Αναλογική μέθοδος ελέγχου***

Για τη ρύθμιση της ταχύτητας του κινητήρα στο επιθυμητό επίπεδο, στην εργασία των (Dwivedi & Tiwari, 2017) προτείνεται ένα σχήμα ρύθμισης ταχύτητας. Αν και

διαταραχές μπορεί να προκληθούν από διάφορα συμβάντα, π.χ. αλλαγή τροφοδοσίας, ξαφνική αλλαγή φορτίου, κ.λπ., μόνο η ρύθμιση ταχύτητας υπό μηχανικές διαταραχές φορτίου είναι η συγκεκριμένη μελέτη της εργασίας. Για τη ρύθμιση του επιπέδου ταχύτητας, χρησιμοποιείται το αναλογικό (proportional) σχήμα ελέγχου και μπορεί να συνοψιστεί όπως φαίνεται στο μπλοκ:



Σχήμα 8. Σχήμα ρύθμισης ταχύτητας κλειστού-βρόχου

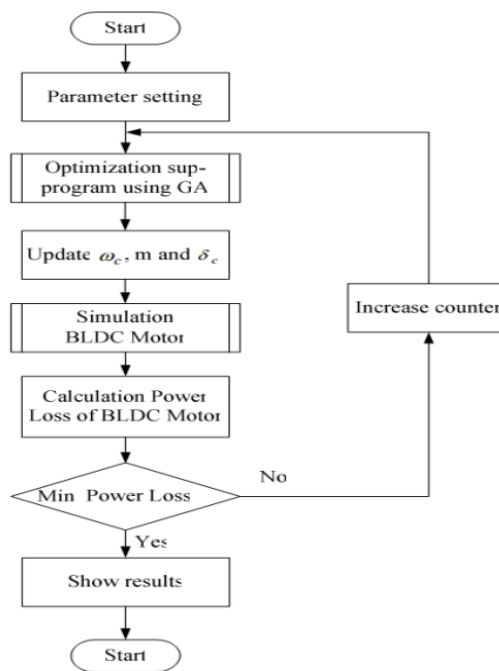
Για να επιδειχθεί το προτεινόμενο σχήμα ρύθμισης ταχύτητας, εισάγεται ο αναλογικός έλεγχος (P-ελεγκτής). Όπως φαίνεται προφανώς σε άλλα προβλήματα σχεδιασμού ελεγκτή, το αναλογικό κέρδος ( $k$ ) είναι το κλειδί για την επίτευξη αυτού του κανονισμού. Για την εύρεση της κατάλληλης τιμής του  $k$ , χρησιμοποιείται κάποιος αποτελεσματικός αλγόριθμος αναζήτησης όπως γενετικοί αλγόριθμοι.

$$\Delta\omega_c = k_p \Delta\omega$$

Όπου  $\Delta\omega_c$  είναι η έξοδος του αναλογικού ελεγκτή, το  $k_p$  είναι το κέρδος του αναλογικού ελεγκτή,  $\Delta\omega$  είναι το σφάλμα ταχύτητας

Υπάρχουν πολλές διαφορετικές προσεγγίσεις συντονισμού των παραμέτρων του ελεγκτή. Οι γενετικοί αλγόριθμοι (Genetic Algorithms – GAs) είναι γνωστοί υπάρχουν εκατοντάδες έργα που χρησιμοποιούν την τεχνική GAs για το σχεδιασμό του ελεγκτή σε διάφορες μορφές (Su&McKeever, 2004). Οι GAs είναι μια στοχαστική τεχνική αναζήτησης που οδηγεί ένα σύνολο πληθυσμών στους χώρους υποψήφιων λύσεων και εξελίχθηκε χρησιμοποιώντας τις αρχές της γενετικής εξέλιξης και της φυσικής επιλογής, που ονομάζονται γενετικοί τελεστές π.χ. διασταύρωση, μετάλλαξη κ.λπ. Οι GAs επιλέγονται για να δημιουργήσουν έναν αλγόριθμο ώστε να συντονίσουν τις παραμέτρους  $k_p$ . Η διαδικασία για την εκτέλεση του προτεινόμενου συντονισμού παραμέτρων περιγράφεται ως εξής. Πρώτα, συλλέγονται αποτελέσματα της ταχύτητας κινητήρα από το πεδίο του χρόνου μέσω προσομοίωσης του

συστήματος κινητήρα BLDC στο MATLAB (Pillay & Krishnan, 1989). Δεύτερον, οι Γενετικοί Αλγόριθμοι (GADS TOOLBOX in MATLAB) χρησιμοποιούνται για τη δημιουργία ενός συνόλου αρχικών τυχαίων παραμέτρων. Με τη διαδικασία αναζήτησης, οι παράμετροι προσαρμόζονται για να δώσουν την καλύτερη δυνατή απόκριση κοντά στην επιθυμητή, στα σήματα αναφοράς abc. Για να εκτελεστεί σωστά η αναζήτηση, η συνάρτηση ικανότητάς της είναι το κλειδί. Στην εργασία των (Dwivedi & Tiwari, 2017), η συνάρτηση ικανότητας ορίζεται χρησιμοποιώντας τη συνάρτηση απώλειας ισχύος.



Σχήμα 9. Αισθητήρες φαινομένου Hall

### 1.3.2. Δημιουργία Αλγορίθμου για τον Έλεγχο ενός DC Κινητήρα

Θεωρείται το πρόβλημα ελέγχου ενός ανεξάρτητης διεγέρσεως DCEM του οποίου το μαθηματικό μοντέλο περιγράφεται από το ακόλουθο σύστημα διαφορικών εξισώσεων σε σχετικές μονάδες, (Kolesnikov & Taganrog, 2000):

$$\dot{x}_1 = x_2$$

$$\dot{x}_2 = a_{21}(x_3x_4 - m_L(t))$$

$$\dot{x}_3 = a_{32}(u_1 - x_2x_4 - a_{31}x_3)$$

$$\dot{x}_4 = a_{41}(u_2 - f(x_4))$$

$$\dot{m}_L = 0$$

(1)

Όπου  $x_1$  είναι η γωνία περιστροφής του άξονα;  $x_2$  είναι η γωνιακή ταχύτητα;  $x_3$  είναι το ρεύμα του δρομέα;  $x_4$  είναι η μαγνητική ροή;  $u_1$  και  $u_2$  είναι, αντίστοιχα, οι τάσεις του δρομέα και του πηνίου διέγερσης; και η ροπή φορτίου  $m_L$  θεωρείται σταθερή;

$$a_{21} = \frac{1}{T_m}; T_m = \frac{J\omega_b}{M_b}$$

είναι η μηχανική σταθερά χρόνου και

$$a_{31} = \rho_r = \frac{I_{rb}r_r}{M_b}$$

Είναι η σχετική αντίσταση του κυκλώματος του δρομέα και

$$a_{32} = \frac{1}{\rho_r T_r}; a_{41} = \frac{1}{(T_{ex} + T_{ec})};$$

$$T_{ex} = 2p\xi \frac{\omega_{ex}\Phi_b}{r_{ex}I_{exb}}$$

Είναι η χρονική σταθερά του πηνίου διέγερσης και;

$$T_{ec} = 2p\xi \frac{\omega_{ec}\Phi_b}{r_{ec}I_{ec}}$$

Είναι η σταθερά χρόνου των δινορευμάτων,  $\xi$  είναι ο συντελεστής διασκορπισμού, και  $f(\cdot)$  είναι η καμπύλη μαγνήτισης και

$$\begin{aligned} \Phi_b &= \Phi_n, I_{r,b} = I_{r,n}, U_{r,b} = U_{r,n}, \omega_b = \omega_n, F_b = F_n, M_b = c_m \Phi_b I_{r,b}, I_{ex,b} \\ &= \frac{F_b}{\omega}, \text{ και } U_{ex,b} = I_{ex,b} r_{ex} \end{aligned}$$

Είναι βασικές τιμές των αντίστοιχων παραμέτρων που λαμβάνονται ίσες με τιμές ονομαστικές

Ο στόχος του ελέγχου είναι η ανταπόκριση σε δεδομένη είσοδο στην γωνία περιστροφής του άξονα του κινητήρα  $x_{1d}(t)$  ή η παροχή μεταβολής στο σφάλμα  $\varepsilon_1(t) = x_1(t) - x_{1,d}(t) \rightarrow 0$ . Η ακόλουθη βηματική διαδικασία επιλύει το πρόβλημα.

Βήμα1. Αντί της πρώτης εξίσωσης του συστήματος (1), θεωρείται η εξίσωση  $\dot{\varepsilon}_1 = x_2 - \dot{x}_{1d}$  για το σφάλμα  $\varepsilon_1$ . Θεωρείται η μεταβλητή  $x_2$  σε αυτή την εξίσωση σαν μία εικονική ενέργεια ελέγχου και υποτίθεται ότι  $x_2 = -k_1\varepsilon_1 + \dot{x}_{1d}$ . Για να υποστηριχθεί αυτή η εξίσωση πρέπει να επιλυθεί το πρόβλημα σταθεροποίησης της μεταβλητής

$$\bar{x}_2 = x_2 + k_1\varepsilon_1 - \dot{x}_{1d} \rightarrow 0 \quad (2)$$

Η οποία με χρήση των εξισώσεων (1) και (2) ικανοποιεί την εξίσωση

$$\dot{\bar{x}}_2 = a_{21}(x_4x_3 - m_L) + k_1(-k_1\varepsilon_1 + \bar{x}_2) - \ddot{x}_{1d} \quad (3)$$

Όπως γίνεται στο δεύτερο βήμα.

Το πρώτο βήμα (αλλαγής των μεταβλητών) παρουσιάζεται με την ακόλουθη λογική σειρά ενεργειών

$$\dot{\varepsilon}_1 = x_2 - \dot{x}_{1d} \Rightarrow \bar{x}_2 = x_2 + k_1\varepsilon_1 - \dot{x}_{1d} \Rightarrow \dot{\varepsilon}_1 = -k_1\varepsilon_1 + \dot{\bar{x}}_2 \quad (4)$$

Στο δεύτερο βήμα, σε αναλογία με το πρώτο βήμα, τίθεται η λογική σειρά για την επίλυση του προβλήματος ευστάθειας του συστήματος (3):

$$\bar{x}_3 = x_3 - \frac{1}{a_{21}x_4} [a_{21}m_L + k_1^2\varepsilon_1 - (k_1 + k_2)\bar{x}_2 + \dot{x}_{1d}] \Rightarrow \dot{\bar{x}}_3 = -k_2\bar{x}_2 + \dot{\bar{x}}_3 \quad (5)$$

Η εξίσωση για την μεταβλητή  $x_3$  γίνεται:

$$\dot{\bar{x}}_3 = a_{32}(u_1 - x_4x_2 - a_{31}x_3) - \frac{1}{a_{21}x_4} [k_1^2\varepsilon_1 - (k_1 + k_2)\dot{\bar{x}}_2 + \ddot{x}_{1d}] \quad (6)$$

Στο 3<sup>ο</sup> βήμα, για να λυθεί το πρόβλημα ευστάθειας του συστήματος (6), λαμβάνεται ο πραγματικός έλεγχος με τη μορφή της ασυνεχούς συνάρτησης

$$a_{32}u_1 = -M_1 \operatorname{sgn} \bar{x}_3, \quad M_1 > 0 \quad (7)$$

Τότε για ένα αρκετά μεγάλο εύρος της μη συνεχούς συνάρτησης (7), η κίνηση ολίσθησης στο επίπεδο ολίσθησης  $x_3 = 0$  εμφανίζεται στο σύστημα (6) σε έναν πεπερασμένο χρόνο, το οποίο λύνει το πρόβλημα της ευστάθειας του. Σαν κατάληξη παρουσιάζονται οι συνθήκες για την επιλογή του εύρους των ασυνεχών ελεγκτών στην (7). Η ευστάθεια της 4<sup>ης</sup> εξίσωσης στην (1) για την δεδομένη (συνήθως ονομαστική) τιμή της ροής  $\varepsilon_4 = x_4 - x_{4d} \rightarrow 0$  η οποία περιγράφεται σε όρους σφάλματος από την εξίσωση

$$\dot{\varepsilon}_4 = f(x_4) - \dot{x}_{4d} + a_{41}u_2 \quad (8)$$

Επιτυγχάνεται ανεξάρτητα με την επιλογή του ακόλουθου ελεγκτή

$$u_2 = -M_2 \text{sgn} \varepsilon_4, \quad M_2 > 0 \quad (9)$$

Ο οποίος για ένα αρκούντως μεγάλο εύρος εγγυάται την πρόσβαση στο επίπεδο ολίσθησης  $\varepsilon_4 = 0$  σε πεπερασμένο χρόνο. Επομένως η ανωτέρω διαδικασία της επίλυσης του προβλήματος αποτελείται από μία γενική (θεωρώντας της τριγωνικής μορφής του μετασχηματισμού) αλλαγή των μεταβλητών

$$\begin{aligned} \varepsilon_1 &= x_1 - x_{1d} \\ \bar{x}_2 &= x_2 + k_1 \varepsilon_1 - \dot{x}_{1d} \\ \bar{x}_3 &= x_3 - \frac{1}{a_{21}x_4} [a_{21}m_L + k_1^2 \varepsilon_1 - (k_1 + k_2)\bar{x}_2 + \ddot{x}_{1d}] \\ \varepsilon_4 &= x_4 - x_{4d} \end{aligned} \quad (10)$$

Και επιλογή των ελεγκτών στην μορφή των μη συνεχών συναρτήσεων (7) και (9). Παρατηρείται ότι απαιτείται πληροφορία για το οδηγτικό σήμα και για τις παραγώγους του μέχρι και την δεύτερη παράγωγο για να υλοποιηθεί το σχήμα ευστάθειας του συστήματος των εξισώσεων (1). Επίσης υποτίθεται ότι οι παράγωγοι μέχρι και την Τρίτη παράγωγο είναι φραγμένες εξορισμού. Αυτή η σημείωση είναι θεμελιώδους σημασίας γιατί οι πιθανότητες επίλυσης του προβλήματος ανίχνευσης της γωνιακής θέσης του άξονα του κινητήρα περιορίζονται από την τάση τροφοδοσίας του κινητήρα και επακόλουθα είναι απίθανο να ληφθεί κίνηση ολίσθησης στο χωρίο  $x_3 = 0$  στην περίπτωση μιας μη φραγμένης τρίτης παραγώγου σε σχέση με το οδηγτικό σήμα της οποίας η συνθήκη ύπαρξης έχει την μορφή της ακόλουθης ανισότητας, (Utkin, 1981):

$$\alpha_{32}M_1 > \left| x_4x_2 + a_{31}x_3 + \frac{1}{a_{21}x_4} [k_1^2\dot{\epsilon}_1 - (k_1 + k_2)\dot{x}_2 + \ddot{x}_{1d}] \right|$$

Παρατηρείται ότι αυτές οι συνθήκες για ύπαρξη καταστάσεων ολίσθησης επίσης περιορίζουν την επιλογή των συντελεστών  $k_1$  και  $k_2$  στο κύκλωμα ανατροφοδότησης. Για να περιοριστούν οι παράγωγοι σε σχέση με το δεδομένο σήμα είναι πιθανό να χρησιμοποιηθεί μία γεννήτρια απόδοσης τιμών για παράδειγμα με τη μορφή σειριακά συνδεδεμένων φίλτρων

$$\mu_1\dot{z}_1 = -z_1 + z_2$$

$$\mu_2\dot{z}_2 = -z_2 + z_3$$

$$\mu_3\dot{z}_3 = -z_3 + u_{1d}(t)$$

Η μεταβλητή  $z_1 = x_{1d}$  πρέπει να εισαχθεί στην ελεγχόμενη εγκατάσταση ως το σήμα οδήγησης, και οι πραγματικές τιμές πρέπει να αποτελούν την είσοδο στην γεννήτρια απόδοσης τιμών. Τότε,  $z_1 \rightarrow u_{1d}$  αν οι σταθερές χρόνου του φίλτρου τείνουν στο μηδέν, και αν αυξάνονται, τότε τα εύρη των παραγώγων των σημάτων απόδοσης θα ελαττωθούν. Ένας μη συνεχής παρατηρητής κατάστασης με μη συνεχείς διορθωτικές ενέργειες θα σχεδιαστεί στα επόμενα για να παρέχει την παρακολούθηση τιμών για τους προτεινόμενους αλγόριθμους ελέγχου

### 1.3.3. Παρατήρηση του Συστήματος του DC Κινητήρα

Εξετάζεται το πρόβλημα της αναγνώρισης και παρατήρησης του συστήματος (1) χρησιμοποιώντας τις καταστάσεις ολίσθησης στον παρατηρητή, (Krasnovaetal, 2001), και υποθέτοντας ότι οι μεταβλητές  $x_1$  και  $x_3$  μετρούνται. Το πρόβλημα της παρατήρησης λύνεται για το σύστημα ανοικτού βρόχου (1), ειδικά η δοθείσα τιμή της γωνιακής θέσης του άξονα αμελείται. Δημιουργείται ο ακόλουθος παρατηρητής κατάστασης.

$$\dot{\hat{x}}_1 = \bar{x}_2 - v_1$$

$$\dot{\hat{x}}_2 = a_{21}(x_3\bar{x}_4 - \bar{m}_L) - v_2$$

$$\dot{\hat{x}}_3 = a_{32}(u_1 - \bar{x}_2\bar{x}_4 - a_{31}x_3) - v_3$$

$$\dot{\hat{x}}_4 = a_{41}(u_2 - f(\bar{x}_4)) - v_4$$



$$\dot{\hat{m}}_L = -v_5 \quad (11)$$

Όπου οι διορθωτικές ενέργειες  $v_i, i = \overline{1,5}$ , του παρατηρητή ορίζονται στα επόμενα. Λαμβάνοντας υπόψη τα συστήματα εξισώσεων (1) και (11), οι εξισώσεις των σφαλμάτων είναι ως εξής:

$$\begin{aligned} \hat{x}_i &= x_i - \bar{x}_i, i = \overline{1,4} \\ \hat{m}_L &= m_L - \bar{m}_L \\ \dot{\hat{x}}_1 &= \hat{x}_2 + v_1 \\ \dot{\hat{x}}_2 &= a_{21}(x_3 \hat{x}_4 - \hat{m}_L(t)) + v_2 \\ \dot{\hat{x}}_3 &= a_{32}(-\hat{x}_2 \hat{x}_4 - \hat{x}_2 \bar{x}_4 - \bar{x}_2 \hat{x}_4) + v_3 \\ \dot{\hat{x}}_4 &= a_{41}[-f(\hat{x}_4 + \bar{x}_4) + f(\bar{x}_4)] + v_4 \\ \dot{\hat{m}}_L &= v_5 \end{aligned} \quad (12)$$

Για να γίνει το σύστημα (12) ευσταθές με την επιλογή των διορθωτικών ενεργειών του παρατηρητή  $v_i, i = \overline{1,5}$  με μορφή ασυνεχών συναρτήσεων πρέπει να ακολουθηθεί η επόμενη βηματική διαδικασία

**Βήμα 1.** Ας υποθεθεί ότι  $v_1 = -M_1 \operatorname{sgn} \hat{x}_1$ . Τότε για μία αρκετά μεγάλη,  $M_1 > 0$ , ασυνέχεια στο πρώτο υποσύστημα του (12), η κατάσταση ολίσθησης εμφανίζεται στο επίπεδο  $\hat{x}_1 = 0$  σε πεπερασμένο χρόνο, και σύμφωνα με την μέθοδο ισοδύναμου ελέγχου, (Utkin, 1981),  $v_{1eq} = -\hat{x}_2$ . Στην πράξη μία συνεχής τιμή του ισοδύναμου ελέγχου μπορεί να ληφθεί σαν η έξοδος ενός υψηλής συχνότητας φίλτρου 1<sup>ης</sup> τάξης  $\mu_1 \dot{z}_1 = -z_1 + v_1, \mu_1 > 0, \mu_1 \rightarrow 0 \Rightarrow z \rightarrow v_{1eq}$

Παρουσιάζονται τα αποτελέσματα του πρώτου βήματος σαν η λογική σειρά

$$v_1 = -M_1 \operatorname{sgn} \hat{x}_1 \Rightarrow \mu_1 \dot{z}_1 = -z_1 + v_1 \Rightarrow v_{1eq} = z_1 \approx \hat{x}_2 \quad (13)$$

**Βήμα 2.** Παρόμοια,

$$\begin{aligned} v_2 &= -M_2 \operatorname{sgn} z_1 \Rightarrow \hat{x}_1 = 0 \Rightarrow \mu_2 \dot{z}_2 = -z_2 + v_2 \\ \mu_2 \rightarrow 0 &\Rightarrow v_{2eq} = z_2 \approx -a_{21}(x_3 \hat{x}_4 - \hat{m}_L) \end{aligned}$$

(14)

**Βήμα 3.** Λαμβάνοντας υπόψη ότι οι συνθήκες  $\hat{x}_1 = 0, \hat{x}_2 = 0$ , ικανοποιούνται μετά τα δύο πρώτα βήματα και υποθέτοντας ότι η μεταβλητή  $x_3$  είναι μετρήσιμη λαμβάνεται ότι

$$\begin{aligned} v_3 = -M_3 \operatorname{sgn} \hat{x}_3 \Rightarrow \hat{x}_3 = 0 \Rightarrow \mu_3 \dot{z}_3 = -z_3 + v_3 \\ \mu_3 \rightarrow 0 \Rightarrow v_{3eq} = z_3 \approx -a_{32} \bar{x}_2 \hat{x}_4 \end{aligned} \quad (15)$$

**Βήμα 4.** Από το (15) καθορίζεται ότι

$$\begin{aligned} \hat{x}_4 = \frac{z_3}{a_{32} \bar{x}_2} \\ v_4 = -M_4 \operatorname{sgn} \hat{x}_4 \Rightarrow \hat{x}_4 = 0 \Rightarrow \mu_4 \dot{z}_4 = -z_4 + v_4 \\ \mu_4 \rightarrow 0 \Rightarrow v_{4eq} = z_4 \approx -a_{41} (f(\hat{x}_4 + \bar{x}_4) - f(\bar{x}_4)) \end{aligned} \quad (16)$$

Λαμβάνεται προσοχή στο γεγονός ότι από την τελευταία έκφραση της (16) μπορούν να ληφθούν τιμές της καμπύλης μαγνήτισης αν υποτεθεί ότι αυτές δεν είναι γνωστές και κατά συνέπεια δεν εισάγονται προσεγγιστικές τιμές της στην τέταρτη εξίσωση του παρατηρητή (11). Τέλος η τελευταία εξίσωση στην (16) θα γίνει:

$$v_{4eq} = z_4 \approx -a_{41} f(x_4)$$

**Βήμα 5.** Υποθέτοντας ότι  $\hat{x}_4 = 0$  λαμβάνεται από την (14) ότι  $z_2 \approx -a_{21}(x_3 \hat{x}_4 - \hat{m}_L(t)) \Rightarrow \hat{m}_L = \frac{z_2}{a_{21}}$

Τότε,

$$v_5 = -M_5 \operatorname{sgn} \frac{z_2}{a_{21}} \Rightarrow \hat{m}_L = 0 \quad (17)$$

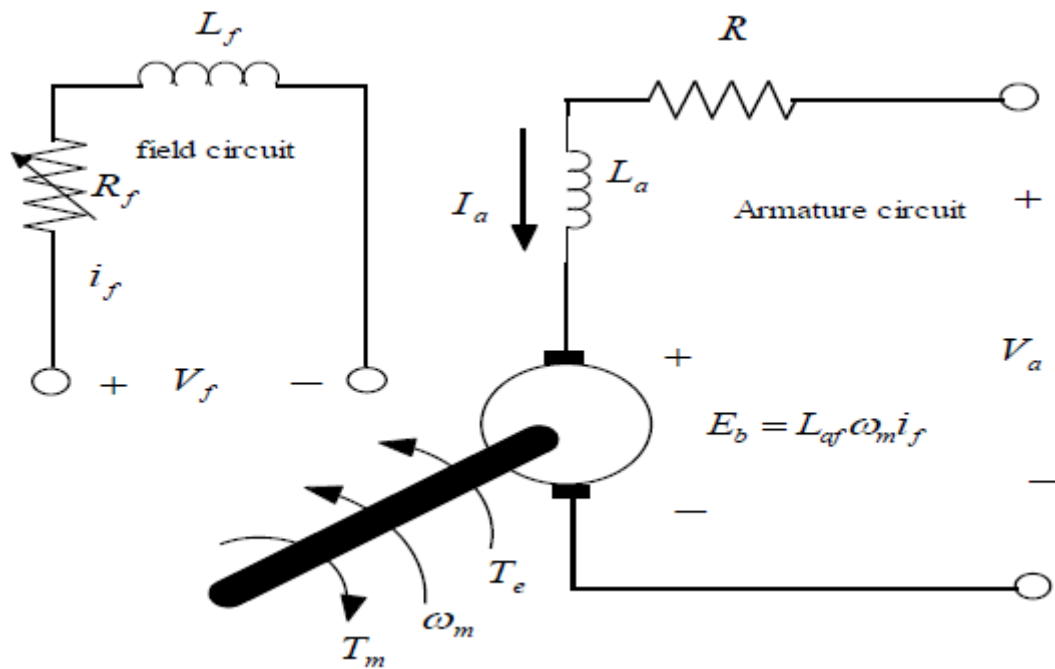
Οι προκύπτουσες προσεγγίσεις του διανύσματος κατάστασης του συστήματος (1) χρησιμοποιούνται για το σχεδιασμό των ελεγκτών με χρήση των (7) και (9)

## 2. Ανασκόπηση Ηλεκτρικών Κινητήρων

### 2.1. Το Μαθηματικό Μοντέλο του Κινητήρα DC

Οι κινητήρες συνεχούς ρεύματος είναι η πιο δημοφιλής επιλογή για χρήση σε συστήματα υψηλής απόδοσης. Με την εμφάνιση των ηλεκτρονικών διακοπών ισχύος που χρησιμοποιούνται για την μετατροπή ισχύος, ο κινητήρας συνεχούς ρεύματος αυξάνει την ικανότητα να ελέγχει ανεξάρτητα την ροπή και τη ροή του σε μεγάλο εύρος ταχύτητας. Η ροή στον ηλεκτροκινητήρα συνεχούς ρεύματος ελέγχεται μεταβάλλοντας το ρεύμα περιέλιξης πεδίου και η ροπή μεταβάλλοντας το ρεύμα περιέλιξης οπλισμού.

Το μοντέλο του ηλεκτρικού κυκλώματος ενός ξεχωριστά διεγερμένου κινητήρα συνεχούς ρεύματος αποτελείται από δύο κυκλώματα. Η διέγερση πεδίου, η τάση ( $V_f$ ) δημιουργεί ένα ρεύμα πεδίου ( $I_f$ ) που ρέει μέσω μιας μεταβλητής αντιστάσεως ( $R_f$ ) και μέσω του πηνίου πεδίου. Το κύκλωμα οπλισμού, από την άλλη πλευρά, αποτελείται από την αντι-ηλεκτρεγερτική δύναμη ( $E_b$ ), μία αντίσταση οπλισμού ( $R_a$ ) και μία τάση οπλισμού ( $V_a$ ) (Σχήμα 10) (Ayasun & Karbeyaz, 2007).



Σχήμα 10. Ισοδύναμο κύκλωμα του χωριστά διεγερμένου κινητήρα συνεχούς ρεύματος DC.

Στην λειτουργία κινητήρα ( $V_a > E_b$ ), το ρεύμα οπλισμού ( $I_a$ ) ρέει προς τη μηχανή. Οι εξισώσεις που περιγράφουν τη δυναμική συμπεριφορά ενός χωριστά διεγερμένου κινητήρα συνεχούς ρεύματος DC είναι

$$V_a = R_a I_a + L_a \frac{dI_a}{dt} + E_b$$

(κύκλωμα οπλισμού)

$$V_f = R_f I_f + L_f \frac{dI_f}{dt}$$

(κύκλωμα πεδίου)

Η ροπή μπορεί να εκφραστεί ως

$$T_e = T_m + B\omega_m + J \frac{d\omega_m}{dt}$$

Αναπτυσσόμενη ροπή  $T_e = K_t I_a$

Αντι-ηλεκτρεγερτική δύναμη  $E_b = K_t \omega_m$  όπου  $K_t = L_{af} I_f$

Η σταθερά ροπής ( $K_t$ ) σχετίζεται με τη γεωμετρία και τις μαγνητικές ιδιότητες της δομής,

Όπου  $J$  = αδράνεια δρομέα ( $\text{kgm}^2$ )

$B$  = συντελεστής ιξώδους τριβής ( $\text{Nm/rad/sec}$ )

$T_m$  &  $T_e$  = ροπή φορτίου & ηλεκτρική ροπή ( $\text{Nm}$ )

$L_{af}$  = αλληλεπαγωγή (H)

$\omega_m$  = ταχύτητα δρομέα ( $\text{rad/sec}$ )

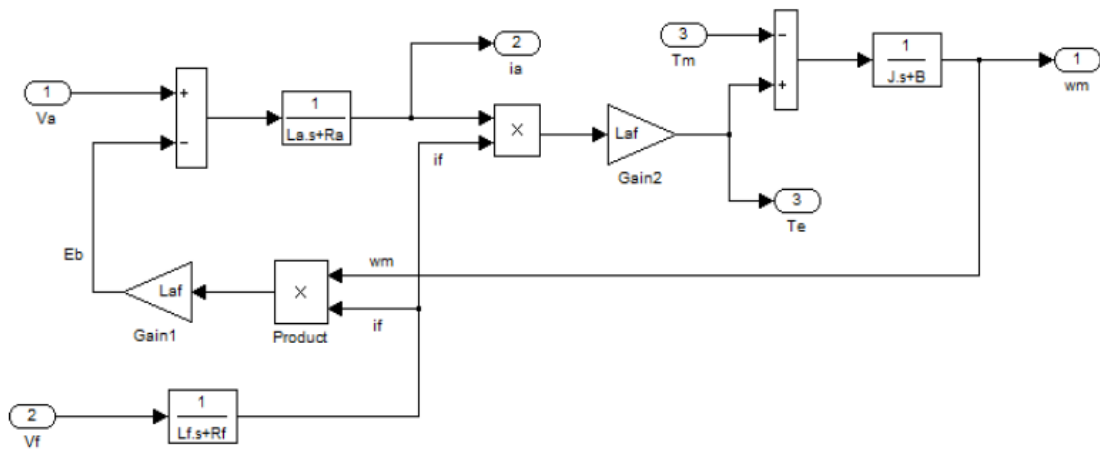
Οι εξισώσεις μεταφοράς του κινητήρα συνεχούς ρεύματος μπορούν να γραφούν ως;

$$V_a(s) = (R_a + L_a s) I_a(s) + E_b(s)$$

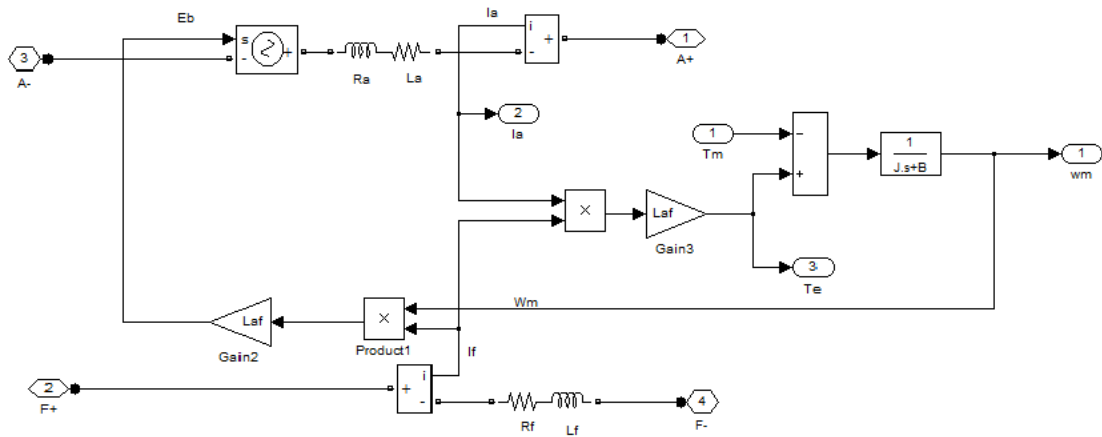
$$V_f(s) = (R_f + L_f s) I_f(s)$$

$$T_e(s) = T_m(s) + (B + J s) \omega_m(s)$$

Επομένως το s-πεδίο του μοντέλου του κινητήρα συνεχούς ρεύματος μπορεί να αναπτυχθεί χρησιμοποιώντας το matlab Simulink όπως φαίνεται στα σχήματα (11&12). (Dorji, 2015)



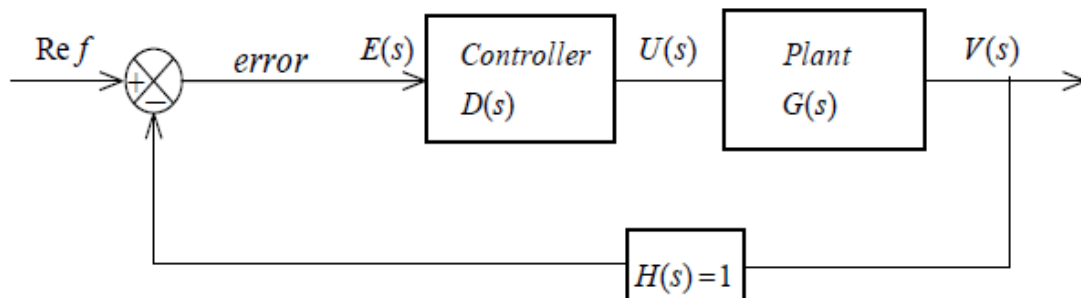
Σχήμα 11. Simulink μοντέλο του κινητήρα συνεχούς ρεύματος.



Σχήμα 12. Simulink μοντέλο του κινητήρα συνεχούς ρεύματος με χρήση του Simpowersystem.

## 2.2. PID Ελεγκτές

Τα χαρακτηριστικά και η συμπεριφορά των ηλεκτροκινητήρων ελέγχονται από συστήματα κλειστού βρόχου. Ο πιο δημοφιλής γραμμικός ελεγκτής που δίνει την πιο αποτελεσματική αναλογία εξόδου-εισόδου του συστήματος κίνησης είναι οι ελεγκτές (Dorji, 2015).



Σχήμα 13. Σχηματική αναπαράσταση κυκλώματος κλειστού βρόχου ελεγκτή PID.

Εξετάζεται ένα σύστημα ανάδρασης μίας μονάδας που αποτελείται από το πραγματικό σύστημα (εγκατάσταση), τον ελεγκτή και το σφάλμα, το οποίο είναι η διαφορά μεταξύ του σήματος αναφοράς και του σήματος ανάδρασης που τροφοδοτείται σε σύστημα κλειστού βρόχου (Bai, 2011).

Ο κάθε ελεγκτής (P, PD, PI, καιPID) σχεδιάζει μοναδικά χαρακτηριστικά του συστήματος της εγκατάστασης (Dorji, 2015).

Η γενική εξίσωση για τον έλεγχο με PID ελεγκτή στο πεδίο χρόνου είναι

$$u(t) = k_p e(t) + k_i \int_{t_0}^t e(t) dt + K_d \frac{de(t)}{dt}$$

Όπου  $u(t)$  είναι το σήμα εξόδου του ελεγκτή,  $e(t)$  είναι το σήμα σφάλματος,  $k_p$  είναι η σταθερά αναλογίας,  $k_i$  είναι η σταθερά ολοκλήρωσης και  $K_d$  είναι η σταθερά διαφορίσης.

Ο αναλογικός όρος (P) θα ελαττώσει το χρόνο ανύψωσης, θα αυξήσει την υπερακόντιση, και θα ελαττώσει το σφάλμα μόνιμης κατάστασης. Η εξίσωση αναλογικού ελέγχου (P) μπορεί να αντιπροσωπεύεται στο πεδίο  $s$  από τη σχέση μεταξύ εξόδου και εισόδου με δεδομένη τη συνάρτηση μεταφοράς ανοικτού βρόχου

$$D(s)=U(s)/E(s)=K_p(s)$$

Ο αναλογικός και ολοκληρωτικός έλεγχος (PI) θα ελαττώσει το χρόνο ανύψωσης με το αποτέλεσμα της αύξησης στην υπερακόντιση και στο χρόνο αποκατάστασης, παρόλα αυτά μηδενίζει το σφάλμα μόνιμης κατάστασης. Οι εξισώσεις του στο πεδίο του χρόνου και στο πεδίο  $s$  είναι

$$uu(t) = k_p e(t) + k_i \int_{t_0}^t e(t) dt$$

$$D(s) = \frac{U(s)}{E(s)} = k_p + \frac{k_i}{s} = \frac{k_p s + k_i}{s}$$

Ο αναλογικός και διαφορικός έλεγχος (PD) θα ελαττώσει την υπερακόντιση και το χρόνο αποκατάστασης της ζητούμενης απόκρισης. Οι εξισώσεις του στο πεδίο του χρόνου και στο  $s$  πεδίο είναι

$$u(t) = k_p e(t) + k_d \frac{de(t)}{dt}$$

$$D(s) = \frac{U(s)}{E(s)} = k_d s + k_p$$

Ο συνδυασμός των PID ελεγκτών επιτυγχάνει την ολική επιθυμητή απόκριση του συστήματος (Bai, 2011). Στην πραγματικότητα οι επιμέρους ελεγκτές εξαρτώνται μεταξύ τους. Υποθέστε ότι ο αναλογικός ελεγκτής (P) θα ελαττώσει το χρόνο ανύψωσης αλλά δεν βελτιώνει το σφάλμα μόνιμης κατάστασης. Ο ολοκληρωτικός έλεγχος (I) αν και θα εξαλείψει το σφάλμα μόνιμης κατάστασης αυξάνει την υπερακόντιση και το χρόνο αποκατάστασης. Ο διαφορικός έλεγχος (D) θα βελτιώσει την συνολική απόκριση του συστήματος ελαττώνοντας την υπερακόντιση και βελτιώνοντας την μεταβατική απόκριση. Πολύ συχνά ο PI ελεγκτής επαρκεί για την λήψη της επιθυμητής απόκρισης (Dorji, 2015).

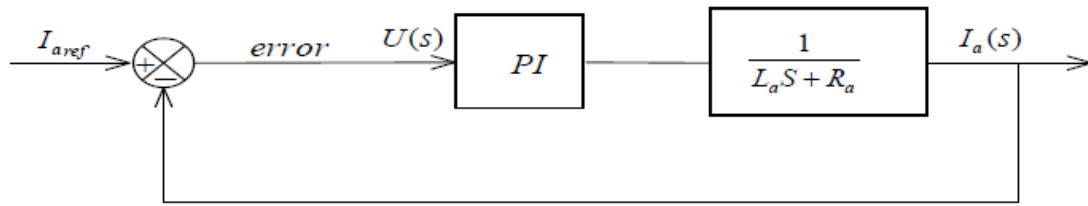
### 2.3. PI ελεγκτής του κινητήρα συνεχούς ρεύματος

Το ρεύμα και η ταχύτητα του κινητήρα συνεχούς ρεύματος μπορεί να ελεγχθούν διερευνώντας τη βηματική απόκριση των PI ελεγκτών χρησιμοποιώντας τις παραμέτρους του κινητήρα συνεχούς ρεύματος που συνδέονται με την αντίστοιχη συνάρτηση μεταφοράς του. Ο κύριος στόχος είναι η παρακολούθηση μιας δεδομένης εισόδου αναφοράς και η απόρριψη τυχόν διαταραχών, ώστε η απόκριση να ταιριάζει με την ιδανική περίπτωση της απόκρισης εξόδου-εισόδου της μέγιστης απόδοσης (Bai, 2011).

Ο ελεγκτής ρεύματος σχηματίζει τον εσωτερικό βρόχο του ηλεκτρικού τμήματος της μηχανής και παίρνει ανάδραση από τα στοιχεία μέτρησης εξόδου (Dorji, 2015). Οι εξισώσεις μεταφοράς του κινητήρα που συνδέονται με το ρεύμα εξόδου με δεδομένο κύκλωμα οπλισμού οι οποίες αντιπροσωπεύουν το σύστημα ανοικτού βρόχου της εγκατάστασης είναι.

$$V_a(s) = (R_a + L_a s)I_a(s) + E_b(s)$$

$$\frac{I_a(s)}{V_a(s) - E_b(s)} = \frac{1}{R_a + L_a s} = G(s)$$



Σχήμα 14. Ελεγκτής ρεύματος κλειστού βρόχου του κινητήρα συνεχούς ρεύματος DCmotor

Έτσι οι συναρτήσεις μεταφοράς κλειστού βρόχου για τα συστήματα ελέγχου του ρεύματος μπορούν να ληφθούν ως

$$\frac{I_a(s)}{I_{ref}(s)} = \frac{G(s)D(s)}{1 + G(s)D(s)} = \frac{\frac{1}{R_a + L_a s} \cdot \frac{k_p s + k_i}{s}}{1 + \frac{1}{R_a + L_a s} \cdot \frac{k_p s + k_i}{s}}$$

Με απλοποίηση το ανωτέρω οδηγεί στην εξίσωση

$$\frac{I_a(s)}{I_{ref}(s)} = \frac{k_p s + k_i}{L_a s^2 + (k_p + R_a)s + k_i}$$

#### 2.4. Ελεγκτής ταχύτητας

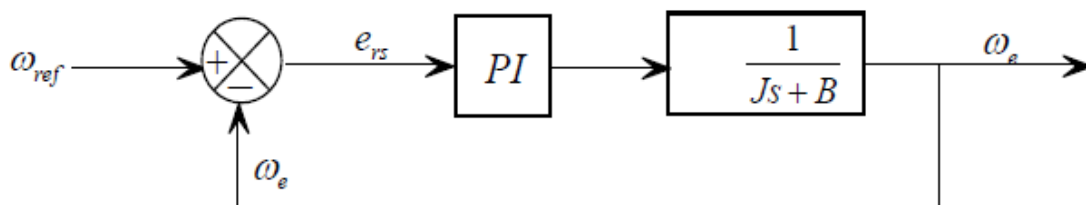
Ο ελεγκτής ταχύτητας του κινητήρα συνεχούς ρεύματος σχηματίζει τον εξωτερικό βρόχο του μηχανικού μέρους του μηχανήματος και παίρνει την ανατροφοδότησή του από την οποία μετράται η πραγματική γωνιακή ταχύτητα του κινητήρα  $\omega_e$  (Dorji, 2015).

Η σχέση μεταξύ ηλεκτρικής και μηχανικής ροπής δίνεται από

$$J \frac{d\omega_m}{dt} + B\omega_m = T_e - T_m$$

Χρησιμοποιώντας τον μετασχηματισμό Laplace λαμβάνεται

$$G(s) = \frac{\omega_m(s)}{T_e(s) - T_m(s)} = \frac{1}{Js + B}$$



Σχήμα 5. Κλειστό κύκλωμα ελεγκτή ταχύτητας ηλεκτρικού κινητήρα DC.



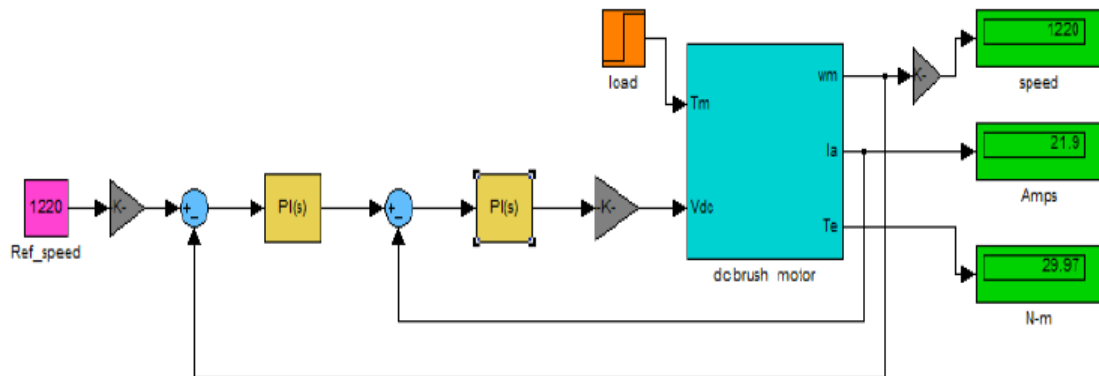
Η συνάρτηση μεταφοράς του κλειστού βρόχου για τον έλεγχο της ταχύτητας εκφράζεται ως

$$\frac{\omega_e(s)}{\omega_{ref}(s)} = \frac{G(s)D(s)}{1 + G(s)D(s)} = \frac{k_p s + k_i}{Js^2 + (k_p + B)s + k_i}$$

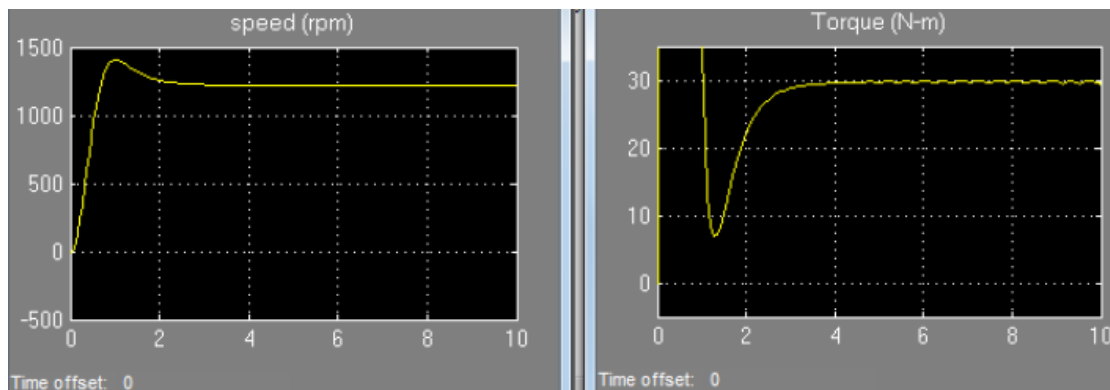
Οι τιμές για τις σταθερές ελέγχου PI ( $k_p$ ,  $k_i$ ) μπορούν να ληφθούν σχεδιάζοντας τις βηματικές αποκρίσεις των συναρτήσεων μεταφοράς που λαμβάνονται χρησιμοποιώντας τιμές δοκιμής – σφάλματος για αυτές τις σταθερές. Καθώς αυτή η μέθοδος παίρνει χρόνο για την εύρεση των τελικών τιμών η απλούστερη μέθοδος είναι η αυτόματη ρύθμιση των PID τιμών χρησιμοποιώντας το μπλοκ simpower (Dorji, 2015).

### 2.5. Αποτελέσματα προσομοίωσης

Το σύστημα κλειστού βρόχου με PI ελεγκτή του DC κινητήρα και τα αποτελέσματα της προσομοίωσης δίνονται στα σχήματα (16) και (17) αντίστοιχα



Σχήμα 16. Μοντέλο Simulink του DC κινητήρα με PI ελεγκτή.

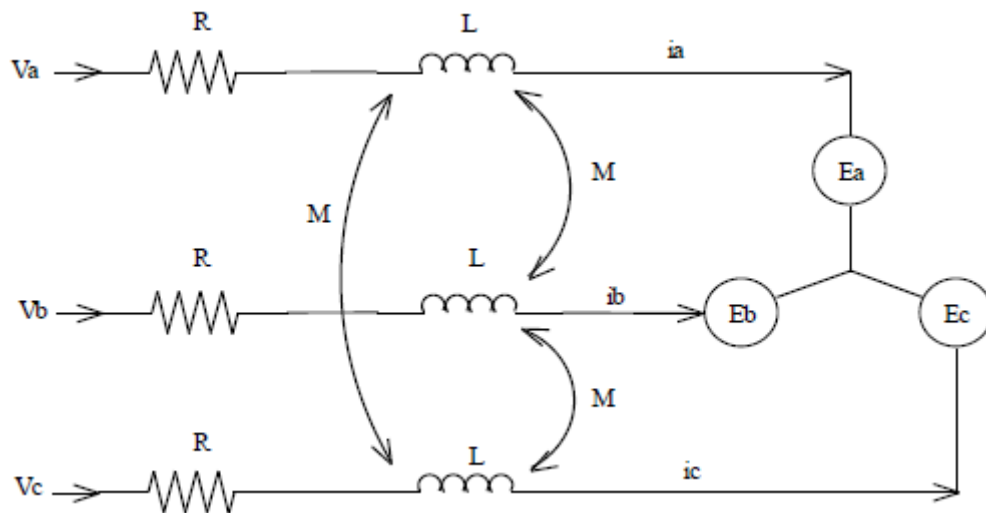


Σχήμα 17. Αποτελέσματα προσομοίωσης των χαρακτηριστικών του DC κινητήρα.

## 2.6. Το μαθηματικό μοντέλο του κινητήρα DC χωρίς ψήκτρες

Ο κινητήρας BLDC είναι ένας σύγχρονος κινητήρας εναλλασσόμενου ρεύματος με μόνιμο μαγνήτη στερεωμένο στις περιελίξεις του δρομέα και του στάτη. Το ισοδύναμο κύκλωμα του κινητήρα BLDC μπορεί να διαμορφωθεί ως τριφασικά κυκλώματα στάτη συνδεδεμένα κατά αστέρα, όπως φαίνεται στο σχήμα (18). Οι ακόλουθες παραδοχές γίνονται στην εξαγωγή του μοντέλου (Dorji, 2015).

- Οι τριφασικές περιελίξεις είναι συμμετρικές
- Η μαγνητική ροή είναι σταθερή και η επίδραση κορεσμού της παραμελείται
- Η εγγενής αντίσταση, αυτεπαγωγή και αμοιβαία επαγωγή κάθε περιελίξης είναι R, L, M αντίστοιχα..



Σχήμα 18. Το ισοδύναμο κύκλωμα του BLDCM.

Οι τριφασικές εξισώσεις της δυναμικής του συστήματος εκφράζονται σε μορφή εξίσωσης πινάκων και ως διαφορικές εξισώσεις ως

$$\begin{bmatrix} V_a \\ V_b \\ V_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R & 0 & 0 \\ 0 & R & 0 \\ 0 & 0 & R \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} L - M & 0 & 0 \\ 0 & L - M & 0 \\ 0 & 0 & L - M \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \frac{d}{dt} i_a \\ \frac{d}{dt} i_b \\ \frac{d}{dt} i_c \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} E_a \\ E_b \\ E_c \end{bmatrix}$$

$$V_a = R i_a + (L - M) \frac{d i_a}{dt} + E_a$$

$$V_b = R i_b + (L - M) \frac{d i_b}{dt} + E_b$$

$$V_c = Ri_c + (L - M) \frac{di_c}{dt} + E_c$$

Όπου  $i_a$ ,  $i_b$ ,  $i_c$  είναι ορθογωνικής κυματομορφής ρεύματα φάσης και  $E_a$ ,  $E_b$ ,  $E_c$  είναι οι τραπεζοειδούς μορφής αντι-ηλεκτρεγερτικές δυνάμεις που παράγονται από κάθε ένα από τα τυλίγματα φάσης (Bai, 2011).

. Η αντι-ηλεκτρεγερτική δύναμη με μεταξύ των φάση  $120^\circ$  εξαρτάται από τις γωνιακές θέσεις του δρομέα ως

$$E_a = K_e \omega_e f_a(\theta_e)$$

$$E_b = K_e \omega_e f_b(\theta_e)$$

$$E_c = K_e \omega_e f_c(\theta_e)$$

Και η ηλεκτρική ροπή εκφράζεται ως

$$T_e = \frac{1}{\omega} (E_a I_a + E_b I_b + E_c I_c)$$

ή

$$T_e = K_e [I_a f_a(\theta_e) + I_b f_b(\theta_e) + I_c f_c(\theta_e)]$$

Η σχέση μεταξύ ηλεκτρικού και μηχανικού συστήματος εκφράζεται ως

$$T_e - T_m = B\omega_m + J \frac{d\omega_m}{dt}$$

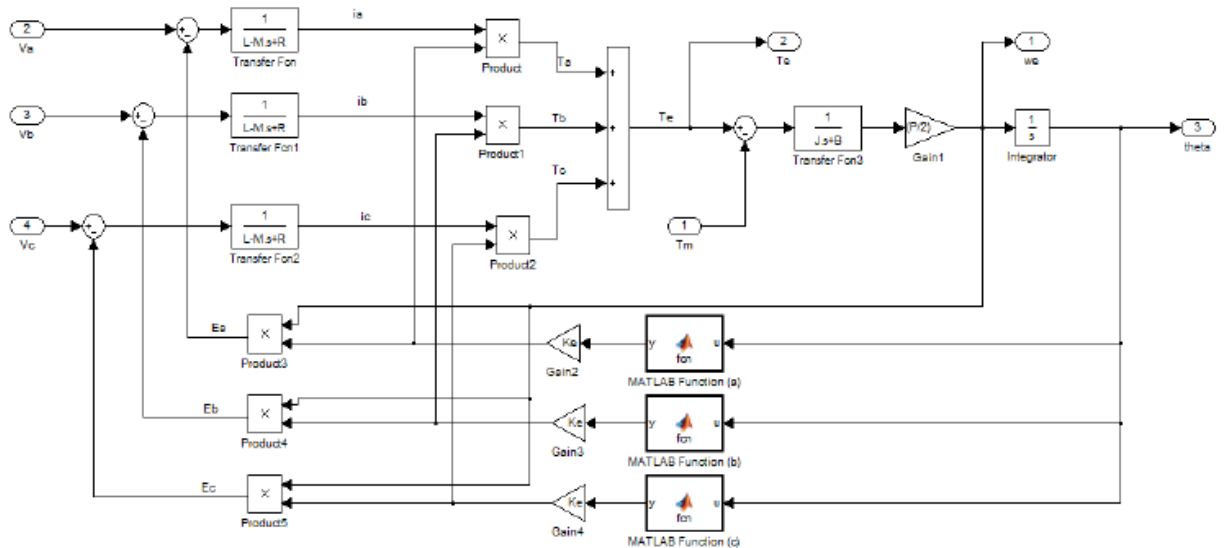
$$\theta_e = \frac{P}{2} \theta_m$$

Όπου  $\theta_e$ ,  $\omega_e$  είναι η ηλεκτρικού πεδίου γωνία και γωνιακή ταχύτητα

$\theta_m$ ,  $\omega_m$  είναι η μηχανική γωνία και γωνιακή ταχύτητα

$T_e$ ,  $T_m$  είναι η ηλεκτρική και μηχανική ροπή αντίστοιχα.

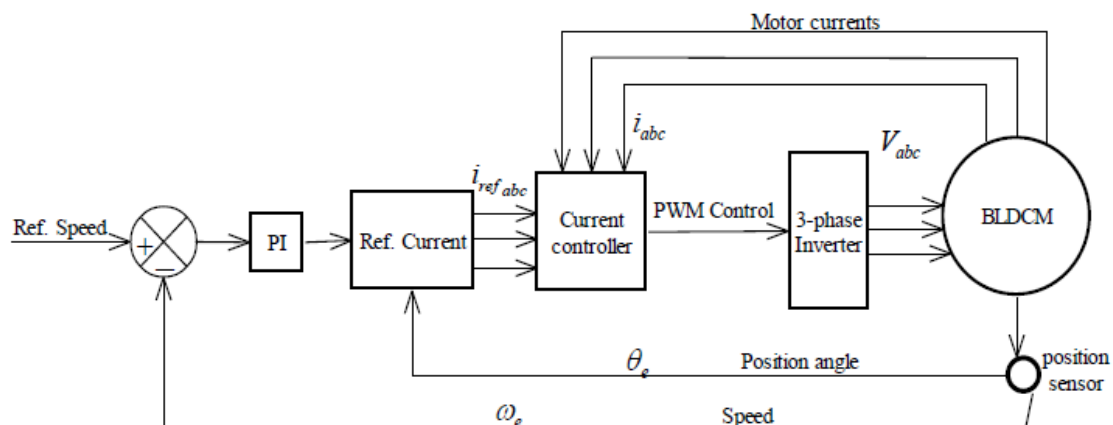
$B$  είναι σταθερά τριβής,  $J$ - ροπή αδράνειας του δρομέα και της συζευγμένης με αυτόν ατράκτου (Dorji, 2015).



Σχήμα 6. Simulink μοντέλο του BLDC

## 2.7. Σύστημα ελέγχου του κινητήρα BLDC

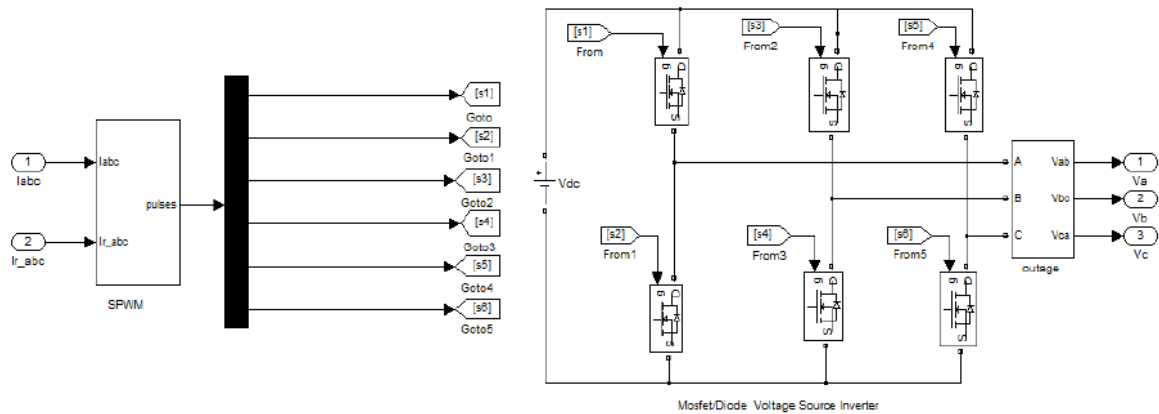
Το σύστημα μετάδοσης κίνησης του κινητήρα BLDC αποτελείται από ένα τριφασικό μετατροπέα ελέγχου PWM με σύστημα πηγής dc, αισθητήρα θέσης δρομέα, ελεγκτή ρεύματος και ρυθμιστή ταχύτητας. Το σήμα σφάλματος μεταξύ της ταχύτητας αναφοράς και των πραγματικών στροφών τροφοδοτείται στον ελεγκτή PI στο παραγόμενο ρεύμα αναφοράς στάτη ( $I_s$ ). Στη συνέχεια, το ρεύμα στάτη ( $I_s$ ) ως συνάρτηση των θέσεων του δρομέα παράγει ρεύματα αναφοράς τριών φάσεων. Ο ελεγκτής ρεύματος PWM αναγκάζει τα πραγματικά ρεύματα του κινητήρα να είναι ίσα με το ρεύμα αναφοράς και τα κάνει να συγκριθούν με το τριγωνικό σήμα για να παράσχουν παλμούς για τους διακόπτες ισχύος MOSFET, (Bai, 2011).



Σχήμα 20. Σχήμα ελεγχόμενου από ρεύμα συστήματος του BLDC κινητήρα.

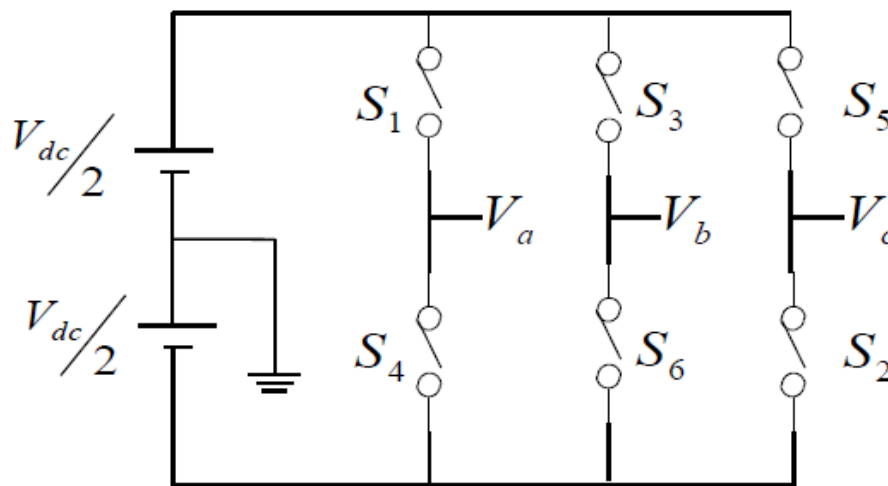
## 2.8 PWM Μετατροπέας πηγής τάσης με DC διάυλο

Ο τριφασικός μετατροπέας με πηγή DC μπορεί να κατασκευαστεί χρησιμοποιώντας διακόπτες ισχύος MOSFET / διόδου ή IGBT / διόδου. Τις περισσότερες φορές επιλέγεται η γέφυρα MOSFET / διόδου, καθώς θεωρείται γενική συσκευή ισχύος για εφαρμογές χαμηλής τάσης και χαμηλής ισχύος,(Dorji, 2015).



Σχήμα 21. Simulink μοντέλο του PWM μετατροπέα

Η κλασική τεχνική PWM sine - triangle εφαρμόζεται για την απόκτηση των παλμών μεταγωγής για τον μετατροπέα. Η συχνότητα μεταγωγής του μετατροπέα είναι ίδια με τη συχνότητα του τριγωνικού φέροντος κύματος. Τα σήματα σφάλματος των πραγματικών και αναφοράς τριφασικών ρευμάτων συγκρίνονται με το τριγωνικό κύμα του φορέα (Bai, 2011). Η έξοδος των συγκριτών παράγει το σχέδιο μεταγωγής που χρησιμοποιείται για να ενεργοποιήσει ή να απενεργοποιήσει συγκεκριμένους διακόπτες ισχύος. Όταν το σήμα σφάλματος ( $V_{control}$ ) έχει μέγεθος μεγαλύτερο από το τριγωνικό κύμα, η τάση εξόδου του συγκριτή είναι ίση προς το θετικό μισό του  $V_{dc}$ . Διαφορετικά η τάση εξόδου είναι ίση με το αρνητικό μισό του  $V_{dc}$ ,(Dorji, 2015).



Σχήμα 22. 3-φασικού μετατροπέα λογική μεταγωγής διακοπών

Όταν  $V_{con} > V_{tri}$ , ο S1 ενεργός,  $V_{a0} = V_{dc}/2$

Όταν  $V_{con} < V_{tri}$ , ο S4 ενεργός,  $V_{a0} = -V_{dc}/2$

Όταν  $V_{con} > V_{tri}$ , ο S3 ενεργός,  $V_{b0} = V_{dc}/2$

Όταν  $V_{con} < V_{tri}$ , ο S6 ενεργός,  $V_{b0} = -V_{dc}/2$

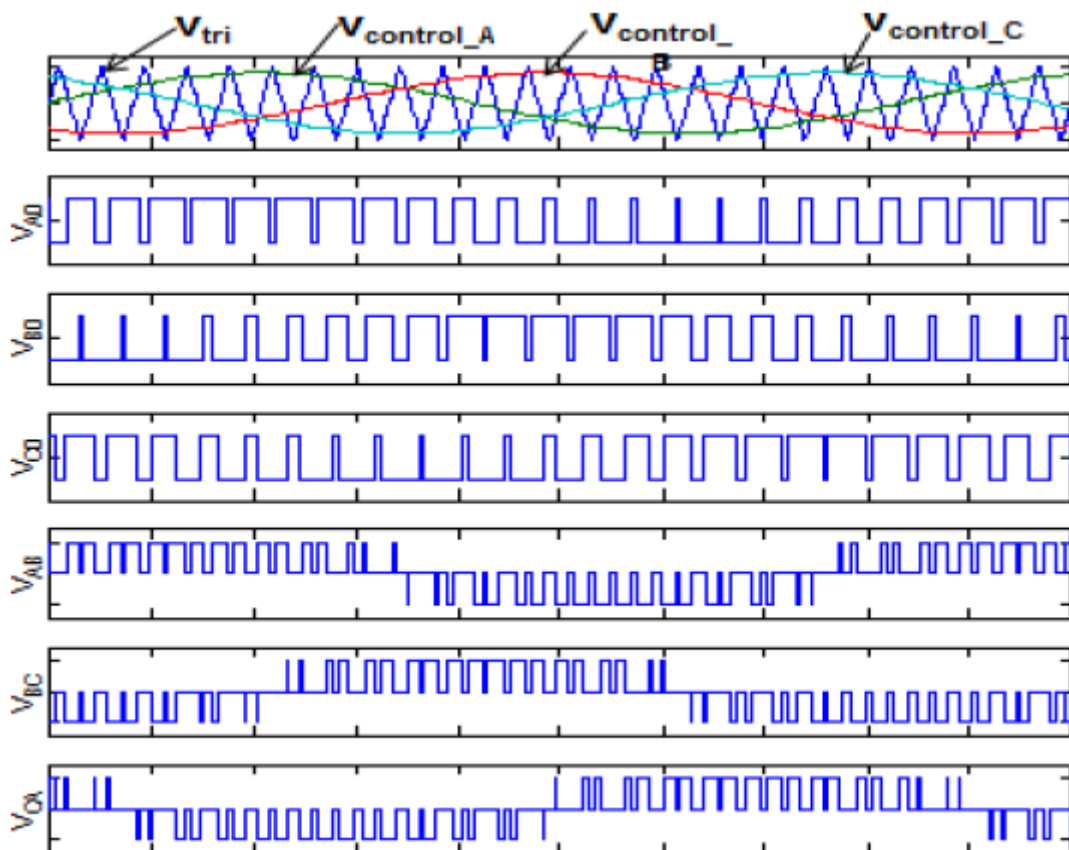
Όταν  $V_{con} > V_{tri}$ , ο S5 ενεργός,  $V_{c0} = V_{dc}/2$

Όταν  $V_{con} < V_{tri}$ , ο S2 ενεργός,  $V_{c0} = -V_{dc}/2$

$$V_{ab} = V_{a0} - V_{b0}$$

$$V_{bc} = V_{b0} - V_{c0}$$

$$V_{ca} = V_{c0} - V_{a0}$$

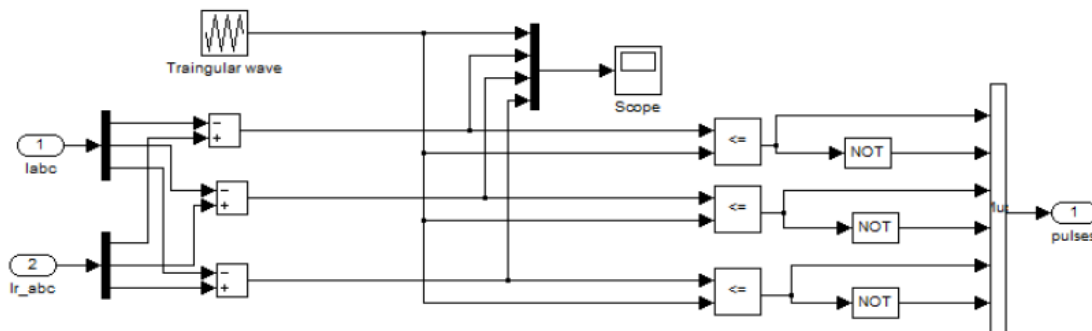


Σχήμα 23. Κυματομορφές του 3-φασικού sine PWM μετατροπέα

Ο λόγος των  $V_{con}/V_{tri} = ma$ , καλείται δείκτης διαμόρφωσης. Η τιμή του  $ma$  πρέπει να είναι περιττός ακέραιος πολλαπλάσιο του 3 ώστε να καταστείλει τα στοιχεία dc και τις ζυγές αρμονικές που παρουσιάζονται στις κυματομορφές εξόδου, (Dorji, 2015).

## 2.8. PWM ελεγκτής ρεύματος

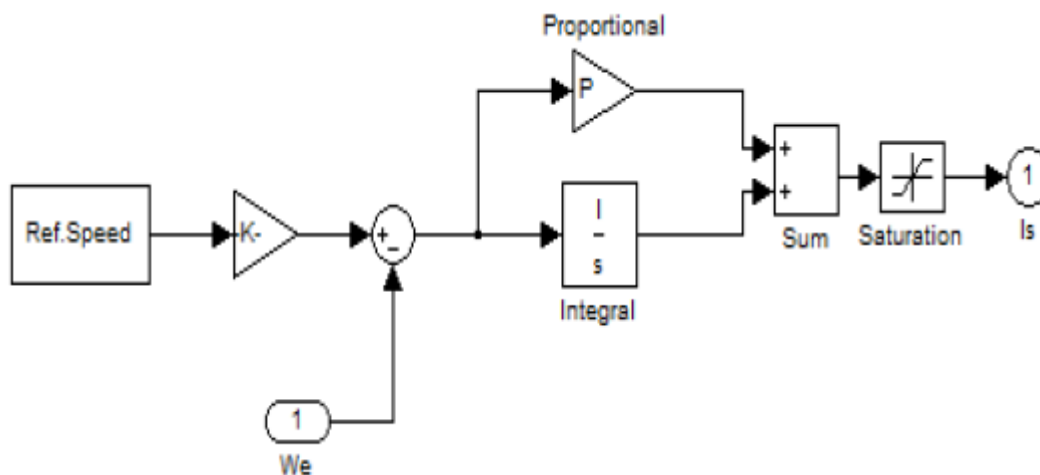
Υπάρχουν δύο τύποι ρυθμιστών ρεύματος, συγκεκριμένα ο γραμμικός ελεγκτής ρεύματος PI-PWM και ο μη γραμμικός ελεγκτής ρεύματος υστέρησης. Ο έλεγχος υστέρησης είναι εύκολος στην εφαρμογή στο Matlab Simulink. Ωστόσο, δεν είναι τόσο εύκολο να εφαρμοστεί στο σύστημα υλικού DSP λόγω της μεταβλητής συχνότητας μεταγωγής του. Σε αυτή τη μονάδα ο ελεγκτής Sine PWM υλοποιείται για να ληφθούν οι παλμοί μεταγωγής, καθώς προτιμάται περισσότερο στην προσομοίωση σε πραγματικό χρόνο των κινητήρων AC, (Pragasen & Krishnan, 1989).



Σχήμα 24. Simulink μοντέλο του τετραγωνικού-τριγωνικού ελεγκτή PWM

## 2.9. Ελεγκτής ταχύτητας

Ο βρόχος ελέγχου ταχύτητας παρέχεται για την παρακολούθηση της πραγματικής ταχύτητας του κινητήρα προς μια επιθυμητή τιμή και στη συνέχεια για τη δημιουργία των ρευμάτων αναφοράς όπως φαίνεται στο σχήμα (2.9) (Bai, 2011).



Σχήμα 25. Simulink μοντέλο του PI-ελεγκτή ταχύτητας.

## 2.10. Σύγκριση των BLDC και PMSM κινητήρων

Η προσομοίωση του συστήματος κίνησης των κινητήρων BLDC και PMSM δεν παρέχει σαφή διαφορά μεταξύ των δύο κινητήρων. Μερικές από τις μελέτες της βιβλιογραφίας αποκαλύπτουν επίσης ότι υπάρχει σύγχυση του BLDC κινητήρα ως κινητήρα DC, (Dorji, 2015).

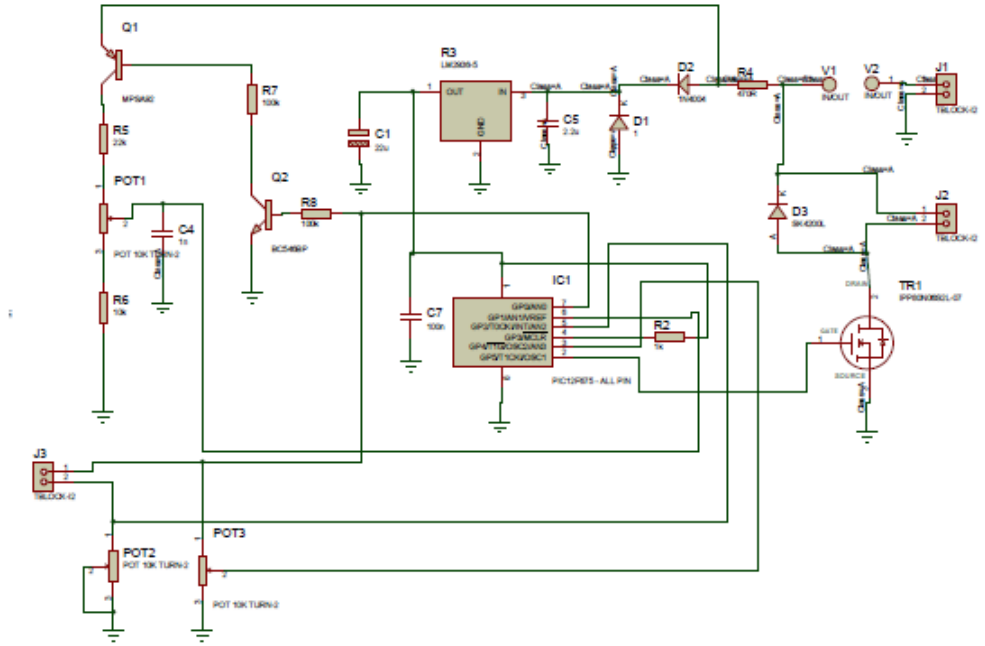
Σε αντίθεση με τον κινητήρα συνεχούς ρεύματος με ψήκτρες, ο BLDC διαθέτει πόλους μόνιμου μαγνήτη στη θέση του περιστρεφόμενου δρομέα, ηλεκτρονικό διακόπτη στη θέση των μηχανικών ψηκτρών και τροφοδοτείται με τριφασική παροχή εναλλασσόμενου ρεύματος μέσω του συστήματος μετατροπέα. Ο έλεγχος της κίνησης του κινητήρα μοιάζει με τον κινητήρα DC, καθώς η λογική των συγχωνευομένων φάσεων είναι παρόμοια με τη λειτουργία των μηχανικών ψηκτρών. Η 2-φάσεων εναλλαγή κάθε φορά δημιουργεί τραπεζοειδή αντι-ηλεκτρεγερτική δύναμη με βάση τη γωνία θέσης του δρομέα ( $60^\circ$  και  $120^\circ$ ). Το κύριο μειονέκτημα του BLDC είναι ότι η ροπή στρέψης εμφανίζεται κατά τη διάρκεια των αλλαγών και περιορίζει τις εφαρμογές του σε χαμηλής ισχύος ακροδέκτες, όπως ψυγεία, μίξερ και πολλές άλλες οικιακές συσκευές (Bai, 2011).

Ο περιορισμός του BLDC ξεπερνιέται από την εμφάνιση διακοπών ισχύος και τη μέθοδο ελέγχου διανύσματος, από την οποία το PMSM προσφέρει τον ακριβή έλεγχο του σερβοσυστήματος. Το PMSM διαθέτει πόλους δρομέα μόνιμου μαγνήτη και οπλισμούς στάτη που τροφοδοτούνται με ημιτονοειδή 3-φασική τροφοδοσία AC μέσω συστήματος μετατροπέα (inverter). Η μέθοδος ελέγχου προσανατολισμένου πεδίου (FOC) του PMSM παρέχει τον ανεξάρτητο έλεγχο της ροπής και του πεδίου του δρομέα παρόμοια με τον κινητήρα ψηκτρών DC. Οι εφαρμογές των κινητήρων PM βρίσκονται ευρέως στα αυτοκίνητα, την αεροδιαστημική και τη ρομποτική. Ωστόσο, ο έλεγχος κίνησης του PMSM είναι εξελιγμένος και απαιτεί την ύπαρξη γνώσης των ηλεκτρικών συστημάτων κίνησης (Dorji, 2015).

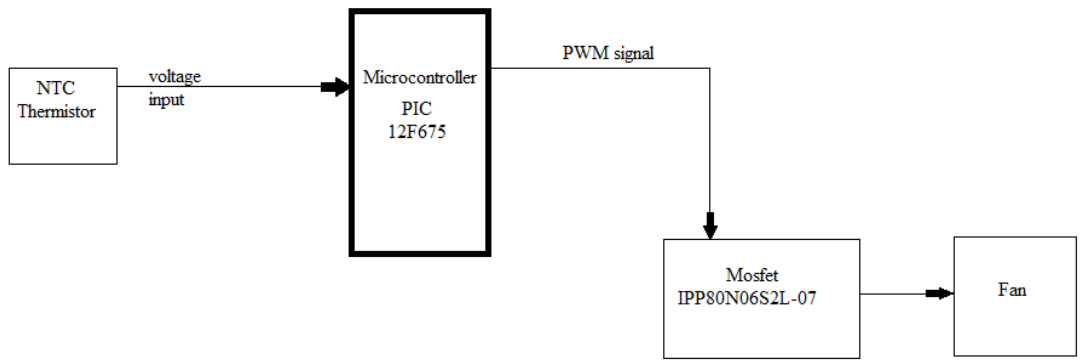


### 3.1 Ηλεκτρονικό σχέδιο του κυκλώματος

Η υλοποίηση του πρακτικού μέρους βασίστηκε στο παρακάτω κύκλωμα :



Block διάγραμμα του κυκλώματος :



### 3.2 Τα υλικά που χρησιμοποιήθηκαν

Τα υλικά που χρειάστηκαν ήταν τα εξής :

- 1 NTC thermistor 10kΩ

Ημιαγωγοί :

- 1 PIC12F675 Microcontroller
- 1 LM2936 - 5.0V
- 1 IPP80N06S2L -07- N-Channel mosfet
- 1 MPSA92 200V 500mA PNP transistor
- 1 BC546 100mA PNP transistor
- 1 1.5KE30A 30V 1500W Unidirectional TVS
- 1 1N4004 1A Diode
- 1 SK4200L 4A 200V SMD schottky diode

Ποικνωτές :

- 1 Vishay 293D226X0016B2T 22μF 16V SMD tantalum capacitor
- 1 2.2μF 50V multi – layer ceramic
- 1 100nF 50V multi – layer ceramic
- 1 1nF 50V multi – layer ceramic

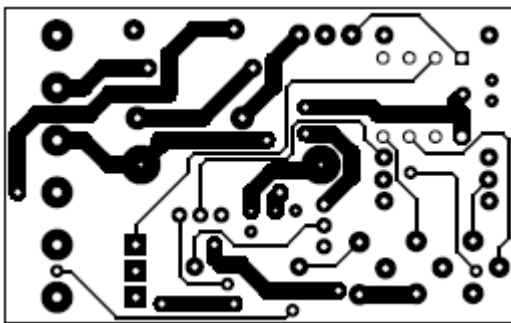
Αντιστάσεις :

- 2 100kΩ , 1 22kΩ , 1 10kΩ , 1 1kΩ
- 1 470Ω 1/2W
- 3 10kΩ 25-turn vertical trimpots

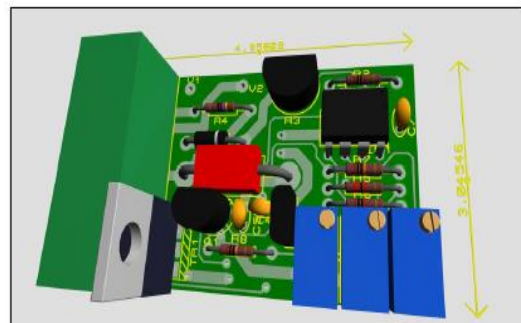
### 3.3 Σχεδιασμός και υλοποίηση της πλακέτας

Η πλακέτα του κυκλώματος σχεδιάστηκε στο πρόγραμμα proteus .Τα σχέδια του τυπωμένου κυκλώματος είναι τα εξής:

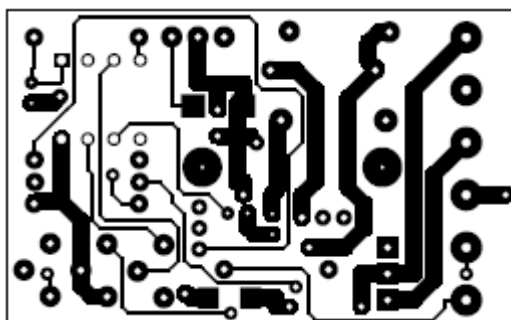
Top side



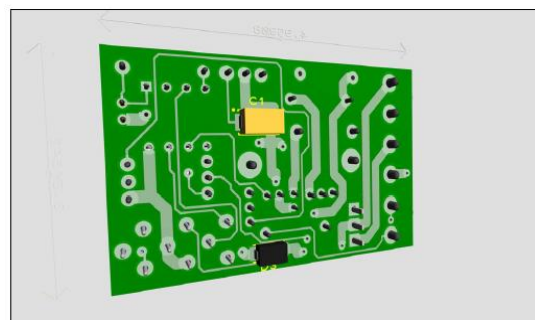
Top side 3D



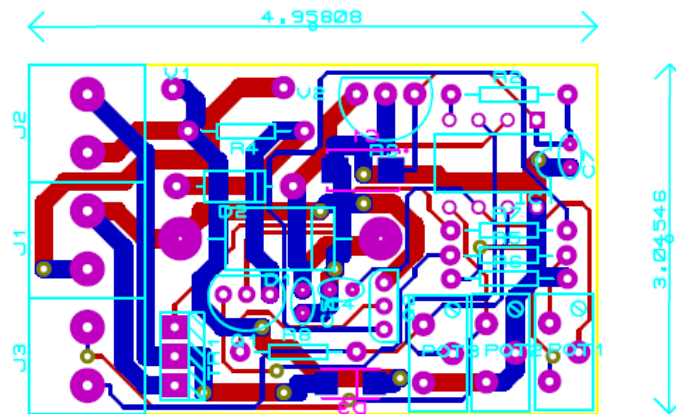
Bottom side



Bottom Side 3D



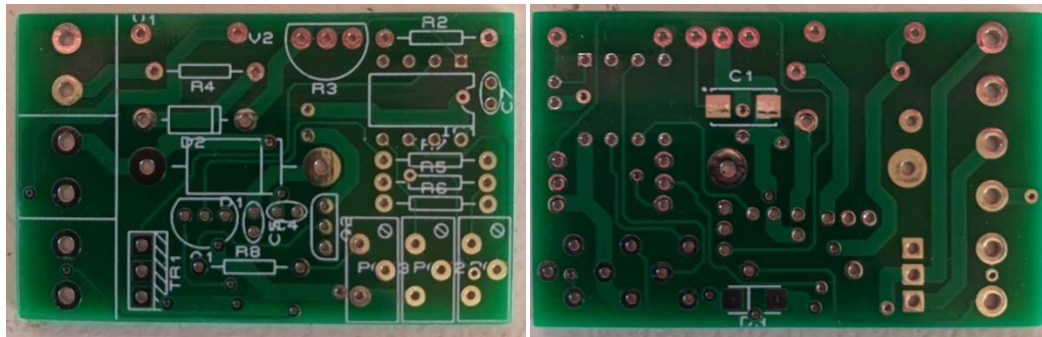
pcb



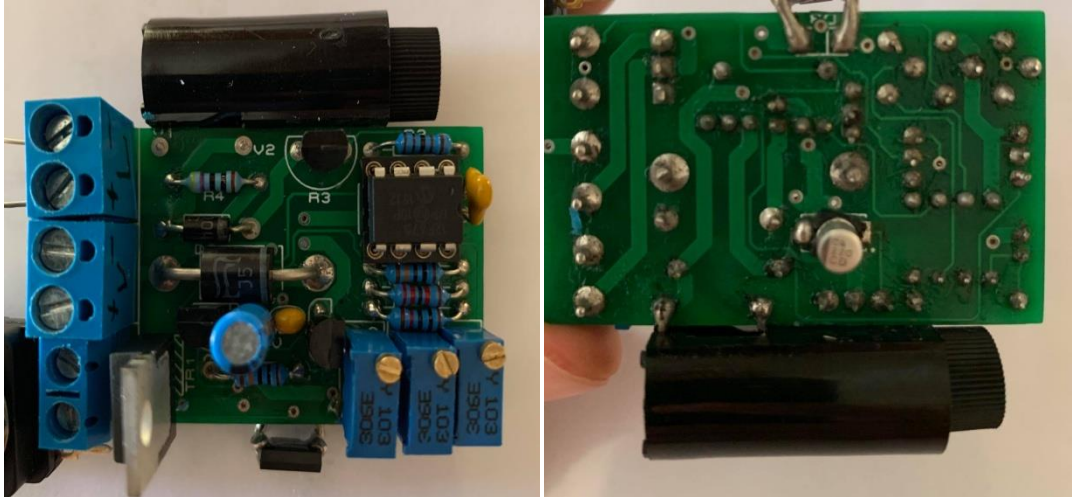
Με την χρήση των σχεδίων έγινε υλοποίηση της πλακέτας η οποία είναι διπλής όψεως και έγινε με επιμετάλλωση όπως φαίνεται στις παρακάτω φωτογραφίες.

Top side

Bottom side



Έπειτα έγινε προσθήκη και κόλληση των εξαρτημάτων και το τελικό αποτέλεσμα είναι το εξής:



### 3.4 Ο κώδικας του προγράμματος

```
/*
```

- \* GP0/AN0 = output (high=enable dividers)
- \* GP1/AN1 = analog input, battery voltage (threshold = 4V)
- \* GP2/AN2 = analog input, thermistor voltage (threshold = 1V)
- \* GP4/AN3 = analog input, upper threshold voltage set
- \* GP5 = output, Mosfet gate drive

```
*/
```

```
#include <xc.h>
```

```
#pragma config FOSC=INTRCIO,WDTE=ON,MCLRE=ON,BOREN=OFF
```

```
#define _XTAL_FREQ 4000000
```

```

void delay_ms(unsigned char num_ms) {
    unsigned short i = num_ms * 4;
    while( i-- )
        __delay_us(250);
}

unsigned short read_ADC(unsigned char input) {
    ADCON0 = 0x81 | (input << 2);
    delay_ms(1);
    ADCON0 = 0x83 | (input << 2);
    while( ADCON0 & 2 )
        ;

    return ADRESL | (((unsigned short)ADRESH) << 8);
}

unsigned short time_on, time_off;

void interrupt t1int() {
    T1CON = 0;
    if( GP5 ) {
        GP5 = 0;
        TMR1H = time_off>>8;
        TMR1L = time_off;
    } else {

```

```

    GP5 = 1;

    TMR1H = time_on>>8;

    TMR1L = time_on;

}

T1CON = 1;

// clear timer1 interrupt flag

PIR1 = 0;

}

void main(void) {

    unsigned char cur_duty = 0, target_duty = 0, hysteresis = 0;

    unsigned short pwm_set_voltage;

    unsigned char pwm_delay_val = 10;

    GPIO = 0;

    CMCON = 7; // disable comparators

    TRISIO = 0b11011110; // GP0 and GP5 are outputs

    ANSEL = 0x1E;

    // enable timer1 overflow interrupt

    PIE1 = 1;

    PIR1 = 0;

    INTCON = 0xC0;

    pwm_set_voltage = read_ADC(2);

    if( pwm_set_voltage < 200 ) {

        unsigned char pwm_delay;

```

```

if( pwm_set_voltage > 10 )
    pwm_delay = 2000 / pwm_set_voltage;
else
    pwm_delay = 200;
eeprom_write(0, pwm_delay);
pwm_delay_val = pwm_delay;
} else {
    pwm_delay_val = eeprom_read(0);
    if( pwm_delay_val > 200 )
        pwm_delay_val = 10;
}

```

```

while(1) {
    unsigned short batt = 0;

    asm("CLRWDT");

    GP0 = 1;

    batt = read_ADC(1);

    if( batt < 819 - hysteresis ) {
        hysteresis = 0;
        ADCON0 = 0;
        T1CON = 0;
        GP0 = 0;
        GP5 = 0;
        asm("SLEEP");
    } else {

```



```

unsigned short thermistor, max_speed;

hysteresis = 40; // 0.2V

thermistor = read_ADC(2);
max_speed = read_ADC(3);
ADCON0 = 0;

if( thermistor < 205 ) {
    target_duty = 0;
} else if( max_speed <= 205 ) {
    target_duty = 100;
} else {
    unsigned long duty = 10 + (thermistor - 205) * 73710UL / ((max_speed -
205) * (unsigned long)batt);
    if( duty > 100 )
        target_duty = 100;
    else
        target_duty = duty;
}

if( target_duty != cur_duty ) {
    if( target_duty > cur_duty ) {
        if( cur_duty == 0 )
            cur_duty = 10;
        else if( cur_duty < 100 )

```

```

        ++cur_duty;
    } else {
        if( cur_duty == 10 )
            cur_duty = 0;
        else
            --cur_duty;
    }
    if( cur_duty > 0 && cur_duty < 100 ) {
        PIE1 = 0;

        time_on = 0xFFFF - cur_duty * pwm_delay_val;
        time_off = 0xFFFF - (100 - cur_duty) * pwm_delay_val;

        PIE1 = 1;

        T1CON = 1;
    } else {
        T1CON = 0;

        GP5 = (cur_duty ? 1 : 0);
    }
}
delay_ms(46);
}
}
}

```

### 3.5 Τρόπος λειτουργίας του κυκλώματος

Ένας συγκριτής παρακολουθεί την τάση της μπαταρίας έναντι μιας τάσης αναφοράς 4V. Αυτό σταματά τον ανεμιστήρα από το να δουλεύει εάν η τάση της μπαταρίας είναι μικρότερη από μία προκαθορισμένη τιμή. Το ποτενσιόμετρο Vr5 επιτρέπει την ενεργοποίηση τάσης κατωφλίου να ρυθμιστεί μεταξύ 8.4V και 16.8V. Για εφαρμογές

αυτοκινήτων κανονικά θα το ρύθμιζες να ενεργοποιείται για τάσεις μεγαλύτερες από 13.5V έτσι ώστε ο ελεγκτής θα ενεργοποιείται όταν ο εναλλάκτης λειτουργεί και θα απενεργοποιείται όταν ο κινητήρας (και έτσι και ο εναλλάκτης) σταματήσει. Μία αντίσταση ανάδρασης σύγκρισης προσθέτει γύρω στα 0.5V υστέρηση έτσι ώστε μόλις η τάση τροφοδοσίας έχει αυξηθεί αρκετά ώστε να ενεργοποιηθεί ο ελεγκτής του ανεμιστήρα η τάση θα πρέπει να πέσει 0.5V κάτω από το κατώφλι για να απενεργοποιηθεί. Αυτό αποτρέπει τον ανεμιστήρα από να τρίζει και να ενεργοποιείται και να απενεργοποιείται πολύ γρήγορα. Ο ελεγκτής PWM περιλαμβάνει μια καθυστέρηση ενεργοποίησης 2 δευτερολέπτων που επίσης βοηθά στο ίδιο πράγμα. Η θερμοκρασία παρακολουθείται από έναν αισθητήρα θερμοκρασίας ο οποίος είναι συνδεδεμένος σε σειρά με το ποτενσιόμετρο Vr2, με τα δύο εξαρτήματα να συνδέονται μεταξύ της 5V τροφοδοσίας και της γείωσης. Με αυτό τον τρόπο παρέχεται μία τάση η οποία ποικίλει ανάλογα με τη θερμοκρασία, μεγαλώνει καθώς η θερμοκρασία μεγαλώνει και ο αισθητήρας ζεσταίνεται περισσότερο. Αυτή είναι η τάση ελέγχου της εισόδου για τον ελεγκτή PWM έτσι ώστε ο κύκλος λειτουργίας του ανεμιστήρα όπως επίσης και η ταχύτητα του ανεμιστήρα αυξάνεται καθώς αυξάνεται η θερμοκρασία.

#### **4. Συμπεράσματα**

Ο στόχος της πτυχιακής ήταν η δημιουργία ενός ελεγκτή στροφών DC κινητήρα για τον έλεγχο της θερμοκρασίας του εσωτερικού της καμπίνας αυτοκινήτου. Μετά από πολύ ψάξιμο στο διαδίκτυο, συζητήσεις με τον αρμόδιο καθηγητή αλλά και με πιο εξειδικευμένα άτομα πάνω στο θέμα καταλήξαμε στο παραπάνω κύκλωμα. Ωστόσο η συγκεκριμένη κατασκευή μπορεί να χρησιμοποιηθεί και σε άλλες περιπτώσεις όπως είναι η ψύξη των υπολογιστών, η ψύξη διαφόρων κομματιών βιομηχανικού εξοπλισμού. Θα μπορούσε ακόμη να χρησιμοποιηθεί και στο σπίτι για να ελέγχουμε έναν ανεμιστήρα που αερίζει το χώρο. Όσο ο ανεμιστήρας είναι στα 12V και δεν

αντλεί πάνω από 10Α θα δουλεύει σωστά. Το μόνο που πρέπει να γνωρίζουμε είναι ότι αυτοί οι ανεμιστήρες χρησιμοποιούν κινητήρες χωρίς ψύκτρεις οι οποίοι δεν ανταποκρίνονται καλά στους ελεγκτές PWM υψηλής συχνότητας. Σε αυτή την περίπτωση πρέπει να ρίξουμε την συχνότητα γύρω στα 50 έως 200Hz.

Το συνολικό κόστος για την υλοποίηση της κατασκευής με όλα τα υλικά και την πλακέτα υπολογίζεται γύρω στα 50 ευρώ.

### **Βιβλιογραφία**

- Ayasun, S., & Karbeyaz, G. (2007). DC motor speed control methods using MATLAB/Simulink and their integration into undergraduate electric machinery courses. *Computer applications in engineering education*, 15(4), 347-354.
- Chilikin, M. G., Klyuchev, V. I., & Sandler, A. S. (1979). Theory of the automated electric drive. *Energy, Moscow*.
- Dorji, C. (2015). *REVIEW OF ELECTRIC DRIVES*. Research Gate. <https://www.researchgate.net/publication/282249201>
- Kolesnikov, A.A, *Sovremennaya prikladnaya teoriya upravleniya: sinergeticheskii podkhod v teorii upravleniya* (Modern Applied Control Theory: Synergetic Approach in the Control Theory),. Ed., Taganrog: TRTU, 2000.

Kopylov, I.P., *Elektricheskie mashiny* (Electrical Motors), Moscow: Energoatomizdat, 1986.

Krasnova, S. A., Utkin, V. A., & Mikheev, Y. V. (2001). Cascaded Design of State Observers of the Nonlinear Multivariable Systems, *Avtom.*

Utkin, V.I., *Skol'zyashchie rezhimy v zadachakh optimizatsii i upravleniya*, Moscow: Nauka, 1981.

Babuska, R., & Stramigioli, S. (1999). Matlab and simulink for modeling and control. *Delft University of Technology.*

Bai, L. (2011, April). Electric drive system with BLDC motor. In *2011 International Conference on Electric Information and Control Engineering* (pp. 359-363). IEEE.

Pillay, P., & Krishnan, R. (1989). Modeling, simulation, and analysis of permanent-magnet motor drives. I. The permanent-magnet synchronous motor drive. *IEEE Transactions on industry applications*, 25(2), 265-273.