



ΕΘΝΙΚΟ ΜΕΤΣΟΒΙΟ ΠΟΛΥΤΕΧΝΕΙΟ
ΣΧΟΛΗ ΜΗΧΑΝΟΛΟΓΩΝ ΜΗΧΑΝΙΚΩΝ
ΤΟΜΕΑΣ ΜΗΧΑΝΟΛΟΓΙΚΩΝ ΚΑΤΑΣΚΕΥΩΝ
ΚΑΙ ΑΥΤΟΜΑΤΟΥ ΕΛΕΓΧΟΥ



ΑΝΑΠΤΥΞΗ ΟΔΗΓΗΣΗΣ ΚΙΝΗΤΗΡΑ DC ΜΕ ΕΛΕΓΧΟ ΡΕΥΜΑΤΟΣ ΚΑΙ ΘΕΣΗΣ

Διπλωματική Εργασία

ΝΙΚΟΛΑΚΑΚΗΣ ΑΛΕΞΑΝΔΡΟΣ

Επιβλέπων καθηγητής: Ε. Γ. Παπαδόπουλος

ΕΡΓΑΣΤΗΡΙΟ ΑΥΤΟΜΑΤΟΥ ΕΛΕΓΧΟΥ

ΑΘΗΝΑ 2009

Αφιερώνεται στην οικογένειά μου
και σε όλους τους ανθρώπους που ήταν και είναι δίπλα μου

Περίληψη

Η εργασία αυτή περιλαμβάνει την μελέτη, σχεδίαση και υλοποίηση μιας ολοκληρωμένης διάταξης ηλεκτρονικών η οποία μπορεί να ελέγξει είτε το ρεύμα που διαρρέει έναν σερβοκινητήρα συνεχούς ρεύματος και κατ' επέκταση την ροπή που αυτός ασκεί, είτε την θέση της ατράκτου του. Τελικός σκοπός είναι η χρήση της διάταξης που θα αναπτύξουμε σε ένα τετράποδο ρομπότ. Συγκεκριμένα θα λαμβάνει εντολές από το κεντρικό σύστημα ελέγχου και θα πρέπει να εφαρμόζει τον απαιτούμενο έλεγχο στους κινητήρες των ποδιών του ρομπότ. Η ανάπτυξη της διάταξης γίνεται με βάση συγκεκριμένες προδιαγραφές οι οποίες αφορούν τον όγκο, βάρος, ισχύ και απόκριση του τελικού αποτελέσματος.

Αρχικά γίνεται ο σχεδιασμός της διάταξης σε θεωρητικό επίπεδο, δηλαδή εξετάζεται επισκοπικά ο τρόπος λειτουργίας της. Καταλήγουμε σε ένα σύστημα ελέγχου το οποίο αποτελείται από ορισμένα υποσυστήματα. Στην συνέχεια εξετάζουμε τον τρόπο υλοποίησης των υποσυστημάτων αυτών με ηλεκτρονικά κυκλώματα. Ακολουθεί η επιλογή των ηλεκτρονικών κυκλωμάτων έτσι ώστε να μπορεί η τελική διάταξη να πληροί τις προδιαγραφές που έχουν οριστεί αρχικά. Μετά την σύνδεση των επιμέρους τμημάτων υλοποιείται ο ελεγκτής με την βοήθεια μικροεπεξεργαστή. Ένα πολύ μεγάλο μέρος της εργασίας αυτής περιλαμβάνει τον προγραμματισμό του μικροεπεξεργαστή έτσι ώστε να εφαρμόζεται αποδοτικά ο απαιτούμενος έλεγχος.

Μετά από τον σχεδιασμό της συνολικής διάταξης και τον προγραμματισμό του μικροελεγκτή υλοποιείται η ηλεκτρονική πλακέτα που περιλαμβάνει όλα τα ηλεκτρονικά κυκλώματα που απαιτούνται για την λειτουργία της διάταξης. Αφού γίνει βελτιστοποίηση των παραμέτρων του κυκλώματος, εξετάζουμε αν η λειτουργία της διάταξης είναι ικανοποιητική με βάση τις προδιαγραφές που έχουμε ορίσει. Αυτό γίνεται υποβάλλοντας την διάταξη σε δοκιμές με βάση τα πραγματικά δεδομένα. Στην συνέχεια παρουσιάζονται τα αποτελέσματα αυτά.

Abstract

This work concerns the design and implementation of a set-up consisting of electronic elements, which can either control the current flowing through a DC servomotor, or the position of its axle. The purpose of implementing such a design is to use it in a four-legged robot later on. It must be able to receive a current or position command from the robot's main control unit, and apply a certain type of control to the robot's motors. This must be done according to certain specifications concerning the volume, weight, power and response of the final setup.

In the beginning, we design the setup from a theoretical point of view, not using specific components, but blocks with certain functionality. Next comes the translation of these blocks into electronic components having the same functionality. We select specific components which are capable of delivering results equal or better to the desired specifications. The control algorithm is implemented using a microprocessor. Programming the microprocessor is a large part of this work.

After designing the setup and connecting the components together, we created an IC board with all the required parts. The whole control system is calibrated and the setup is tested to see if the required specifications have been met. Finally these test results are presented.

Ευχαριστίες

Πρωτίστως θα ήθελα να ευχαριστήσω τον Καθηγητή κ. Ευάγγελο Παπαδόπουλο για την ευκαιρία που μου προσέφερε να εκπονήσω την διπλωματική μου εργασία σε έναν τομέα που με ενδιέφερε ιδιαίτερα. Παράλληλα με την καθοδήγησή και τις συμβουλές του κατάφερα να ξεπεράσω πολλά από τα εμπόδια που συνάντησα στην διάρκεια της εργασίας αυτής. Ενώ ήμουν μέλος της εργαστηριακής του ομάδας, εκτός από αυτά που έμαθα στα πλαίσια της διπλωματικής μου εργασίας, πήρα πολλά εφόδια για να συνεχίσω ερευνητικά και επαγγελματικά στον χώρο του αυτομάτου ελέγχου. Στο σημείο αυτό θα ήθελα επίσης να ευχαριστήσω τους συναδέλφους μου στο εργαστήριο οι οποίοι εκτός από το γεγονός ότι μοιράστηκαν τις γνώσεις τους μαζί μου, δημιούργησαν το ιδανικό κλίμα για να γίνει η εργασία στον χώρο του εργαστηρίου αποτελεσματική, ουσιώδης αλλά και ευχάριστη. Οφείλω να ευχαριστήσω ιδιαίτερα τον Υ.Δ. Νίκο Χερουβείμ, με τον οποίο συνεργάστηκα στενά, για την καθοδήγηση του και την πολύτιμη βοήθεια που μου έδωσε σε όλες τις φάσεις εργασίας μου. Αποτελεί υπόδειγμα συνεργάτη αλλά και φίλου. Τέλος θα ήθελα να ευχαριστήσω την οικογένειά μου και του ανθρώπους που ήταν και θα είναι κοντά μου για την υποστήριξή τους και την αγάπη τους.

Περιεχόμενα

Περίληψη	3
Abstract	4
Ευχαριστίες	5
Περιεχόμενα	6
Κατάλογος Εικόνων	9
1 Εισαγωγή.....	10
1.1 Σκοπός εργασίας	10
1.2 Βιβλιογραφική ανασκόπηση	11
1.3 Δομή εργασίας	11
2 Κινητήρες Συνεχούς Ρεύματος και έλεγχός τους	13
2.1 Κινητήρες συνεχούς ρεύματος (DC)	13
2.2 Έλεγχος κινητήρων DC	13
2.2.1 Έλεγχος τάσης	14
2.2.2 Έλεγχος Ρεύματος	18
2.3 Επιλογή τρόπου ελέγχου	18
2.3.1 Έλεγχος κατά την φάση επαφής με το έδαφος	18
2.3.2 Έλεγχος κατά την φάση πτήσης	19
3 Θεωρητικός σχεδιασμός της διάταξης ελέγχου	20
3.1 Διάταξη ελέγχου ρεύματος	20
3.2 Διάταξη ελέγχου θέσης	20
3.3 Επιλεγμένα υποσυστήματα διάταξης	21
3.3.1 Κινητήρας DC	21
3.3.2 Αυξητική Παλμογεννήτρια (Incremental Encoder)	21
3.3.3 Λοιπά συστήματα	23
3.4 Προδιαγραφές συστήματος ελέγχου	23
4 Μηχανοτρονική υλοποίηση του συστήματος ελέγχου	24

4.1	Επιλογή των τμημάτων της διάταξης.....	25
4.1.1	Επιλογή μικροεπεξεργαστή (μC)	25
4.1.2	Επιλογή H-Bridge.....	26
4.1.3	Επιλογή αισθητήρα ρεύματος	28
4.1.4	Επιλογή υπόλοιπων τμημάτων	29
4.1.5	Επιλογή του πρωτοκόλλου επικοινωνίας.....	30
4.2	Ανάλυση λειτουργίας της διάταξης	33
4.2.1	Διάταξη ελέγχου ρεύματος με αισθητήρα Hall Effect	33
4.2.2	Διάταξη ελέγχου ρεύματος με εξωτερική αντίσταση	34
4.2.3	Διάταξη ελέγχου θέσης.....	35
4.3	Σχεδιασμός του τελικού κυκλώματος.....	37
4.4	Σχεδιασμός της ηλεκτρονικής πλακέτας (PCB)	38
5	Προγραμματισμός του μικροελεγκτή dsPIC	41
5.1	Αναλυτικά χαρακτηριστικά του dsPIC.....	41
5.2	Προγραμματισμός του dsPIC	42
5.2.1	Προγραμματισμός του A/D Converter.....	42
5.2.2	Προγραμματισμός του PWM.....	44
5.2.3	Προγραμματισμός του Quadrature Encoder Interface.....	47
5.2.4	Προγραμματισμός της επικοινωνίας SPI	48
5.2.5	Βασικό μέρος προγράμματος	49
6	Δοκιμές και αποτελέσματα	55
6.1	Δοκιμή και αποτελέσματα του ελέγχου ρεύματος.....	55
6.2	Δοκιμή και αποτελέσματα του ελέγχου θέσης	58
6.3	Σύγκριση με την οδήγηση της Maxon Motors.....	60
7	Συμπεράσματα και Μελλοντική Εργασία	62
7.1	Συμπεράσματα	62
7.2	Μελλοντική εργασία	62
	Βιβλιογραφία	63
	Παράρτημα Α	64

Datasheets	64
dsPIC30F4012 (Microchip)	65
VNH3SP30 (ST Microelectronics)	67
ACS706ELC-05C (Allegro)	68
ACSL-6400 (AVAGO)	69
HCPL-7510 (AVAGO)	70

Κατάλογος Εικόνων

Σχήμα 2-1 : Αρχή λειτουργίας κινητήρων DC Μόνιμου Μαγνήτη.	13
Σχήμα 2-2 : Ισοδύναμο Κύκλωμα Κινητήρα DC.	14
Σχήμα 2-3 : Παλμός PWM με duty cycle 10%,50%,90% αντίστοιχα.	16
Σχήμα 2-4 : Παλμός PWM με μεταβλητό duty cycle.	17
Σχήμα 2-5 : Αλλαγή φοράς περιστροφής με H-bridge.	18
Σχήμα 3-1: Σχεδιάγραμμα λειτουργίας της διάταξης ελέγχου ρεύματος.	20
Σχήμα 3-2: Σχεδιάγραμμα λειτουργίας της διάταξης ελέγχου θέσης.	21
Σχήμα 3-3 : Ανίχνευση φοράς περιστροφής σε encoder.....	22
Σχήμα 4-1: Σχεδιάγραμμα του επεξεργαστή dsPIC30F2011.....	25
Σχήμα 4-2: Σχεδιάγραμμα του επεξεργαστή dsPIC30F4012.....	26
Σχήμα 4-3: Σχεδιάγραμμα τυπικής εφαρμογής του ολοκληρωμένου VNH3SP30.	27
Σχήμα 4-4 Pinout του H-Bridge VNH3SP30 που χρησιμοποιήσαμε.	27
Σχήμα 4-5 Αισθητήρας μέτρησης ρεύματος με Hall sensor.	28
Σχήμα 4-6: Pinout και τυπική σύνδεση του αισθητήρα πτώσης τάσης 30	30
Σχήμα 4-7 Σχέδιο CAD της πλακέτας επικοινωνίας περιφερειακών.....	32
Σχήμα 4-8 Ηλεκτρολογικό σχέδιο CAD της πλακέτας 32	32
Σχήμα 4-9 : Σχεδιάγραμμα διάταξης ελέγχου ρεύματος (Hall).....	33
Σχήμα 4-10: Σχεδιάγραμμα διάταξης ελέγχου ρεύματος με εξωτερική αντίσταση 35	35
Σχήμα 4-11 Σχηματικό διάγραμμα διάταξης ελέγχου θέσης 36	36
Σχήμα 4-12 Ηλεκτρολογικό σχέδιο CAD της διάταξης με εξωτερική αντίσταση.	38
Σχήμα 4-13: Σχέδιο CAD της πλακέτας της διάταξης με αισθητήρα Hall.....	39
Σχήμα 4-14 Ηλεκτρολογικό σχέδιο CAD της διάταξης με εξωτερική αντίσταση.	39
Σχήμα 4-15: Σχέδιο CAD της πλακέτας της διάταξης με αισθητήρα ρεύματος.	40
Σχήμα 6-1: Απόκριση του ρεύματος (καμπύλη α) με την εντολή (καμπύλη β).....	56
Σχήμα 6-2: Απόκριση του ρεύματος με την εντολή μετά την αφαίρεση θορύβου 56	56
Σχήμα 6-3: Σύγκριση της θεωρητικής εντολής με την πραγματική τιμή ρεύματος 57	57
Σχήμα 6-4: Απόκριση της θέσης της ατράκτου σαν συνάρτηση του χρόνου (ms) (RAW Data).....	59
Σχήμα 6-5: Καμπύλη απόκρισης της θέσης της ατράκτου σαν συνάρτηση του χρόνου (ms) που προκύπτει από τα δεδομένα του encoder.	59
Σχήμα 6-6 Απόκριση της διάταξής μας αναφορικά με μια ημιτονοειδή είσοδο.	60
Σχήμα 6-7 Απόκριση του ενισχυτή της Maxop αναφορικά με μια ημιτονοειδή είσοδο.	60
Σχήμα 6-8 Διαφορά στον όγκο μεταξύ των δυο λύσεων.....	61

1 Εισαγωγή

1.1 Σκοπός εργασίας

Η παρούσα Διπλωματική Εργασία επικεντρώνεται στο σχεδιασμό και κατασκευή κατάλληλης διάταξης για την οδήγηση ενός κινητήρα ο οποίος θα είναι τοποθετημένος σε ένα τετράποδο ρομπότ. Οι προδιαγραφές της οδήγησης αυτής προκύπτουν από κάποια δεδομένα στοιχεία, όπως από τις απαιτήσεις των κινητήρων, τα μηχανικά μέρη και τον επιθυμητό έλεγχο του ρομπότ. Ειδικότερα, η οδήγηση κινητήρα που θα κατασκευαστεί θα πρέπει να επιτυγχάνει έλεγχο ρεύματος και έλεγχο θέσης τύπου P-D.

Γενικά στον χώρο της ρομποτικής παρόλο που τέτοιου τύπου οδηγήσεις κινητήρων είναι απαραίτητες και ευρέως χρησιμοποιούμενες, δεν υπάρχουν πολλές επιλογές, ενώ αυτές που υπάρχουν, πολλές φορές δεν είναι κατάλληλες: παρουσιάζουν μειονεκτήματα όπως βάρος, όγκος, κόστος και άλλα. Για την συγκεκριμένη εφαρμογή η διάταξη ελέγχου είναι απαραίτητο να έχει μικρό όγκο και βάρος μια και πάνω στο ρομπότ θα τοποθετηθούν τέσσερις, μια για κάθε πόδι. Επιπλέον πρέπει να πληροί και κάποιες άλλες προδιαγραφές, οι οποίες θα αναφερθούν αναλυτικά αργότερα. Θα γίνει λοιπόν μια προσπάθεια να σχεδιαστεί και να κατασκευαστεί μια οδήγηση κινητήρα που να είναι πιο κατάλληλη για την συγκεκριμένη εφαρμογή σε σχέση με κάποια έτοιμη λύση.

1.2 Βιβλιογραφική ανασκόπηση

Η βιβλιογραφία σχετικά με τον έλεγχο ρεύματος σε κινητήρα είναι αρκετά περιορισμένη και σε θεωρητικό και σε πρακτικό επίπεδο. Κύριες πηγές άντλησης πληροφοριών αποτέλεσαν το διαδίκτυο και τα τεχνικά φυλλάδια των επιμέρους μερών της διάταξης. Για τον προγραμματισμό του μικροεπεξεργαστή συμβουλευτήκαμε τα παραδείγματα που δίνονται στην ιστοσελίδα του κατασκευαστή. Αναλυτικά η βιβλιογραφία αναφέρεται στο τέλος.

Όπως αναφέρθηκε, οι υπάρχουσες λύσεις οδήγησης κινητήρα είναι σχετικά περιορισμένες και έχουν αρκετά μειονεκτήματα :

- A. Δεν είναι προσαρμοσμένες στις ανάγκες της εφαρμογής μια και δεν υπάρχει μεγάλο εύρος επιλογών.
- B. Δεν μπορούν να τοποθετηθούν εύκολα πάνω στο ρομπότ λόγω του μεγάλου όγκου τους.
- Γ. Έχουν σχετικά μεγάλο βάρος

Έτσι αποφασίστηκε να σχεδιαστεί και κατασκευαστεί εξ αρχής μια τέτοια διάταξη που να ικανοποιεί σε μεγαλύτερο βαθμό τις απαιτήσεις της συγκεκριμένης εφαρμογής.

1.3 Δομή εργασίας

Η εργασία αυτή δομείται σε έξι κεφάλαια και ένα παράρτημα. Αναλυτικά, το περιεχόμενό της έχει ως εξής :

Κεφάλαιο 1: Το τρέχον κεφάλαιο, όπου γίνεται μια περιγραφική εισαγωγή στο αντικείμενο της εργασίας.

Κεφάλαιο 2: Γίνεται μια εισαγωγή στους κινητήρες συνεχούς ρεύματος (DC) και στους τρόπους ελέγχου αυτών.

Κεφάλαιο 3: Γίνεται ο θεωρητικός σχεδιασμός του συστήματος ελέγχου, το οποίο περιλαμβάνει έλεγχο ρεύματος και έλεγχο θέσης με την βοήθεια του ελέγχου ρεύματος. Εδώ ορίζονται και οι προδιαγραφές που θα πρέπει να πληροί η διάταξη που θα κατασκευαστεί.

Κεφάλαιο 4: Γίνεται ο σχεδιασμός και η παρουσίαση της υλοποίησης του συστήματος ελέγχου. Γίνεται η επιλογή των επιμέρους μερών καθώς και ο σχεδιασμός του συνολικού συστήματος.

Κεφάλαιο 5: Αναλύονται οι λειτουργίες και ο προγραμματισμός του μικροεπεξεργαστή dsPIC που επιλέχθηκε.

Κεφάλαιο 6: Παρουσιάζονται οι δοκιμές στις οποίες υποβλήθηκε η διάταξη και τα αποτελέσματα αυτών των δοκιμών.

Κεφάλαιο 7: Γίνεται η σύγκριση με μια από τις έτοιμες λύσεις που είναι εμπορικά διαθέσιμες, τον αντίστοιχο ενισχυτή της Maxon Motors. Στην συνέχεια ακολουθούν τα συμπεράσματα και η μελλοντική εργασία.

Τέλος, στο **Παράρτημα**, παρουσιάζονται τα τεχνικά φυλλάδια των διάφορων μερών της διάταξης.

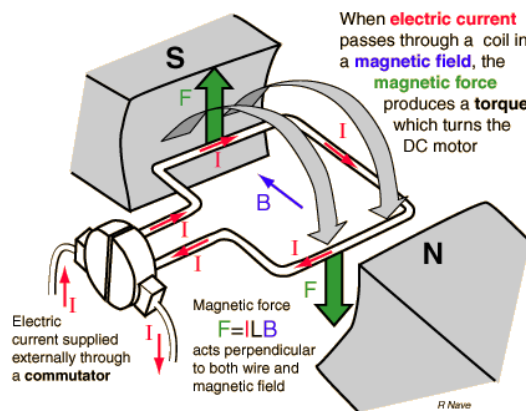
2 Κινητήρες Συνεχούς Ρεύματος και έλεγχός τους

2.1 Κινητήρες συνεχούς ρεύματος (DC)

Οι κινητήρες μόνιμου μαγνήτη, όπως αυτοί που επιλέχθηκαν για να χρησιμοποιηθούν στο ρομπότ, λειτουργούν ως εξής: Οι ακροδέκτες του κινητήρα συνδέονται σε πηγή συνεχούς ρεύματος. Από τους αγωγούς διέρχεται ρεύμα λόγω διαφοράς δυναμικού. Στους ρευματοφόρους αγωγούς λόγω της ύπαρξης μαγνητικού πεδίου (που δημιουργείται από τους μόνιμους μαγνήτες), ασκείται ζεύγος δυνάμεων όπως φαίνεται στο Σχ. 2-1, δηλαδή ροπή. Για να μην αλλάζουν φορά οι δυνάμεις αυτές, αλλάζει η φορά του ρεύματος που διέρχεται από τους αγωγούς με την βοήθεια μιας διάταξης συλλέκτη-ψηκτρών. Είναι προφανές ότι η ροπή που δημιουργείται από το ζεύγος δυνάμεων είναι ανάλογη του ρεύματος που διέρχεται από τους αγωγούς. Η ροπή που δίνεται από τον κινητήρα είναι:

$$T = K_T \cdot i_a \quad (\text{Εξ. 2-1})$$

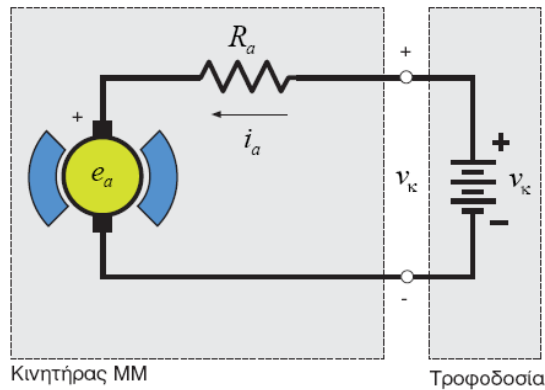
Έτσι ιδανικά, αν θέλαμε να μας δώσει ο κινητήρας συγκεκριμένη ροπή, θα έπρεπε να έχουμε μια πηγή ρεύματος που να δίνει στον κινητήρα το κατάλληλο ρεύμα.



Σχήμα 2-1 : Αρχή λειτουργίας κινητήρων DC Μόνιμου Μαγνήτη.

2.2 Έλεγχος κινητήρων DC

Υπάρχουν πολλοί τρόποι ελέγχου των κινητήρων DC με βάση τις απαιτήσεις της κάθε εφαρμογής. Οι τρόποι ελέγχου προκύπτουν από την μοντελοποίηση των κινητήρων DC. Μια απλή μοντελοποίηση για τους κινητήρες Μόνιμου Μαγνήτη φαίνεται στο Σχήμα 2-2:



Σχήμα 2-2 : Ισοδύναμο Κύκλωμα Κινητήρα DC.

Η χαρακτηριστική καμπύλη ροπής-στροφών των κινητήρων DC είναι (Εξίσωση 2-2):

$$T = \frac{K_T}{R_a} v_k - \frac{K_T^2}{R_a} \omega \quad (\text{Εξ. 2-2})$$

όπου T η ροπή, K_T η σταθερά του κινητήρα και v_k η τάση τροφοδοσίας του, R_a η εσωτερική του αντίσταση του και ω η γωνιακή ταχύτητα περιστροφής του ρότορα. Είναι φανερό λοιπόν ότι στον κινητήρα που εξετάζουμε ο μόνος εφικτός τρόπος ελέγχου είναι η μεταβολή της τάσης v_k ή του ρεύματος που δίνεται από την σχέση:

$$i_k = \frac{v_k}{R_a} \quad (\text{Εξ. 2-3})$$

2.2.1 Έλεγχος τάσης

Ο έλεγχος τάσης στους κινητήρες DC μπορεί να γίνει κυρίως με τους παρακάτω τρόπους:

- **Με ροοστάτη**

Η πιο απλή μέθοδος μεταβολής της τάσης γίνεται με την χρήση ροοστάτη. Μεταβάλλοντας την τιμή μιας αντίστασης που συνδέεται σε σειρά με τον κινητήρα, αλλάζουμε και την τάση που εφαρμόζεται στα άκρα του. Η μέθοδος αυτή έχει πολλά μειονεκτήματα:

- Μεγάλες ωμικές απώλειες. Αφενός αυξάνει η ενεργειακή κατανάλωση με αποτέλεσμα είτε μεγάλο κόστος λειτουργίας είτε μικρή ενεργειακή αυτονομία. Επίσης επειδή οι απώλειες αυτές μετατρέπονται σε θερμότητα, έχουμε σαν επιπλέον αποτέλεσμα την μεγάλη αύξηση θερμοκρασίας. Έτσι μπορεί να χρειαστεί και σύστημα ψύξης.
- Η τιμή της αντίστασης μεταβάλλεται με την θερμοκρασία και τον χρόνο. Κατά συνέπεια για κάθε θέση του ροοστάτη δεν είναι σταθερή η τάση που εφαρμόζεται στα άκρα του κινητήρα. Αν για παράδειγμα για μια συγκεκριμένη θέση του ροοστάτη εφαρμόζεται μια τάση 5V στον κινητήρα, μετά από κάποιο χρόνο μπορεί να

εφαρμόζεται τάση 5,5V. Έτσι στην ουσία δεν μπορεί να γίνει με ακρίβεια έλεγχος τάσης αν δεν υπάρχει κάποιος αισθητήρας ανάδρασης.

- Η διάταξη έχει μεγάλη ευαισθησία σε εξωτερικό θόρυβο. Επειδή η διάταξη αυτή είναι αναλογική χωρίς κάποιο σύστημα μείωσης θορύβου, έχουμε μεταφορά οποιασδήποτε διαταραχής στην έξοδο.

- **Με χρήση γραμμικών ενισχυτών (τρανζίστορ)**

Με την βοήθεια των γραμμικών ενισχυτών μπορούμε με μια εντολή χαμηλής ισχύος να οδηγήσουμε έναν κινητήρα υψηλής ισχύος. Αυτό είναι πολύ σημαντικό γιατί τα ηλεκτρονικά κυκλώματα και ειδικότερα οι μικροεπεξεργαστές είναι χαμηλής ισχύος και δεν μπορούν να οδηγήσουν άμεσα κάποιο κινητήρα. Σε αυτή την περίπτωση έλεγχου έχουμε μεγάλες απώλειες ισχύος και κατ' επέκταση μεγάλη παραγωγή θερμότητας. Αυτά τα χαρακτηριστικά καθιστούν την μέθοδο έλεγχου με τρανζίστορ ακατάλληλη για εφαρμογές που πρέπει να έχουν μικρό όγκο και βάρος και μεγάλη ισχύ.

- **Με διαμόρφωση εύρους παλμού (PWM)**

Όπως προκύπτει μέχρι τώρα, οι μέθοδοι έλεγχου τάσης που εξετάστηκαν έχουν σαν βασικό μειονέκτημα τις μεγάλες ενεργειακές απώλειες. Οι απώλειες αυτές οφείλονται στο γεγονός ότι περιορίζουν την τάση που δίνει η πηγή τροφοδοσίας σε κάποιο ποσοστό x έτσι ώστε να τροφοδοτηθεί ο κινητήρας με την κατάλληλη τάση. Το υπόλοιπο ποσοστό $(100\% - x)$ μετατρέπεται σε θερμότητα. Για να έχουμε μικρές απώλειες, θα πρέπει να εμφανίζεται πολύ μικρή αντίσταση ανάμεσα την πηγή τροφοδοσίας και τον κινητήρα, δηλαδή να τροφοδοτούμε τον κινητήρα με 100% της τάσης. Αυτό το γεγονός συνδυασμένο με το γεγονός ότι ένα μηχανικό σύστημα (κινητήρας) έχει περιορισμένη απόκριση, οδήγησε στην εφαρμογή ενός τρόπου μεταβολής της τάσης ο οποίος βασίζεται στην εναλλαγή μεταξύ των ακραίων τιμών της τάσης (0 και 100%) με μεγάλη συχνότητα. Αυτός ο τρόπος έλεγχου μπορεί να γίνει με πολλούς τρόπους, με επικρατέστερο αυτόν που χρησιμοποιεί την διαμόρφωση εύρους παλμού. Ο τρόπος λειτουργίας της διαμόρφωσης εύρους παλμού ή PWM όπως έχει καθιερωθεί (από τα αρχικά Pulse Width Modulation – PWM), θα εξηγηθεί στην συνέχεια.

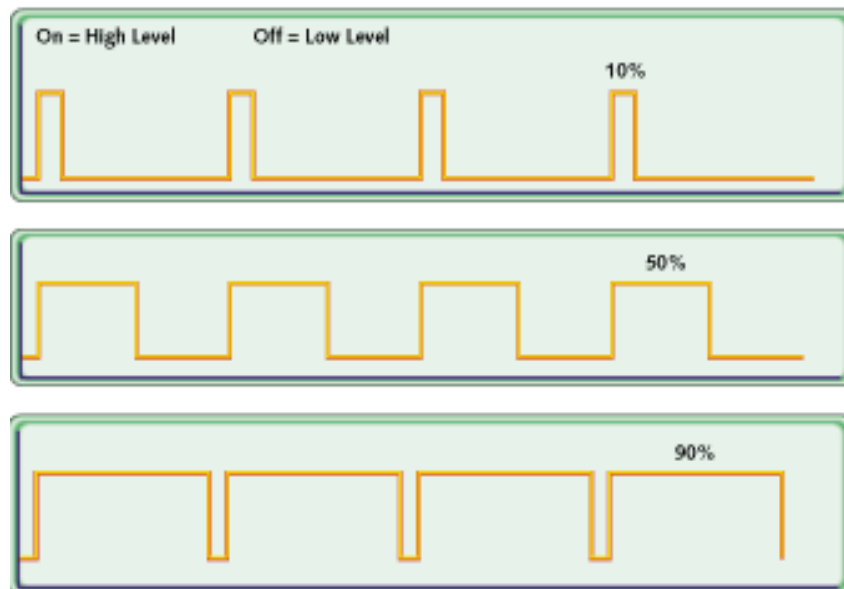
Όπως αναφέρθηκε, η μέθοδος διαμόρφωσης εύρους παλμού (PWM) κάνει χρήση της γρήγορης εναλλαγής μεταξύ τροφοδοσίας και μη του κινητήρα. Αυτό γίνεται συνήθως με την βοήθεια τρανζίστορ τύπου MOSFET (συνήθως) τα οποία από ένα επίπεδο τάσης εισόδου και πάνω επιτρέπουν ελεύθερη αγωγή ηλεκτρικού φορτίου, ενώ σε διαφορετική περίπτωση δεν άγουν καθόλου. Βρίσκονται δηλαδή είτε σε κατάσταση "ON" είτε σε κατάσταση "OFF". Η τάση εντολής συνήθως είναι τύπου TTL, δηλαδή ψηφιακού επιπέδου 0-5V. Η μεταβολή της τάσης με PWM γίνεται ως εξής:

Αρχικά καθορίζουμε την συχνότητα με την οποία θέλουμε να γίνεται η εναλλαγή μεταξύ ON-OFF. Η περίοδος του PWM είναι ο χρόνος ανάμεσα σε 2 καταστάσεις ON (ή OFF αντίστοιχα) και είναι σταθερή. Αυτό που αλλάζει είναι το ποσοστό του σταθερού

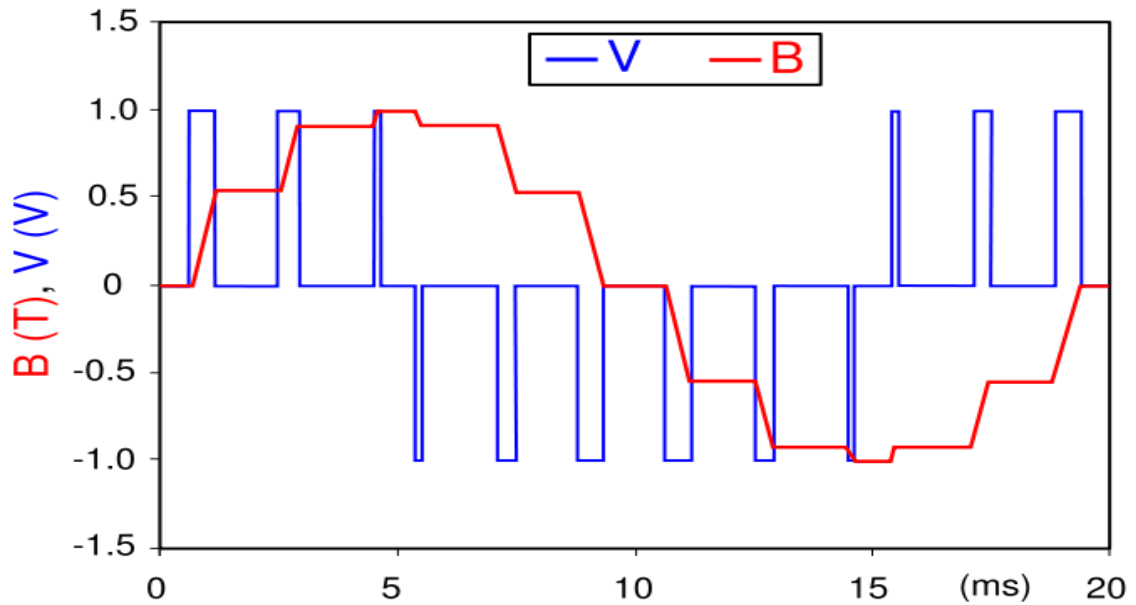
αυτού διαστήματος στο οποίο έχουμε κατάσταση ON / OFF. Προφανώς αν η κατάσταση ON διαρκεί π.χ. XX% της περιόδου PWM, η κατάσταση OFF θα διαρκεί (100-XX)%. Το ποσοστό (επί τοις εκατό) που διαρκεί η κατάσταση ON, λέγεται duty cycle του PWM. Αλλάζοντας το duty cycle μπορούμε να επιτύχουμε οποιαδήποτε τιμή τάσης θέλουμε, εκφρασμένη σε ποσοστό της τάσης τροφοδοσίας:

$$V_{PWM} = \frac{t_{on}}{t_{on} + t_{off}} \cdot V_o \quad (\text{Εξ. 2-4})$$

όπου V_{PWM} είναι η μέση τάση που εφαρμόζεται πρακτικά στον κινητήρα, V_o η τάση με την οποία τροφοδοτείται ο κινητήρας όταν το τρανζίστορ είναι σε κατάσταση "ON" και t_{on} , t_{off} είναι οι χρόνοι που το τρανζίστορ είναι "ON" και "OFF" αντίστοιχα. Στα παρακάτω σχήματα (Σχ. 2-3 και Σχ. 2-4) φαίνεται παλμός PWM με διάφορα duty cycles:



Σχήμα 2-3 : Παλμός PWM με duty cycle 10%,50%,90% αντίστοιχα.



Σχήμα 2-4 : Παλμός PWM με μεταβλητό duty cycle.

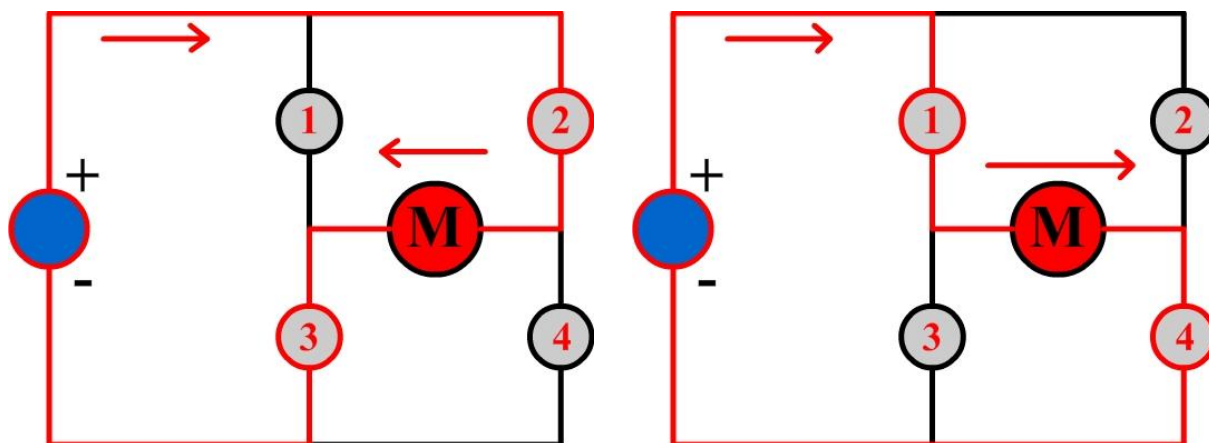
Η χρήση του PWM γίνεται συνήθως σε συνδυασμό με μια διάταξη που ονομάζεται Η-γέφυρα (H-Bridge). Η διάταξη αυτή είναι ιδιαίτερα χρήσιμη μια και επιτρέπει την αντιστροφή της φοράς του ρεύματος, και κατ' επέκταση της φοράς περιστροφής του κινητήρα. Η αρχή λειτουργίας της ακολουθεί:

Μια Η-γέφυρα (H-Bridge) αποτελείται από 4 τρανζίστορ (ή θυρίστορ), συνήθως τύπου MOSFET, τα οποία λειτουργούν σαν διακόπτες οδηγούμενοι από ψηφιακό σήμα. Τα τρανζίστορ είναι συνδεδεμένα με τον κινητήρα και την πηγή όπως φαίνεται στο Σχ. 2-5 (τα τρανζίστορ παριστάνονται σαν απλοί διακόπτες). Τα 4 τρανζίστορ και ο κινητήρας στο κέντρο σχηματίζουν ένα Η, από όπου προέρχεται και η ονομασία της διάταξης. Τα τρανζίστορ βρίσκονται στην κατάσταση ON ανά δύο, δηλαδή είναι πάντα δύο σε κατάσταση ON και δύο σε κατάσταση OFF. Έτσι έχουμε τέσσερις συνδυασμούς κατάστασης που φαίνονται στον παρακάτω πίνακα. Οι υπόλοιποι συνδυασμοί δεν έχουν νόημα στο ηλεκτρικό κύκλωμα.

Πίνακας 2-1: Λειτουργία του H-Bridge.

Transistor No:				Λειτουργία H-Bridge
1	2	3	4	
ON	OFF	ON	OFF	Περιστροφή προς μια κατεύθυνση
OFF	ON	OFF	ON	Περιστροφή προς την αντίθετη κατεύθυνση
ON	ON	OFF	OFF	Πέδηση του κινητήρα στο Vcc
OFF	OFF	ON	ON	Πέδηση του κινητήρα στην γείωση

Η βασική λειτουργία της διάταξης H-Bridge επιτυγχάνεται όταν είναι ON τα τρανζίστορ 1,4 ή 2,3. Σε αυτή την περίπτωση το ρεύμα διαρρέει τον κινητήρα είτε προς την μια είτε προς την αντίθετη κατεύθυνση. Προφανώς όταν αλλάζει η φορά του ρεύματος που διαρρέει τα τυλίγματα του κινητήρα αλλάζει και η φορά περιστροφής του. Το παρακάτω σχήμα εξηγεί την λειτουργία της H-Bridge.



Σχήμα 2-5 : Αλλαγή φοράς περιστροφής με H-bridge.

Στις άλλες δύο καταστάσεις (ON τα τρανζίστορ 1,2 και 3,4) ο κινητήρας λειτουργεί σαν γεννήτρια στην περίπτωση που ήδη περιστρέφεται ο ρότοράς του, κλείνοντας τον τοπικό βρόχο ρεύματος. Σε αυτή την περίπτωση ο κινητήρας φρενάρει, αλλά χρειάζεται προσοχή γιατί το ρεύμα που δημιουργείται μπορεί να είναι μεγάλο. Τα τρανζίστορ της γέφυρας δέχονται σαν εντολή ένα PWM σήμα, δηλαδή μπορούν να έχουν μεταβλητή έξοδο τάσης.

2.2.2 Έλεγχος Ρεύματος

Η τροφοδοσία ενός κινητήρα με καθορισμένο σταθερό ρεύμα δεν είναι δυνατόν να επιτευχθεί σε πρακτικό επίπεδο αφού δεν υπάρχει τρόπος να καθορίσουμε το ακριβές ρεύμα που θα περάσει από ένα ηλεκτρικό κύκλωμα. Μπορούμε μόνο να ορίσουμε την διαφορά δυναμικού ανάμεσα σε δύο σημεία του. Έτσι στην ουσία επιτυγχάνουμε έλεγχο ρεύματος μέσω ελέγχου της τάσης τροφοδοσίας του κινητήρα. Το πώς γίνεται αυτό θα το εξηγήσουμε παρακάτω.

2.3 Επιλογή τρόπου ελέγχου

2.3.1 Έλεγχος κατά την φάση επαφής με το έδαφος

Σύμφωνα με τις προδιαγραφές για την σωστή κίνηση του ρομπότ θα πρέπει, κατά την φάση στην οποία τα πόδια ακουμπούν στο έδαφος, οι κινητήρες να ασκούν συγκεκριμένη ροπή η οποία ορίζεται από το κεντρικό σύστημα ελέγχου. Κατ' επέκταση θα πρέπει να επιλέξουμε τον έλεγχο ρεύματος για την οδήγηση των κινητήρων κατά την φάση που το ρομπότ ακουμπάει στο έδαφος.

2.3.2 Έλεγχος κατά την φάση πτήσης

Κατά την φάση πτήσης μας ενδιαφέρει να μετακινηθούν τα πόδια σε συγκεκριμένη θέση έτσι ώστε να έχουν την κατάλληλη γωνία πρόσπτωσης όταν ακουμπήσουν στο έδαφος. Άρα θα πρέπει να εφαρμόσουμε PD έλεγχο θέσης (γωνίας). Αυτό μπορεί να γίνει μεταβάλλοντας την τάση ή το ρεύμα σύμφωνα με την έξοδο του PD ελεγκτή. Πιο σωστό είναι να εφαρμόσουμε έλεγχο ρεύματος σε αυτή την φάση, αλλά είναι εφικτό να γίνει και με έλεγχο τάσης.

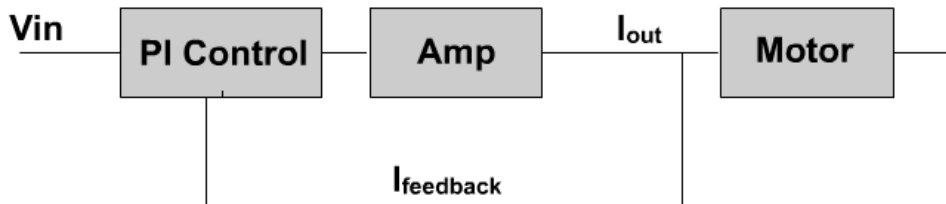
3 Θεωρητικός σχεδιασμός της διάταξης ελέγχου

Σε αυτό το κεφάλαιο θα γίνει μια παρουσίαση του ελέγχου που εφαρμόστηκε σε θεωρητικό επίπεδο. Θα μελετηθεί η διάταξη ελέγχου ρεύματος και θέσης ξεχωριστά. Αρχικά σχεδιάστηκε και υλοποιήθηκε μια διάταξη που επιτυγχάνει έλεγχο ρεύματος. Στην συνέχεια, μετά από επανασχεδιασμό της διάταξης αυτής, θα ενσωματωθεί και ο έλεγχος θέσης στην ίδια διάταξη.

3.1 Διάταξη ελέγχου ρεύματος

Όπως αναφέρθηκε, δεν μπορούμε να έχουμε μια ιδανική πηγή ρεύματος για να τροφοδοτήσουμε τους κινητήρες πάνω στο ρομπότ. Χρησιμοποιώντας όμως την διάταξη που ακολουθεί, μπορούμε να επιτύχουμε ένα αποτέλεσμα που είναι πάρα πολύ κοντά στον έλεγχο ρεύματος. Η αρχή λειτουργίας του κυκλώματος αυτού, το οποίο σχεδιάστηκε και κατασκευάστηκε, είναι η εξής:

Αρχικά ο κινητήρας τροφοδοτείται με μία διαφορά δυναμικού και αρχίζει να περιστρέφεται. Το ρεύμα που περνάει από τον κινητήρα μετράται και ανάλογα αν είναι μικρότερο ή μεγαλύτερο από το επιθυμητό η τάση τροφοδοσίας του κινητήρα αυξάνεται ή μειώνεται αντίστοιχα. Αυτή η αύξηση ή μείωση της τάσης γίνεται μέχρι να περάσει από τον κινητήρα το επιθυμητό ρεύμα. Αν αυτός ο βρόχος κλείνει αρκετά γρήγορα, το αποτέλεσμα είναι όμοιο με αυτό που θα είχαμε στην περίπτωση ιδανικής πηγής ρυθμιζόμενου ρεύματος. Η αρχή λειτουργίας της διάταξης παρουσιάζεται στο Σχήμα 3-1:



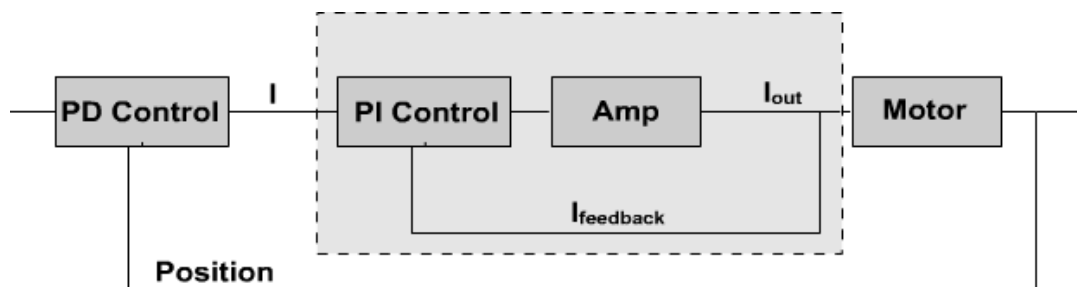
Σχήμα 3-1: Σχεδιάγραμμα λειτουργίας της διάταξης ελέγχου ρεύματος.

Για να επιτευχθεί η γρήγορη απόκριση του συστήματος σε αλλαγή της εντολής ρεύματος εφαρμόσαμε PI έλεγχο.

3.2 Διάταξη ελέγχου θέσης

Όπως αναφέρθηκε, θα ήταν επιθυμητό η οδήγηση να μπορεί να εφαρμόσει και έλεγχο θέσης εκτός από ρεύματος, ο οποίος θα χρησιμοποιηθεί για επαναφορά των ποδιών σε συγκεκριμένη θέση. Για να είναι εφικτός ο έλεγχος θέσης, λαμβάνουμε σαν ανάδραση θέσης την ένδειξη από τον encoder ο οποίος μετρά την γωνία περιστροφής της ατράκτου του κινητήρα. Παραγωγίζοντας το σήμα θέσης μπορούμε να έχουμε την ταχύτητα με την οποία

περιστρέφεται η άτρακτος. Μπορούμε λοιπόν να εφαρμόσουμε έναν έλεγχο τύπου “PD” χρησιμοποιώντας τις διαθέσιμες μετρήσεις. Η έξοδος του PD ελεγκτή είναι η ροπή που πρέπει να ασκεί ο κινητήρας στο πόδι, το οποίο μεταφράζεται στο ρεύμα το οποίο θα πρέπει να διαρρέει τα τυλίγματα του κινητήρα. Έτσι η έξοδος του ελεγκτή PD εισάγεται σαν είσοδος στον έλεγχο ρεύματος που φαίνεται στο Σχήμα 3-1. Προκύπτει λοιπόν το Σχήμα 3-2:



Σχήμα 3-2: Σχεδιάγραμμα λειτουργίας της διάταξης ελέγχου θέσης.

3.3 Επιλεγμένα υποσυστήματα διάταξης

Εδώ παρουσιάζονται τα υποσυστήματα της διάταξης τα οποία έχουν ήδη επιλεγεί, με βάση τις προδιαγραφές του ρομπότ.

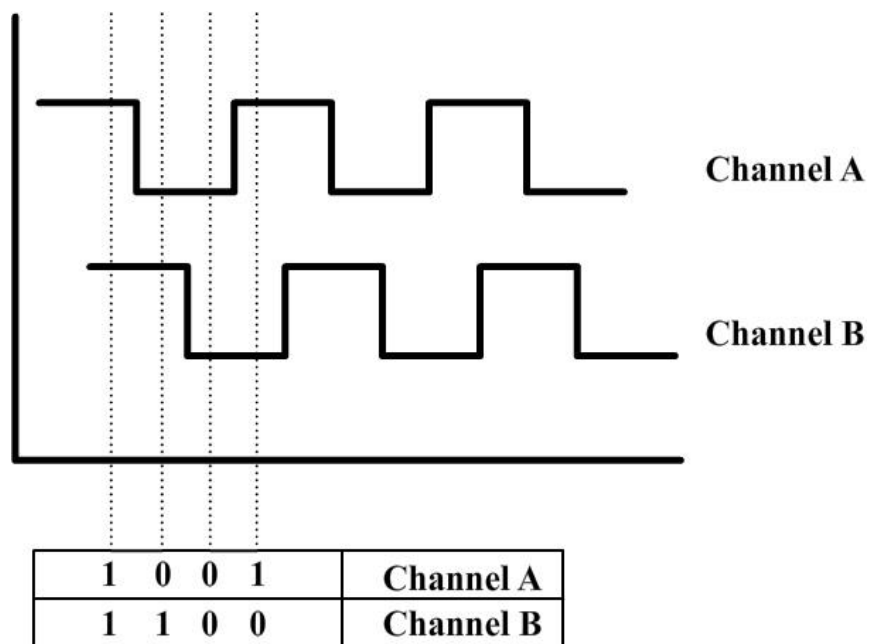
3.3.1 Κινητήρας DC

Ο κινητήρας που επιλέχθηκε είναι ο RE30 της Maxon Motors. Οι προδιαγραφές του βρίσκονται στο Παράρτημα Α. Πρόκειται για έναν κινητήρα 60W με τάση τροφοδοσίας 24V και μέγιστο συνεχόμενο ρεύμα 3A (μέγιστο ρεύμα για μικρή διάρκεια 5A).

3.3.2 Αυξητική Παλμογεννήτρια (Incremental Encoder)

Αρχικά πρέπει να γίνει μια παρουσίαση του τρόπου λειτουργίας του incremental encoder. Ένας incremental encoder χρησιμοποιείται σαν αισθητήρας θέσης (και κατ' επέκταση ταχύτητας και επιτάχυνσης) ενός περιστρεφόμενου άξονα. Η αρχή λειτουργίας του είναι η καταμέτρηση παλμών ανάλογων με την γωνία περιστροφής. Αναλυτικότερα, ένα encoder αποτελείται από ένα κυκλικό δίσκο ο οποίος έχει διάτρητες οπές στην περιφέρειά του. Ο δίσκος αυτός προφανώς είναι ενωμένος με τον άξονα του οποίου θέλουμε να μετρήσουμε την γωνιακή μετατόπιση (ταχύτητα, επιτάχυνση) και περιστρέφεται μαζί του. Οι οπές που βρίσκονται πάνω στον δίσκο είναι ομοιόμορφα κατανεμημένες και έχουν όλες το ίδιο ακριβώς πάχος. Έτσι αν έχουμε X οπές, η απόσταση μεταξύ των κεντρικών αξόνων δύο διαδοχικών οπών είναι $360^\circ / X$. Εκατέρωθεν των πλευρών του δίσκου βρίσκονται 2 ζεύγη φωτοεκπομπού – φωτοδέκτη. Αν ένα ζεύγος βρίσκεται στο σημείο που υπάρχει οπή, τότε ο φωτοδέκτης λαμβάνει την ακτίνα φωτός που εκπέμπει ο φωτοεκπομπός. Σε αντίθετη περίπτωση (αν δεν βρίσκονται σε σημείο όπου υπάρχει οπή), ο φωτοδέκτης δεν λαμβάνει

κανένα σήμα. Περιστρέφοντας τον κυκλικό δίσκο, αν μετρήσουμε τις εναλλαγές κατάστασης του φωτοδέκτη, μπορούμε να προσδιορίσουμε την γωνία περιστροφής σε σχέση με ένα αρχικό σημείο, γνωρίζοντας την γωνία περιστροφής μεταξύ δυο οπών. Προφανώς η έξοδος του φωτοδέκτη για σταθερή ταχύτητα περιστροφής είναι μια διαδοχή τετραγωνικών παλμών. Για να μπορεί ο encoder να μας δώσει πληροφορία και για την φορά περιστροφής έχουν τοποθετηθεί 2 ζεύγη φωτοεκπομπού – φωτοδέκτη, τα οποία βρίσκονται σε απόσταση που αντιστοιχεί σε 90° διαφορά φάσης (ή $1/4$ βήματος). Έτσι όταν το ένα ζεύγος βρίσκεται σε οπή, το άλλο ζεύγος θα βρίσκεται σε σημείο που δεν υπάρχει οπή. Χρησιμοποιώντας αυτή την πληροφορία, μπορούμε να προσδιορίσουμε την φορά περιστροφής ως εξής: Ελέγχοντας την κατάσταση των δύο φωτοδεκτών ταυτόχρονα, και επειδή το πάχος οπής και μη-οπής είναι ίδιο, ανάλογα με το ποια από τις δύο κυματομορφές προηγείται της άλλης, προσδιορίζουμε ποια είναι η φορά περιστροφής. Αυτό μπορεί να επιτευχθεί γιατί, όπως φαίνεται και στο Σχ. 3-3, οι καταστάσεις των δύο καναλιών του encoder (των ζευγών φωτοεκπομπού – φωτοδέκτη), έχουν συγκεκριμένη αλληλουχία. Αυτό οφείλεται στην διαφορά φάσης 90° που έχουν μεταξύ τους τα δύο κανάλια. Αν για παράδειγμα η τρέχουσα κατάσταση είναι 0,1 (του Channel 1,2 αντίστοιχα) και στην επόμενη μέτρηση είναι 1,1, αυτό σημαίνει ότι ο δίσκος κινείται προς τα δεξιά (όπως είναι το διάγραμμα στο Σχ. 3-3). Ανάλογα με την φορά περιστροφής οι παλμοί προσθέτονται ή αφαιρούνται από τους συνολικούς παλμούς που έχουν καταμετρηθεί από την αρχή της μέτρησης.



Σχήμα 3-3 : Ανίχνευση φοράς περιστροφής σε encoder.

Σε πολλούς encoder υπάρχει και μια οπή σε διαφορετική ακτίνα από το κέντρο του κυκλικού δίσκου. Αυτή η οπή στην ουσία υλοποιεί ένα τρίτο κανάλι το οποίο λέγεται index και χρησιμεύει στην ανίχνευση της «αρχής» από την οποία αρχίζει την καταμέτρηση παλμών ο

encoder. Μια και υπάρχει μόνο μια φορά ανά περιστροφή, γνωρίζουμε ότι κάθε φορά που ανιχνεύεται η οπή θα έχουμε κάνει μια ακριβώς περιστροφή. Αυτό χρησιμεύει για να εξαλειφθεί η περίπτωση μεταφοράς κάποιου σφάλματος λάθους ανάγνωσης στα άλλα δύο κανάλια, στην περίπτωση που θέλουμε να μετρήσουμε πολλές περιστροφές. Από τα δεδομένα που μας παρέχει ο encoder μπορούμε να υπολογίσουμε την γωνιακή ταχύτητα και την γωνιακή επιτάχυνση του άξονα, διαφορίζοντας την θέση μία και δύο φορές αντίστοιχα. Οι encoder που διαθέτουν δύο κανάλια με διαφορά φάσης 90° λέγονται quadrature encoders και έχουν το χαρακτηριστικό ότι τα δύο κανάλια τους μπορούν να βρεθούν σε 4 μονοσήμαντες καταστάσεις με συγκεκριμένη σειρά. Εξαιτίας της μονοσήμαντης αυτής αλληλουχίας, μπορούμε να αυξήσουμε την ανάλυση 2 ή 4 φορές με χρήση κατάλληλου αλγορίθμου.

Εκτός από encoder που χρησιμοποιούν την οπτική τεχνολογία, υπάρχουν και άλλων ειδών όπως μαγνητικοί. Η αρχή λειτουργίας τους είναι ίδια, απλά αλλάζει η τεχνολογία που χρησιμοποιούν για να ανιχνευθούν την μεταβολή της γωνίας. Ο encoder που θα χρησιμοποιήσουμε είναι ο HEDS 5540, έχει 500 counts/rev.

3.3.3 Λοιπά συστήματα

Για την δοκιμή του συστήματος που θα κατασκευαστεί είναι διαθέσιμη μια διάταξη η οποία είχε κατασκευαστεί για την αξιολόγηση του συνολικού ελέγχου του ρομπότ, η οποία περιλάμβανε ένα μόνο πόδι προσαρτημένο με κατάλληλη μείωση σε έναν κινητήρα με ανάδραση θέσης.

Για την τροφοδοσία της διάταξης που θα κατασκευαστεί είναι διαθέσιμο ένα τροφοδοτικό 0-20V, 0-3A.

3.4 Προδιαγραφές συστήματος ελέγχου

Με βάση τις απαιτήσεις για την σωστή λειτουργία του ρομπότ, ορίστηκαν οι προδιαγραφές που θα πρέπει να ικανοποιεί η διάταξη:

- Οδήγηση του κινητήρα στο πλήρες εύρος λειτουργίας του. Αυτό σημαίνει τάση τροφοδοσίας 0-24V με ένταση ρεύματος 0-3A (0-5A διακοπτόμενο).
- Έλεγχο ρεύματος με ακρίβεια 0,1A και ταχύτητα απόκρισης σε αλλαγή εντολής <2ms
- Έλεγχο θέσης στο κάθε πόδι με ακρίβεια $0,2^\circ$ και ταχύτητα απόκρισής του <150ms. Αυτό μεταφράζεται σε ακρίβεια 10° στην άτρακτο του κινητήρα.
- Διαστάσεις της διάταξης μικρότερες από 225 cm²
- Βάρος διάταξης μικρότερο από 100gr
- Επικοινωνία με το κεντρικό σύστημα ελέγχου με κατάλληλο πρωτόκολλο.

4 Μηχανοτρονική υλοποίηση του συστήματος ελέγχου

Για να υλοποιηθεί η διάταξη που περιγράφηκε στο Κεφάλαιο 3, πρέπει να γίνει μια μεταφορά των επιμέρους τμημάτων από το θεωρητικό στο πρακτικό επίπεδο. Έτσι για τα παρακάτω επιμέρους τμήματα του θεωρητικού σχεδιασμού επιλέχθηκαν τα κατάλληλα τμήματα στο πρακτικό επίπεδο:

Διάταξη ελέγχου ρεύματος:

- **Τροφοδοσία:** Η τροφοδοσία θα γίνεται με κατάλληλες μπαταρίες.
- **Μεταβολή της τάσης:** Θα γίνεται με την χρήση της μεθόδου διαμόρφωσης εύρους παλμού (PWM).
- **Αντιστροφή της φοράς περιστροφής του κινητήρα:** Για την αντιστροφή της φοράς περιστροφής του κινητήρα θα χρησιμοποιήσουμε μια H-Bridge.
- **Υπολογισμός νέας τάσης:** Για να γίνουν οι ανάλογοι υπολογισμοί και να γίνει συντονισμός των επιμέρους μερών θα χρησιμοποιήσουμε κάποιο μικροεπεξεργαστή.
- **Ανάδραση του ρεύματος που περνά από τον κινητήρα:** Εδώ θα χρησιμοποιήσουμε μια διάταξη που μετατρέπει το ρεύμα σε κάποια μορφή που μπορούμε να επεξεργαστούμε. Αυτό συνήθως γίνεται με την βοήθεια κάποιου υποσυστήματος που μετατρέπει το ρεύμα σε αντίστοιχη τάση, η οποία στην συνέχεια εισάγεται σαν δεδομένο στον μικροεπεξεργαστή με την βοήθεια ενός αναλογιοψηφιακού μετατροπέα (A/D Converter).
- **Αποστολή / Λήψη δεδομένων και εντολών:** Για την επικοινωνία της διάταξης με τα υπόλοιπα τμήματα του ρομπότ και ειδικότερα του κεντρικού συστήματος ελέγχου θα χρησιμοποιήσουμε κάποιο από τα υπάρχοντα πρωτόκολλα επικοινωνίας.

Διάταξη ελέγχου θέσης:

Αρχικά ο έλεγχος θέσης θα γινόταν με την βοήθεια του PC104 και κάποιου αισθητήρα που θα έδινε την γωνία του ποδιού. Στην συνέχεια το PC104 θα έδινε εντολή στην οδήγηση για το επιθυμητό ρεύμα το οποίο θα ήταν η έξοδος από τον PD ελεγκτή που θα «έτρεχε» στο PC104. Αυτό είχε σαν μειονέκτημα το κλείσιμο του βρόχου μέσω του PC104, το οποίο σημαίνει επιβάρυνση υπολογισμών για το PC104 αλλά κυρίως μεγάλη αύξηση της ποσότητας πληροφορίας μέσω του SPI bus. Ήταν λοιπόν λογικό να ενσωματωθεί και ο έλεγχος γωνίας στην οδήγηση του κινητήρα. Για αυτή την διάταξη πολλά από τα στοιχεία είναι κοινά με την διάταξη ελέγχου ρεύματος, οπότε εδώ παραθέτουμε μόνο αυτά που χρησιμοποιήθηκαν επιπλέον:

- **Αισθητήρας θέσης:** Θα χρησιμοποιήσουμε τον encoder που έχουμε επιλέξει ήδη για το ρομπότ, τον HEDS 5540.

- **Ανάγνωση αισθητήρα θέσης:** Για την ανάγνωση του HEDS 5540 θα χρησιμοποιήσουμε τον μικροεπεξεργαστή.

4.1 Επιλογή των τμημάτων της διάταξης

Με βάση τις προδιαγραφές που ορίστηκαν στο προηγούμενο κεφάλαιο επιλέχθηκαν τα εξής επιμέρους στοιχεία για να υλοποιηθεί η διάταξη:

4.1.1 Επιλογή μικροεπεξεργαστή (μC)

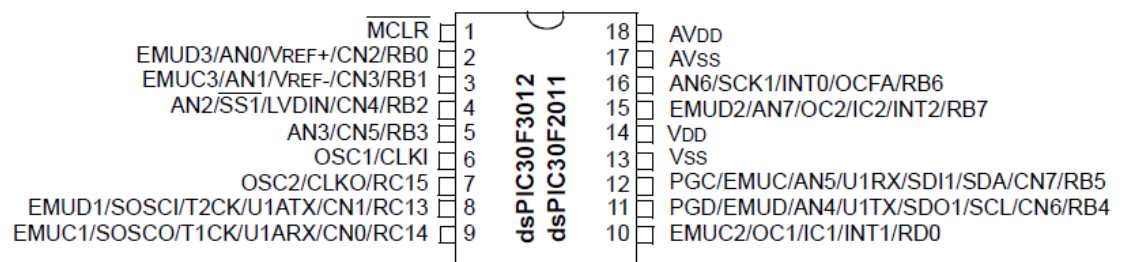
Ο μικροεπεξεργαστής που θα επιλέγαμε έπρεπε να πληροί τις εξής προδιαγραφές:

- Αναλογοψηφιακό μετατροπέα (A/D Converter) κατάλληλης ανάλυσης και ταχύτητας δειγματοληψίας
- Ανάγνωση encoder (Quadrature encoder interface – QEI)
- Κανάλια που να έχουν έξοδο PWM κατάλληλης ανάλυσης
- Κατάλληλα πρωτόκολλα επικοινωνίας
- Δυνατότητα PID ελέγχου
- Ικανοποιητική απόδοση για να μπορεί να κλείνει ο βρόχος με μεγάλη ταχύτητα
- Μικρό μέγεθος
- Ανάγνωση encoder (Quadrature encoder interface – QEI) (προαιρετικά)

Με βάση τα παραπάνω στοιχεία αρχικά επιλέχθηκε ο μικροεπεξεργαστής dsPIC30F2011 της Microchip, ο οποίος διαθέτει τα εξής χαρακτηριστικά:

- A/D Converter 12bit μέγιστης ταχύτητας δειγματοληψίας 1.0 Msps
- 4 PWM Channels
- UART / I2C / SPI / CAN πρωτόκολλα επικοινωνίας
- Ενσωματωμένες εντολές / βιβλιοθήκες για PID έλεγχο
- 20 MIPS (Million Instructions / sec)
- SMD Footprint

18-Pin PDIP and SOIC

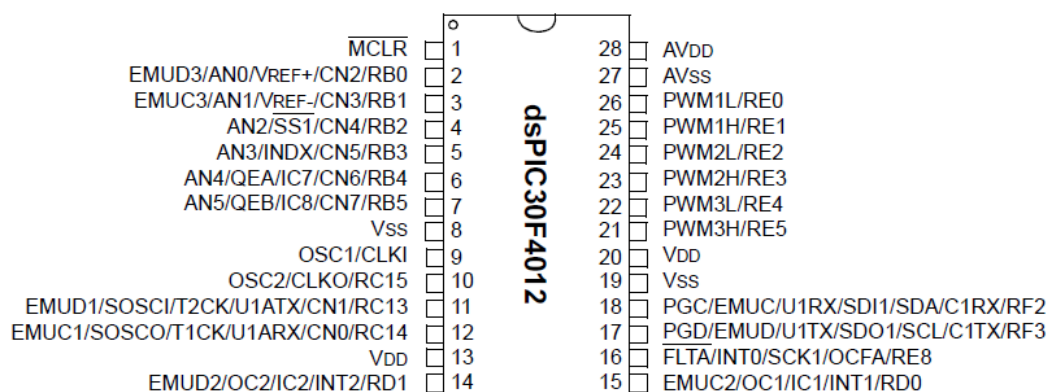


Σχήμα 4-1: Σχεδιάγραμμα του επεξεργαστή dsPIC30F2011.

Στην συνέχεια, για την επόμενη έκδοση της οδήγησης, επιλέχθηκε ο μικροεπεξεργαστής dsPIC30F4012 της Microchip, ο οποίος διαθέτει χαρακτηριστικά όμοια με αυτά του dsPIC2011, αλλά με επιπλέον είσοδο για incremental encoder:

- A/D Converter 10bit μέγιστης ταχύτητας δειγματοληψίας 1.0 Msps
- Quadrature Encoder Interface (QEI)
- 6 PWM Channels
- UART / I2C / SPI / CAN πρωτόκολλα επικοινωνίας
- Ενσωματωμένες εντολές / βιβλιοθήκες για PID έλεγχο
- 20 MIPS (Million Instructions / sec)
- SMD Footprint

28-Pin SPDIP and SOIC



Σχήμα 4-2: Σχεδιάγραμμα του επεξεργαστή dsPIC30F4012.

4.1.2 Επιλογή H-Bridge

Γενικά τα H-Bridge σε μορφή ολοκληρωμένων κυκλωμάτων με τις προδιαγραφές που χρειαζόμασταν είναι πολύ περιορισμένα. Στην αγορά, τα περισσότερα ολοκληρωμένα έχουν μέγιστο επιτρεπόμενο ρεύμα < 2 Ampere. Από τις ελάχιστες εξαιρέσεις η πιο κατάλληλη λύση ήταν το ολοκληρωμένο της ST Microelectronics, VNH3SP30. Αυτό έχει τα εξής χαρακτηριστικά:

- 30A μέγιστο ρεύμα τροφοδοσίας προς τον κινητήρα
- 10 KHz μέγιστη συχνότητα PWM
- 41 V μέγιστη τάση τροφοδοσίας
- SMD Footprint

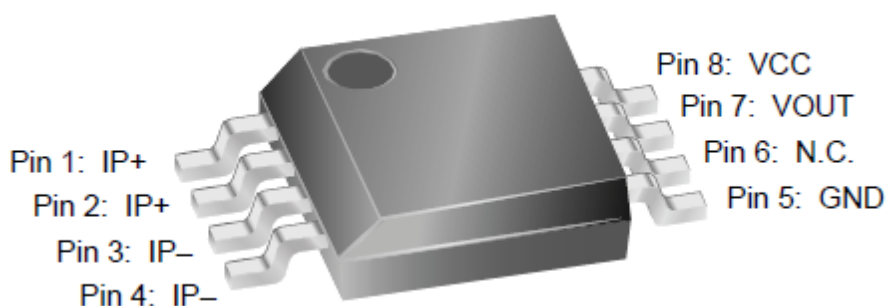
4.1.3 Επιλογή αισθητήρα ρεύματος

- **Με χρήση του φαινομένου Hall**

Αρχικά θα πρέπει να επισημάνουμε ότι ο αισθητήρας είναι ικανός να μετρήσει το ρεύμα που διαρρέει από ένα αγωγό που βρίσκεται στο εσωτερικό του. Ο αγωγός δημιουργεί μαγνητικό πεδίο το οποίο μπορεί να μετρηθεί με αισθητήρα Hall. Με βάση την τιμή του μαγνητικού πεδίου που δημιουργεί ο αγωγός, υπολογίζεται το ρεύμα που τον διαρρέει. Ο αισθητήρας ρεύματος είναι σε μορφή ενός ολοκληρωμένου κυκλώματος (IC) το οποίο ενσωματώνει τον αγωγό από τον οποίο περνά το ρεύμα και τον αισθητήρα Hall. Οι ακροδέκτες που αντιστοιχούν στον αγωγό συνδέονται σε σειρά στο σημείο του κυκλώματος όπου θέλουμε να μετρήσουμε το ρεύμα. Η έξοδος του αισθητήρα είναι συνήθως μια τάση ανάλογη του ρεύματος που διαρρέει τον αγωγό. Το πλεονέκτημα αυτής της μεθόδου είναι ότι το ρεύμα δεν περνά από κάποιο στοιχείο που καταναλώνει ενέργεια και με αυτό τον τρόπο δεν έχουμε ούτε απώλειες ούτε αύξηση θερμοκρασίας. Το μειονέκτημα είναι ότι έχει μεγάλο θόρυβο σε περίπτωση που θέλουμε να μετράμε το ρεύμα με μεγάλη συχνότητα.

Όπως θα δούμε παρακάτω, αρχικά επιλέχθηκε η λύση με τον αισθητήρα Hall, έτσι ώστε να περιοριστεί η απώλεια ενέργειας. Αυτός ο αισθητήρας χρησιμοποιήθηκε στην πρώτη έκδοση της οδήγησης με έλεγχο ρεύματος. Συγκεκριμένα επιλέχθηκε ο αισθητήρας **ACS706ELC-05C** (Allegro Microsystems) ο οποίος έχει τα εξής χαρακτηριστικά:

- Μέτρηση του ρεύματος και προς τις δύο φορές (Bidirectional Current Sensing)
- ± 15 Ampere μέγιστο μετρούμενο ρεύμα
- 80 KHz bandwidth
- 133mV / Ampere τάση εξόδου
- 2,5V αντιστοιχούν σε 0 ρεύμα (0-2,5V προς μια φορά, 2,5-5V προς αντίθετη)
- SMD Footprint



Σχήμα 4-5 Αισθητήρας μέτρησης ρεύματος με Hall sensor.

Στην συνέχεια για την μέτρηση του ρεύματος ο αισθητήρας Hall αντικαταστάθηκε με εξωτερική αντίσταση λόγω μεγάλου θορύβου και χαμηλής συχνότητας μέτρησης του ρεύματος. Έτσι στην δεύτερη έκδοση της διάταξης χρησιμοποιούμε εξωτερική αντίσταση:

- **Με χρήση εξωτερικής αντίστασης**

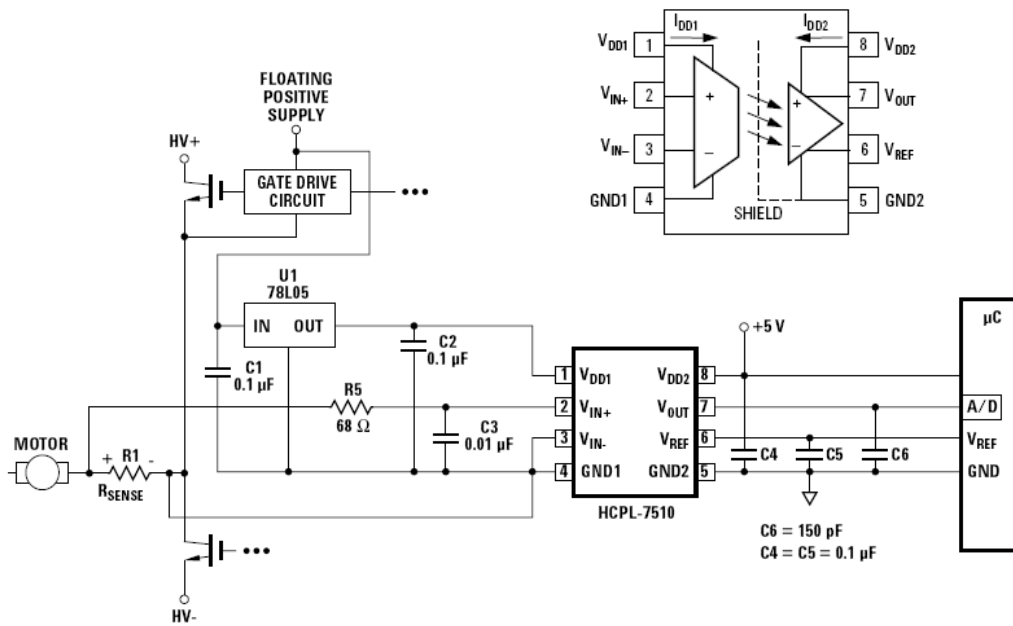
Η αρχή λειτουργίας αυτής της μεθόδου για μέτρηση του ρεύματος είναι σχετικά απλή. Συνδέουμε μια αντίσταση σε σειρά στο σημείο του κυκλώματος όπου θέλουμε να μετρήσουμε το ρεύμα και στην συνέχεια μετράμε την πτώση τάσης στα άκρα της αντίστασης. Είναι γνωστό ότι η πτώση τάσης σε μια αντίσταση δίνεται από τον τύπο: $V = I \cdot R$ όπου I το ρεύμα που διαρρέει την αντίσταση και R η τιμή της αντίστασης. Γνωρίζοντας την πτώση τάσης και την τιμή της αντίστασης υπολογίζουμε το ρεύμα που την διαρρέει. Αν και φαίνεται ιδιαίτερα απλή μέθοδος υπάρχουν προβλήματα όπως η μεταβολή της αντίστασης με την θερμοκρασία αλλά και με την πάροδο του χρόνου, η μεγάλη αντοχή που πρέπει να έχει στην θερμότητα η αντίσταση και κυρίως η μεγάλη απώλεια ενέργειας. Επίσης πρέπει να λάβουμε υπόψη το γεγονός ότι επειδή οι ωμικές απώλειες μετατρέπονται σε θερμότητα, θα αυξηθεί σημαντικά η θερμοκρασία του κυκλώματος, το οποίο έχει σαν αποτέλεσμα την μεταβολή της τιμής της αντίστασης (όπως προαναφέρθηκε). Η ενέργεια που χάνεται είναι $P = I^2 \cdot R$, οπότε προσπαθούμε να ελαχιστοποιήσουμε την τιμή της R . Η τιμή της R επιλέγεται έτσι ώστε η μετρούμενη πτώση τάσης να έχει ικανοποιητικό εύρος τιμών, ταυτόχρονα όμως πρέπει να περιορίζεται η απώλεια ενέργειας. Έτσι πρέπει να καταλήξουμε σε μια τιμή για την αντίσταση που να αποτελεί την βέλτιστη λύση, λαμβάνοντας υπόψη τα παραπάνω.

Οι εξωτερικές αντιστάσεις για μέτρηση του ρεύματος είναι ειδικές αντιστάσεις οι οποίες έχουν πολύ μικρή τιμή αντίστασης η οποία παραμένει σταθερή με την αλλαγή της θερμοκρασίας. Όπως είπαμε, η τιμή της αντίστασης είναι τέτοια ώστε να ελαχιστοποιείται η απώλεια ενέργειας. Η αντίσταση που επιλέχθηκε έχει την τιμή $R = 0,050 \Omega$. Η τιμή αυτή αντιστοιχεί στο εύρος $0 - 0,2V$ για ρεύμα $0 - 5A$.

4.1.4 Επιλογή υπόλοιπων τμημάτων

- **Αισθητήρας πτώσης τάσης στην εξωτερική αντίσταση (HCPL-7510)**

Αυτός ο αισθητήρας μετατρέπει την πτώση τάσης σε μια εξωτερική αντίσταση από $0 - 0,2V$ σε $0 - 5V$ έτσι ώστε να μπορεί να μετρηθεί με μεγαλύτερη ακρίβεια από τον dsPIC. Επίσης προσφέρει και απομόνωση του κυκλώματος με υψηλό ρεύμα από το κύκλωμα με χαμηλό ρεύμα. Σε συνδυασμό με έναν optocoupler ο οποίος έχει τοποθετηθεί προς την εντολή στο H-bridge επιτυγχάνεται ολική απομόνωση των δύο κυκλωμάτων. Αυτό περιορίζει πολύ τον θόρυβο λόγω μεγάλων ρευμάτων.



Σχήμα 4-6: Pinout και τυπική σύνδεση του αισθητήρα πτώσης τάσης

4.1.5 Επιλογή του πρωτοκόλλου επικοινωνίας

Για την επικοινωνία της διάταξης με το κεντρικό σύστημα ελέγχου του ρομπότ υπήρχαν πολλές επιλογές. Ο dsPIC έχει ενσωματωμένα αρκετά πρωτόκολλα επικοινωνίας: I²C, SPI, CAN, UART. Τα χαρακτηριστικά τους συγκεντρώνονται στον Πίνακα 4-1:

Πίνακας 4-1. Σύγκριση πρωτόκολλων επικοινωνίας.

	I ² C	SPI	CAN	UART
Ταχύτητα Επικοινωνίας	400KHz max	10MHz max	1MHz max	128KHz max
Απαιτούμενος αρ. σημάτων	2	3+N	2	2
Πολυπλοκότητα	Μέτρια	Μέτρια	Μεγάλη	Μικρή
Υποστηριζόμενες Συσκευές	Μεγάλος αριθμός	Μεγάλος αριθμός	Μικρός αριθμός	Μεγάλος αριθμός
Άλλα			Βιομηχανική κατηγορία	

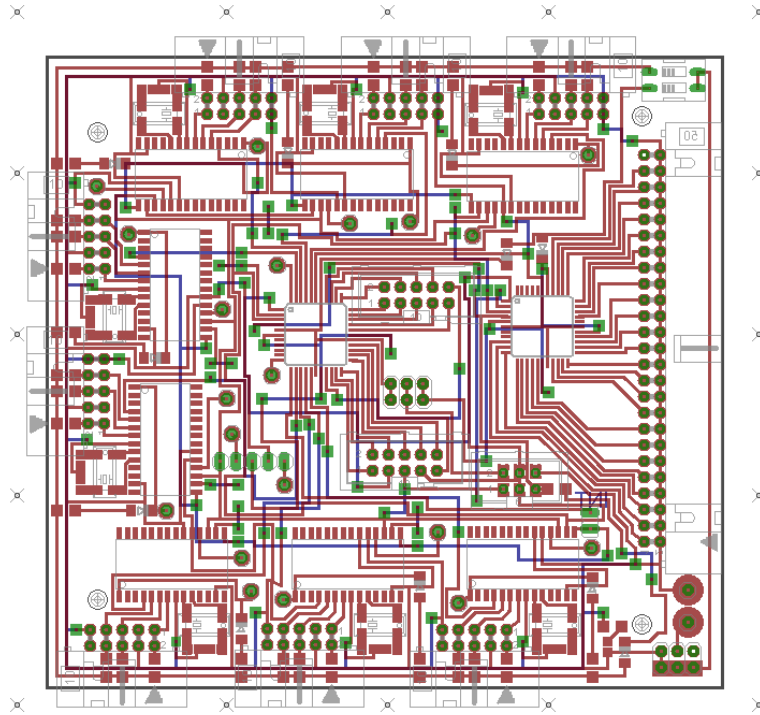
Με βάση τον Πίνακα 4-1 αρχικά επιλέχθηκε σαν πρωτόκολλο επικοινωνίας το I2C για τους εξής λόγους:

- a) Σχετικά μεγάλη απλότητα
- b) Χρειάζεται μόνο 2 σήματα για να υλοποιηθεί αντίθετα με το SPI που χρειάζεται ένα επιπλέον σήμα για κάθε συσκευή
- c) Ικανοποιητική ταχύτητα
- d) Υλοποιήσιμο και μέσω λογισμικού, το οποίο είναι πολύ σημαντικό γιατί το σύστημα κεντρικού ελέγχου του ρομπότ αποτελείται από μια συσκευή PC104 η οποία δεν ενσωματώνει κανένα από τα παραπάνω πρωτόκολλα.
- e) Πολύ κοινό πρωτόκολλο σε διάφορων ειδών συσκευές

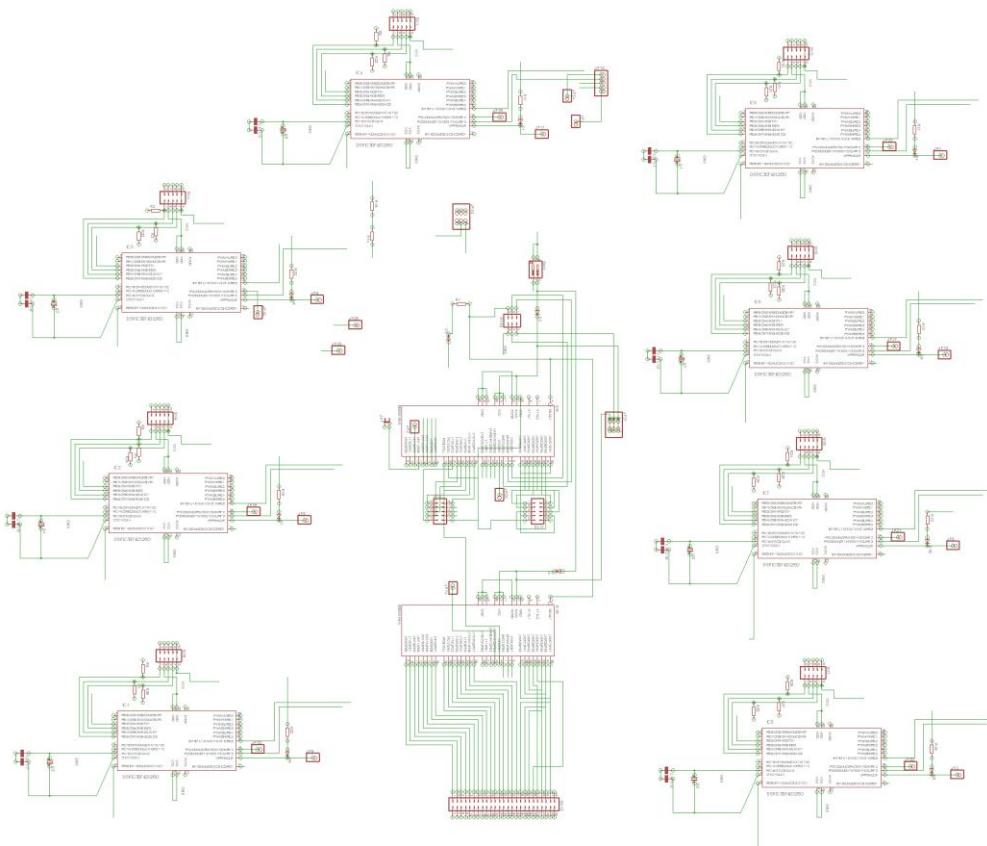
Η αρχική αυτή επιλογή δεν ήταν κατάλληλη όπως αποδείχθηκε μετά από κάποιες αλλαγές στο ρομπότ. Πρώτον ο αριθμός των συσκευών που θα ήταν συνδεδεμένες στον δίαυλο επικοινωνίας θα ήταν μεγάλος και κατ' επέκταση η ταχύτητα διακίνησης της πληροφορίας δεν θα ικανοποιούσε τις απαιτήσεις. Επιπλέον μετά από την υλοποίηση της επικοινωνίας με το PC104 μέσω I2C πρωτοκόλλου, διαπιστώθηκε ότι υπήρχαν πολύ μεγάλες καθυστερήσεις κατά την εγγραφή και ανάγνωση των δεδομένων ανάμεσα στο PC104 και τις υπόλοιπες περιφερειακές συσκευές.

Με βάση την εμπειρία που συσσωρεύτηκε από την προηγούμενη επιλογή, τελικά επιλέχθηκε ως πρωτόκολλο επικοινωνίας το SPI, κυρίως λόγω απλότητας σε σχέση με το CAN. Το μόνο αρνητικό στοιχείο ήταν το γεγονός ότι χρειάζεται ένα επιπλέον σήμα για κάθε συσκευή που συνδέεται στον δίαυλο.

Για την επικοινωνία των περιφερειακών συσκευών (στις οποίες συμπεριλαμβάνεται και η διάταξη που σχεδιάζουμε) με το PC104, αποφασίστηκε να υλοποιηθεί με κάποια ενδιάμεση διάταξη η οποία θα επέτρεπε την αμφίδρομη επικοινωνία μεταξύ τους, μετατρέποντας το SPI σε 16bit Digital I/O (ψηφιακό δίαυλο εύρους 16bit). Σε συνεργασία με τον υποψήφιο διδάκτορα Ν. Χερουβείμ, σχεδιάστηκε και κατασκευάστηκε επιτυχώς η διάταξη αυτή, η οποία έχει την δυνατότητα να συνδέεται με τις περιφερειακές συσκευές μέσω SPI και να μεταβιβάζει τα δεδομένα από και προς το PC104 χρησιμοποιώντας τα ψηφιακά κανάλια του. Η μετατροπή αυτή γίνεται με την βοήθεια δύο μικροεπεξεργαστών τύπου AVR. Η διάταξη αυτή διαθέτει επίσης την δυνατότητα να «διαβάζει» την πληροφορία από 8 incremental encoders με την βοήθεια 8 μικροεπεξεργαστών dsPIC, οι οποίοι βέβαια είναι συνδεδεμένοι στον δίαυλο SPI. Ολόκληρη η διάταξη αυτή σχεδιάστηκε έτσι ώστε να έχει τις ίδιες διαστάσεις με τον κεντρικό υπολογιστή PC104, δηλαδή 9x11cm. Ακολουθεί το σχέδιο CAD (Σχ. 4-7) και ηλεκτρολογικό σχέδιο (Σχ. 4-8) της ηλεκτρονικής πλακέτας αυτής.



Σχήμα 4-7 Σχέδιο CAD της πλακέτας επικοινωνίας περιφερειακών.



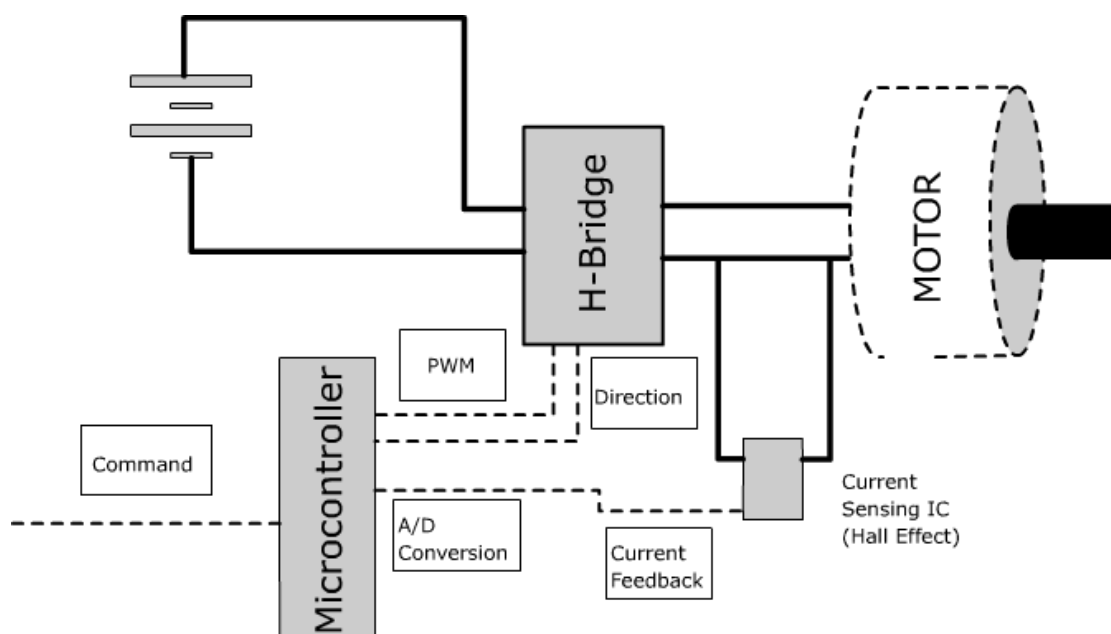
Σχήμα 4-8 Ηλεκτρολογικό σχέδιο CAD της πλακέτας.

4.2 Ανάλυση λειτουργίας της διάταξης

Όπως προαναφέρθηκε, ο αρχικός σχεδιασμός και υλοποίηση της διάταξης έκανε χρήση αισθητήρα Hall για να μετράει το ρεύμα και δεν διέθετε έλεγχο θέσης. Με βάση αυτήν την πρώτη υλοποίηση έγιναν και οι δοκιμές πάνω στις οποίες βασίστηκαν τα αποτελέσματα που θα παρουσιαστούν. Στην συνέχεια επανασχεδιάστηκε η διάταξη με χρήση εξωτερικής αντίστασης για μέτρηση του ρεύματος και ενσωματώθηκε και ο έλεγχος θέσης.

4.2.1 Διάταξη ελέγχου ρεύματος με αισθητήρα Hall Effect

Η διάταξη περιλαμβάνει ένα μικροεπεξεργαστή με ενσωματωμένο A/D Converter, PWM, I²C, ένα H-Bridge, τον αισθητήρα ρεύματος και προφανώς την τροφοδοσία και τον κινητήρα DC. Το σχεδιάγραμμα της διάταξης φαίνεται στο σχήμα:



Σχήμα 4-9 : Σχεδιάγραμμα διάταξης ελέγχου ρεύματος (Hall).

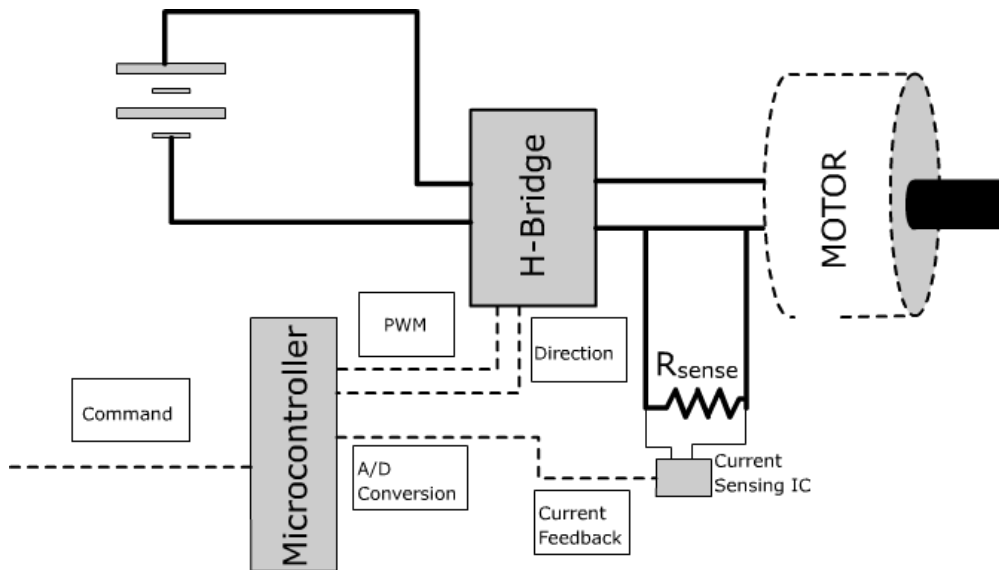
Αναλυτικά η διάταξη λειτουργεί ως εξής: Αρχικά ο μικροεπεξεργαστής (μC) αφού δεχθεί μια εντολή ρεύματος από το κεντρικό σύστημα ελέγχου του ρομπότ, δίνει μια εντολή PWM και την φορά περιστροφής στο H-Bridge, το οποίο με την σειρά του τροφοδοτεί τον DC κινητήρα με τάση ανάλογη της εντολής PWM. Έτσι τα τυλίγματα του κινητήρα διαρρέονται από ρεύμα (και ο κινητήρας αρχίζει να περιστρέφεται), το οποίο ρεύμα μετριέται από το ολοκληρωμένο Current Sensing IC. Το Current Sensing IC μετατρέπει το μετρούμενο ρεύμα σε ανάλογη τάση επιπέδου 0 – 5V. Όπως φαίνεται και από τα χαρακτηριστικά του αισθητήρα ρεύματος, η περιοχή τάσης στην έξοδο 0 – 2,5 V αντιστοιχεί στο εύρος (-15A, 0A), ενώ η περιοχή 2,5 – 5 V αντιστοιχεί στο εύρος (0A, +15A). Η τάση αυτή μετριέται από τον A/D

Converter του μικροεπεξεργαστή και μετατρέπεται σε δεδομένο σε ψηφιακή μορφή. Έτσι ο μικροεπεξεργαστής μπορεί να συγκρίνει το ρεύμα που πραγματικά διαρρέει τα τυλίγματα του κινητήρα με αυτό που έχει σαν δεδομένο από την εντολή σε ψηφιακή μορφή από το κεντρικό σύστημα ελέγχου του ρομπότ. Με βάση αυτή την σύγκριση ο μικροεπεξεργαστής υπολογίζει την νέα εντολή PWM προς το H-Bridge. Με διαρκείς επαναλήψεις αυτού του βρόχου έχουμε το επιθυμητό αποτέλεσμα. Η νέα τιμή της τιμής του PWM υπολογίζεται με βάση το πόσο απέχει η πραγματική τιμή του ρεύματος από την επιθυμητή. Ανάλογα με αυτή την διαφορά έχουν οριστεί διάφορες «κατηγορίες» κέρδους για το ποσό αλλαγής του PWM. Στην ουσία έχουμε ένα 'P' έλεγχο αλλά με διακριτές τιμές αντί για αναλογικές.

4.2.2 Διάταξη ελέγχου ρεύματος με εξωτερική αντίσταση

Η διάταξη αυτή σχεδιάστηκε μετά από αυτήν με τον αισθητήρα Hall με σκοπό να βελτιωθεί σημαντικά η λειτουργία, η ακρίβεια και η απόκριση της οδήγησης του κινητήρα, χρησιμοποιώντας την εμπειρία που αποκτήθηκε από την διάταξη που μόλις περιγράφηκε. Οι διαφορές σε σχέση με την προηγούμενη υλοποίηση είναι:

- Η μέτρηση του ρεύματος γίνεται με εξωτερική αντίσταση. Σκοπός αυτής της αλλαγής είναι η σημαντική βελτίωση της απόκρισης μέτρησης και της ακρίβειας μέτρησης του ρεύματος.
- Η πτώση τάσης στην εξωτερική αντίσταση μετατρέπεται στο κατάλληλο εύρος από το ολοκληρωμένο κύκλωμα HCPL-7510 το οποίο όχι μόνο μετατρέπει το επίπεδο τάσης (-0.2, 0.2) V σε 0 – 5V, αλλά ταυτόχρονα απομονώνει το κύκλωμα υψηλής ισχύος από αυτό χαμηλής ισχύος με την βοήθεια optocoupler.
- Επιτυγχάνεται η απομόνωση του κυκλώματος υψηλής ισχύος από αυτό χαμηλής ισχύος με την βοήθεια optocoupler όσο στο H-Bridge τόσο και στην μέτρηση του ρεύματος.
- Γίνεται αλλαγή επεξεργαστή από dsPIC30F2011 σε dsPIC30F4012 για να μπορεί να χρησιμοποιηθεί και για έλεγχο θέσης και ταχύτητας με το QEI module που διαθέτει ο dsPIC4012.
- Για τον έλεγχο ρεύματος και θέσης χρησιμοποιείται PID έλεγχος (PI, PD ή PID).



Σχήμα 4-10: Σχεδιάγραμμα διάταξης ελέγχου ρεύματος με εξωτερική αντίσταση.

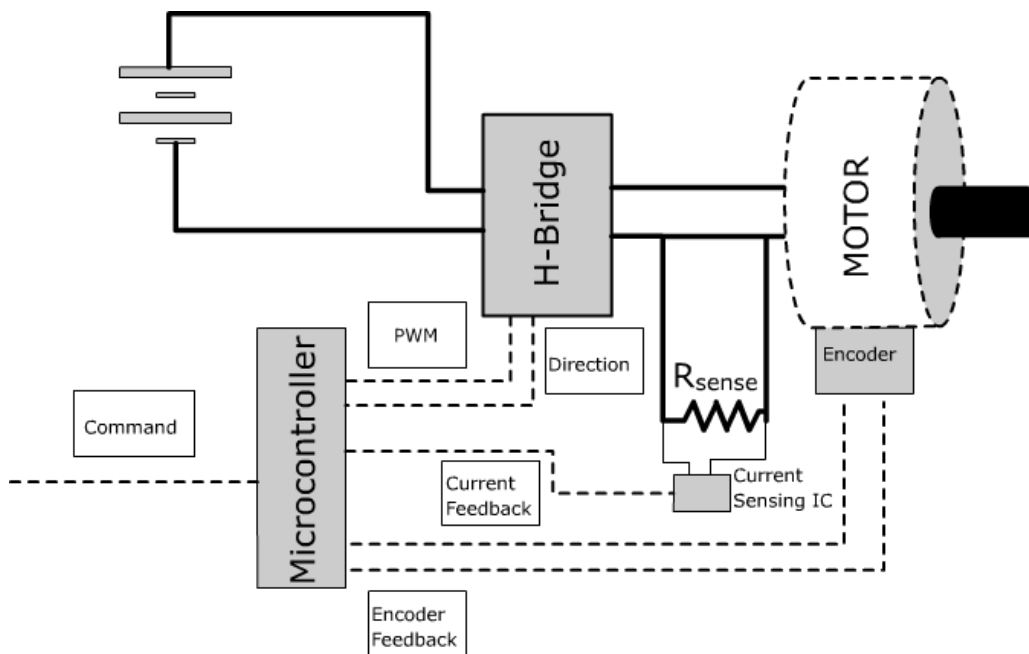
4.2.3 Διάταξη ελέγχου θέσης

Όπως αναφέρθηκε, με την βοήθεια του Quadrature Encoder Interface που διαθέτει ο dsPIC30F4012 ενσωματώνεται ο έλεγχος θέσης στην προηγούμενη διάταξη ελέγχου ρεύματος. Ο ελεγκτής που υλοποιείται είναι τύπου PD. Ο τρόπος με τον οποίο ενσωματώθηκε ο έλεγχος θέσης ακολουθεί.

Με βάση ένα εξωτερικό σήμα από τον κεντρικό έλεγχο του ρομπότ, η διάταξη μπαίνει σε κατάσταση ελέγχου ρεύματος ή ελέγχου θέσης. Κατά την αποστολή των δεδομένων μέσω SPI, το πρώτο από τα 16bit ορίζει την κατάσταση ελέγχου και τα υπόλοιπα 15bit την επιθυμητή τιμή. Αν το εξωτερικό σήμα υποδεικνύει ότι πρέπει να έχουμε λειτουργία ελέγχου θέσης, τότε μετρώντας συνεχώς την θέση με βάση το σήμα από τον encoder (μέσω του QEI), εφαρμόζει έλεγχο PD για την θέση της ατράκτου του κινητήρα (και κατ' επέκταση για την θέση του ποδιού). Έξοδος του ελέγχου PD θα έπρεπε να είναι η ροπή που πρέπει να ασκεί ο κινητήρας, δηλαδή το ρεύμα που τον διαρρέει. Για λόγους που θα αναλυθούν αμέσως μετά, ο έλεγχος θέσης υλοποιήθηκε με δύο τρόπους. Ο πρώτος τρόπος (ο οποίος είναι και πιο σωστός) εισάγει την έξοδο ρεύματος από τον ελεγκτή PD σαν είσοδο στον ήδη υλοποιημένο έλεγχο ρεύματος. Ο δεύτερος τρόπος απλά μεταβάλλει την τάση στα άκρα του κινητήρα με βάση την τιμή εξόδου του ελέγχου PD. Ο πρώτος τρόπος προϋποθέτει την εφαρμογή του ελέγχου ρεύματος στην έξοδο του ελέγχου τάσης. Δηλαδή πρέπει να εφαρμόζονται και οι δυο τύποι ελέγχου κάθε φορά που κλείνει ο βρόχος. Αυτό θα είχε ως αποτέλεσμα ο βρόχος ελέγχου θέσης να είναι πιο αργός από τον βρόχο ελέγχου ρεύματος. Επίσης η ανάδραση από τον αισθητήρα θέσης έχει πολλά πλεονεκτήματα σε σχέση με την ανάδραση από τον αισθητήρα ρεύματος:

- Πολύ μεγαλύτερη ακρίβεια λόγω της φύσης του αισθητήρα, ο οποίος μπορεί να προσδιορίσει την γωνιακή μετατόπιση με βάση μια δυαδική κατάσταση. Στην ουσία μετρά την γωνία απευθείας σε ψηφιακή μορφή η οποία δεν έχει απώλειες σε σχέση με την αναλογική.
- Η ακρίβεια του αισθητήρα ρεύματος περιορίζεται στα 10bit από τον A/D του dsPIC και κατ' επέκταση έχουμε μεγάλο σφάλμα μέτρησης
- Η απόκριση του αισθητήρα θέσης ως προς τον χρόνο είναι πολύ μεγαλύτερη από αυτή του αισθητήρα ρεύματος.

Με βάση τα παραπάνω εξετάστηκε και σαν λύση ελέγχου θέσης να χρησιμοποιηθεί σαν έξοδος του PD ελεγκτή θέσης η τάση που εφαρμόζεται στον κινητήρα. Αυτό έγινε γιατί ο βρόχος μπορεί να κλείνει πιο γρήγορα παρακάμπτοντας ταυτόχρονα τον αισθητήρα ρεύματος.



Σχήμα 4-11 Σχηματικό διάγραμμα διάταξης ελέγχου θέσης.

4.3 Σχεδιασμός του τελικού κυκλώματος

Για την οδήγηση κινητήρα που χρησιμοποιεί τον αισθητήρα Hall για μέτρηση του ρεύματος η περιγραφή της διάταξης και το σχεδιάγραμμα της αναλύεται στο κεφάλαιο 4.2.1. Η δεύτερη «έκδοση» της οδήγησης κινητήρα η οποία χρησιμοποιεί εξωτερική αντίσταση για να μετρήσει το ρεύμα και μικροεπεξεργαστή dsPIC4012 για να μπορεί να εκμεταλλεύεται την ανάδραση γωνιακής μετατόπισης από τον incremental encoder, αναλύεται στο κεφάλαιο 4.2.3. Με την πρώτη διάταξη δεν θα ασχοληθούμε, μια και η δεύτερη έκδοση σαφώς υπερέχει. Στην συνέχεια θα γίνει μια πιο αναλυτική παρουσίαση της τελικής διάταξης.

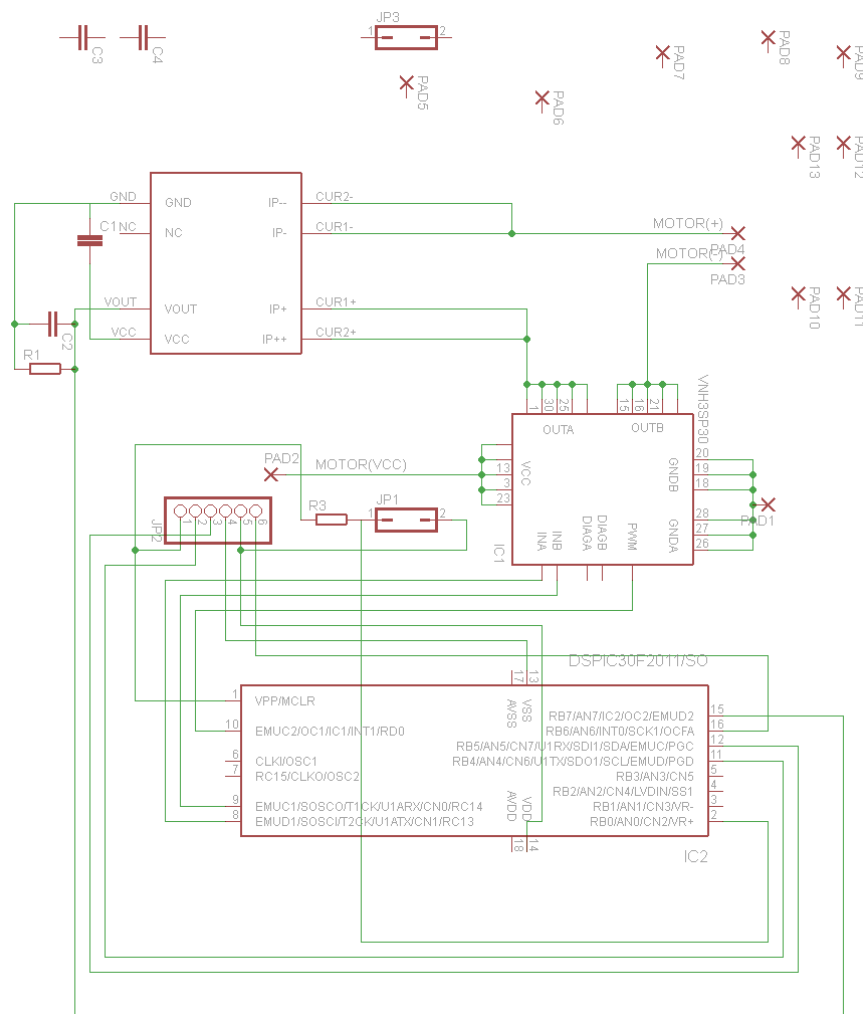
Στην περίπτωση που θέλουμε έλεγχο ρεύματος, στέλνουμε την αντίστοιχη εντολή μέσω του SPI bus. Η αρχή λειτουργίας του βρόχου ελέγχου είναι η ίδια όπως και στην προηγούμενη περίπτωση, δηλαδή δίνουμε κάποια τάση στον κινητήρα και ανάλογα με το μετρούμενο ρεύμα που διαρρέει τον κινητήρα την αυξάνουμε ή την μειώνουμε για να επιτύχουμε την επιθυμητή τιμή ρεύματος. Αυτό που αλλάζει εδώ είναι ο τρόπος που μετράται το ρεύμα καθώς και το γεγονός ότι το κύκλωμα τροφοδοσίας και ελέγχου του κινητήρα είναι πλήρως απομονωμένο από το κύκλωμα που έχει σαν λειτουργία του το κλείσιμο του βρόχου. Το ρεύμα που διαρρέει τον κινητήρα είναι ανάλογο με την πτώση τάσης σε μια κατάλληλη αντίσταση συνδεδεμένη σε σειρά με τον κινητήρα. Αυτή η πτώση τάσης μετράται με την βοήθεια ενός ολοκληρωμένου κυκλώματος, το HCPL-7510 από την εταιρία Avago. Η λειτουργία του έχει αναλυθεί σε προηγούμενο κεφάλαιο. Η τάση εξόδου του HCPL-7510 μετράται από τον A/D Converter του dsPIC4012, ο οποίος είναι 10bit. Με βάση το σφάλμα αυτής της μετρούμενης τιμής από την επιθυμητή, ο μικροεπεξεργαστής εφαρμόζει έλεγχο τύπου PI για τον έλεγχο ρεύματος. Η εφαρμογή του ελέγχου PI θα αναλυθεί σε επόμενο κεφάλαιο κατά την παρουσίαση του προγράμματος του μικροεπεξεργαστή. Έξοδος του ελέγχου είναι το ποσοστό εύρους παλμού (PWM) το οποίο αντιστοιχεί σε κάποια νέα τάση τροφοδοσίας του κινητήρα. Η εντολή PWM πηγαίνει σε μια γέφυρα-H, η οποία είναι συνδεδεμένη στην τροφοδοσία και στον κινητήρα. Αυτό που αλλάζει σε σχέση με την προηγούμενη έκδοση οδήγησης κινητήρα, είναι το γεγονός ότι ανάμεσα στον μικροεπεξεργαστή και στην γέφυρα-H παρεμβάλλεται ένας optocoupler, ο οποίος απομονώνει τελείως τον επεξεργαστή από το κύκλωμα τροφοδοσίας του κινητήρα. Αυτό βοηθά στο να μην υπάρχει μεγάλος θόρυβος στην ανάλογο-ψηφιακή μετατροπή λόγω υψηλών ρευμάτων που εμφανίζονται στο κύκλωμα τροφοδοσίας του κινητήρα.

Στην περίπτωση που επιθυμούμε έλεγχο θέσης, στέλνουμε την επιθυμητή θέση μέσω του SPI bus. Από τον incremental encoder ο οποίος είναι προσαρτημένος στον κινητήρα λαμβάνεται η τρέχουσα θέση της ατράκτου του κινητήρα. Η θέση αυτή συγκρίνεται με την επιθυμητή θέση που έχει σταλεί στον dsPIC από το PC104 και προκύπτει το σφάλμα θέσης. Επειδή ο έλεγχος που θέλουμε να ενσωματώσουμε στην περίπτωση ελέγχου θέσης είναι τύπου PD, θα πρέπει να υπολογίζουμε εκτός από το σφάλμα θέσης και την παράγωγό του, δηλαδή την ταχύτητα με την οποία αλλάζει. Ο υπολογισμός της ταχύτητας καθώς και ο τρόπος που επιτυγχάνεται ο PD έλεγχος παρουσιάζεται παρακάτω κατά την ανάλυση του

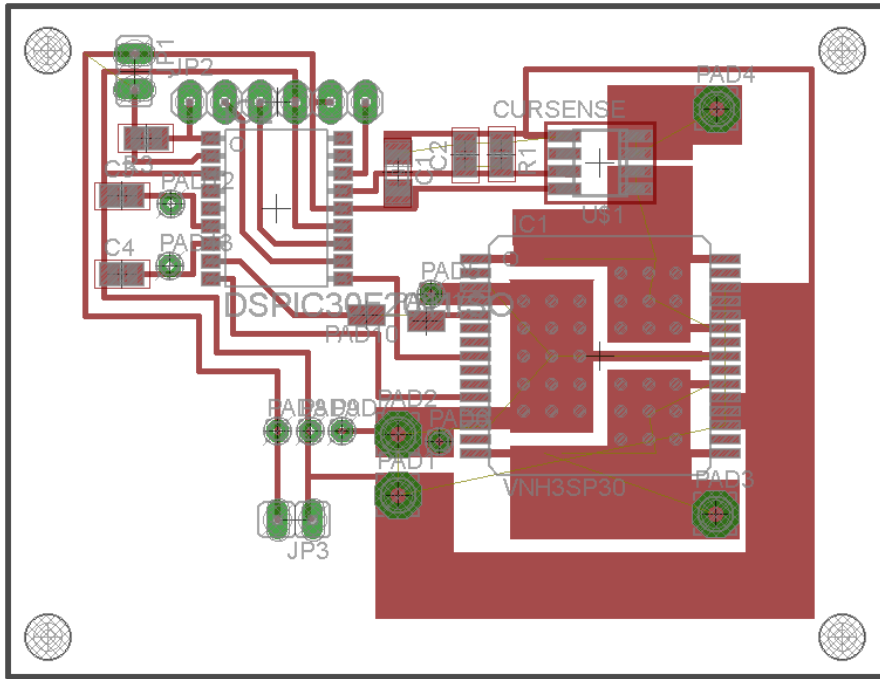
προγράμματος που εκτελεί ο μικροεπεξεργαστής. Έξοδος του ελεγκτή “PD” μπορεί να είναι είτε το ρεύμα είτε η τάση τροφοδοσίας του κινητήρα, όπως προαναφέρθηκε. Η αρχή λειτουργίας είναι η ίδια με αυτή του ελέγχου ρεύματος, δηλαδή το σφάλμα είναι η διαφορά ανάμεσα στην πραγματική και στην επιθυμητή θέση και η έξοδος του είναι είτε το ποσοστό PWM που αποστέλλεται στην Η-γέφυρα, είτε αποτελεί την είσοδο στον έλεγχο ρεύματος.

4.4 Σχεδιασμός της ηλεκτρονικής πλακέτας (PCB)

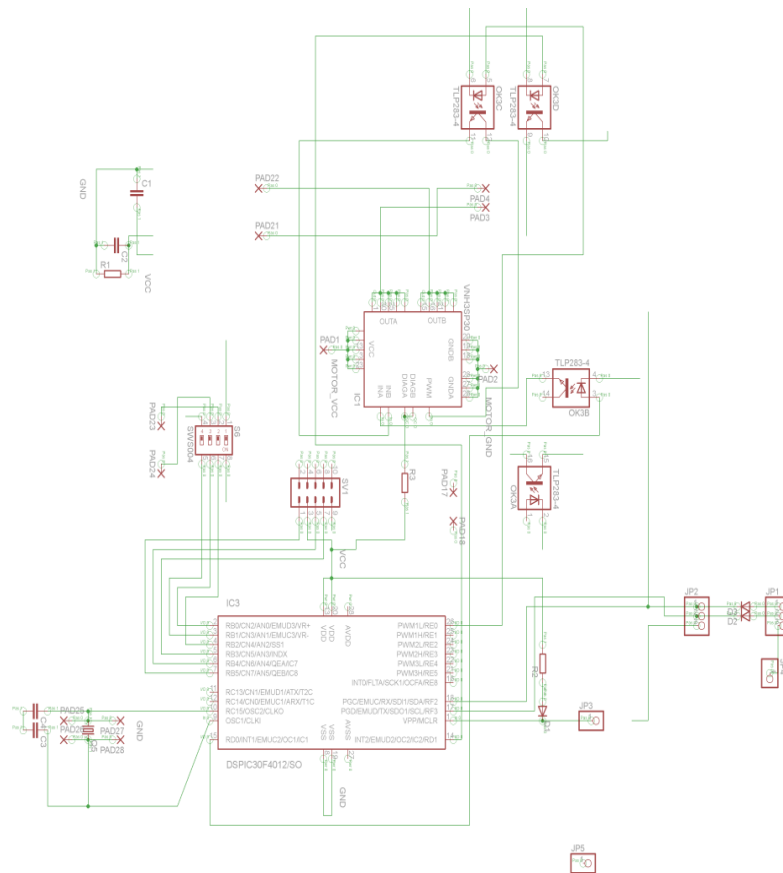
Ο σχεδιασμός της ηλεκτρονικής πλακέτας έγινε στο πρόγραμμα Eagle της εταιρίας CadSoft. Ακολουθεί το σχέδιο CAD για την πρώτη (Σχ. 4-12, 4-13) και την δεύτερη έκδοση (Σχ. 4-14, 4-15) της οδήγησης που κατασκευάστηκε:



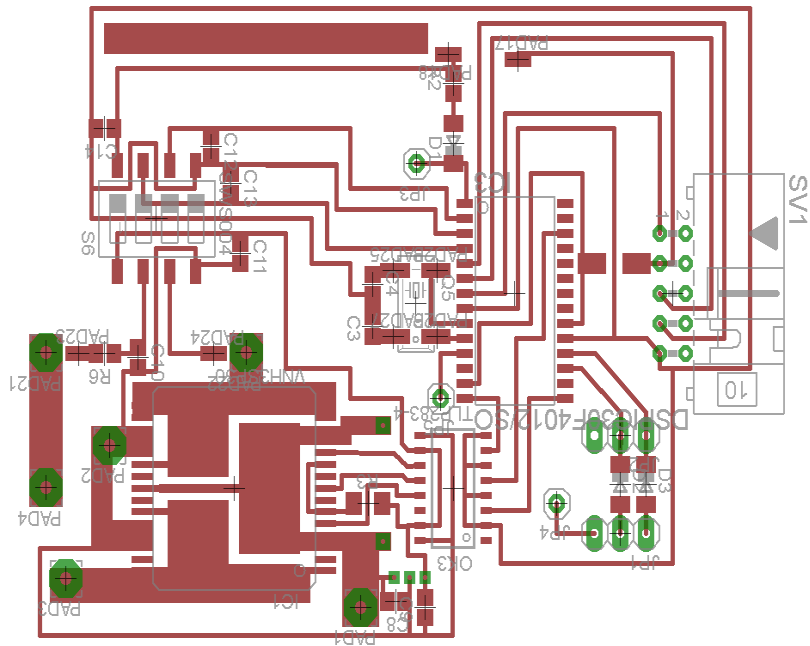
Σχήμα 4-12 Ηλεκτρολογικό σχέδιο CAD της διάταξης με εξωτερική αντίσταση.



Σχήμα 4-13: Σχέδιο CAD της πλακέτας της διάταξης με αισθητήρα Hall.

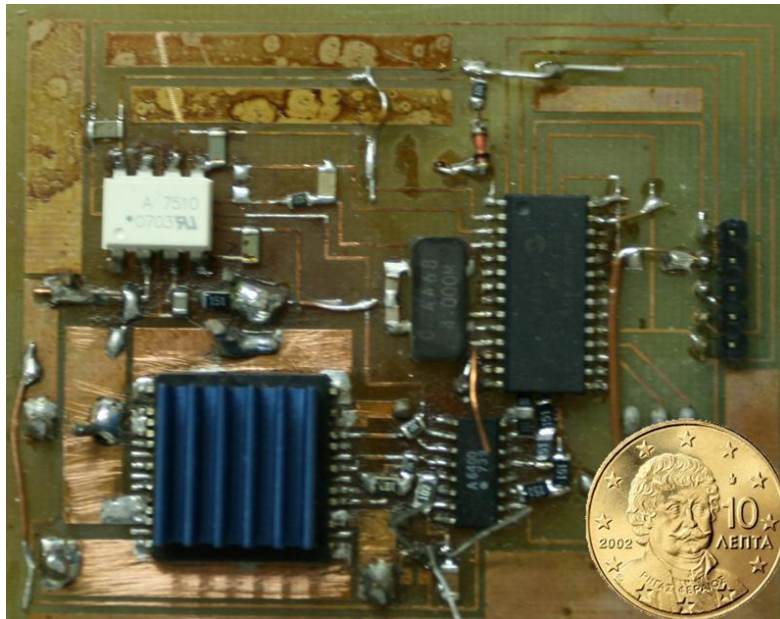


Σχήμα 4-14 Ηλεκτρολογικό σχέδιο CAD της διάταξης με εξωτερική αντίσταση.



Σχήμα 4-15: Σχέδιο CAD της πλακέτας της διάταξης με αισθητήρα ρεύματος.

Στο Σχήμα 4-16 φαίνεται μια φωτογραφία της ολοκληρωμένης διάταξης ελέγχου θέσης και συγκρίνονται οι διαστάσεις της με 10cent του Ευρώ.



Σχήμα 4-16: Φωτογραφία της ολοκληρωμένης διάταξης ελέγχου θέσης.

5 Προγραμματισμός του μικροελεγκτή dsPIC

Σε αυτό το κεφάλαιο γίνεται μια παρουσίαση των χαρακτηριστικών των μικροεπεξεργαστών που χρησιμοποιήσαμε, dsPIC2011 και dsPIC4012. Οι μικροεπεξεργαστές είναι σχεδόν όμοιοι, οπότε ο προγραμματισμός τους είναι κοινός.

5.1 Αναλυτικά χαρακτηριστικά του dsPIC

Έχουμε ήδη αναφέρει τα βασικά χαρακτηριστικά του μικροεπεξεργαστή dsPIC που χρησιμοποιήσαμε. Εδώ θα κάνουμε μια πιο αναλυτική παρουσίαση των χαρακτηριστικών του dsPIC30F4012 :

- 16bit αρχιτεκτονική
- 2048 SRAM / 1024 EEPROM
- 48K Program memory / 16K Instruction memory
- DSP δυνατότητες (Digital Signal Processing)
- A/D Converter 10bit μέγιστης ταχύτητας δειγματοληψίας 1.0 Msps με interrupts
- QEI interface (2 κανάλια και index) με interrupts
- 6 Motor Control PWM Channels
- UART / I2C / SPI / CAN πρωτόκολλα επικοινωνίας
- 16bit Timers
- Interrupts (external, PWM, A/D, QEI, I2C, etc) με ορισμό προτεραιότητας
- Ενσωματωμένες εντολές / βιβλιοθήκες για PID έλεγχο
- 20 MIPS (Million Instructions / sec)
- SMD Footprint

5.2 Προγραμματισμός του dsPIC

Στο κείμενο που ακολουθεί θα γίνει μια αναλυτική παρουσίαση του κώδικα με τον οποίο προγραμματίστηκε ο dsPIC. Εκτός των άλλων, σκοπός της παρουσίασης αυτής είναι να βοηθήσει κάποιον που θέλει να προγραμματίσει αντίστοιχο μικροεπεξεργαστή.

5.2.1 Προγραμματισμός του A/D Converter

Εδώ θα αναλυθεί η παραμετροποίηση του A/D Converter. Η παραμετροποίηση αυτή σωστό είναι να γίνει σε μια συνάρτηση που θα καλείται μια φορά στην αρχή του προγράμματος. Η συνάρτηση αυτή ονομάζεται CfgADC.

```
void CfgADC(void)    // A/D CONVERTER CONFIGURATION
{
```

```
    ADCON1bits.ADON = 0;    // DISABLE A/D FOR CONFIGURATION
```

Αρχικά θα πρέπει να απενεργοποιηθεί ο ADC για να τον παραμετροποιήσουμε.

```
    ADCON1bits.ADSIDL = 0;    // Continue module operation in Idle mode
```

Σε περίπτωση που ο dsPIC πέσει σε κατάσταση αναμονής/χαμηλής κατανάλωσης, δεν σταματάει η λειτουργία του ADC.

```
    ADCON1bits.FROM = 0;    // Integer (DOUT = 0000 00dd dddd dddd)
```

Η μορφή που θα έχει το αποτέλεσμα του ADC. Στην προκειμένη περίπτωση θα είναι μια μεταβλητή τύπου integer (τα 10 LSB περιέχουν το αποτέλεσμα, τα 6 MSB είναι 0)

```
    ADCON1bits.SSRC = 0b011;    // PWM interval ends sampling and starts conversion
```

Με αυτόν τον register ορίζεται ποιο γεγονός πυροδοτεί την παύση της δειγματοληψίας και έναρξη της αναλογοψηφιακής μετατροπής. Μπορεί να είναι αυτόματο, με την εντολή PWM, με interrupt, καθώς και με άλλους τρόπους,

```
    ADCON3bits.SAMC = 4;
```

Αν από τον προηγούμενο register έχουμε ορίσει ότι το εσωτερικό ρολόι του ADC είναι αυτό που ελέγχει την δειγματοληψία, τότε αυτός ο register ορίζει πόσους κύκλους ρολογιού του ADC θα διαρκέσει η δειγματοληψία. Το πόσο διαρκεί ο κάθε κύκλος ρολογιού του ADC ορίζεται στους ADRC, ADCS registers.

```
    ADCON3bits.ADRC = 0;    // Clock derived from system clock
```

Ορίζεται η πηγή του ρολογιού του ADC, η οποία θα μπορούσε να προέρχεται από εξωτερική πηγή ή από το ρολόι που χρησιμοποιεί ο dsPIC. Εδώ χρησιμοποιούμε το ρολόι του dsPIC το οποίο καθορίζεται από τον εξωτερικό κρύσταλλο.

```
ADCON3bits.ADCS = 13;
```

Η ταχύτητα δειγματοληψίας ορίζεται από τον register ADCS. Υπολογίζουμε την τιμή του register ADCS από την εξίσωση:

$$ADCS = \frac{2T_{AD}}{T_{CY}} - 1 \quad (Εξ. 5-1)$$

Όπου T_{AD} είναι ο επιθυμητός χρόνος ενός κύκλου ρολογιού του ADC και T_{CY} ο χρόνος που διαρκεί ένας κύκλος του dsPIC. Το επιθυμητό αλλάζει ανάλογα με την εφαρμογή, δεν πρέπει όμως να είναι μικρότερος από 333ns.

```
ADCON1bits.ASAM = 1; // Sampling begins when SAMP bit set
```

Μπορούμε να ορίσουμε αν η διαδικασία της δειγματοληψίας και μετατροπής θα γίνεται αυτόματα κάθε φορά που τελειώνει η προηγούμενη ή αν θα περιμένει κάποιο γεγονός το οποίο ορίζεται στον SSRC Register.

```
ADCON2bits.VCFG = 0b011; // External VREF+ pin / External VREF- pin
```

Με τον VCFG Register ορίζεται το άνω και κάτω όριο του ADC, δηλαδή το εύρος τάσης στο οποίο κάνει δειγματοληψία ο ADC. Αυτό είναι πολύ χρήσιμο στην περίπτωση που θέλουμε να μετατρέψουμε σε ψηφιακό ένα σήμα που έχει μικρότερο εύρος από το 0 έως 5V, έτσι ώστε να μην χάνουμε σε ακρίβεια.

```
ADCHSbits.CH0NA = 0; // Channel 0 negative input is VREF
```

```
ADCHSbits.CH0SA = 2; // Channel 0 positive input is AN2
```

Ορίζεται από ποιον ακροδέκτη του dsPIC θα κάνει δειγματοληψία το κανάλι 0 του ADC, μάλιστα μπορούν να οριστούν και η θετική και η αρνητική είσοδος. Με αυτό τον τρόπο θα μπορούσαμε να μετρήσουμε και την διαφορά δυναμικού από το 0 αλλά και από τα 5V.

```
ADCON2bits.CSCNA = 0; // Do not scan inputs
```

Θα πρέπει να ενεργοποιήσουμε αυτή την λειτουργία σε περίπτωση που θέλουμε να ξεκινάμε την διαδικασία μόνο αν εμφανίζεται κάποιο σήμα στον αντίστοιχο ακροδέκτη του dsPIC.

```
ADCSSL=0; // Skip ANx for input scans
```

Ορίζει σε ποιους ακροδέκτες θέλουμε να κάνουμε ανίχνευση σήματος

```
ADCON2bits.CHPS = 0; // Converts CH0
```

Επιλέγουμε το κανάλι στο οποίο θέλουμε να γίνει η μετατροπή. Μπορούμε να κάνουμε δειγματοληψία σε παραπάνω από ένα κανάλια, ταυτόχρονα ή σειριακά.

```
ADCON2bits.SMPI = 8; // Interrupts at the 8th sample/convert sequence
```

Σε αυτόν τον register ορίζουμε τον αριθμό των δειγμάτων που πρέπει να συλλέξει ο μικροελεγκτής πριν αρχίσει την μετατροπή

```
ADCON2bits.BUFM = 0;           // Buffer configured as one 16-word buffer ADCBUF(15...0)
```

Ο register αυτός καθορίζει το αν το αποτέλεσμα του ADC θα τοποθετηθεί σε ένα buffer πλάτους 16 bit ή σε δύο των 8 bit.

```
ADCON2bits.ALTS = 0;          // Always use MUX A input multiplexer settings
```

Επειδή τα κανάλια από τα οποία κάνει δειγματοληψία ο dsPIC είναι πολυπλεγμένα, εδώ ορίζεται ποιο από τα κανάλια θα χρησιμοποιεί (MUXA, MUXB ή και τα δύο)

```
ADPCFGbits.PCFG5 = 1;        // AN5 Digital
```

```
ADPCFGbits.PCFG4 = 1;        // AN4 Digital
```

```
ADPCFGbits.PCFG3 = 1;        // AN3 Digital
```

```
ADPCFGbits.PCFG2 = 0;        // AN2 Analogue
```

```
ADPCFGbits.PCFG1 = 0;        // AN1 Analogue
```

```
ADPCFGbits.PCFG0 = 0;        // AN0 Analogue
```

Για να λειτουργήσει ο ADC πρέπει να ορίσουμε ότι οι ακροδέκτες του dsPIC από τους οποίους θα γίνει η δειγματοληψία είναι αναλογικές εισόδους. Αυτό γίνεται αν κάνουμε 0 το bit του αντίστοιχου ακροδέκτη στον register ADPCFG.

```
IFS0bits.ADIF = 0;           //Clear the A/D interrupt flag bit
```

```
IEC0bits.ADIE = 1;           //Set the A/D interrupt enable bit
```

Στην περίπτωση που θέλουμε να χρησιμοποιήσουμε interrupt, θα πρέπει να το ενεργοποιήσουμε και να μηδενίσουμε το bit που δείχνει ότι έχει πραγματοποιηθεί interrupt στον ADC.

```
ADCON1bits.ADON = 1;         // ENABLE A/D
```

Ενεργοποιούμε τον ADC μετά την παραμετροποίησή του.

```
return;
```

```
}
```

5.2.2 Προγραμματισμός του PWM

Εδώ θα αναλυθεί η παραμετροποίηση του PWM. Η παραμετροποίηση αυτή όπως και στον ADC πρέπει να γίνει σε μια συνάρτηση που θα καλείται μια φορά στην αρχή του προγράμματος. Η συνάρτηση αυτή ονομάζεται CfgPWM.

```
void CfgPWM(void) // P W M CONFIGURATION
```

```
{
```

```
PTCONbits.PTEN = 0;
```

Αρχικά όπως και στον ADC απενεργοποιούμε το PWM module για να το παραμετροποιήσουμε.

```
PTCONbits.PTSIDL = 0;
```

Συνέχεια λειτουργίας του PWM και στην κατάσταση αναμονής του dsPIC.

```
PTCONbits.PTOPS = 0; // Protscaler 0
```

```
PTCONbits.PTCKPS = 0; // Prescaler 0
```

Σε αυτούς τους registers ορίζεται προαιρετικά αν θέλουμε να μειώσουμε την συχνότητα του PWM σε σχέση με το ρολόι του επεξεργαστή έτσι ώστε να ρυθμίσουμε την τελική συχνότητα του PWM με μεγαλύτερη ακρίβεια.

```
PTCONbits.PTMOD = 0; // Free Running Mode
```

Εδώ ορίζεται η μορφή που θα έχει το PWM

```
PTPER = 0x63F; // 1599 (=16MHz/(10KHz*1)-1) Free Running Mode
```

Με βάση την τιμή αυτού του register υπολογίζεται η συχνότητα λειτουργίας του PWM. Η συχνότητα αυτή δίνεται από την σχέση:

$$PTPER = \frac{F_{CY}}{F_{PWM} \cdot (PTMR \text{ Prescaler})} - 1 \quad (\text{Εξ. 5-2})$$

Όπου F_{PWM} είναι η επιθυμητή συχνότητα λειτουργίας του PWM και F_{CY} η συχνότητα λειτουργίας του μικροεπεξεργαστή. Εδώ φαίνεται η χρησιμότητα του Prescaler μια και υπάρχει πιθανότητα για πολύ μικρές τιμές του F_{PWM} η τιμή του PTPER να είναι μεγαλύτερη από αυτή που υποστηρίζεται.

```
PWMCON1bits.PMOD1 = 1;
```

```
PWMCON1bits.PMOD2 = 1;
```

```
PWMCON1bits.PMOD3 = 1;
```

Επειδή τα 6 PWM κανάλια του μικροεπεξεργαστή ελέγχονται ανά δύο, αυτοί οι register χρησιμοποιούνται στο να οριστεί αν θα ελέγχονται και τα δυο μαζί ή όχι.

```
PWMCON1bits.PEN1H = 0;
```

```
PWMCON1bits.PEN1L = 1;
```

```
PWMCON1bits.PEN2H = 0;
```

```
PWMCON1bits.PEN2L = 0;
```

```
PWMCON1bits.PEN3H = 0;
```

```
PWMCON1bits.PEN3L = 0;
```

Εδώ ορίζεται αν είναι ενεργοποιημένο ή όχι το PWM στους αντίστοιχους ακροδέκτες του μικροεπεξεργαστή. Σε περίπτωση που δεν είναι μπορούν να χρησιμοποιηθούν σαν γενικής χρήσης I/O.

```
PDC1 = 0; // Max 0xC76 = 3910 (PWM 100%)
```

Εδώ ορίζεται η αρχική τιμή του PDC1, το οποίο είναι το duty cycle του PWM που θα εφαρμοστεί στους ακροδέκτες PWM1H και PWM1L.

```
PTCONbits.PTEN = 1 ;
```

Ενεργοποιούμε το PWM μετά την παραμετροποίησή του.

```
return;
```

```
}
```

5.2.3 Προγραμματισμός του Quadrature Encoder Interface

```
void CfgQEI(void) {  
  
    QEICONbits.QEIM = 0;           // Disable QEI Module  
    Απενεργοποίηση για παραμετροποίηση  
  
    QEICONbits.CNTERR = 0;         // Clear any count errors  
    DFLTCONbits.CEID = 1;         // Count error interrupts disabled  
    Μη ενεργοποιημένα τα λάθη ανάγνωσης  
  
    QEICONbits.QEISIDL = 0;       // Continue operation during sleep  
    Συνέχεια λειτουργίας του QEI και στην κατάσταση αναμονής του dsPIC.  
  
    QEICONbits.SWPAB = 0;         // QEA and QEB not swapped  
    QEICONbits.PCDOUT = 0;        // Normal I/O pin operation  
    QEICONbits.POSRES = 0;        // Index pulse resets position counter  
    Στην περίπτωση που υπάρχει index ορίζουμε αν επανεκκινεί την θέση.  
  
    DFLTCONbits.QEOUT = 1;        // Digital filters output enabled for QEn pins  
    DFLTCONbits.QECK = 3;         // 1:64 clock divide for digital filter for QEn  
    Ορισμός των ψηφιακών φίλτρων έτσι ώστε να εξασφαλίζεται η σωστή ανάγνωση του  
    encoder.  
  
    MAXCNT = 0xFFFF;             // Reset position counter  
    POSCNT = 0;                   // Reset position counter  
    Ορίζουμε την μέγιστη θέση και μηδενίζουμε τον counter θέσης  
  
    QEICONbits.QEIM = 5;         // (5=X2) mode with position counter reset by Counter  
    Ενεργοποιούμε το QEI μετά την παραμετροποίησή του με χρήση 2x ανάλυσης και με  
    επανεκκίνηση του μετρητή με overflow του counter.  
  
    return;  
}
```

5.2.4 Προγραμματισμός της επικοινωνίας SPI

Εδώ θα αναλυθεί η παραμετροποίηση της επικοινωνίας μέσω SPI.

```
void CfgSPI(void)
{
    SPI1STATbits.SPIEN = 0; // Disable SPI for configuration
    SPI1BUF = 0x0;
    Μηδενισμός του buffer

    IFS0bits.SPI1IF = 0; // Clear SPI interrupt flag
    IEC0bits.SPI1IE = 0; // Enable SPI Interrupt
    Ορισμός των interrupt

    SPI1CONbits.FRMEN = 0; // Framed SPI support disabled
    //SPI1CONbits.SPIFSD = 1; // Frame sync pulse input (slave)
    Απενεργοποίηση του framed SPI

    SPI1CONbits.SSEN = 1; // SS pin used for Slave mode
    SPI1CONbits.DISSDO = 0; // SDOx pin is controlled by the module
    Ορισμός των ακροδεκτών που ελέγχονται από το SPI.

    SPI1CONbits.MODE16 = 0; // Communication is byte-wide (8 bits)
    Η επικοινωνία έχει εύρος 8bit

    SPI1CONbits.MSTEN = 0; // Master Mode Enable bit
    SPI1CONbits.SMP = 0; // SMP must be cleared when SPI is used in Slave mode
    Διαδικασία για slave mode

    SPI1CONbits.CKE = 1; // Serial output data changes on transition from active clock
    state to Idle clock state
    SPI1CONbits.CKP = 1; // Clock Polarity Select bit : Idle state for clock is a high level;
    active state is a low level
    Ορίζεται η πολικότητα και το πότε παίρνει δείγμα το SPI κατά την επικοινωνία

    SPI1STATbits.SPISIDL = 0; // Continue module operation in Idle mode
    SPI1STATbits.SPIROV = 0; // No overflow has occurred

    SPI1STATbits.SPIEN = 1; // Enable SPI
    Ενεργοποίηση του SPI

    return;
}
```


5.2.5 Βασικό μέρος προγράμματος

- Αρχικοποιήσεις και δήλωση υπορουτινών

```
#include <stdlib.h>
#include <stdio.h>
#include <qei.h>
#include <pwm.h>
#include <i2c.h>

// Declare Global Variables Here:
volatile int flag = 0;
volatile int FBCur = 0;
volatile int DesCur = 0;
int PrevCur[5];

int DesPos = 0;
int PrevPos[3];
long int Error = 0;
long int AccError = 0;

int PWM = 0;
int DutyCycle = 0;
int DutyCycleuart = 3191;
char ControlMode = 0;
int cnt = 0;
int delay = 0;
int delay2 = 0;
int Direction = 0;
int Dterm = 0;
int count = 0;

char *sptr;
char buffer[16];
```

Στο τμήμα αυτό δηλώνονται οι μεταβλητές και τα header αρχεία που θα χρησιμοποιηθούν. Αξίζει να επισημάνουμε ότι πρέπει να ορίσουμε σαν volatile τις μεταβλητές οι οποίες θα χρησιμοποιηθούν μέσα σε interrupt υπορουτίνα.

```
// P D Gain Values Here:
int PGain_Cur = x;
int IGain_Cur = x;
```

```
int PGain_Pos = x;
int DGain_Pos = x;
int IGain_Pos = x;
```

Εδώ ορίζονται τα κέρδη των βρόχων ρεύματος και θέσης.

```
int main (void)
{
ADPCFG = 0xFFFF; // All digital
TRISD=0x0000;
LATD=0x2;
TRISE=0x0000;
// Initialize the subsystems:
CfgQEI();
CfgUART();           //Initialize the UART
CfgADC();           //Initialize the A/D converter
CfgPWM();           //Initialize the PWM
CfgSPI();           //Initialize the SPI
```

Αρχικά ορίζονται τα κανάλια του επεξεργαστή σαν ψηφιακά. Στην συνέχεια ορίζεται με την χρήση των TRIS register ότι η θύρα D και E είναι έξοδος. Ακολουθεί η παραμετροποίηση των διάφορων τμημάτων του dsPIC καλώντας τις αντίστοιχες συναρτήσεις.

```
ControlMode = 1;
```

Ανάλογα με την τιμή της μεταβλητής ControlMode (1,2) το πρόγραμμα μπαίνει σε λειτουργία ελέγχου ρεύματος ή θέσης αντίστοιχα με τις τιμές 1 ή 2.

- **Βρόχος ελέγχου ρεύματος**

Ο κώδικας με τον οποίο υλοποιείται ο έλεγχος ρεύματος ακολουθεί μαζί με τον σχολιασμό του:

```
while (ControlMode==1) // CURRENT CONTROL LOOP
{
if (flag)
```

Το παρακάτω τμήμα κώδικα εκτελείται μόνο στην περίπτωση που έχει γίνει μια αναλογοψηφιακή μετατροπή στον ADC, δηλαδή έχει ενεργοποιηθεί το interrupt του ADC.

```
{
    PrevCur[1] = FBCur;
```

```
flag = 0;
```

Διαβάζεται η τιμή του ρεύματος από τον ADC

```
// Value should be subtracted, but because of the optocoupler it's added!
```

```
AccError = (AccError*256 + DesCur - PrevCur[1]) >> 8;
```

```
if (AccError < 0)
```

```
{
```

```
    AccError = -AccError;
```

```
}
```

Υπολογίζεται το αθροιστικό σφάλμα για να χρησιμοποιηθεί στον όρο "I" του ελεγκτή "PID".

```
Dterm = DGain_Cur*(PrevCur[1]-PrevCur[2]);
```

Υπολογίζεται ο όρος "D" για να χρησιμοποιηθεί παρακάτω.

```
DutyCycle = DutyCycle + PGain_Cur * (DesCur - PrevCur[1] ) / 5 - (IGain_Cur *  
AccError) /5000;
```

Υλοποιείται ο ελεγκτής τύπου PID. Η έξοδος του PID ελεγκτή είναι η εντολή PWM.

```
if (DutyCycle > 3190)
```

```
{
```

```
    DutyCycle = 3190;
```

```
}
```

```
if (DutyCycle < 0)
```

```
{
```

```
    DutyCycle = 0;
```

```
}
```

```
    PDC1 = DutyCycle;
```

```
}
```

```
}
```

Ορίζεται η περιοχή κορεσμού η οποία αντιστοιχεί σε περιοχές μικρότερες από 0% PWM και μεγαλύτερες από 100% PWM. Στην συνέχεια αλλάζει η τιμή του duty cycle γράφοντας την έξοδο του ελεγκτή στον PDC1 register.

- **Βρόχος ελέγχου θέσης**

Ο βρόχος ελέγχου θέσης, όπως προαναφέρθηκε, υλοποιήθηκε με δύο τρόπους, με έλεγχο τάσης απευθείας και με χρήση του έλεγχου ρεύματος που χρησιμοποιήθηκε νωρίτερα. Ο βασικός βρόχος ελέγχου θέσης είναι ο ίδιος, μόνο που στην μια περίπτωση έχει σαν έξοδο

την τάση τροφοδοσίας του κινητήρα, ενώ στην άλλη την επιθυμητή εντολή ρεύματος. Προφανώς αλλάζουν τα κέρδη σε κάθε περίπτωση.

```
if (delay2 > 8)
{
    delay2 = 0;
    Dterm = DGain_Pos*(PrevPos[1]-PrevPos[2]);
    PrevPos[2] = PrevPos[1];
}
delay2++;
```

Εδώ γίνεται ο υπολογισμός της ταχύτητας και του όρου “D”. Επειδή η ταχύτητα υπολογίζεται σαν διαφορά δύο θέσεων σε σταθερό χρονικό διάστημα που μεσολαβεί ανάμεσα στις μετρήσεις, θα πρέπει το χρονικό αυτό διάστημα να είναι τόσο ώστε να υπάρχει αρκετή μετατόπιση στο διάστημα αυτό. Έτσι η μέτρηση της ταχύτητας λαμβάνεται σε μικρότερη συχνότητα από αυτήν που κλείνει ο βρόχος.

```
PrevPos[1] = POSCNT;
PosError = (DesPos-PrevPos[1]);
Pterm = PGain_Pos * PosError;
```

Μετριέται η τρέχουσα θέση και υπολογίζεται ο “P” όρος του ελεγκτή.

```
Output = Pterm - Dterm;
if (Output > 16000)
{
    Output = 16000;
}

if (Output < -16000)
{
    Output = -16000;
}
DutyCycle = (int)Output;
Υπολογίζεται η τιμή της εξόδου του ελεγκτή

if (DutyCycle > 0)
{
    LATD = 0x2;
}
```

```

else
    {
        DutyCycle = - DutyCycle;
        LATD = 0x1;
    }

```

Ορίζεται η φορά περιστροφής του κινητήρα με βάση το πρόσημο της εξόδου του ελεγκτή “PD”.

```

if (DutyCycle > 3190)
    {
        DutyCycle = 3190;
    }

```

```

PWM = 3190 - DutyCycle;
PDC1 = PWM;

```

Το αποτέλεσμα φράσσεται από την περιοχή κορεσμού και στην συνέχεια γράφεται στον register PDC1, ο οποίος ελέγχει το ποσοστό % PWM, δηλαδή ελέγχεται η τάση τροφοδοσίας του κινητήρα.

Στην περίπτωση που θέλουμε να χρησιμοποιήσουμε τον βρόχο ελέγχου ρεύματος για να δώσουμε εντολή ρεύματος στον κινητήρα αντί για τάσης, θα ορίσουμε σαν επιθυμητό ρεύμα την έξοδο του ελέγχου “PD”, με κατάλληλη ρύθμιση των κερδών.

```

if (flag)
    {
        DesCur = 512 - (DutyCycle / 7);
        if (DesCur < 0) DesCur = 0;
        PrevCur[1] = FBCur;
        flag = 0;
        PtermCur = PGain_Cur*(DesCur-PrevCur[1]);
        DutyCycleCur = DutyCycleCur + PtermCur;// - (IGain_Cur*AccError)/1000;

        if (DutyCycleCur > 3190) DutyCycleCur = 3190;
        if (DutyCycleCur < 0) DutyCycleCur = 0;
        PDC1 = DutyCycleCur;
    }

```

Παρατηρούμε ότι η έξοδος του ελέγχου θέσης είναι διαιρεμένη με 7 για να είναι κατάλληλη για είσοδος στον έλεγχο ρεύματος. Επίσης ο όρος “I” έχει αφαιρεθεί λόγω ταλαντώσεων που προκαλούσε.

- **Interrupts**

Στις συναρτήσεις interrupt που ακολουθούν δείχνεται πως διαβάζεται η τιμή από τον ADC και από το SPI. Από το QEI η τιμή της θέσης ανανεώνεται αυτόματα.

ADC

```
void __attribute__((__interrupt__, no_auto_psv)) _ADCInterrupt(void)
{
    FBCur = ADCBUF0 + ADCBUF1;
    FBCur = FBCur >> 1;
    flag = 1;
    IFS0bits.ADIF = 0;    //Clear the A/D Interrupt flag
}
```

SPI

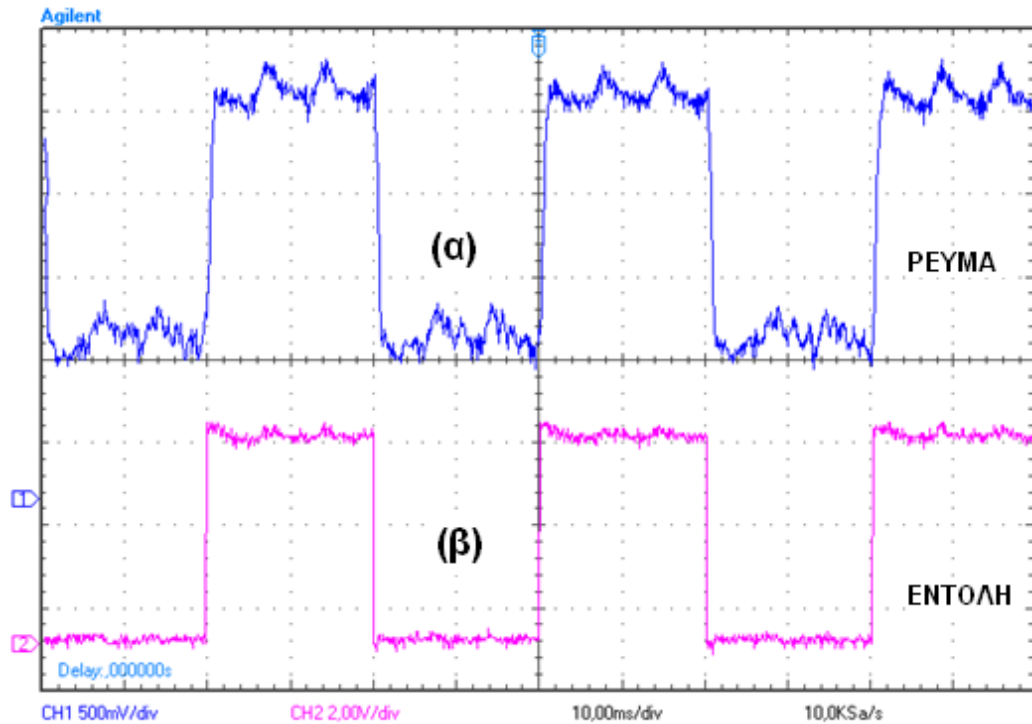
```
void __attribute__((__interrupt__, no_auto_psv)) _CNInterrupt(void)
{
    unsigned char dummy;
    SPI1BUF = PrevPos[1];
    while(SPI1STATbits.SPITBF); // Wait for data to be put to transmission buffer
    while(!SPI1STATbits.SPIRBF); // Wait for data to be sent
    DesValue_LSB = SPI1BUF;
    SPI1BUF = dummy;
    while(SPI1STATbits.SPITBF); // Wait for data to be put to transmission buffer
    while(!SPI1STATbits.SPIRBF); // Wait for data to be sent
    DesValue_MSB = SPI1BUF;
    SPI1BUF = dummy;
    while(SPI1STATbits.SPITBF); // Wait for data to be put to transmission buffer
    while(!SPI1STATbits.SPIRBF); // Wait for data to be sent
    ControlMode = SPI1BUF;
    DesValue = (DesValue_MSB << 8) + DesValue_LSB;
    IFS0bits.CNIF = 0;    // Clear CN interrupt flag
}
```

Στο interrupt του ADC απλά υπολογίζεται ο μέσος όρος του ρεύματος από τις δυο μετρήσεις που πραγματοποιούνται. Στο SPI interrupt πρέπει υποχρεωτικά να γραφτεί κάποια πληροφορία στον SPI buffer για να προχωρήσει η επικοινωνία. Αυτός είναι ο λόγος που χρησιμοποιείται η μεταβλητή dummy. Η εντολή είναι η DesValue, η οποία είναι 16bit και αποτελεί ένωση δυο μεταβλητών 8bit. Επίσης έχουμε αποστολή της ανάδρασης θέσης και ανάγνωση της μεταβλητής ControlMode για να δούμε αν θέλουμε έλεγχο θέσης ή ρεύματος. Θα μπορούσαμε να στείλουμε τα κέρδη των ελεγκτών μέσω SPI σε περίπτωση που θα θέλαμε να χρησιμοποιήσουμε την διάταξη σε κάποια άλλη εφαρμογή. Πρέπει επίσης να σημειωθεί ότι το interrupt ενεργοποιείται όταν εντοπιστεί αλλαγή κατάστασης στον ακροδέκτη που ενώνεται με το slave select του SPI.

6 Δοκιμές και αποτελέσματα

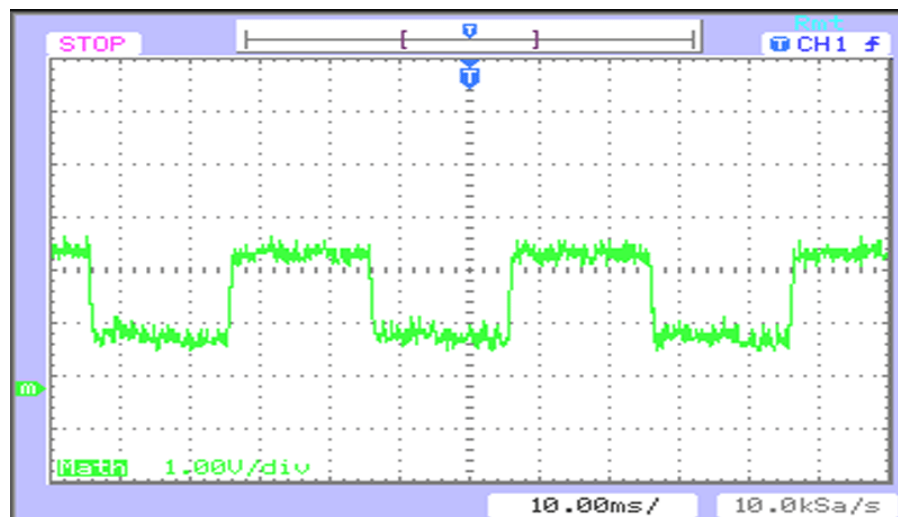
6.1 Δοκιμή και αποτελέσματα του ελέγχου ρεύματος

Η σωστότερη τεχνική για να μετρήσουμε το πραγματικό ρεύμα που διαρρέει τον κινητήρα είναι να μετρήσουμε μια πτώση τάσης σε μια αντίσταση συνδεδεμένη σε σειρά με τον κινητήρα. Αυτό όμως είναι πρακτικά αδύνατο αφού εκτός από τις μεταβολές στην τάση τροφοδοσίας της διάταξης λόγω αλλαγής στην κατανάλωση ρεύματος, έχουμε και την υψίσυχη μεταβολή της πτώσης τάσης στα άκρα της αντίστασης λόγω του PWM. Κατ' επέκταση η πιο αξιόπιστη μέτρηση που μπορούμε να πάρουμε είναι στην έξοδο του αισθητήρα μετά το RC φίλτρο που έχουμε τοποθετήσει ακριβώς για αυτή την εξομάλυνση του σήματος. Το τεστ στο οποίο υποβάλλαμε την διάταξη είναι η αλλαγή της εντολής μεταξύ μιας τιμής ρεύματος και του 0. Η μορφή της εντολής αυτής ήταν ένας τετραγωνικός παλμός περιόδου 40ms και εναλλαγή μεταξύ της τιμής που αντιστοιχεί σε ρεύμα 0 και 2,5A. Για να μπορέσουμε να συγχρονίσουμε την εντολή με το αποτέλεσμα από τον αισθητήρα, ορίσαμε σαν έξοδο σε έναν ακροδέκτη του dsPIC, ο οποίος εναλλασσόταν μεταξύ 0 και 5V την στιγμή που δινόταν και η νέα εντολή στην διάταξη. Με τον παλμογράφο καταγράψαμε σε ένα κανάλι την εντολή και σε δεύτερο κανάλι την έξοδο του αισθητήρα ρεύματος. Το αποτέλεσμα το εισάγαμε στον υπολογιστή. Στο Σχήμα 6-1 απεικονίζεται στο κάτω μέρος (ροζ χρώμα) η εντολή και στο πάνω μέρος (μπλε χρώμα) η έξοδος του αισθητήρα ρεύματος. Όπως φαίνεται η απόκριση του συστήματος είναι πολύ καλή, αν και εμφανίζεται κάποια περιοδική ταλάντωση. Παρατηρήσαμε όμως ότι η ταλάντωση αυτή εμφανίζεται και στην γείωση του κυκλώματος, καθώς και στην τροφοδοσία.



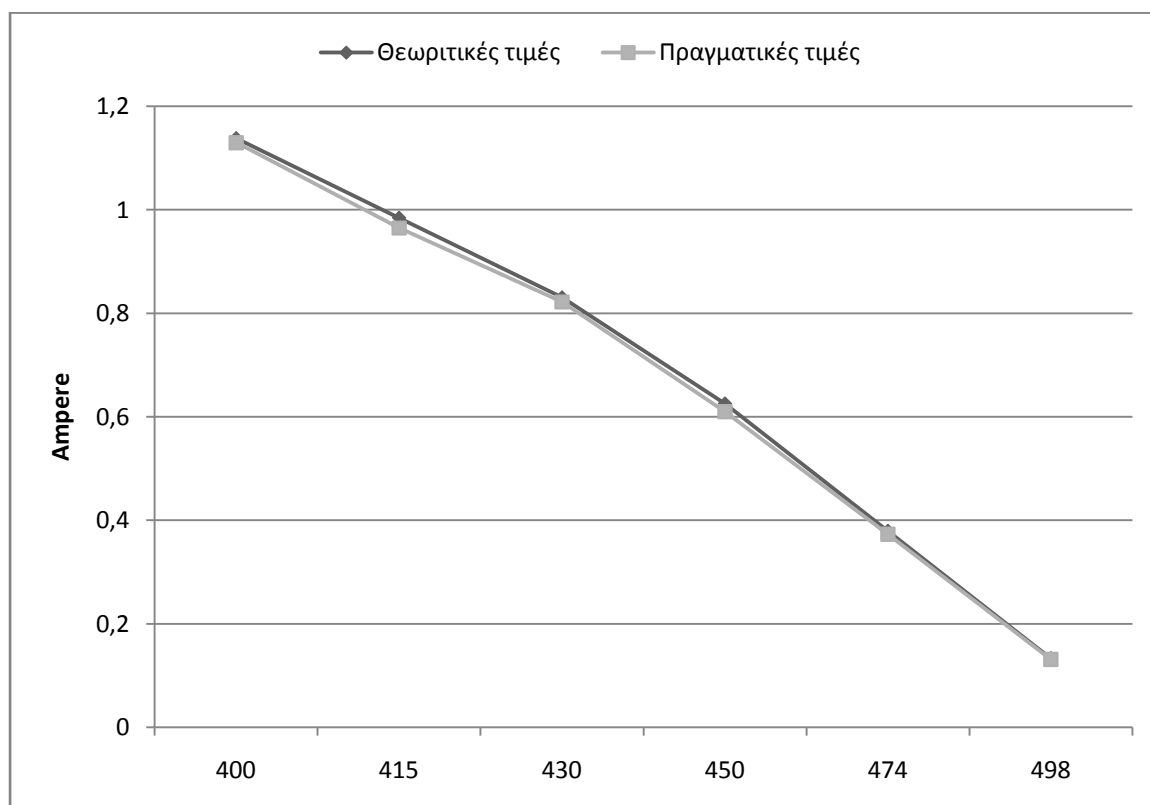
Σχήμα 6-1: Απόκριση του ρεύματος (καμπύλη α) με την εντολή (καμπύλη β).

Αφαιρώντας το σήμα από την γείωση από την έξοδο του αισθητήρα ρεύματος, πήραμε το ακόλουθο διάγραμμα (Σχ. 6-2), όπου και φαίνεται ότι η έξοδος του αισθητήρα είναι στην πραγματικότητα πολύ ομαλή



Σχήμα 6-2: Απόκριση του ρεύματος με την εντολή μετά την αφαίρεση θορύβου

Μια άλλη σημαντική δοκιμή για την διάταξη είναι η ακρίβεια με την οποία μπορεί να ελέγξει το ρεύμα σε σχέση με την εντολή που δέχτηκε. Σε αυτή την περίπτωση στέλναμε μια εντολή στον μικροελεγκτή και μετρούσαμε την ένδειξη ρεύματος από το τροφοδοτικό. Από την ένδειξη αυτή αφαιρούσαμε την κατανάλωση των ηλεκτρονικών όταν η εντολή ήταν 0. Αυτό το κάναμε για διάφορες εντολές ρεύματος. Τα αποτελέσματα συγκεντρώθηκαν στο Excel. Στην διπλανή στήλη σημειώθηκε η θεωρητική τιμή του ρεύματος, δηλαδή αυτή που αντιστοιχεί στην εντολή. Στην συνέχεια έγινε το διάγραμμα που συγκρίνει τις θεωρητικές τιμές με αυτές που πήραμε με την διαδικασία που προαναφέραμε. Το αποτέλεσμα φαίνεται στο διάγραμμα που ακολουθεί (Σχ. 6-3):



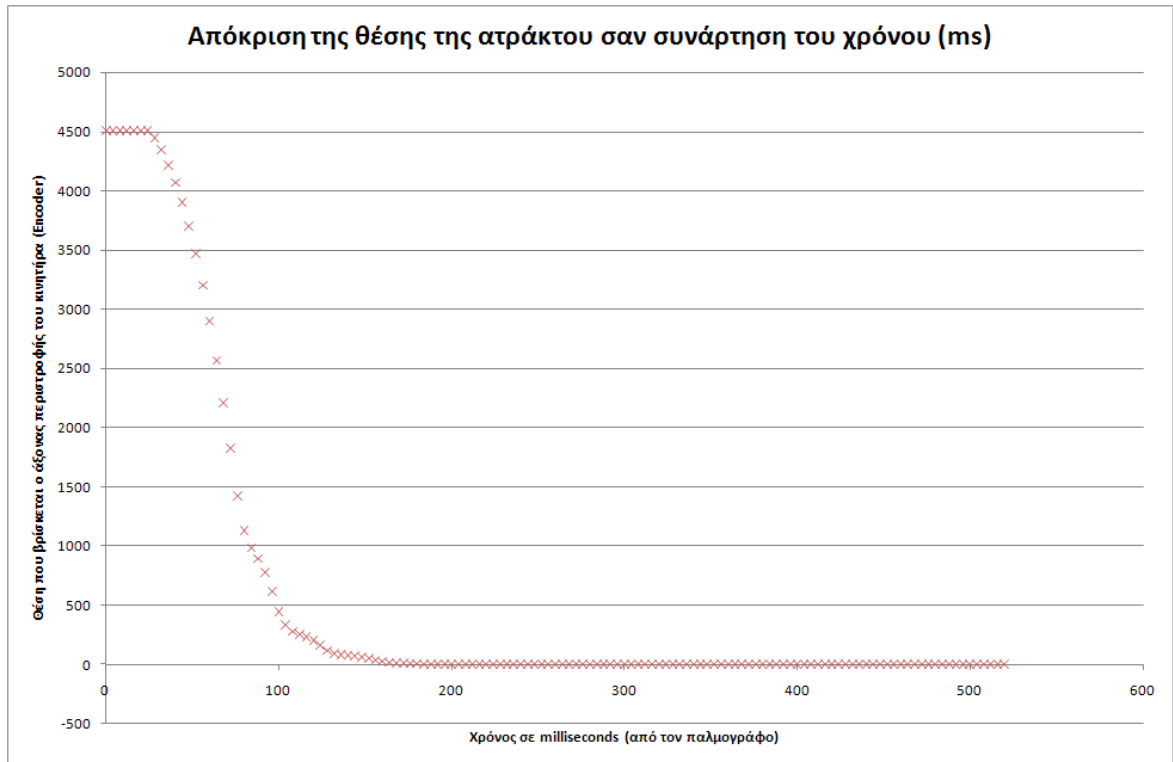
Σχήμα 6-3: Σύγκριση της θεωρητικής εντολής με την πραγματική τιμή ρεύματος

Παρατηρούμε ότι οι δυο καμπύλες σχεδόν συμπίπτουν μεταξύ τους. Το μέγιστο σφάλμα που προκύπτει από τις μετρήσεις είναι 2,5%, το οποίο είναι εξαιρετικά καλό.

6.2 Δοκιμή και αποτελέσματα του ελέγχου θέσης

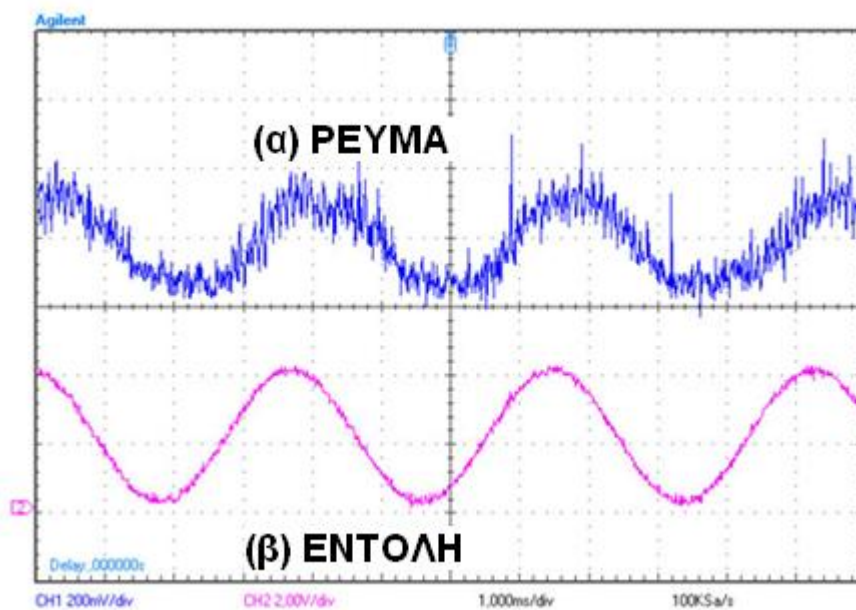
Για την δοκιμή του ελέγχου θέσης χρησιμοποιήσαμε μια πειραματική διάταξη που είχε κατασκευαστεί για την αξιολόγηση του συνολικού ελέγχου του ρομπότ. Αυτή περιλάμβανε ένα μόνο πόδι προσαρτημένο σε έναν κινητήρα με κατάλληλη μείωση και ανάδραση θέσης. Το τεστ στο οποίο υποβάλλαμε την διάταξη ήταν το εξής: Ορίσαμε ότι η επιθυμητή θέση είναι το 0, η οποία ορίζεται από το σημείο που βρίσκεται το πόδι την στιγμή που το τροφοδοτούμε με τάση το λογικό μέρος του κυκλώματος. Σε αυτή την φάση η τάση τροφοδοσίας του κυκλώματος τροφοδοσίας του κινητήρα είναι 0. Εκτρέπουμε το πόδι από την θέση που βρισκόταν κατά περίπου 30° και στην συνέχεια δίνουμε τάση στο κύκλωμα τροφοδοσίας του κινητήρα. Το σύστημα ελέγχου κινεί το πόδι έτσι ώστε να βρεθεί στην αρχική θέση 0. Κατά αυτή την κίνηση διαβάζουμε τη θέση που δίνεται από τον encoder σε τακτά χρονικά διαστήματα. Αυτό γίνεται μέσω της επικοινωνίας UART από τον dsPIC στον υπολογιστή. Στην συνέχεια, με αυτά τα δεδομένα κατασκευάζουμε ένα διάγραμμα απόκρισης της γωνίας του ποδιού με τον χρόνο. Η συχνότητα με την οποία παίρνουμε δεδομένα δεν είναι αυτή με την οποία παίρνει ο dsPIC δεδομένα θέσης, αλλά πολύ μικρότερη. Αυτό γίνεται γιατί η επικοινωνία του dsPIC με τον υπολογιστή είναι σχετικά αργή και θα επηρέαζε σε μεγάλο βαθμό την απόκριση του συστήματος. Μάλιστα δοκιμάστηκε και γρηγορότερη δειγματοληψία από αυτήν που επιλέχθηκε, αλλά αυτό οδήγησε σε ταλάντωση του ποδιού γύρω από το σημείο 0. Ο χρόνος απόκρισης του συστήματος λήφθηκε με τον παλμογράφο, μετρώντας τον συνολικό χρόνο από την αρχική θέση στο σημείο ισορροπίας, ο οποίος ήταν ~200ms. Επειδή τα δεδομένα στέλνονται με σταθερή συχνότητα, διαιρέσαμε τον συνολικό χρόνο με το πλήθος των μετρήσεων. Πρέπει να σημειώσουμε ότι στην συνέχεια μετρήθηκε ο χρόνος απόκρισης χωρίς την αποστολή δεδομένων στον υπολογιστή, έχοντας σαν αποτέλεσμα την βελτίωσή του στα 170ms. Επίσης είναι σημαντικό ότι το τροφοδοτικό που χρησιμοποιήθηκε έχει μέγιστο ρεύμα μικρότερο από αυτό που μπορεί να δεχθεί ο κινητήρας για μικρό χρονικό διάστημα. Με ισχυρότερο τροφοδοτικό θα μπορούσε να είναι ταχύτερη η απόκριση. Το αποτέλεσμα από τις μετρήσεις φαίνεται στα διαγράμματα που ακολουθούν (Σχ. 6-4 και Σχ. 6-5).

Πρέπει να πούμε σε αυτό το σημείο ότι εξετάστηκε και ο έλεγχος θέσης με απευθείας έλεγχο της τάσης, ο οποίος όμως αποδείχθηκε αρκετά πιο αργός (~400ms) και κατά συνέπεια δεν πάρθηκαν μετρήσεις, αφού σωστότερος ούτως ή άλλως είναι η έξοδος του PD ελεγκτή να είναι το ρεύμα που διαρρέει τον κινητήρα και όχι η τάση που εφαρμόζεται στα άκρα του.

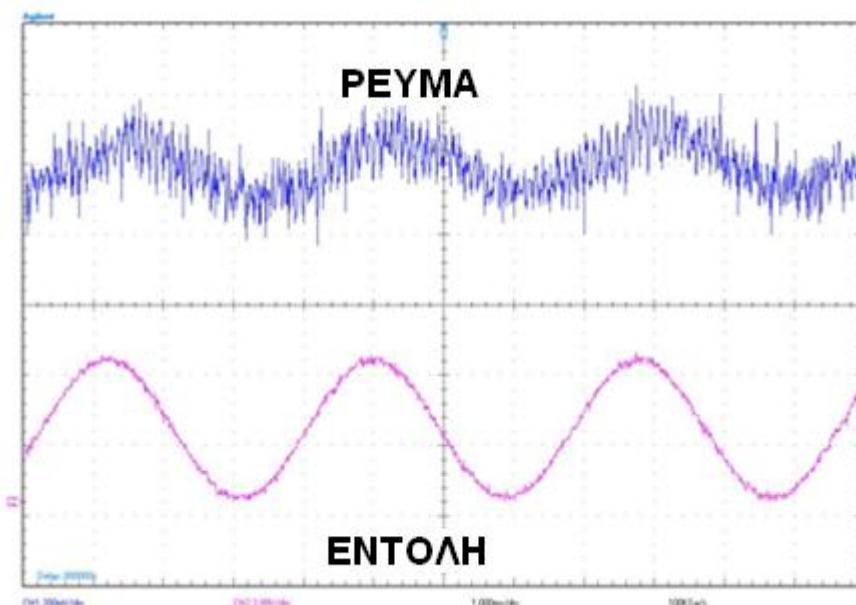


6.3 Σύγκριση με την οδήγηση της Maxon Motors

Ακολουθεί η σύγκριση της οδήγησης της Maxon με την πρώτη έκδοση της οδήγησης που παρουσιάστηκε στην εργασία αυτή επειδή έχουν αντίστοιχες λειτουργίες, δηλαδή η οδήγηση της Maxon δεν περιλαμβάνει έλεγχο θέσης. Η διάταξη ελέγχου περιλαμβάνει μια γεννήτρια συχνοτήτων με ημιτονοειδή έξοδο, η οποία ψηφιοποιείται από έναν dsPIC και μετατρέπεται είτε σε ψηφιακό σήμα εξόδου προς την οδήγησή μας, είτε σε σήμα PWM προς τον ενισχυτή της Maxon. Τα αποτελέσματα απεικονίστηκαν στον παλμογράφο, όπου γίνεται σύγκριση της εντολής και του αποτελέσματος:



Σχήμα 6-6 Απόκριση της διάταξής μας αναφορικά με μια ημιτονοειδή είσοδο.



Σχήμα 6-7 Απόκριση του ενισχυτή της Maxon αναφορικά με μια ημιτονοειδή είσοδο.

Παρατηρούμε ότι για 330Hz που ήταν η συχνότητα του ημιτόνου, η οδήγησή μας ανταποκρίνεται εξίσου καλά με αυτήν της Maxon. Ακολουθεί ένας συγκριτικός πίνακας με τα χαρακτηριστικά των δυο λύσεων:

	Maxon's drive	Hall effect drive
I cont	5 A	15 A
I max	10 A	15 A
Όγκος	432 mm ³	35 mm ³
Βάρος	378 gr	25 gr
Διαστάσεις	18 x 12 x 2 mm	7 x 5 x 1 mm
Input	Analogue (-10 ~ 10 V)	Digital (I ² C)
Κόστος	300 €	50 €

Είναι φανερό ότι η δικιά μας λύση υπερέχει σημαντικά στις προδιαγραφές της. Η λύση της Maxon σαφώς υπερέχει στον τομέα της αξιοπιστίας. Παρόλα αυτά τα προτερήματα δίνουν το πλεονέκτημα στην δικιά μας λύση για την λειτουργία που θέλουμε κυρίως λόγω όγκου και βάρους.



Σχήμα 6-8 Διαφορά στον όγκο μεταξύ των δυο λύσεων

7 Συμπεράσματα και Μελλοντική Εργασία

7.1 Συμπεράσματα

Όπως προκύπτει, είναι εφικτό να υλοποιηθεί οδήγηση σερβοκινητήρα με πολύ μικρότερο όγκο και βάρος σε σχέση με υπάρχουσες καθιερωμένες λύσεις. Τα αποτελέσματα που παρουσιάστηκαν δείχνουν ότι η διάταξη που κατασκευάστηκε έχει εξαιρετικά καλά χαρακτηριστικά, λαμβάνοντας υπ' όψιν την έλλειψη εμπειρίας σε σχέση με οποιαδήποτε κατασκευάστρια εταιρία σε αυτόν τον τομέα. Σαφώς και πριν μεταβούμε πλήρως σε μια λύση όπως αυτή που πραγματεύεται η παρούσα εργασία, θα πρέπει να σιγουρευτούμε ότι είναι απολύτως αξιόπιστη, εφάμιλλη των εμπορικών. Δείξαμε όμως ότι με προσεκτικό σχεδιασμό και ενδεχομένως με κάποιες βελτιώσεις, θα μπορούσε να υλοποιηθεί μια οδήγηση σερβοκινητήρα με αισθητά βελτιωμένα χαρακτηριστικά, κατάλληλη ακόμα και για απλούς DC κινητήρες, στην περίπτωση που χρειάζεται μόνο έλεγχος ρεύματος. Επίσης το κόστος μιας τέτοιας λύσης είναι αρκετά μικρότερο.

7.2 Μελλοντική εργασία

Στο μέλλον θα μπορούσαν να γίνουν βελτιώσεις και αλλαγές στην διάταξη αυτή έτσι ώστε να έχουμε καλύτερα αποτελέσματα στους ακόλουθους τομείς:

- Αύξηση της ισχύος βελτιώνοντας την απαγωγή θερμότητας προς το περιβάλλον. Η θεωρητική τιμή μέγιστου συνεχούς ρεύματος που μπορεί να τροφοδοτήσει την έξοδο η Η-γέφυρα είναι 30Α.
- Υλοποίηση ελέγχου ταχύτητας.
- Εκτεταμένα τεστ για διαπίστωση της αξιοπιστίας της διάταξης.
- Εισαγωγή παραμέτρων μέσω του SPI bus.
- Ανάδραση από μετρούμενες τιμές θέσης, ρεύματος, ταχύτητας καθώς και μηνύματα λάθους.
- Περεταίρω σμίκρυνση των διαστάσεων με καλύτερο σχεδιασμό του κυκλώματος.

Βιβλιογραφία

- [1] Κρικέλης, Ν.Ι., «Εισαγωγή στον Αυτόματο Έλεγχο – Θεωρία και Εφαρμογές», 3^η Έκδοση, Εκδόσεις Συμμετρία, Αθήνα, 2000.
- [2] Schildt Herbert, «Εισαγωγή στον Προγραμματισμό με την C», Τμήμα Πληροφορικής και Τηλεπικοινωνιών, Εθνικό και Καποδιστριακό Πανεπιστήμιο Αθηνών, Αθήνα, 2002.
- [3] Παπαδόπουλος Ε. «Ηλεκτρομηχανικά Συστήματα Μετατροπής Ενέργειας», Σχολή Μηχανολόγων Μηχανικών, Εθνικό Μετσόβιο Πολυτεχνείο, Αθήνα, 2001.
- [4] Παπαδόπουλος Ε. «Εισαγωγή στα Ηλεκτρικά Κυκλώματα», Σχολή Μηχανολόγων Μηχανικών, Εθνικό Μετσόβιο Πολυτεχνείο, Αθήνα, 2002.
- [5] Παπαδόπουλος Ε., Κυριακόπουλος Κ., «Σημειώσεις Ρομποτικής», Σχολή Μηχανολόγων Μηχανικών, Εθνικό Μετσόβιο Πολυτεχνείο, Αθήνα, 2005.
- [6] Microchip (<http://www.microchip.com>).
- [7] Allegro Microsystems (<http://www.allegromicro.com>).
- [8] ST Microsystems (<http://www.st.com>).
- [9] Avago Technologies (<http://www.avagotech.com>).

Παράρτημα Α

Datasheets

Εδώ δίνονται τα τμήματα των datasheet των τμημάτων της διάταξης που έχουν συγκεντρωμένα τα στοιχεία του κάθε τμήματος.



dsPIC30F4011/4012

dsPIC30F4011/4012 Enhanced Flash 16-Bit Digital Signal Controller

Note: This data sheet summarizes features of this group of dsPIC30F devices and is not intended to be a complete reference source. For more information on the CPU, peripherals, register descriptions and general device functionality, refer to the "dsPIC30F Family Reference Manual" (DS70046). For more information on the device instruction set and programming, refer to the "dsPIC30F/33F Programmer's Reference Manual" (DS70157).

High-Performance, Modified RISC CPU:

- Modified Harvard architecture
- C compiler optimized instruction set architecture with flexible addressing modes
- 83 base instructions
- 24-bit wide instructions, 16-bit wide data path
- 48 Kbytes on-chip Flash program space (16K instruction words)
- 2 Kbytes of on-chip data RAM
- 1 Kbyte of nonvolatile data EEPROM
- Up to 30 MIPS operation:
 - DC to 40 MHz external clock input
 - 4 MHz-10 MHz oscillator input with PLL active (4x, 8x, 16x)
- 30 interrupt sources:
 - 3 external interrupt sources
 - 8 user-selectable priority levels for each interrupt source
 - 4 processor trap sources
- 16 x 16-bit working register array

DSP Engine Features:

- Dual data fetch
- Accumulator write-back for DSP operations
- Modulo and Bit-Reversed Addressing modes
- Two, 40-bit wide accumulators with optional saturation logic
- 17-bit x 17-bit single-cycle hardware fractional/integer multiplier
- All DSP instructions are single cycle
- ± 16 -bit, single-cycle shift

Peripheral Features:

- High-current sink/source I/O pins: 25 mA/25 mA
- Timer module with programmable prescaler:
 - Five 16-bit timers/counters; optionally pair 16-bit timers into 32-bit timer modules
- 16-bit Capture input functions
- 16-bit Compare/PWM output functions
- 3-wire SPI modules (supports 4 Frame modes)
- I²C™ module supports Multi-Master/Slave mode and 7-bit/10-bit addressing
- 2 UART modules with FIFO Buffers
- 1 CAN module, 2.0B compliant

Motor Control PWM Module Features:

- 6 PWM output channels:
 - Complementary or Independent Output modes
 - Edge and Center-Aligned modes
- 3 duty cycle generators
- Dedicated time base
- Programmable output polarity
- Dead-time control for Complementary mode
- Manual output control
- Trigger for A/D conversions

Quadrature Encoder Interface Module Features:

- Phase A, Phase B and Index Pulse input
- 16-bit up/down position counter
- Count direction status
- Position Measurement (x2 and x4) mode
- Programmable digital noise filters on inputs
- Alternate 16-Bit Timer/Counter mode
- Interrupt on position counter rollover/underflow

dsPIC30F4011/4012

Analog Features:

- 10-Bit Analog-to-Digital Converter (A/D) with 4 S/H inputs:
 - 1 Msps conversion rate
 - 9 input channels
 - Conversion available during Sleep and Idle
- Programmable Brown-out Reset

Special Digital Signal Controller Features:

- Enhanced Flash program memory:
 - 10,000 erase/write cycle (min.) for industrial temperature range, 100K (typical)
- Data EEPROM memory:
 - 100,000 erase/write cycle (min.) for industrial temperature range, 1M (typical)
- Self-reprogrammable under software control
- Power-on Reset (POR), Power-up Timer (PWRT) and Oscillator Start-up Timer (OST)

Special Digital Signal Controller Features (Cont.):

- Flexible Watchdog Timer (WDT) with on-chip, low-power RC oscillator for reliable operation
- Fail-Safe Clock Monitor operation detects clock failure and switches to on-chip, low-power RC oscillator
- Programmable code protection
- In-Circuit Serial Programming™ (ICSP™)
- Selectable Power Management modes:
 - Sleep, Idle and Alternate Clock modes

CMOS Technology:

- Low-power, high-speed Flash technology
- Wide operating voltage range (2.5V to 5.5V)
- Industrial and Extended temperature ranges
- Low-power consumption

dsPIC30F Motor Control and Power Conversion Family*

Device	Pins	Program Mem. Bytes/Instructions	SRAM Bytes	EEPROM Bytes	Timer 16-bit	Input Cap	Output Comp/Std PWM	Motor Control PWM	10-Bit A/D 1 Msps	Quad Enc	UART	SPI	I ² C™	CAN
dsPIC30F2010	28	12K/4K	512	1024	3	4	2	6 ch	6 ch	Yes	1	1	1	-
dsPIC30F3010	28	24K/8K	1024	1024	5	4	2	6 ch	6 ch	Yes	1	1	1	-
dsPIC30F4012	28	48K/16K	2048	1024	5	4	2	6 ch	6 ch	Yes	1	1	1	1
dsPIC30F3011	40/44	24K/8K	1024	1024	5	4	4	6 ch	9 ch	Yes	2	1	1	-
dsPIC30F4011	40/44	48K/16K	2048	1024	5	4	4	6 ch	9 ch	Yes	2	1	1	1
dsPIC30F5015	64	66K/22K	2048	1024	5	4	4	8 ch	16 ch	Yes	1	2	1	1
dsPIC30F6010	80	144K/48K	8192	4096	5	8	8	8 ch	16 ch	Yes	2	2	1	2

* This table provides a summary of the dsPIC30F6010 peripheral features. Other available devices in the dsPIC30F Motor Control and Power Conversion Family are shown for feature comparison.



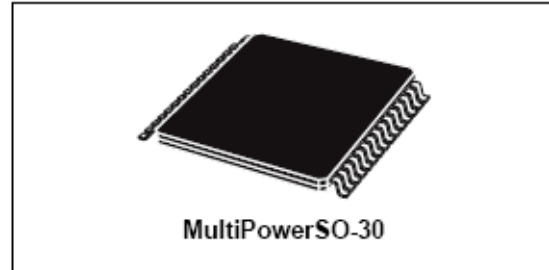
VNH3SP30

FULLY INTEGRATED H-BRIDGE MOTOR DRIVER

TYPE	$R_{DS(on)}$ (*)	I_{OUT}	V_{CCmax}
VNH3SP30	34m Ω	30 A	40 V

(*) Typical per leg at 25°C

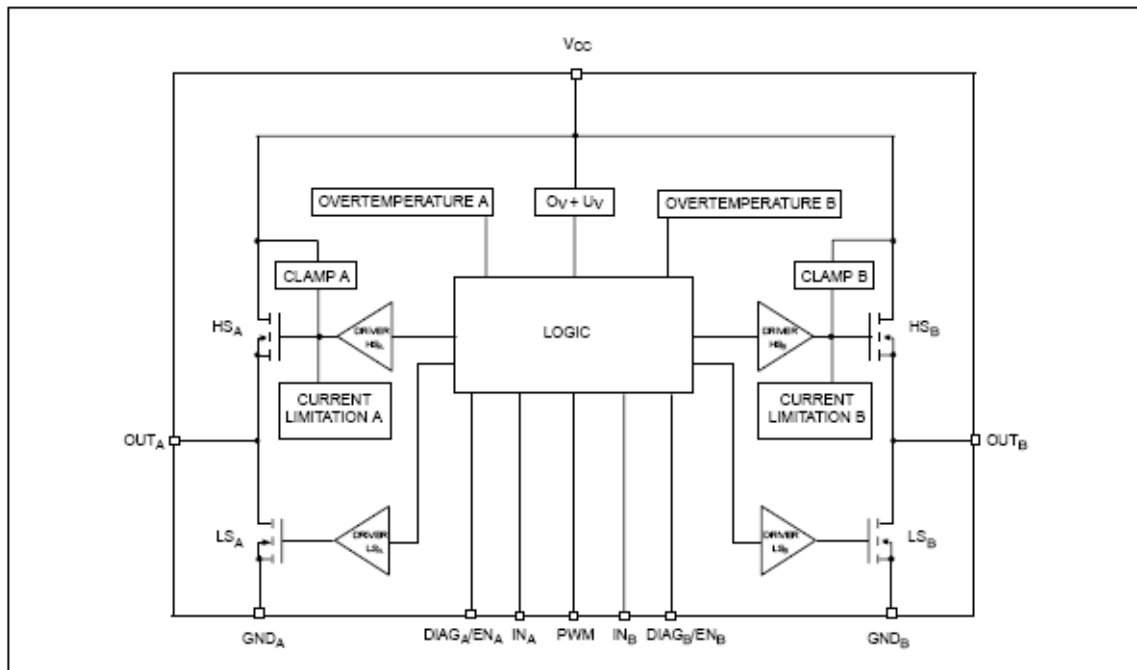
- OUTPUT CURRENT: 30 A
- 5V LOGIC LEVEL COMPATIBLE INPUTS
- UNDERVOLTAGE AND OVERVOLTAGE SHUT-DOWN
- OVERVOLTAGE CLAMP
- THERMAL SHUT DOWN
- CROSS-CONDUCTION PROTECTION
- LINEAR CURRENT LIMITER
- VERY LOW STAND-BY POWER CONSUMPTION
- PWM OPERATION UP TO 10 KHz
- PROTECTION AGAINST:
 - LOSS OF GROUND AND LOSS OF V_{CC}



DESCRIPTION

The VNH3SP30 is a full bridge motor driver intended for a wide range of automotive applications. The device incorporates a dual monolithic HSD and two Low-Side switches. The HSD switch is designed using STMicroelectronics VIPower M0-3 technology that allows to efficiently integrate on the same die a true Power MOSFET with an intelligent signal/protection circuitry. The Low-Side switches are vertical MOSFETs manufactured using STMicroelectronics proprietary EHD ("STripFET™") process.

BLOCK DIAGRAM

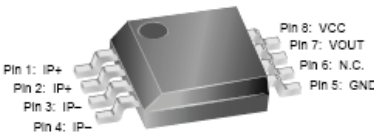


ACS706ELC-05C (Allegro)

ACS706ELC-05C

Bidirectional 1.5 mΩ Hall Effect Based Linear Current Sensor with Voltage Isolation and 15 A Dynamic Range

Package LC




Pin 1: IP+
Pin 2: IP-
Pin 3: IP-
Pin 4: IP-
Pin 5: GND
Pin 6: N.C.
Pin 7: VOUT
Pin 8: VCC

Pins 6 and 7 are internally connected in shipping product. For compatibility with future devices, leave pin 6 floating.

Nominal Operating Temperature, T_A
Range E -40 to 85°C
Overcurrent Transient Tolerance*, I_P 60 A
*100 total pulses, 250 ms duration each, applied at a rate of 1 pulse every 100 seconds.

ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS

Supply Voltage, V_{CC} 16 V
Reverse Supply Voltage, V_{RCC} -16 V
Output Voltage, V_{OUT} 16 V
Reverse Output Voltage, V_{ROUT} -0.1 V
Output Current Source, $I_{OUT(SOURCE)}$ 3 mA
Output Current Sink, $I_{OUT(SINK)}$ 10 mA
Maximum Transient Sensed Current*, $I_{R(max)}$ 100 A
Operating Temperature,
Maximum Junction, $T_{J(max)}$ 165°C
Storage Temperature, T_S -65 to 170°C
Junction Temperature, $T_J < T_{J(max)}$



TUV America
Certificate Number:
U8V 04 12 54214 005

The Allegro ACS706 family of current sensors provides economical and precise solutions for current sensing in industrial, automotive, commercial, and communications systems. The device package allows for easy implementation by the customer. Typical applications include motor control, load detection and management, switched-mode power supplies, and overcurrent fault protection.

The device consists of a precision, low-offset linear Hall sensor circuit with a copper conduction path located near the surface of the die. Applied current flowing through this copper conduction path generates a magnetic field which is sensed by the integrated Hall IC and converted into a proportional voltage. Device accuracy is optimized through the close proximity of the magnetic signal to the Hall transducer. A precise, proportional voltage is provided by the low-offset, chopper-stabilized BiCMOS Hall IC, which is programmed for accuracy at the factory.

The output of the device has a positive slope ($>V_{CC}/2$) when an increasing current flows through the primary copper conduction path (from pins 1 and 2, to pins 3 and 4), which is the path used for current sensing. The internal resistance of this conductive path is typically 1.5 mΩ, providing low power loss. The thickness of the copper conductor allows survival of the device at up to 5× overcurrent conditions. The terminals of the conductive path are electrically isolated from the sensor leads (pins 5 through 8). This allows the ACS706 family of sensors to be used in applications requiring electrical isolation without the use of opto-isolators or other costly isolation techniques.

The ACS706 is provided in a small, surface mount SOIC8 package. The leadframe is plated with 100% matte tin, which is compatible with standard lead (Pb) free printed circuit board assembly processes. Internally, the flip-chip uses high-temperature Pb-based solder balls, currently exempt from RoHS. The device is fully calibrated prior to shipment from the factory.

Features and Benefits

- Small footprint, low-profile SOIC8 package
- 1.5 mΩ internal conductor resistance
- Excellent replacement for sense resistors
- 1600 V_{RMS} minimum isolation voltage between pins 1-4 and 5-8
- 4.5 to 5.5 V, single supply operation
- 50 kHz bandwidth
- 133 mV/A output sensitivity and 15 A dynamic range
- Output voltage proportional to ac and dc currents
- Factory-trimmed for accuracy
- Extremely stable output offset voltage
- Near-zero magnetic hysteresis
- Ratiometric output from supply voltage

Use the following complete part number when ordering:

Part Number	Package
ACS706ELC-05C	SOIC8 surface mount

ACS706ELC05C-DS, Rev. 1



115 Northeast Cuttiff, Box 15036
Worcester, Massachusetts 01615-0036 (508) 853-5000
www.allegromicro.com

ACSL-6xx0 Multi-Channel and Bi-Directional, 15 MBd Digital Logic Gate Optocoupler

Data Sheet



Description

ACSL-6xx0 are truly isolated, multi-channel and bi-directional, high-speed optocouplers. Integration of multiple optocouplers in monolithic form is achieved through patented process technology. These devices provide full duplex and bi-directional isolated data transfer and communication capability in compact surface mount packages. Available in 15 Mbd speed option and wide supply voltage range.

These high channel density make them ideally suited to isolating data conversion devices, parallel buses and peripheral interfaces.

They are available in 8-pin and 16-pin narrow-body SOIC package and are specified over the temperature range of -40°C to +100°C.

Applications

- Full duplex communication
- Isolated line receiver
- Computer-peripheral interfaces
- Microprocessor system interfaces
- Digital isolation for A/D and D/A conversion
- Switching power supply
- Instrument input/output isolation
- Ground loop elimination
- Pulse transformer replacement

Features

- Available in dual, triple and quad channel configurations
- Bi-directional
- Wide supply voltage range 3.0V to 5.5V
- High-speed: 15 MBd typical, 10 MBd minimum
- 10 kV/μs minimum Common Mode Rejection (CMR) at Vcm = 1000V
- LSTTL/TTL compatible
- Safety and regulatory approvals (Pending)
 - 2500Vrms for 1 min per UL1577
 - CSA Component Acceptance
 - IEC/EN/DIN EN 60747-5-2
- 16 Pin narrow-body SOIC package for triple and quad channel
- -40 to 100°C temperature range

CAUTION:

It is advised that normal static precautions be taken in handling and assembly of this component to prevent damage and/or degradation, which may be induced by ESD.

HCPL-7510
Isolated Linear Sensing IC



Data Sheet



Description

The HCPL-7510 isolated linear current sensing IC family is designed for current sensing in low-power electronic motor drives. In a typical implementation, motor current flows through an external resistor and the resulting analog voltage drop is sensed by the HCPL-7510. An output voltage is created on the other side of the HCPL-7510 optical isolation barrier. This single-ended output voltage is proportional to the motor current. Since common-mode voltage swings of several hundred volts in tens of nanoseconds are common in modern switching inverter motor drives, the HCPL-7510 was designed to ignore very high common-mode transient slew rates (of at least 10 kV/μs).

The high CMR capability of the HCPL-7510 isolation amplifier provides the precision and stability needed to accurately monitor motor current in high noise motor control environments, providing for smoother control (less “torque ripple”) in various types of motor control applications.

The product can also be used for general analog signal isolation applications. For general applications, we recommend the HCPL-7510 (gain tolerance of ±3%). The HCPL-7510 utilizes sigma-delta (Σ-Δ) analog-to-digital converter technology to delivery offset and gain accuracy and stability over time and temperature. This performance is delivered in a compact, auto-insert, 8-pin DIP package that meets worldwide regulatory safety standards. (A gull-wing surface mount option 300 is also available).

Features

- 15 kV/μs common-mode rejection at $V_{cm} = 1000\text{ V}$
- Compact, auto-insertable 8-pin DIP package
- 60 ppm/°C gain drift vs. temperature
- -0.6 mV input offset voltage
- 8 μV/°C input offset voltage vs. temperature
- 100 kHz bandwidth
- 0.06% nonlinearity, single-ended amplifier output for low power application.
- Worldwide safety approval:
UL 1577 (3750 Vrms/1 min.),
CSA and IEC/EN/DIN EN 60747-5-2
(Option 060 only)
- Advanced sigma-delta (Σ-Δ)
A/D converter technology

Applications

- Low-power inverter current sensing
- Motor phase and rail current sensing
- Switched mode power supply signal isolation
- General purpose low-power current sensing and monitoring
- General purpose analog signal isolation

Functional Diagram

