



UNIVERSITAT POLITÈCNICA DE CATALUNYA
BARCELONATECH
Escola d'Enginyeria de Barcelona Est

TREBALL FI DE GRAU

Grau en Enginyeria Elèctrica

**DISSENY I IMPLEMENTACIÓ DE LA INSTRUMENTALITZACIÓ I
CONTROL D'UN MOTOR BRUSHLESS**



Memòria i Annexos

Autor: Jordi Cañellas Biel
Director: Joaquim Blesa Izquierdo
Co-Director: Alejandro Rolán Blanco
Convocatòria: Gener 2022

Resum

Aquest treball consisteix en el disseny i implementació d'un control de velocitat per un motor de corrent continu sense escobretes (BLDC per les seves sigles en anglès *Brushless Direct Current*). El control en llaç tancat es retroalimenta amb els sensors d'efecte Hall que disposa el mateix motor.

El control del sistema es realitza amb un microcontrolador Arduino programat amb Simulink, un entorn de MATLAB que permet la programació de manera gràfica mitjançant blocs. Per analitzar el sistema, es processen les dades recopilades pels sensors d'efecte Hall i es dissenya un programa que mesura, de la forma més precisa i ràpida possible, la velocitat de gir de l'eix tenint en compte les limitacions d'Arduino i Simulink.

Per tal de fer els assajos necessaris, s'utilitza un banc de proves on hi ha col·locat el motor BLDC. A l'eix del motor principal, es troba acoblat un fre de motor elèctric que permet introduir perturbacions al sistema. Per provar que el control de velocitat en llaç tancat és capaç de suportar perturbacions, es du a terme l'assaig del sistema controlat en llaç obert i en llaç tancat. Els resultats obtinguts en els assajos, mostren un correcte funcionament del control.

Resumen

Este trabajo consiste en el diseño e implementación de un control de velocidad para un motor de corriente continua sin escobillas (BLDC por sus siglas en inglés *Brushless Direct Current*). El control de lazo cerrado se retroalimenta con los sensores de efecto Hall que dispone el propio motor.

El control del sistema se realiza con un microcontrolador Arduino programado con Simulink, un entorno de MATLAB que permite la programación de forma gráfica mediante bloques. Para analizar el sistema, se procesan los datos recopilados por los sensores de efecto Hall y se diseña un programa que mide, de la forma más precisa y rápida posible, la velocidad de giro del eje teniendo en cuenta las limitaciones de Arduino y Simulink.

Para poder hacer los ensayos necesarios, se utiliza un banco de pruebas donde se encuentra colocado el motor BLDC. Al eje del motor principal, se encuentra acoplado un freno de motor eléctrico que permite introducir perturbaciones al sistema. Para probar el control de velocidad en lazo cerrado es capaz de soportar perturbaciones, se lleva a cabo el ensayo del sistema en lazo abierto y lazo cerrado. Los resultados obtenidos en los ensayos, muestran un correcto funcionamiento del control.

Abstract

This thesis consists of the design and implementation of speed control for a brushless direct current (BLDC) motor. The closed-loop control is feedback with the Hall effect sensors provided by the motor itself.

The control of the system is carried out with an Arduino microcontroller programmed with Simulink, a MATLAB environment that allows graphical programming using blocks. To analyze the system, the data collected by the Hall effect sensors is processed and a program is designed that measures, as accurately and quickly as possible, the speed of rotation of the shaft taking into account the limitations of Arduino and Simulink.

To carry out the necessary tests, a test bench is used where the BLDC motor is placed. An electric motor brake is coupled to the main motor shaft, allowing disturbances to be introduced into the system. To test the closed-loop speed control is capable of withstanding disturbances, the open-loop and closed-loop system test is carried out. The results obtained in the tests show a correct operation of the control.



Agraïments

En primer lloc, voldria agrair a Joaquim Blesa i Alejandro Rolán per ajudar-me a tirar endavant el projecte, per tots els consells que m'han donat i les hores que hi han dedicat. Moltes gràcies.

Per últim, agrair a la família per haver-me animat a tornar a estudiar i per haver-me brindat la oportunitat; i a la meva parella, agrair-li el suport que m'ha donat durant el treball i ajudar-me anímicament per seguir endavant. Sense ells no hagués sigut possible.





Glossari

Conceptes:

Algoritme – *Conjunt finit d'instruccions o passos que serveixen per executar una tasca .*

Consigna – *valor de l'entrada de referència d'un sistema controlat.*

Exacte – *Proximitat entre el valor mesurat i el real.*

Freqüència d'alimentació Elèctrica (f_e) – *És la freqüència de la senyal d'alimentació d'un motor elèctric.*

Freqüència de mostreig – *Nombre de mostres per unitat de temps.*

Hardware – *Conjunt de components electrònics que formen una màquina.*

Microcontrolador – *Circuit integrat programable capaç d'executar les ordres grabades a la seva memòria.*

Pertorbació – *Alteració del sistema.*

Precís – *Relacionat amb la dispersió.*

Retroalimentació – *senyal de sortida d'un sistema que s'introdueix de nou per tal de comparar-lo amb un altre anterior.*

RoHS – *Directiva orientada a reduir l'ús d'algunes substàncies perilloses en aparells elèctric i electrònics.*

Sistema – *Conjunt d'elements relacionats entre ells que ofereixen senyals de sortida en funció d'uns senyals d'entrada.*

Software – *Terme general per descriure tots els programes que es poden utilitzar en un sistema informàtic.*

Temps de mostreig (T_s) – *Temps transcorregut entre mostres .*

Acrònims:

BLDC – *Brushless Direct Current*

IGBT – *Insulated-Gate Bipolar Transistor* (Transistor bipolar de porta aïllada)

MOSFET – *Metal Oxide Semiconductor Field Effect Transistor* (transistor d'efecte de camp metall-semiconductor)

PIME – Petita i Mitjana Empresa

PMSM – *Permanent Magnet Synchronous Motor* (Motor síncron d'imants permanent)

PWM – *Pulse Width Modulation* (Modulació en amplada de polsos)

Unitats:

[A] – Ampers (Unitat d'intensitat del corrent elèctric - SI)

[Hz] – Hertz (Unitat de freqüència - SI)

[N·m] – Newton metre (Unitat de parell - SI)

[rpm] – Revolucions per minut (Unitat de freqüència)

[s] – Segons (Unitat de temps - SI)

[V] – Volts (Unitat de diferència de potencial elèctric - SI)

[W] – Wats (Unitat de potència- SI)

Índex

RESUM.....	I
RESUMEN	II
ABSTRACT.....	III
AGRAÏMENTS	V
GLOSSARI	VII
ÍNDEX	IX
1. PREFACI	1
1.1. MOTIVACIÓ	1
1.2. ORIGEN DEL TREBALL.....	1
2. INTRODUCCIÓ.....	2
2.1. OBJECTIUS DEL TREBALL	2
2.2. ABAST DEL TREBALL	2
3. ESTAT DE L'ART.....	3
3.1. MOTOR BLDC	3
3.1.1. Definició.....	3
3.1.2. Configuració.....	3
3.1.3. Sensors d'efecte Hall	4
3.1.3.1. Funcionament.....	4
3.1.3.2. Utilització dels sensors d'efecte Hall a un motor BLDC	6
3.1.4. Inversor.....	8
3.1.4.1. Estructures d'interruptors	8
3.1.4.2. Estratègia de commutació	8
3.2. CONTROL DE SISTEMES.....	10
3.2.1. Modelat de sistemes físics.....	10
3.2.2. Sistemes controlats	11
3.2.2.1. Sistemes en laç obert	11
3.2.2.2. Sistemes en laç tancat.....	12
3.2.3. Control PID.....	12
3.2.3.1. Acció proporcional (P).....	12
3.2.3.2. Acció integral (I)	13
3.2.3.3. Acció derivativa (D)	13
3.3. ARDUINO	14
3.3.1. Inici.....	14

3.3.2.	Plaques	14
3.3.3.	Comunitat Arduino.....	15
3.3.4.	Arduino i Simulink	15
4.	OBJECTE D'ESTUDI.....	16
4.1.	MOTOR BLDC	16
4.1.1.	Principals característiques.....	16
4.1.2.	Sensors d'efecte Hall	17
4.1.3.	Fre motor elèctric.....	18
4.2.	MICROCONTROLADOR: ARDUINO UNO	18
4.2.1.	Limitacions de l'Arduino.....	19
5.	DISSENY DEL PROJECTE	21
5.1.	MUNTATGE	21
5.1.1.	Esquema Electric General	21
5.2.	INVERSOR.....	22
5.3.	FONT D'ALIMENTACIÓ.....	24
5.4.	SIMULINK	25
5.4.1.	Configuració del <i>hardware</i> a Simulink	26
5.4.2.	Connexió física.....	28
5.4.3.	Obtenció dades i resultats	28
5.5.	CÀLCUL DE VELOCITAT.....	28
5.5.1.1.	Càlcul de la freqüència directe:.....	29
5.5.1.2.	Càlcul de frqüència pel període:	30
5.5.1.3.	Solució presentada:.....	31
6.	CONTROL EN LLAÇ OBERT	36
6.1.	DIAGRAMA DE BLOCS	36
6.2.	RESULTATS	36
6.2.1.	Comparació dels diferents comptadors de velocitat.....	36
6.2.2.	Assaig per l'identificació del model.....	37
7.	MODEL DEL EQUIVALENT	38
7.1.	IDENTIFICACIÓ DEL MODEL EQUIVALENT.....	38
7.2.	VALIDACIÓ DEL MODEL EQUIVALENT	39
8.	CONTROL EN LLAÇ TANCAT	42
8.1.	DIAGRAMA DE BLOCS	42
8.2.	CONTROLADOR.....	42
8.2.1.1.	Controlador Proporcional (P)	43
8.2.1.2.	Controlador Proporcional i Integral (PI).....	45
8.3.	RESULTATS	48
8.3.1.	Seguiment de la velocitat.....	48

8.3.2. Incorporació de perturbacions.....	48
8.3.3. Comparació del llaç obert amb el llaç tancat.....	49
9. ANÀLISI DE L'IMPACTE AMBIENTAL.....	52
CONCLUSIONS.....	53
PRESSUPOST.....	54
BIBLIOGRAFIA.....	56
ANNEX A. FITXES TÈCNIQUES DELS EQUIPS UTILITZATS.....	58



Índex de figures

<i>Figura 3.1. Configuració bàsica del conjunt Motor BLDC i inversor (Font: adaptació de [5])</i>	4
<i>Figura 3.2. Sensor d'efecte Hall bàsic (Font: [6])</i>	4
<i>Figura 3.3. Caiguda del camp magnètic segons la distància (Font: [6])</i>	5
<i>Figura 3.4. Sortida de l'operacional en funció de la detecció del camp de l'interruptor. D'esquerra a dreta 1, 2 i 3. (Font: [7])</i>	6
<i>Figura 3.5. Esquema gràfic de la secció d'un motor BLDC amb dos pols. (Font: pròpia)</i>	6
<i>Figura 3.6. Detecció de la polaritat nord a la zona del sensor a, b i c respectivament (Font: pròpia)</i>	7
<i>Figura 3.7. Estructura d'un inversor de pont complet connectat a un motor BLDC (Font: [5])</i>	8
<i>Figura 3.8. Exemples de sistemes no lineals (Font: [12])</i>	10
<i>Figura 3.9. Esquema del model del sistema $G_p(s)$ (Font: adaptació de [12])</i>	11
<i>Figura 3.10. Diagrama de bloc d'un sistema de control en llaç obert (Font: adaptació [12])</i>	11
<i>Figura 3.11. Diagrama de bloc d'un sistema de control en llaç tancat (Font: adaptació [12])</i>	12
<i>Figura 3.12. Blocs d'Arduino més utilitzats a Simulink (Font: MATLAB Simulink)</i>	15
<i>Figura 4.1. Motor utilitzat. Model 80140510 de la marca Crouzet Motors (Font pròpia)</i>	16
<i>Figura 4.2. Senyal llegit de l'efecte Hall del motor. Eix vertical: estat senyal binari; Eix horitzontal: temps (s). (Font pròpia)</i>	17
<i>Figura 4.3 Esquema de la connexió de la resistència Pull-up (Font pròpia)</i>	18
<i>Figura 4.4. Placa Arduino UNO utilitzada (Font pròpia)</i>	19
<i>Figura 5.1. Esquema de connexions (Font pròpia)</i>	21
<i>Figura 5.2. Imatge del muntatge realitzat (Font pròpia)</i>	22
<i>Figura 5.3. Inversor utilitzat del fabricant Walfront (Font pròpia)</i>	23
<i>Figura 5.4. Interfície Simulink en mode Simulació (Font pròpia)</i>	25
<i>Figura 5.5. Diagrama de blocs simulink que permet la connexió a una càmera, un servo i un motor DC mitjançant una Raspberry Pi (Font pròpia)</i>	26

<i>Figura 5.6. Configuració de Paràmetres de simulink – Hardware Implementation (Font pròpia)</i>	27
<i>Figura 5.7. Configuració dels paràmetres de Simulink - Solver (Font pròpia)</i>	27
<i>Figura 5.8. Blocs d'entrades i sortides d'Arduino a Simulink (Font pròpia)</i>	28
<i>Figura 5.9. Diagrama de bloc de l'algoritme mesurador de freqüència directe (Font pròpia)</i>	30
<i>Figura 5.10. Error associat a la velocitat de gir del motor (Font pròpia)</i>	31
<i>Figura 5.11. Diagrama blocs del pas Sensor Hall a velocitat de gir (Font pròpia)</i>	32
<i>Figura 5.12. Diagrama de blocs: Detector Velocitat Zero (Font pròpia)</i>	32
<i>Figura 5.13. Diagrama de blocs: Disparador (Font pròpia)</i>	33
<i>Figura 5.14. Diagrama de blocs: comptador de mostres (Font pròpia)</i>	33
<i>Figura 5.15. Diagrama de blocs: comptador períodes (Font pròpia)</i>	34
<i>Figura 5.16. Diagrama de blocs: Conversor període (Font pròpia)</i>	34
<i>Figura 5.17. Diagrama de blocs: Càlcul freqüència (Font pròpia)</i>	35
<i>Figura 6.2. Gràfica amb els diferents comptadors realitzats (Font pròpia)</i>	37
<i>Figura 6.3. Gràfica de la consigna del sistema i la velocitat del motor (Font pròpia)</i>	37
<i>Figura 7.1. Indicació del punt on la velocitat és 983 rpm (Font pròpia)</i>	38
<i>Figura 7.2. Pantalla principal Toolbox System Identification (Font pròpia)</i>	39
<i>Figura 7.3. Senyals d'entrada i sortida del sistema a modelitzar (Font pròpia)</i>	40
<i>Figura 7.4. Ajust de la toolbox System Identification abans de l'estimació (Font pròpia)</i>	40
<i>Figura 7.5. Simulació de la toolbox System Identification (Font pròpia)</i>	41
<i>Figura 8.1. Diagrama de blocs del sistema en llaç tancat (Font pròpia)</i>	42
<i>Figura 8.2. Esquema del sistema amb controlador amb diagrames de blocs (Font Pròpia)</i>	43
<i>Figura 8.3. Resposta del sistema amb $K_p = 0.4$ (Font Pròpia)</i>	44
<i>Figura 8.4. Resposta del sistema amb $K_p = 0.1$ (Font Pròpia)</i>	45
<i>Figura 8.5. Resposta del sistema amb $K_p = 0.1$ i $K_i = 0.15$ (Font: pròpia)</i>	47

<i>Figura 8.6. Resposta del sistema amb $K_p = 0.1$ i $K_i = 0.1$ (Font: pròpia)</i>	47
<i>Figura 8.7. Gràfiques Velocitat i control en llaç tancat de l'assaig Seguiment de velocitats (Font pròpia)</i>	48
<i>Figura 8.8. Gràfiques Velocitat i control de l'assaig Incorporació de perturbacions (Font pròpia)</i>	49
<i>Figura 8.9. Gràfiques Velocitat i control en llaç obert de l'assaig Incorporació de perturbacions (Font pròpia)</i>	50
<i>Figura 8.10. Gràfiques Velocitat i control en llaç tancat de l'assaig Incorporació de perturbacions (Font pròpia)</i>	50

Índex de Taules

Taula 3-1. Detecció zona rotor segons l'estat dels sensor Hall _____	7
Taula 3-2. Taula de commutació gir horari (Font: adaptació del datasheet del motor BLDC Crouzet Motors 801405) _____	9
Taula 3-3. Taula commutació gir antihorari (Font: adaptació del datasheet del motor BLDC Crouzet Motors 801405) _____	9
Taula 5-1. Taula de la veritat de l'estat de la tensió en el bobinatge quan el motor gira en sentit horari segons la posició dels sensors Hall. (Font: adaptació del datasheet del motor BLDC Crouzet Motors 801405) _	23
Taula 5-2. Taula de la veritat de l'estat de la tensió en el quan el motor gira en sentit antihorari segons la posició dels sensors Hall. (Font: adaptació del datasheet del motor BLDC Crouzet Motors 801405) _____	24
Taula P-1. Pressupost desglossat _____	55



1. Prefaci

1.1. Motivació

Les motivacions personals que m'han portat a escollir el tema del treball sobre controlar un motor Brushless, en són dues que es troben relacionades:

La primera és la intenció de familiaritzar-se amb els microcontroladors per tal de portar a la pràctica els coneixements adquirits sobre control, accionaments, i programació al llarg dels estudis.

La segona és degut l'interès en el món de l'automòbil, especialment en l'àmbit del tren de potència elèctric (en anglès s'utilitza la paraula *powertrain* per descriure aquest conjunt) que es basa en el sistema de càrrega, la bateria juntament amb el gestor de càrrega (BMS per les seves sigles en anglès de *Battery Management System*), l'inversor, el motor elèctric i per últim la transmissió.

1.2. Origen del treball

A l'hora de triar un treball de les característiques comentades en el punt anterior, em vaig posar en contacte amb el que seria el futur director del Treball, Joaquim Blesa, qui va comentar-me un estudi que es volia desenvolupar, el qual suposava fer un control per un motor *brushless* que anticipés possibles fallades a causa del desgast i anomalies que es puguin ocasionar en un accionament com aquest.

El treball surt arran del projecte SMART PHM finançat pel Programa Interreg V – A Espanya-França-Andorra (POCTEFA, 2020) [1]. El projecte SMART té com a objectiu la innovació, productivitat i competitivitat de les PIME a través del desenvolupament de sistemes intel·ligents de vigilància i anàlisi. En concret, en aquest projecte es vol desenvolupar mètodes, algorismes i eines que permetin a les PIME recopilar les dades dels sistemes de producció i posteriorment analitzar-les i processar-les per tal de detectar anomalies i diagnosticar possibles fallades.

El present treball té com a propòsit arrancar amb l'estudi, disseny i implementació d'un banc de proves que permeti incorporar fallades a l'inversor per tal desenvolupar, posteriorment, els algorismes comentats en el paràgraf anterior.

2. Introducció

2.1. Objectius del treball

L'objectiu principal del treball és dissenyar i implementar un sistema de control de velocitat per un motor sense escobretes de corrent continua (BLDC, per les sigles en Anglès Brushless Direct Current) amb un microcontrolador Arduino, programat amb el software Simulink de MATLAB, i utilitzant els sensors Hall del mateix motor per fer la retroalimentació del control. El control ha de ser capaç de seguir i mantenir la velocitat demanada malgrat possibles pertorbacions com, per exemple, un canvi de càrrega.

Derivats de l'objectiu principal es plantegen els següents objectius:

- Estudiar viabilitat del nivell de control amb el microcontrolador Arduino.
- Fer la identificació del model equivalent de la planta del Motor BLDC que permeti fer un ajust precís del control.
- Fer el disseny d'un algoritme en el microcontrolador que permeti mesurar la velocitat del motor a partir dels sensors d'efecte Hall.

2.2. Abast del treball

Com s'ha comentat en el punt 1.2, aquest treball surt arran del projecte SMART PHM i té l'objecte d'arrancar amb l'estudi d'un nou inversor pel banc de proves actual. Per tal d'aconseguir l'objectiu, en aquest treball s'incorpora el disseny i implementació d'un sistema de control de velocitat pel motor BLDC controlat per una placa Arduino.

3. Estat de l'art

3.1. Motor BLDC

3.1.1. Definició

El motor sense escobretes de corrent continu, o motor BLDC (per les sigles en Anglès *Brushless Direct Current*), està constituït per un rotor amb imants permanents i un estator amb un bobinatge trifàsic connectat en estrella. Físicament, té una aparença similar a una màquina síncrona d'imants permanent (PMSM, per les seves sigles en anglès *Permanent Magnet Synchronous Machine*), però la principal diferència es deu que la força electromotriu induïda de la PMSM és sinusoidal [2] mentre que la del motor BLDC és trapezoidal [3]. D'aquesta manera, per produir un parell constant l'alimentació d'un motor *brushless* ha de ser amb una ona de forma quadrada. Les característiques externes del motor BLDC són similars a les de les màquines de corrent continu (CC) [4] amb la principal diferència que la commutació no es fa físicament (mitjançant escobretes), sinó que es fa electrònicament. Per aquest motiu rep el nom de motor de continu sense escobretes.

La incorporació d'imants permanents en el rotor, fa que els motors BLDC no hagin d'induir corrents en l'estator per magnetitzar el rotor tal com faria una màquina d'inducció, i tampoc necessita un circuit d'excitació de corrent continu basat en escobretes per fer la commutació com si faria la màquina CC [5]. L'estructura del motor BLDC és més senzilla i obté una eficiència més gran comparat amb les màquines síncrones i asíncrones convencionals. Per altra banda, els imants permanents fan que la densitat de potència també sigui més elevada, fet que permet fer motors d'igual potència però de dimensions reduïdes. Els motors BLDC, doncs, es poden utilitzar en molts camps, com per exemple, electrònica de l'automació, robòtica, aeronàutica, màquines industrials, electrodomèstics, etc.

3.1.2. Configuració

La configuració bàsica del conjunt del motor BLDC es pot observar a la figura 3.1 (adaptada de [5]). L'algoritme de control de l'inversor rep les dades d'un o més sensors (generalment sensors d'efecte Hall) que descobreixen la posició exacta del rotor. D'acord amb els senyals dels sensors i els valors de comandament desitjats (velocitat, parell, voltatge, etc.) es determina un patró d'estats dels semiconductors de l'inversor. D'aquesta manera es passa d'una tensió de corrent continu en la tensió de corrent altern trifàsic que s'aplica als bobinats de l'estator, on la freqüència del senyal (correspondrà a la freqüència elèctrica que es descriu al llarg d'aquest treball com a f_e) correspon de forma proporcional a la velocitat (n) tal com es pot veure a l'equació 3.1.

$$n = \frac{60 \cdot f_e}{p} \quad (\text{Eq. 3.1})$$

On n és la velocitat de gir de l'eix del motor en rpm o (min^{-1}), f_e és la freqüència de la tensió d'alimentació del motor en Hz i p és el nombre de parells de pols de la màquina.

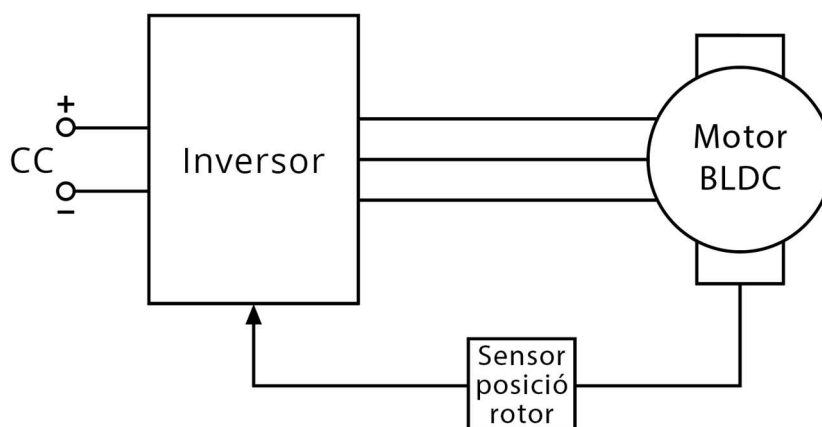


Figura 3.1. Configuració bàsica del conjunt Motor BLDC i inversor (Font: adaptació de [5])

Malgrat que no necessàriament ha de ser així, actualment es tendeix a integrar l'inversor a la carcassa del motor per tal d'obtenir un servomotor de mides reduïdes.

3.1.3. Sensors d'efecte Hall

3.1.3.1. Funcionament

Els sensors d'efecte Hall monitoritzen el camp magnètic proper per tal de detectar el moviment d'objectes en un sistema [6].

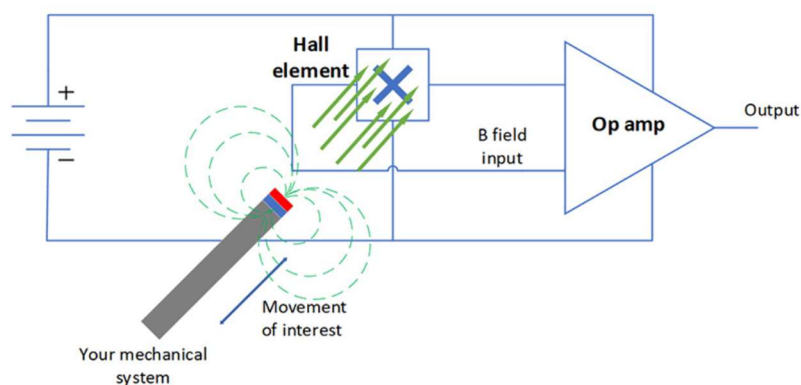


Figura 3.2. Sensor d'efecte Hall bàsic (Font: [6])

Tal com es mostra a la figura 3.2, els sensors d'efecte Hall interactuen amb els camps magnètics propers mitjançant elements Hall que ho transformen en tensió elèctrica i aquesta és processada per amplificadors operacionals.

Cada sensor Hall té una interacció i es veu afectat segons la intensitat del camp magnètic i la distància a la que es trobi. Queda reflectit a la figura 3.3.

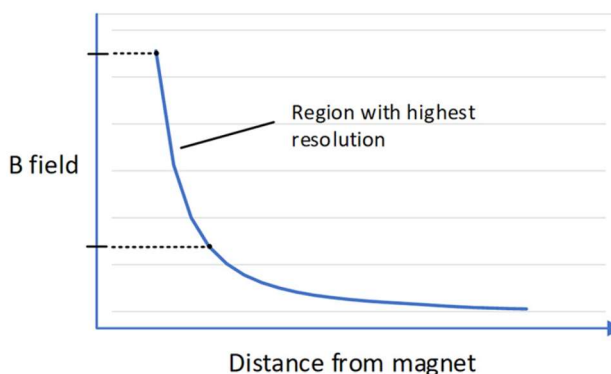


Figura 3.3. Caiguda del camp magnètic segons la distància (Font: [6])

Per maximitzar la resolució de la mesura, és important que la distància màxima i mínima entre l'element Hall i l'objecte que proporciona el camp magnètic sigui l'adequada i la necessària perquè la lectura sigui la desitjada.

Hi ha diferents tipus de Sensors d'efecte Hall segons el processat per part de l'amplificador operacional:

1. Interruptors d'efecte Hall: Disposen de dos estats: activat (V_{on}) i desactivat (V_{off}). Canvia el seu estat segons la distància que hi ha entre el camp magnètic i el sensor operant sobre els llindars B_{op} i B_{rp} . Quan el camp és proper condueix i, per tant, s'activa. En cas contrari es desactiva.
2. Interruptors bipolars d'efecte Hall (latch): El funcionament és quasi idèntic a l'anterior amb la principal diferència que els llindars es troben en diferents polaritats magnètiques. És a dir, es necessita un camp d'intensitat B de polaritat nord per activar-lo i per canviar d'estat fa falta una intensitat B en polaritat sud.
3. Sensor lineal d'efecte Hall: Aquest sensor varia el voltatge en funció de la detecció del camp i la distància de forma proporcional fins a arribar a un punt de saturació.

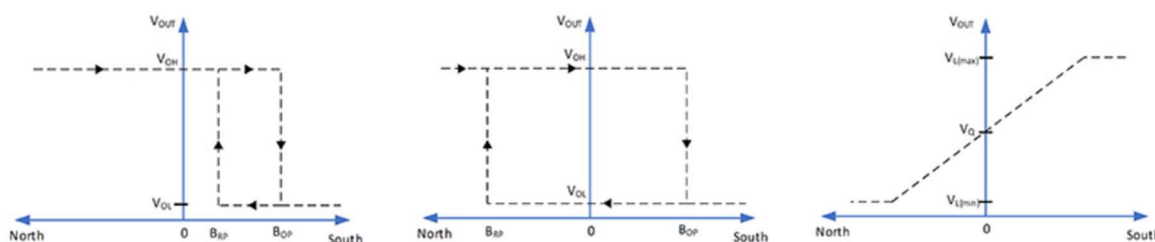


Figura 3.4. Sortida de l'operacional en funció de la detecció del camp de l'interruptor. D'esquerra a dreta 1, 2 i 3.
(Font: [7])

3.1.3.2. Utilització dels sensors d'efecte Hall a un motor BLDC

Els sensors d'efecte Hall que es troben a l'estator del motor són de tipus interruptor, i per això cada sensor pot adoptar dos estats que es tradueixen en: 1 lògic i 0 lògic. La utilització d'un sensor per cada fase del motor trifàsic, fa possible detectar la posició de l'eix del motor [7]. La detecció es fa per seccions, ja que es combina l'estat dels sensors de cada fase per determinar a quina zona es troba i, posteriorment, utilitzar una taula de commutació per a canviar els estats dels semiconductors de l'inversor.

Per posar un exemple gràfic se simplifica el model a un rotor d'un parell de pols mitjançant una secció a l'eix del motor:

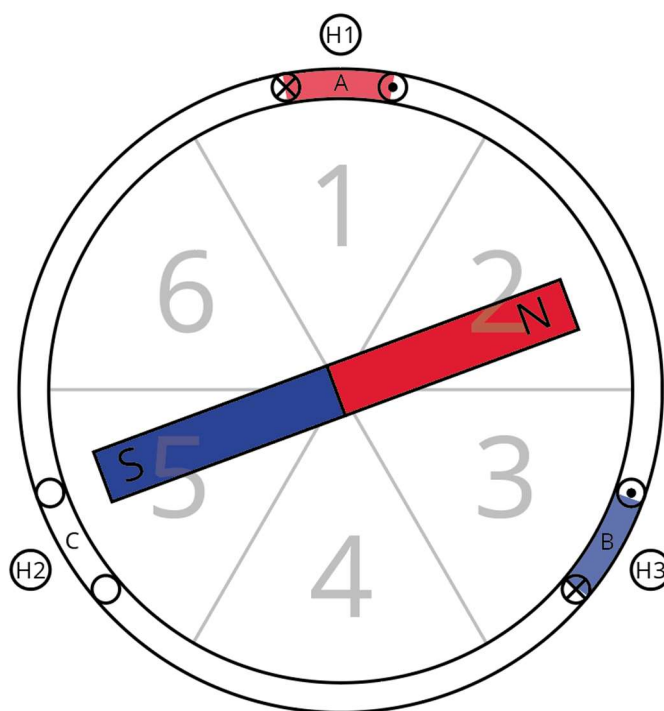


Figura 3.5. Esquema gràfic de la secció d'un motor BLDC amb dos pols.(Font: pròpia)

A figura 3.5 es pot observar el bobinat de les tres fases (A, B i C), els tres sensors d'efecte Hall (H1, H2 i H3), Els pols del rotor (un parell de pols) i finalment les zones de detecció.

Tal com es veu a la figura 3.6, quan la polaritat nord del rotor es trobi dins la zona de cada sensor (H1, H2 o H3), aquell canviarà d'estat a un 1 lògic, en cas d'estar fora la zona l'estat del sensor serà un 0 lògic.

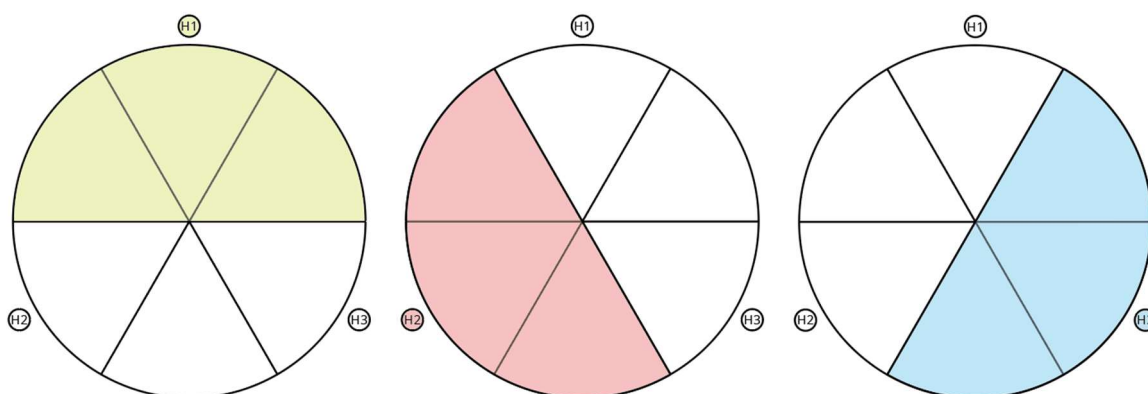


Figura 3.6. Detecció de la polaritat nord a la zona del sensor a, b i c respectivament (Font: pròpia)

D'aquesta manera, fent la combinació dels tres sensors es pot determinar a quina zona es troba el rotor. Seguint la numeració de les zones de la figura 3.5 es pot fer la següent taula de detecció:

Sensor Hall			Zona
H1	H2	H3	
1	0	0	1
1	0	1	2
0	0	1	3
0	1	1	4
0	1	0	5
1	1	0	6

Taula 3-1. Detecció zona rotor segons l'estat dels sensor Hall

La relació entre els graus elèctrics i els mecànics canvia segons els parells de pols que tingui el rotor segons l'equació [7]:

$$\theta_e = p \cdot \theta_m \tag{Eq. 3.2}$$

D'aquesta manera, quan un motor amb p parells de pols completa una rotació mecànica, haurà fet p voltes mecàniques. Això explica l'aportació dels parells de pols a l'equació 3.1 que s'ha vist a l'inici.

3.1.4. Inversor

L'inversor té la funció de convertir l'entrada de tensió de corrent continu a corrent altern. En el cas dels motors BLDC, l'inversor es controla generalment per semiconductors MOSFET o IGBT [8] segons l'aplicació i la necessitat de velocitat, potència, rendiment, etc.

3.1.4.1. Estructures d'interruptors

Hi ha 4 tipus d'estructures d'interruptors disponibles [5]: mig pont (*Half-bridge mode*), pont complet (*full-bridge mode*), *C-dump mode* i el pont en H (*H-bridge mode*). El més utilitzat pel control de motors BLDC és el de pont complet (*full-bridge mode*), on l'esquema de l'estructura es pot veure a la figura 3.7 (adaptat de [5]). Aquest consisteix en un inversor trifàsic compost per 6 IGBT, un superior i un inferior per cada branca, que controlen les fases de les bobines de l'estator connectades en forma d'estrella.

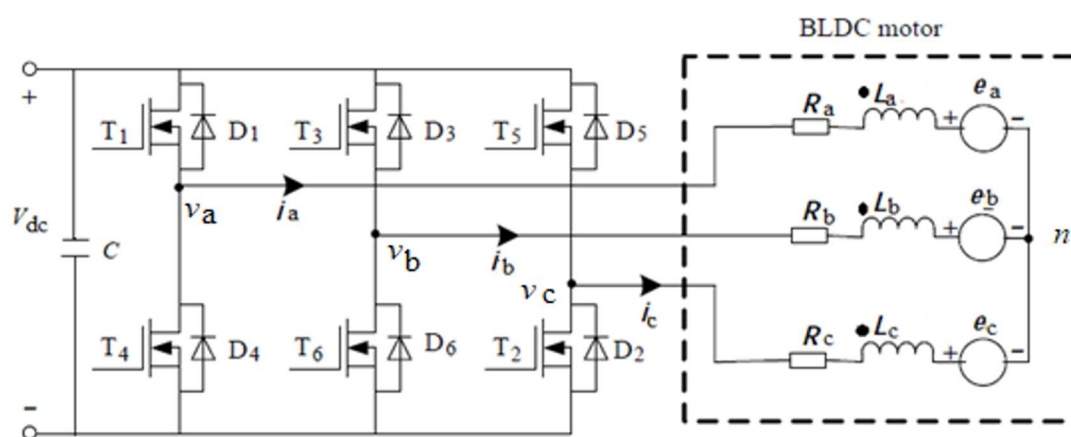


Figura 3.7. Estructura d'un inversor de pont complet connectat a un motor BLDC (Font: [5])

Els interruptors IGBT (o MOSFET) es controlen per tal d'alimentar les diferents fases del motor, evitant sempre que els interruptors d'una mateixa branca (per exemple D1 i D4 de la figura 3.7) mai es tanquin al mateix moment. De ser així es crearia un curtcircuit.

3.1.4.2. Estrategia de commutació

Per controlar els interruptors del pont de l'inversor, utilitzant sensors Halls per la detecció de la posició, s'utilitza una taula de commutació. Identificant la posició en graus elèctrics del rotor i, segons la direcció que es desitgi girar, s'obren i es tanquen els interruptors per induir els corrents a les bobines de l'estator que creen el camp magnètic necessari perquè el rotor giri.

Per seguir amb l'exemple de la figura 3.5, els estats dels sensors Hall són $H1 = 1$, $H2 = 0$ i $H3 = 1$, on gràficament a la figura 3.4 i a la taula 3-1 es pot deduir que el rotor es troba orientat a la zona 2. Per tal

de moure el motor en sentit horari, s'ha d'alimentar la bobina de la fase A perquè faci un camp magnètic N i la bobina de la fase B perquè faci el camp magnètic S. Seguint l'esquema de la figura 3.7, s'ha de tancar els interruptors D1 i D6 per alimentar les fases de manera que produeixin els camps desitjats.

Extrapolant aquest exemple, les taules de commutació que tindria el motor de la figura 3.5 serien, segons la direcció de rotació, les següents:

Gir Horari											
Sensor Hall			Estat de la Fase			Estat Interruptors					
Ha	Hb	Hc	A	B	C	D1	D4	D3	D6	D5	D2
1	0	0	0V	+V	-	1	0	0	1	0	0
1	1	0	0V	-	+V	0	0	0	1	1	0
0	1	0	-	0V	+V	0	1	0	0	1	0
0	1	1	+V	0V	-	0	1	1	0	0	0
0	0	1	+V	-	0V	0	0	1	0	0	1
1	0	1	-	+V	0V	1	0	0	0	0	1

Taula 3-2. Taula de commutació gir horari (Font: adaptació del datasheet del motor BLDC Crouzet Motors 801405)

Gir Antihorari											
Sensor Hall			Estat de la Fase			Estat Interruptors					
Ha	Hb	Hc	A	B	C	D1	D4	D3	D6	D5	D2
1	0	0	+V	0V	-	0	1	1	0	0	0
1	0	1	-	0V	+V	0	1	0	0	1	0
0	0	1	0V	-	+V	0	0	0	1	1	0
0	1	1	0V	+V	-	1	0	0	1	0	0
0	1	0	-	+V	0V	1	0	0	0	0	1
1	1	0	+V	-	0V	0	0	1	0	0	1

Taula 3-3. Taula commutació gir antihorari (Font: adaptació del datasheet del motor BLDC Crouzet Motors 801405)

3.2. Control de Sistemes

Des del punt de vista de la teoria de control, un sistema està format per un conjunt d'elements relacionats entre ells que ofereixen senyals de sortida en funció d'uns senyals d'entrada [12]. Tot i que un sistema pot estar format per elements físics o abstractes, en aquest cas, es parlarà sobre els sistemes físics (per exemple, un motor BLDC, un torn, el nivell d'una cisterna, un circuit elèctric, etc.). Tots ells es poden modelar amb una o més equacions diferencial que permetin caracteritzar el seu comportament. Al conjunt d'equacions que defineix un sistema físic s'anomena planta.

Els sistemes poden ser lineals o no lineals segons si les equacions que defineixen el sistema tenen la propietat de superposició. Malgrat que gran part dels sistemes són no lineals, la majoria poden linealitzar-se a trams per tal de fer-los lineals en un entorn específic.

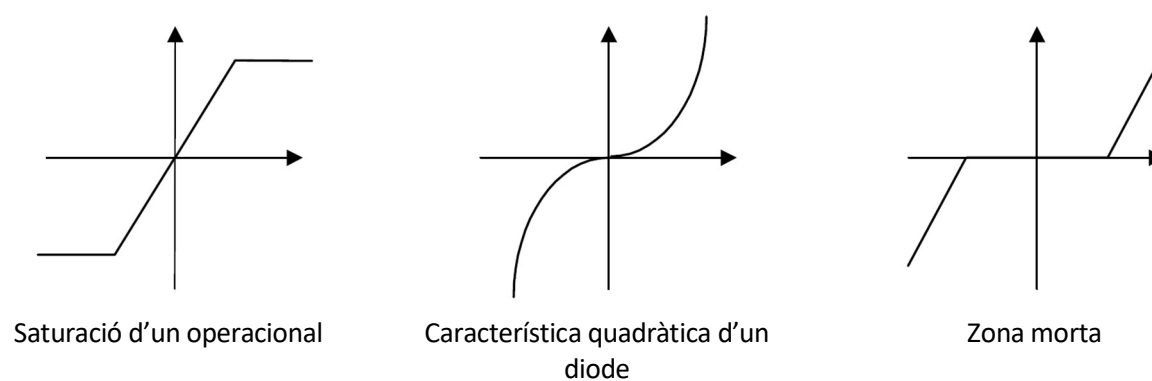


Figura 3.8. Exemples de sistemes no lineals (Font: [12])

Els sistemes també es poden classificar segons si són variants o invariants en el temps.

3.2.1. Modelat de sistemes físics

En general, qualsevol sistema lineal i invariant en el temps (SLIT) es pot expressar mitjançant una equació diferencial de la forma:

$$a_0 y^n + a_1 y^{n-1} + \dots + a_n y = b_0 x^m + b_1 x^{m-1} + \dots + b_m x$$

(Eq. 3.3)

on: $y^n = \frac{d^n y}{dt^n}$; $n \geq m$

L'equació que relaciona el senyal de sortida $y(t)$ amb el senyal d'entrada $x(t)$ es denomina *equació característica del sistema*.

Resoldre l'equació per conèixer la resposta a una entrada pot ser molt complex. Per això s'introdueix el concepte de *funció de transferència*.

Per trobar la funció de transferència d'un sistema SLIT s'utilitza la transformada de Laplace amb condicions nul·les a l'equació característica del sistema (Eq. 3.3):

$$\frac{Y(s)}{X(s)} = G(s) = \frac{b_0 s^m + b_1 s^{m-1} + \dots + b_m}{a_0 s^n + a_1 s^{n-1} + \dots + a_n} ; (n \geq m) \quad (\text{Eq. 3.4})$$

On n és l'ordre del sistema.

El model del sistema es pot representar en el següent diagrama:



Figura 3.9. Esquema del model del sistema $G_p(s)$ (Font: adaptació de [12])

3.2.2. Sistemes controlats

3.2.2.1. Sistemes en llaç obert

Aquest tipus de sistemes, no presenta retroalimentació i, per tant, la sortida del sistema no té cap efecte sobre l'entrada.

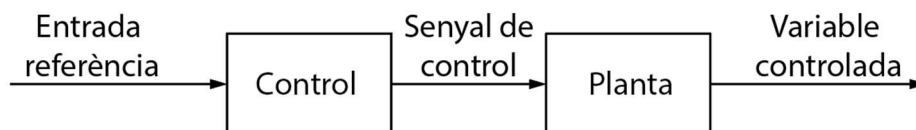


Figura 3.10. Diagrama de bloc d'un sistema de control en llaç obert (Font: adaptació [12])

En un sistema de control en llaç obert, la sortida (o variable controlada) no es compara amb l'entrada de referència, fent que l'entrada correspongui a una sortida prefixada. Una pertorbació externa, que pugui canviar per complet la relació entre entrada i sortida, canviarà la correspondència de l'entrada amb la sortida. Per tant, l'exactitud del sistema dependrà de la calibració prèvia i de les pertorbacions existents.

3.2.2.2. Sistemes en llaç tancat

En aquest tipus de sistemes, sí que hi ha retroalimentació, de manera que la sortida té efecte sobre l'entrada.

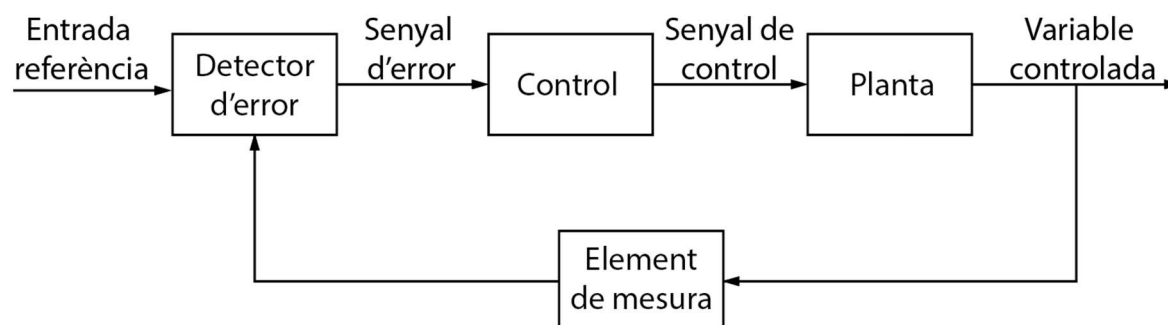


Figura 3.11. Diagrama de bloc d'un sistema de control en llaç tancat (Font: adaptació [12])

En els sistemes controlats en llaç tancat, la variable controlada es compara amb l'entrada de referència (senyal d'error) per dirigir-se cap al control. L'objectiu és que a mesura que la variable controlada s'acosti al valor del senyal entrada de referència, el senyal d'error disminueixi. D'aquesta manera el senyal del control serà proporcional a la diferència entre l'entrada i el senyal de mesura i així es corregeix l'error que pugui existir.

El principal avantatge respecte al llaç obert és l'ús de la retroalimentació, que mantenint el senyal d'entrada referència, permet modificar el senyal de control per mantenir la variable controlada desitjada.

3.2.3. Control PID

El control és l'element que processa el senyal d'error $E(s)$ i genera un senyal de control $M(s)$ per tal de disminuir el mateix senyal d'error amb l'objectiu de que la variable de sortida sigui la desitjada amb la màxima precisió possible. A aquest procediment se li diu acció de control.

Generalment, els controls poden tenir tres accions diferents. A continuació es defineix i s'expliquen les principals característiques de cada una d'elles extretes de les conclusions de [12]:

3.2.3.1. Acció proporcional (P)

Genera a la sortida, un senyal de control proporcional al senyal d'error.

$$M(s) = K_p E(s) \quad (\text{Eq. 3.5})$$

Com més gran és el guany K_p , més gran és el senyal de control per un mateix valor del senyal d'error o, d'altra manera, per un mateix senyal de control més petit és el senyal d'error. Això implica, en règim permanent, que com més gran sigui el guany, menys error hi haurà entre el valor del senyal de sortida amb el d'entrada, tot i que mai serà nul.

Per altra banda, augmentar el guany implica reduir el temps de resposta, però també pot fer aparèixer sobre impuls en el transitori. En la majoria de sistemes, els que posseeixen una diferència el grau del denominador i del numerador de la funció de transferència, l'augment en excés del guany K_p comporta un empitjorament de la resposta fent que augmenti el sobreimpuls i, com a conseqüència, el temps d'establiment. Seguint amb la línia, es pot arribar a portar el sistema a la inestabilitat.

3.2.3.2. Acció integral (I)

Genera a la sortida, un senyal de control proporcional a la integral del senyal d'error.

$$M(s) = \frac{K_i}{s} E(s) \quad , (C.I. = 0) \quad \text{(Eq. 3.6)}$$

L'acció integral proporciona un "històric" del senyal d'error, que permet donar un senyal diferent de zero malgrat que l'error ho sigui. És a dir, que el senyal d'error sigui zero, no implica que el senyal de control també ho sigui.

$$e(t) = 0 \text{ no implica } m(t) = 0, \text{ de fet } m(t) = cte \text{ implica } e(t) = 0 \quad \text{(Eq. 3.7)}$$

La incorporació de l'acció integral, generalment, permet que l'error en règim permanent sigui nul, però empitjora l'estabilitat del sistema augmentant el sobreimpuls a la resposta transitòria. És per això que l'ús més freqüent és la combinació de l'acció proporcional i integral, ja que l'acció integral redueix l'error en règim permanent i el control proporcional estabilitza el sistema en els transitoris.

3.2.3.3. Acció derivativa (D)

Genera a la sortida, un senyal de control proporcional a la derivada del senyal d'error.

$$M(s) = K_d \cdot s \cdot E(s) \quad \text{(Eq. 3.8)}$$

Així com l'acció integral proporciona un "històric" del senyal d'error, l'acció derivativa s'anticipa al creixement i decreixement del senyal d'error produint una correcció abans que al senyal d'error sigui excessiva. De fet:

$$e(t) = cte \text{ implica } m(t) = 0 \quad \text{(Eq. 3.9)}$$

L'ús de l'acció derivativa ha de combinar-se amb altres, ja que un control purament derivatiu no podria arribar mai a l'estabilitat, però té una influència estabilitzadora quan s'utilitza amb altres.

3.3. Arduino

Arduino és una plataforma de codi lliure basada en un *hardware* i *software* fàcils d'utilitzar. El *hardware* basat en una placa, incorpora un microcontrolador programable amb un conjunt de pins que permet la connexió amb diferents sensors i actuadors d'una manera senzilla.

3.3.1. Inici

Arduino neix l'any 2005 a l'Institut de Disseny Interactiu d'Ivrea (Itàlia) arran de la necessitat de facilitar a estudiants eines per crear prototips electrònics sense necessitar una gran experiència a la branca de l'electrònica i la programació i a un baix cost [9].

La idea principal era fabricar una placa electrònica (PCB, per les seves sigles en anglès de *Printed Circuit Board*) per donar-li un ús intern a l'Institut, però quan el mateix any l'Institut tanca les portes, l'equip d'*Arduino* decideix alliberar tant el *hardware* com el *software* perquè tothom pugui fer-ne ús lliurement. D'aquesta manera, es crea una comunitat en la qual els mateixos usuaris són participants i ajuden a millorar la plataforma.

3.3.2. Plaques

Existeixen diferents models oficials de plaques amb característiques diferents per diferents propòsits. La més comuna és Arduino *UNO*, la més recomanable per iniciar-se tenint en compte que és molt robusta. N'hi ha d'altres més petites com l'Arduino *MICRO* per poder-les integrar millor en prototips. També es troben plaques per utilitzar en projectes que requereixen funcionalitats avançades com per exemple l'Arduino *MKR Zero*, capaç de reproduir arxius de música sense necessitat d'un *hardware* extra o l'Arduino Motor Shield Rev 3 per controlar motor DC de baixa potència mitjançant un pont complet monofàsic. A més a més, hi ha plaques que tenen la possibilitat de realitzar la comunicació per internet com la *Ethernet Shield Rev 2*, dissenyada per actuar amb altres dispositius a través de la xarxa. També hi ha plaques quasi idèntiques a la *UNO*, però més potents com ara l'Arduino *Zero*, que incorpora un processador *SAMD21 MCU* de 32 bits amb més capacitat de càlcul que el processador *ATmega328P*, que governa la placa Arduino *UNO*, de 8 bits.

Malgrat la gran quantitat de plaques que disposa Arduino, a la web [9] cada una d'elles disposa d'una explicació de la placa, el full de característiques tècniques, cada element que porta i, el més important, l'esquemàtic amb tots els components i el disseny de la PCB per tal que l'usuari pugui crear des de zero la seva pròpia placa o inclús millorar-la i fer extensions d'aquesta.

3.3.3. Comunitat Arduino

El punt clau d'Arduino ha estat la comunitat d'usuaris. Aquesta s'ha creat a partir de fòrums, xats, conferències i una biblioteca virtual amb diferents projectes d'usuaris.

La comunitat creada amb la idea que la plataforma sigui de codi lliure, ha fet que usuaris d'arreu del món hagi compartit experiències, projectes, idees, llibreries de programació, etc. D'aquesta manera la plataforma ofereix tota classe de possibilitats complint amb l'objectiu inicial: que els estudiants (o usuaris que es vulguin endinsar en el món de l'electrònica i la programació) puguin portar a terme els seus projectes de forma relativament econòmica i sense necessitar un bagatge important.

3.3.4. Arduino i Simulink

El fet que la plataforma sigui de codi lliure ha permès a programes de càlcul com MATLAB, crear extensions per poder programar els microcontroladors d'Arduino des del mateix programa. En particular, destacar la presència de l'extensió *Simulink Support Packages for Arduino Hardware*, que permet una comunicació interactiva a través de la programació. Aquesta extensió amplia la funcionalitat de Simulink amb blocs per llegir i enviar informació a través dels pins i blocs per configurar sensors i accionadors.

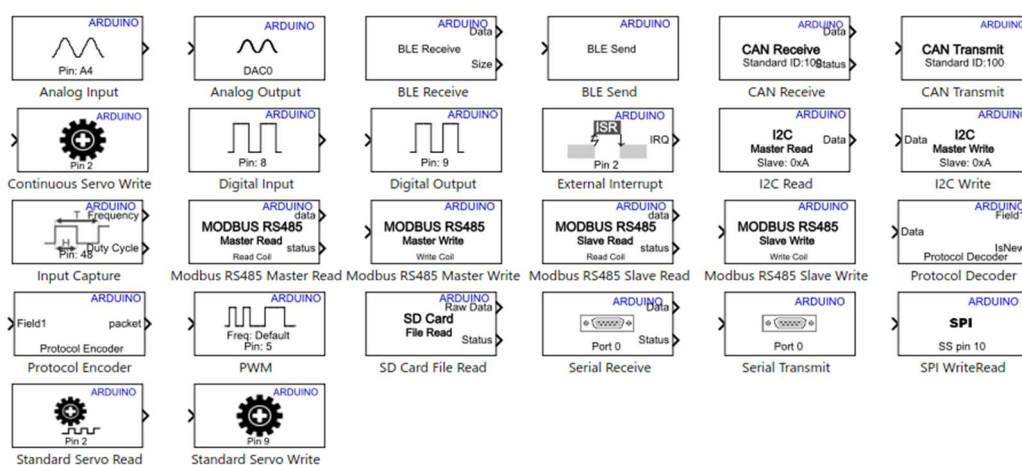


Figura 3.12. Blocs d'Arduino més utilitzats a Simulink (Font: MATLAB Simulink)

Després de dissenyar el diagrama de blocs, hi ha dues maneres principals d'executar l'algorisme segons la necessitat, "Monitor&Tune" i "Run on board". La primera pot executar el programa a la placa Arduino interaccionant de forma directe amb Simulink, és a dir, es poden canviar alguns dels paràmetres així com visualitzar les dades dels sensors en temps real, un gran avantatge a l'hora de provar un codi en un prototip. La segona opció que dona Simulink és descarregar l'algorisme al dispositiu i a que aquest l'executi de forma autònoma.

4. Objecte d'estudi

El principal objectiu del treball és el de controlar un motor BLDC amb un microcontrolador Arduino, per tant, el primer és analitzar els diferents components de l'estudi per tal de veure quines són les necessitats per tal de completar l'objectiu.

També s'identificaran quines són les limitacions que hi ha i com es poden solucionar d'una manera eficaç.

4.1. Motor BLDC

4.1.1. Principals característiques

El motor que es vol controlar és un motor sense escobretes de corrent continu (BLDC, per les sigles en Anglès Brushless Direct Current) de la marca Crouzet Motors.

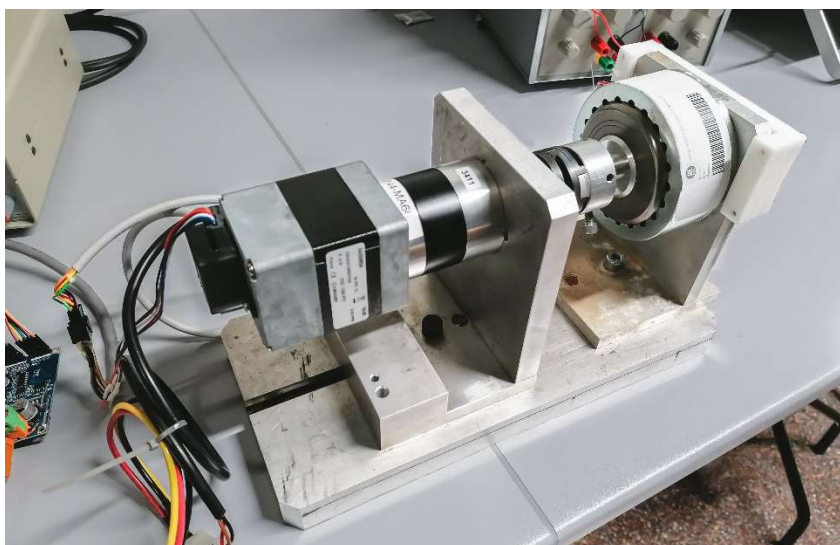


Figura 4.1. Motor utilitzat. Model 80140510 de la marca Crouzet Motors (Font pròpia)

El motor pertany a la sèrie 801405 de motors Brushless amb sensor d'efecte hall amb dos parells de pols i de 24 V nominals. En concret, el model que es disposa té una potència nominal de 66 W a 6.000 rpm. Com ja s'ha comentat, el motor porta incorporat sensors d'efecte Halls, que seran els que s'utilitzaran per mesurar la velocitat de gir, i opcionalment se li pot incloure un encoder.

L'eix del motor està acoblat a un sistema planetari que li permet reduir la velocitat amb una relació 7:1. Després de la caixa reductora es troba el fre de motor elèctric.

El motor es troba fixat a un banc de proves per tal de subjectar el conjunt i procurar que no hi hagi vibracions que puguin fer malmetre el sistema.

4.1.2. Sensors d'efecte Hall

Els sensors d'efecte Hall consten de 5 cables. Dos d'aquests serveixen per alimentar el sensor a 5 V i els altres 3 són els que aporten la informació.

Els sensors Hall situats a l'estator del motor, mesuren els camps magnètics dels pols del rotor, de manera que quan un pol del rotor s'aproxima del sensor, aquest indueix una tensió per tal de compensar el camp magnètic. El tipus de senyal sortint acaba sent de tipus binari on un 1 lògic (5 V) es tradueix en el fet que el pol del rotor està encarat al sensor Hall, mentre que un 0 lògic (0 V) comporta que es troba fora del camp magnètic dels pols. El senyal que s'observa és com el de la figura següent.

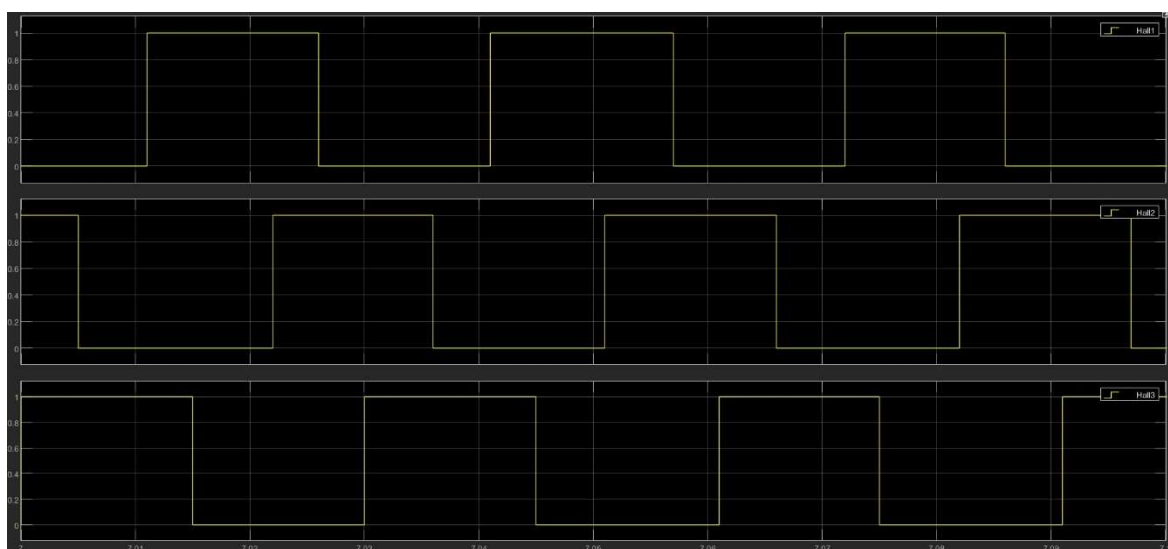


Figura 4.2. Senyal llegit de l'efecte Hall del motor. Eix vertical: estat senyal binari; Eix horitzontal: temps (s).
(Font pròpia)

Per llegir la informació que ens proporcionen els sensors del motor, cal utilitzar una resistència pull-up que, tal com es veu a la figura 4.3, consisteix a connectar les sortides d'informació dels sensors a una tensió de 5 volts de referència mitjançant una resistència de 2,7 k Ω .

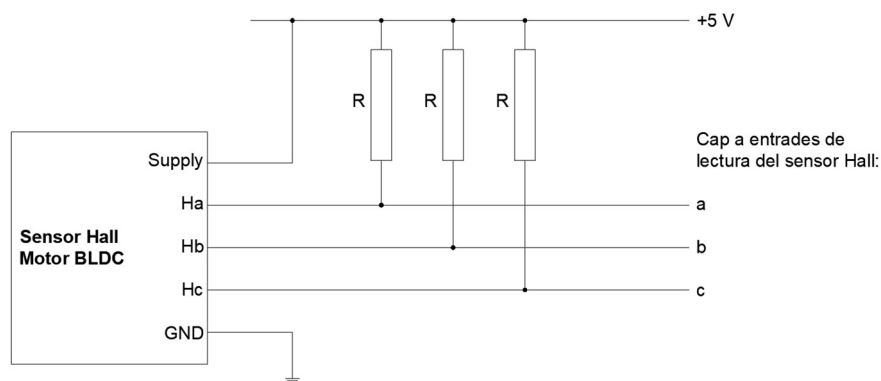


Figura 4.3 Esquema de la connexió de la resistència Pull-up (Font pròpia)

La resistència pull-up en electrònica digital té la funció de definir dos nivells de tensió. Els dos nivells de tensió es deuen als estats lògics: el 0 (0 v) i l'1 (5 v). Aquests seran llegits i processats pel microcontrolador.

4.1.3. Fre motor elèctric

El funcionament del fre motor consisteix a crear un parell mecànic en sentit contrari a la rotació de l'eix del motor principal per posar càrrega. En el cas del fre de motor elèctric, el parell és provocat per la força electromagnètica del motor.

El motor utilitzat per crear el parell és un motor de corrent continu (motor CC). L'elecció d'aquest es deu a la importància, quan s'estudia un motor, de saber quin parell s'aplica en l'eix del motor. Per aquesta raó, treballar amb motors de corrent continu és molt fàcil, ja que mantenint el voltatge nominal, la relació entre la intensitat i el parell que exerceix és gairebé lineal.

El fre motor, col·locat generalment en banc de proves, serveix per simular diferents càrregues que podria rebre un motor i així fer anàlisi del mateix per poder provar, millorar o validar l'accionament en qüestió.

En aquest treball, però, no serà rellevant la quantitat de parell, el més important és provar el control. Tot i això, s'estima necessari en futurs treballs per a estudiar el motor.

4.2. Microcontrolador: Arduino UNO

El microcontrolador que s'ha escollit és Arduino. El motiu principal de l'elecció es deu a la intenció de treballar amb una plataforma de codi lliure basada en un *hardware* i un *software* lliure fàcil d'utilitzar, i que aquesta tingués un cost d'adquisició reduït.

Els microcontroladors (ATMEL) que porten integrats les diferents plaques d'Arduino, es poden programar des de diferents interfícies. La més comuna és *IDE*, la plataforma oficial d'Arduino, però també es pot utilitzar Simulink (etorn de programació visual dins del programari MATLAB), adquirint una extensió creada perquè la comunicació amb les plaques d'Arduino sigui possible. El gran avantatge de programar amb Simulink és l'entorn gràfic, ja que permet dissenyar el codi amb diagrames de bloc, analitzar les dades al moment i guardar-les per a després gràficar-les o utilitzar-les en diferents eines (*toolbox*) de MATLAB.

Per aquest treball, la placa que es fa servir és l'Arduino *UNO*, una de les més comunes. Aquesta en concret disposa de 6 entrades analògiques (de 0 a 5 V escalats a 1024 bits), i 14 entrades/sortides digitals de les quals 6 poden ser sortides modulables en amplada de polsos (PWM, per les seves sigles en anglès *Pulse Width Modulation*). A part, disposa d'uns pins d'alimentació de 5 V i 3,3 V juntament amb 3 pins de terra analògica (GND, pel seu acrònim en àngles *Ground*) que serveixen perquè la placa tingui una referència de 0 V.



Figura 4.4. Placa Arduino UNO utilitzada (Font pròpia)

4.2.1. Limitacions de l'Arduino.

El Principal desavantatge que comporta utilitzar el conjunt Arduino-Simulink és la temps de mostreig, ja que si utilitzem la funció "*Monitor & Tune*" disponible a Simulink, la que ens permet analitzar dades mentre està en funcionament i inclús modificar algun paràmetre, es redueix la freqüència de mostreig fins a 1 kHz.

La limitació de la freqüència de mostreig implica haver de dissenyar un algoritme per mesurar la velocitat del motor que aprofiti al màxim el mostreig disponible per tal que sigui el més ràpid possible i a la vegada continuï sent fiable.

Per altra banda, es desestima la idea de controlar els interruptors MOSFET de l'inversor trifàsic que faria de convertidor de corrent continu (DC) a alterna (CA) per tal de moure el motor per dues raons:

1. La primera és per la limitació del mostreig que s'ha comentat en el paràgraf anterior. Tenint en compte que es necessiten 6 commutacions per completar un període del senyal elèctric del motor, la freqüència de commutació (f_{com}) es pot calcular com:

$$f_{com} = 6 \cdot f_e = 6 \cdot \frac{n \cdot p}{60} \quad (\text{Eq. 4.1})$$

On f_e és la freqüència d'alimentació del motor

n la velocitat de gir del motor

p el parell de pols del motor

Per tant, amb el motor girant a velocitat nominal (6.000 rpm), $f_{com} = 1200$ Hz, i per controlar les commutacions del pont, faria falta una freqüència de mostreig molt més elevada per aconseguir fer la commutació a diferents velocitats. Clarament, sobrepassa el límit de freqüència de mostreig d'1 kHz.

2. La segona, el microcontrolador d'Arduino no disposa de banda morta (*deadband*) a les sortides PWM. El fet de no incorporar-ho, no permet assegurar que els interruptors d'una mateixa branca mai puguin estar tancats en un mateix instant i, per tant, es podria derivar un curtcircuit.

5. Disseny del Projecte

5.1. Muntatge

El muntatge s'ha realitzat al laboratori de Treballs de Final de Grau d'electrònica a la facultat de l'Escola d'Enginyeria de Barcelona Est (EEBE) de la Universitat Politècnica de Catalunya (UPC).

El muntatge està constituït pels següents elements:

- Motor BLDC
- Microcontrolador – Arduino UNO
- Inversor
- Font d'alimentació (24 V)
- Ordinador amb MATLAB – Simulink

5.1.1. Esquema Electric General

L'esquema de connexions elèctriques del conjunt, sense tenir en compte el fre motor és el següent:

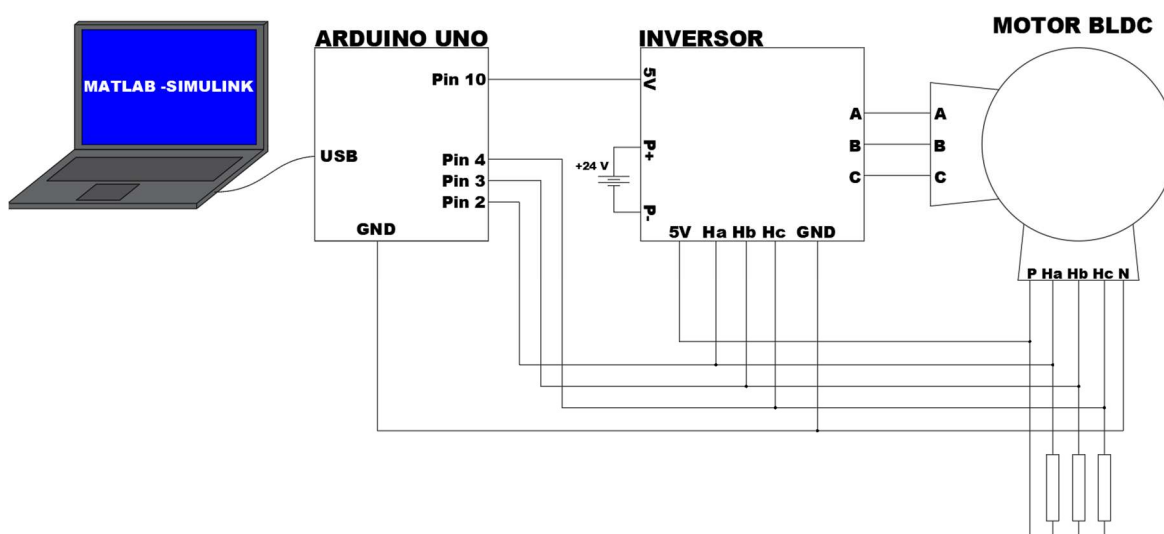


Figura 5.1. Esquema de connexions (Font pròpia)

El fre motor es connecta a una font d'alimentació de 24 V amb regulador de corrent per poder regular-lo de forma independent. No està inclòs en l'esquema perquè simula una càrrega variable i no forma part del sistema.

A la figura 5.2, es pot observar el muntatge que s'ha realitzat durant els assajos.

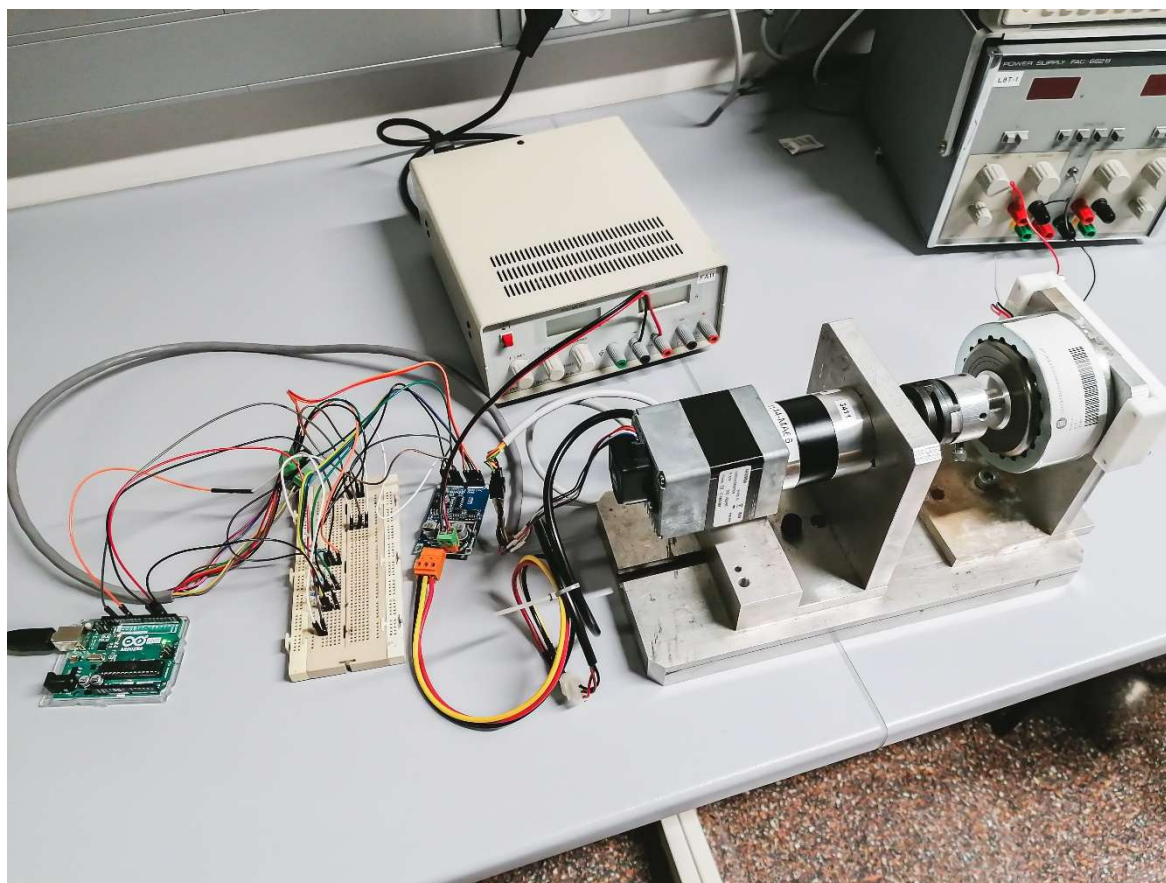


Figura 5.2. Imatge del muntatge realitzat (Font pròpia)

5.2. Inversor

Degut a les limitacions que s'han comentat en el punt 4.2.1 *Limitacions de l'Arduino*, es decideix no controlar els interruptors MOSFETS i, per tant, es busca un inversor que es pugui controlar amb un senyal de tensió.

Les característiques principals que ha de complir l'inversor són:

- Controlador de motor BLDC
- El rang de tensió ha d'estar sobre el 24 V.
- Potència superior a 60 W.
- Preu d'adquisició baix.

Es decideix adquirir un inversor del fabricant Walfront (referència de fabricant: Wal front7dmpqxr12) que compleix tots els requisits.

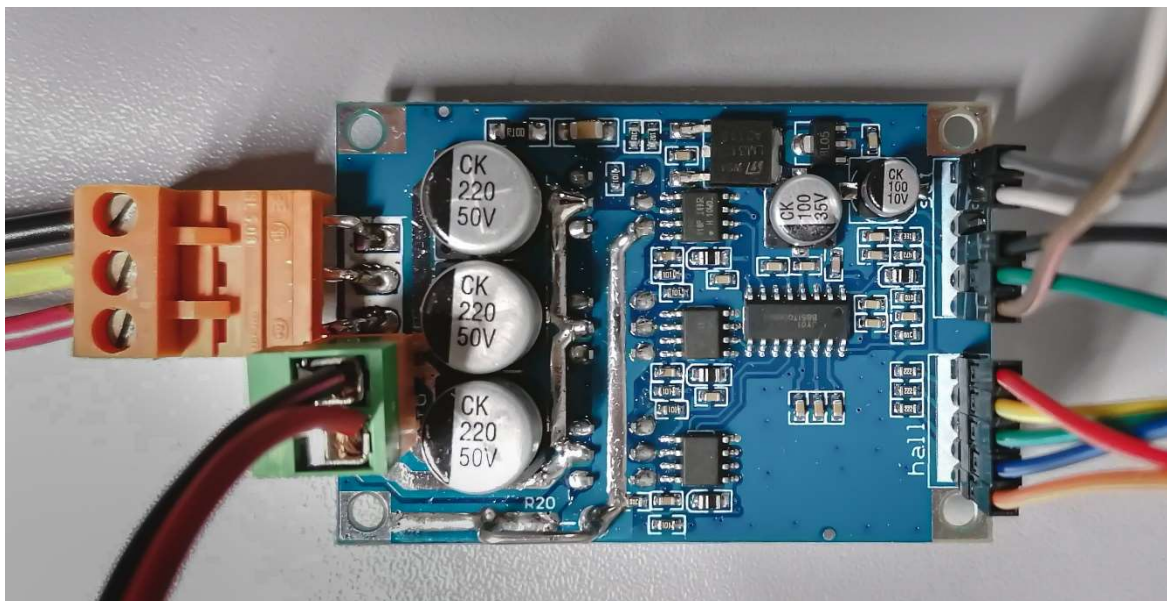


Figura 5.3. Inversor utilitzat del fabricant Walfront (Font pròpia)

El component central d'aquest motor, és el circuit integrat JY01, un controlador de motor BLDC trifàsic. El JY01 es retroalimenta amb els sensors Halls, de manera que fa la funció de taula de la veritat (taula 5-1 i 5-2). Depenent dels estats dels sensors d'efecte Hall, el component obre o tanca els interruptors per tal de fer moure el motor.

Horari					
Sensor Hall			Estat de la Fase		
Ha	Hb	Hc	A	B	C
1	0	0	0V	+V	-
1	1	0	0V	-	+V
0	1	0	-	0V	+V
0	1	1	+V	0V	-
0	0	1	+V	-	0V
1	0	1	-	+V	0V

Taula 5-1. Taula de la veritat de l'estat de la tensió en el bobinatge quan el motor gira en sentit horari segons la posició dels sensors Hall. (Font: adaptació del datasheet del motor BLDC Crouzet Motors 801405)

Antihorari					
Sensor Hall			Estat de la Fase		
Ha	Hb	Hc	A	B	C
1	0	0	+V	0V	-
1	0	1	-	0V	+V
0	0	1	0V	-	+V
0	1	1	0V	+V	-
0	1	0	-	+V	0V
1	1	0	+V	-	0V

Taula 5-2. Taula de la veritat de l'estat de la tensió en el quan el motor gira en sentit antihorari segons la posició dels sensors Hall. (Font: adaptació del datasheet del motor BLDC Crouzet Motors 801405)

Es pot modificar la potència entregada al motor amb la tensió que s'introdueix (entre 0 i 5 V) a l'entrada específica de control (VR). Aquesta tensió es pot subministrar mitjançant un potenciòmetre analògic o bé a través d'una font externa com pot ser una sortida PWM d'Arduino. Inicialment, s'utilitzarà un potenciòmetre per comprovar el funcionament de l'inversor i posteriorment s'utilitzarà la sortida de l'Arduino per controlar la tensió del control.

Aquest inversor disposa d'una entrada de 12 V a 36 V en continu i admet fins a 500 W de potència. Com es pot veure a la figura 5.3, els 5 pins inferiors estan destinats a les entrades Hall i a la seva alimentació mentre que els pins de dalt serveixen per fer el control del motor. Aquests pins serveixen, a banda d'alimentació a 5 V i el terra (GND), per regular la potència a entregar, per engegar o parar el motor, un altre per canviar la direcció del motor i un últim que funciona com un tacòmetre, però la seva resolució és molt baixa i, per tant, no es farà servir.

5.3. Font d'alimentació

Inicialment, s'utilitzava la font FAC-662B de Promax, que disposava d'un rang de tensió entre 0 i 30 V i un límit de 2 A, amb una potència màxima de 60 W. Això suposava que, tenint la font a 24 V, quan l'inversor s'havia d'alimentar a més de 2 A, la font disminuïa la tensió i, per tant, la potència i la velocitat del motor també. La font d'alimentació que finalment s'ha emprat és la FA-376 del mateix fabricant. Aquesta font, permet un rang de tensions d'entre 0 i 30 V, un límit de 5 A i en total una potència màxima de 200 W.

5.4. Simulink

Simulink és un entorn interactiu dins el programari de MATLAB el qual serveix per programar de manera gràfica mitjançant blocs. La seva principal funcionalitat és poder simular tota classe de sistemes electrònics, mecànics, elèctrics i altres. A la figura 5.4 es pot observar un exemple de diagrama de blocs per una simulació d'un sistema elèctric.

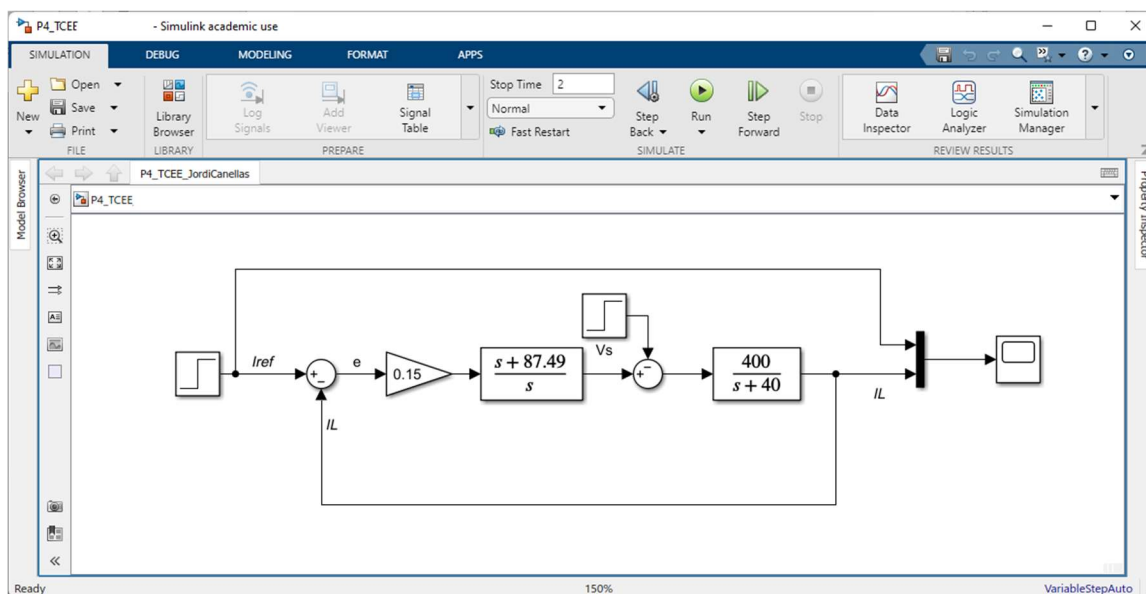


Figura 5.4. Interfície Simulink en mode Simulació (Font pròpia)

A part de les simulacions, Simulink també té l'opció de connectar-se a dispositius d'entrades i sortides mitjançant diferents microcontroladors i executar programes en temps real. Per fer-ho només cal descarregar-se unes extensions que permetin la connexió amb el microcontrolador que es vol treballar mitjançant blocs Simulink.

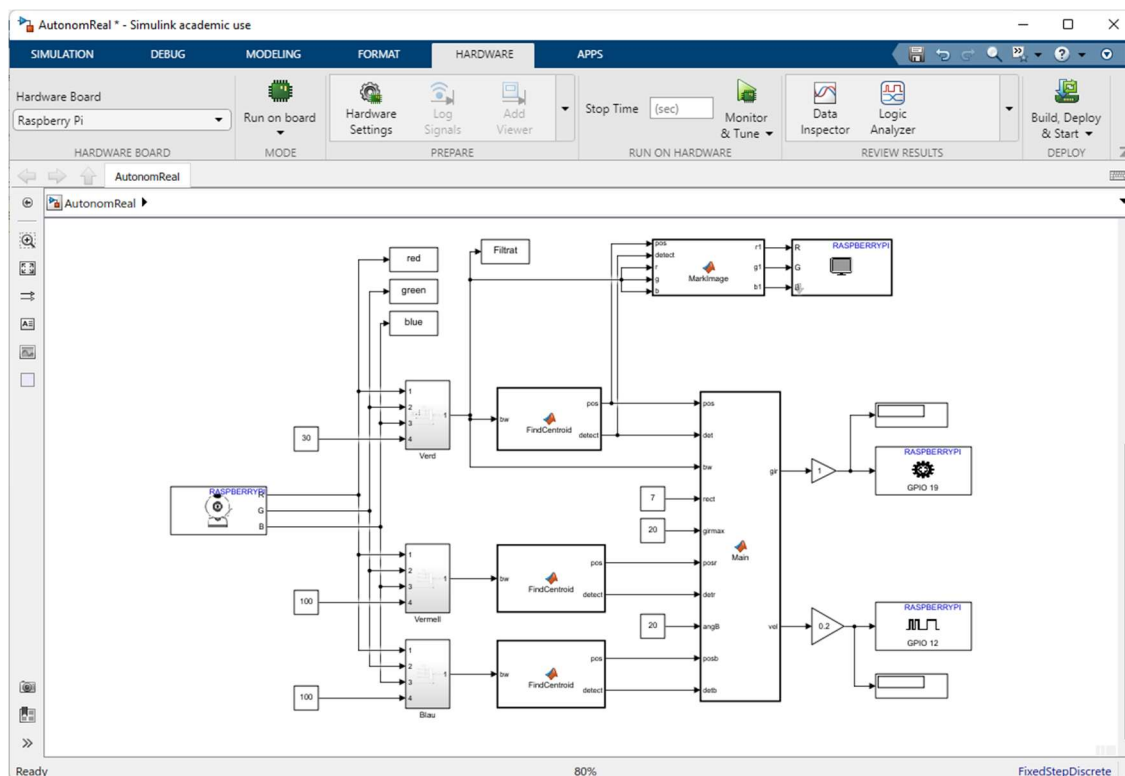


Figura 5.5. Diagrama de blocs simulink que permet la connexió a una càmera, un servo i un motor DC mitjançant una Raspberry Pi (Font pròpia)

S'ha decidit utilitzar aquest entorn per la facilitat d'ús tant en programar de forma gràfica com al visualitzar els resultats. Com s'ha comentat anteriorment en el punt 4.2, hi ha diferents funcions. La més avantatjosa, per la qual s'ha decidit programar amb simulink, és "Monitor & Tune", que permet visualitzar al moment els resultats amb diferents interfícies i fer canvis d'alguns paràmetres en el moment que s'està executant. Una altra funció és "deploy to hardware" o "Build, Deploy & Start" que introdueix el codi al microcontrolador de forma permanent.

5.4.1. Configuració del *hardware* a Simulink

L'extensió que es necessita per treballar amb la placa escollida és *Simulink Support Package for Arduino Hardware*. Aquesta disposa de les funcionalitats, entre d'altres, per:

- Generar, exportar i executar el codi al microcontrolador d'Arduino
- Controlar entrades i sortides de la placa així com diferents mitjançant una llibreria de Blocs Simulink.
- Tunejar en temps real diferents paràmetres fent servir "External Mode" (o "Monitor & Tune")

Un cop l'extensió ja està instal·lada fa falta configurar Simulink perquè reconegui el *hardware*. Per fer-ho, fa falta entrar a les preferències del sistema o configuració de paràmetres i indicar de quin model de placa s'utilitzarà i en quin port USB estarà connectat.

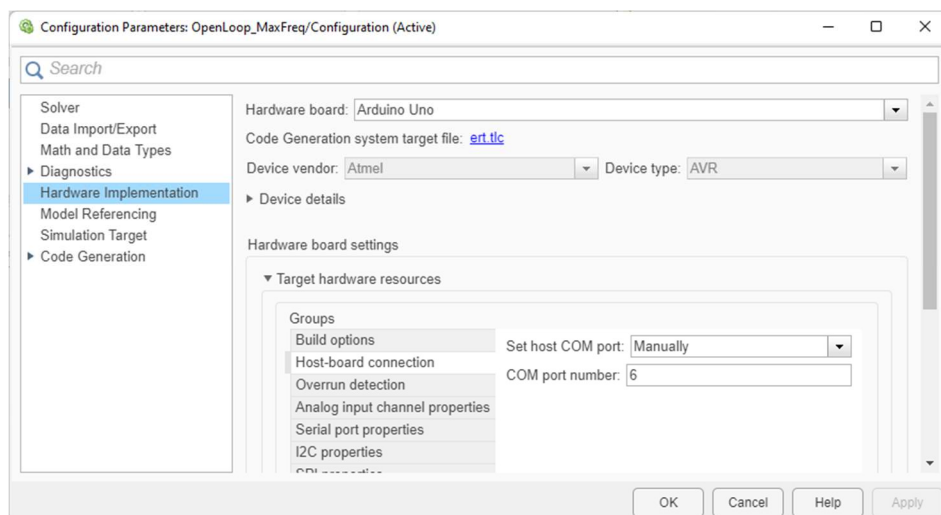


Figura 5.6. Configuració de Paràmetres de simulink – Hardware Implementation (Font pròpia)

Després d'aquest pas, s'ha de configurar el temps de mostreig. A la mateixa pàgina de configuració, però a la pestanya "solver" (figura 5.7) s'ha d'indicar que es vol utilitzar un mostreig (*step*) fixe de valor T_s . La variable T_s , juntament amb altres es modifiquen a l'apartat *Model initialization function* que dóna valor a les variables cada cop que s'executa una simulació.

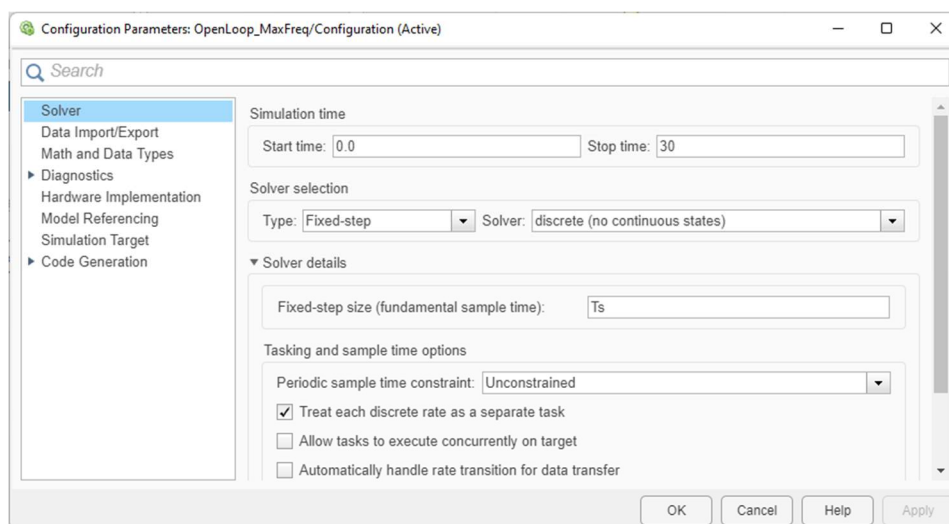


Figura 5.7. Configuració dels paràmetres de Simulink - Solver (Font pròpia)

Després de fer proves amb diferents freqüències de mostreig, es va comprovar que el límit és de 1 kHz ($T_s = 1$ ms). Aquesta limitació hi és quan s'utilitza el mode de funcionament "Monitor & Tune".

5.4.2. Connexió física

Tal com es pot veure a la figura 5.1, s'utilitzaran 3 pins per recollir la informació dels sensors Hall del motor i un pin per donar el senyal a l'inversor. Aquest últim pin ha de tenir PWM per tal de donar senyals entre 0 i 5 V. L'altre pin a connectar és el terra o GND, d'aquesta manera tots els elements tindran el mateix terra i, per tant, tindran una mateixa referència de 0 V.

Els quatre pins de senyal que es fan servir, han de tenir al diagrama de blocs d'Arduino un bloc que indiqui cada pin, si són d'entrada o sortida i de quin tipus són (digital, analògic, PWM, etc). Les entrades del sensor hall són digitals i la sortida del senyal cap a l'inversor és PWM.

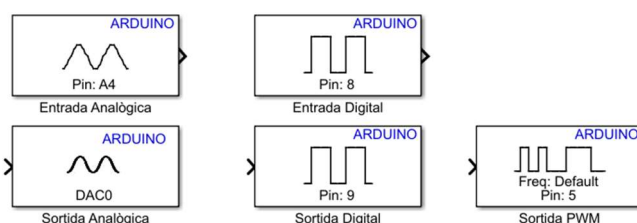


Figura 5.8. Blocs d'entrades i sortides d'Arduino a Simulink (Font pròpia)

5.4.3. Obtenció dades i resultats

Tal com s'ha comentat anteriorment, Simulink permet obtenir i veure les dades de cada simulació o experiment.

Per veure les dades s'incorpora el bloc *Scope*, que permet visualitzar les dades numèriques en funció del temps d'una o més senyals. A més, si utilitzem la funció "Monitor & Tune", ens permet visualitzar en temps real les dades.

Per altra banda, Simulink té l'opció d'emmagatzemar les dades i el temps associat en una taula a l'espai "Workspace" de MATLAB. D'aquesta manera es poden guardar les dades en fitxer .mat i utilitzar-les posteriorment per graficar-les o utilitzar-les en diferents eines de treball (*toolbox* en anglès).

5.5. Càlcul de velocitat

Un dels passos més important per tenir un bon control en un model discret (mostrejat), és passar dels senyals dels sensors Hall a velocitat de gir del motor. Aquest pas ha de ser el més ràpid possible i amb

el mínim error per quan s'incorpori el control, ja que el temps que tardi a arribar a la consigna i amb la precisió que ho faci dependrà molt d'aquest punt.

Per calcular la velocitat utilitzant els sensors Halls, s'ha de calcular la freqüència de rotació elèctrica (f_e). Després, s'utilitza l'equació de velocitat de sincronisme per calcular la velocitat mecànica de l'eix en revolucions per minut (rpm):

$$n = \frac{60 \cdot f_e}{p} \quad (\text{Eq. 5.1})$$

On p és el número de parells de pols.

El rang de revolucions el qual es vol moure el motor és entre 60 rpm i 6.000 rpm, que es tradueix a una freqüència d'alimentació elèctrica de 2 Hz i 200 Hz respectivament.

Hi ha diferents formes de calcular freqüència de rotació elèctrica utilitzant els sensors Hall: Càlcul directe de la freqüència i càlcul del període. Aquestes dues estratègies es descriuen en major detall a continuació.

5.5.1.1. Càlcul de la freqüència directe:

Consisteix a definir un temps base (T_b) i calcular el nombre de períodes (N) del senyal d'ona quadrada dels sensors Hall que hi ha en aquest temps base. Per calcular el període es busca una referència dins el senyal d'ona quadrada. Per exemple, es pot definir l'inici del període quan el senyal passa d'un valor lògic 0 (0 V) a 1 (5 V). D'aquesta manera, totes les mostres que compleixin que l'anterior és més petita, indicarà que el període comença.

$$f_e = \frac{N}{T_b} \quad (\text{Eq. 5.2})$$

Cada cop que es realitza el càlcul, el programa podria comptar N mostres més menys una. Per tant, l'error d'agafar una mostra més o menys en cada càlcul depèn directament del temps base:

$$E_{f_e} = \frac{1}{T_b} \quad (\text{Eq. 5.3})$$

Per reduir al màxim l'error, s'hauria de definir un temps base elevat. Elevar el temps base implicaria introduir un retard en la mesura de la freqüència. Per altra banda, agafar un temps base molt petit farà que l'error sigui massa elevat.

El temps base mínim (T_{bmin}) es pot determinar amb la freqüència del senyal elèctric d'alimentació del motor (f_e). Suposant que la velocitat mínima del motor que es vol calcular és 60 rpm, amb l'equació 5.1, es pot calcular que la freqüència d'alimentació és de 2 Hz:

$$T_{bmin} > \frac{1}{f_e} = \frac{1}{2} = 0,5 \text{ ms} \quad (\text{Eq. 5.4})$$

El temps base mínim per poder calcular 60 rpm és de 500 ms, mentre que l'error associat és (segons l'equació 5.3) de 2 Hz o utilitzant l'equació 5.1, 60 rpm.

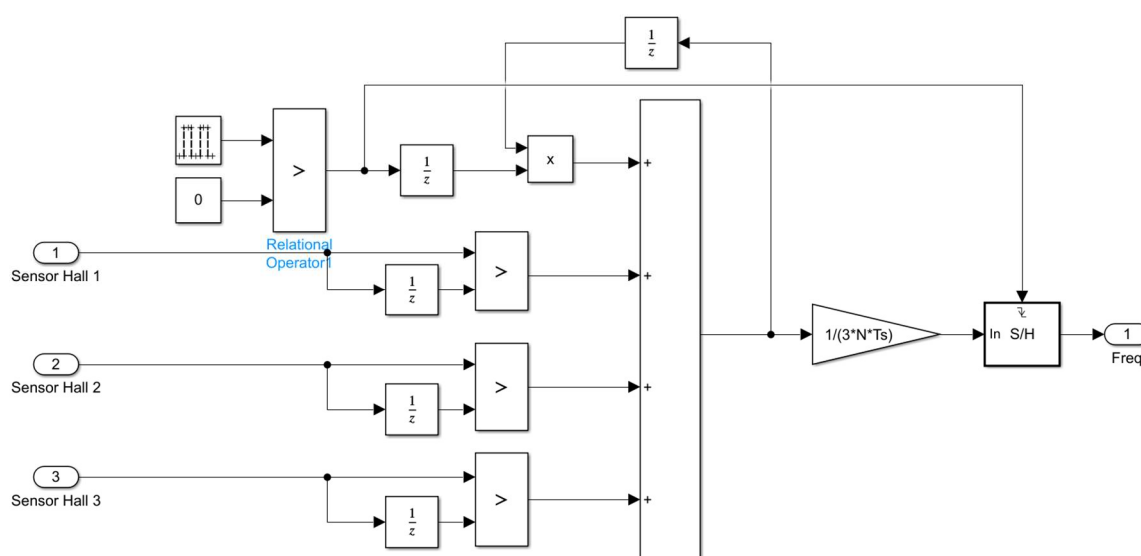


Figura 5.9. Diagrama de bloc de l'algoritme mesurador de freqüència directa (Font pròpia)

A la figura 5.9 s'observa l'algoritme dissenyat mitjançant blocs del mesurador de freqüència directa utilitzant 3 Halls. Si només s'agafa un dels sensors, l'única diferència respecte a l'esquema de la figura 5.9, és el guany de després del bloc sumador, que en aquest cas divideix entre 3, ja que se sumen en un període, tres senyals.

5.5.1.2. Càlcul de freqüència pel període:

En aquest cas es busca en el senyal d'un dels sensors Hall, el temps que passa entre un pols (inici de període) i el següent. Per quantificar el temps s'utilitzarà el nombre de mostres (N) entre un pols i el següent. Sabent que entre mostres hi ha un temps $T_s = 1 \text{ ms}$, es pot calcular la freqüència com:

$$f_e = \frac{1}{N \cdot T_s} \quad (\text{Eq. 5.5})$$

En aquest cas, el temps que es triga a fer cada càlcul dependrà de la velocitat de gir. El rang de temps serà de 500 ms ($f_e = 2$ Hz) a 5 ms ($f_e = 200$ Hz).

L'error d'agafar una mostra més o menys en aquest cas, es pot calcular de la següent manera:

$$E_{f_e} = \frac{1}{N \cdot T_s} - \frac{1}{(N + 1) \cdot T_s} = \frac{1}{T_s} \cdot \frac{1}{N^2 + N} = \frac{10^3}{N^2 + N} \quad (\text{Eq. 5.6})$$

A l'equació 5.10, s'observa que l'error depèn del nombre de mostres, quantes menys s'agafen més gran és l'error. D'acord amb això, l'error serà més gran a mesura que la velocitat augmenti. A la següent figura es pot veure l'error associat a la velocitat de gir.

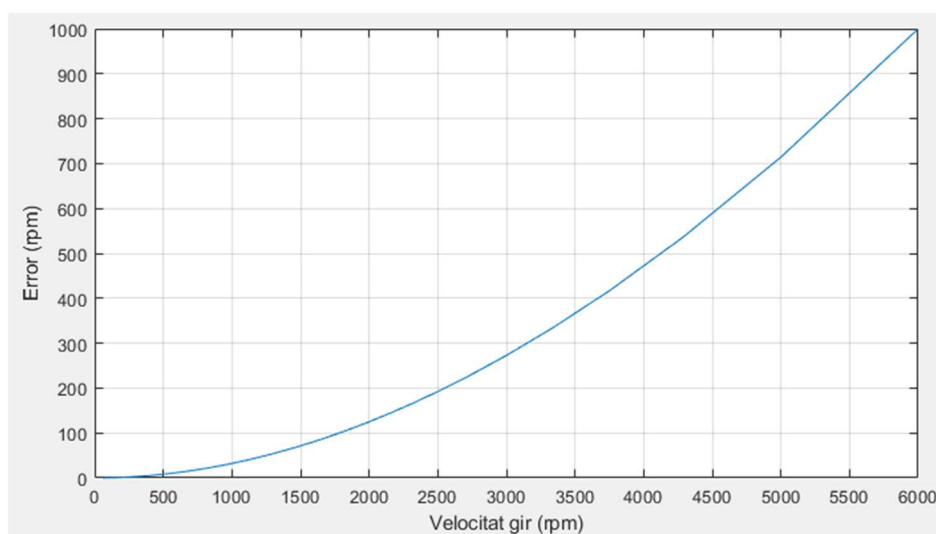


Figura 5.10. Error associat a la velocitat de gir del motor (Font pròpia)

5.5.1.3. Solució presentada:

Per tal d'obtenir el sistema més ràpid, precís i exacte possible, s'ha dissenyat una versió híbrida basada en el càlcul de la freqüència, però utilitzant el concepte del càlcul de període actualitzar el càlcul de la velocitat.

Aquest sistema consta de tres blocs principals (*Comptador Mostres*, *Comptador Polsos* i *Càlcul freqüència*) i tres blocs secundaris (*Conversor Període*, *Disparador* i *Detector velocitat*). Té tres entrades (sensor Hall *a*, *b* i *c*), una sortida (*Velocitat*) i dues variables (*N mín* i *N màx*).

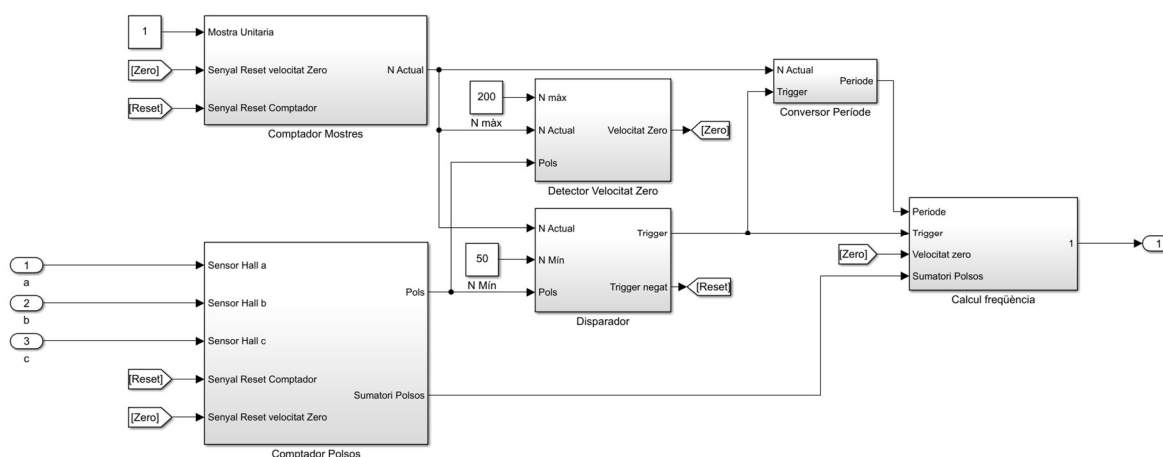


Figura 5.11. Diagrama blocs del pas Sensor Hall a velocitat de gir (Font pròpia)

En qualsevol dels dos casos anteriors, es tenia en compte pels càlculs només un dels tres sensors. En canvi, com es pot observar a la figura 5.11, en aquesta versió híbrida ja hi ha incorporades les tres entrades de sensor Hall, fet que permet reduir l'error, el temps de càlcul o els dos segons es vulgui. Si s'agafa el mateix temps base s'obté fins a tres vegades més de polsos i, per tant, menys error. Si s'agafa un temps base menor, es manté el nombre de mostres.

A continuació es detalla la funció de cada subsistema:

Detector Velocitat Zero:

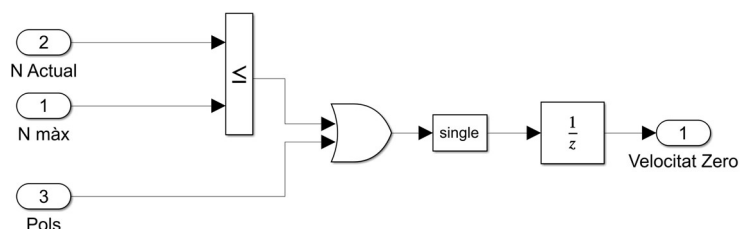


Figura 5.12. Diagrama de blocs: Detector Velocitat Zero (Font pròpia)

Per detectar quan el motor està en marxa, s'ha de complir una de les condicions següents:

- El nombre de mostres actuals ha de ser major a $N \text{ màx}$, una variable de valor 200. Indica que la velocitat no s'ha refrescat en 0,2 segons.
- Existeix un nou pols, que indica que el senyal d'algun sensor Hall a pasat de 0 v a 5 v.

Si es compleix qualsevol de les condicions descrites, el senyal binari *Zero* és 1. Si no es compleix cap, el senyal serà 0, el que indicarà que el motor està parat.

Disparador:

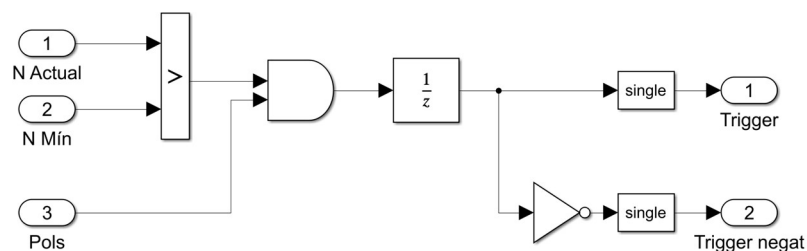


Figura 5.13. Diagrama de blocs: Disparador (Font pròpia)

Trigger és un senyal binari que serveix per marcar quan s’ha de refer el càlcul de la velocitat. El senyal és 1 quan el nombre de mostres del *comptador mostres* és major que *N mín* (és a dir 50) i es detecta un pols en qualsevol sensor.

El senyal binari *Trigger negat* serveix per reinicialitzar els comptadors de mostres i períodes quan el motor està en marxa.

Comptador Mostres:

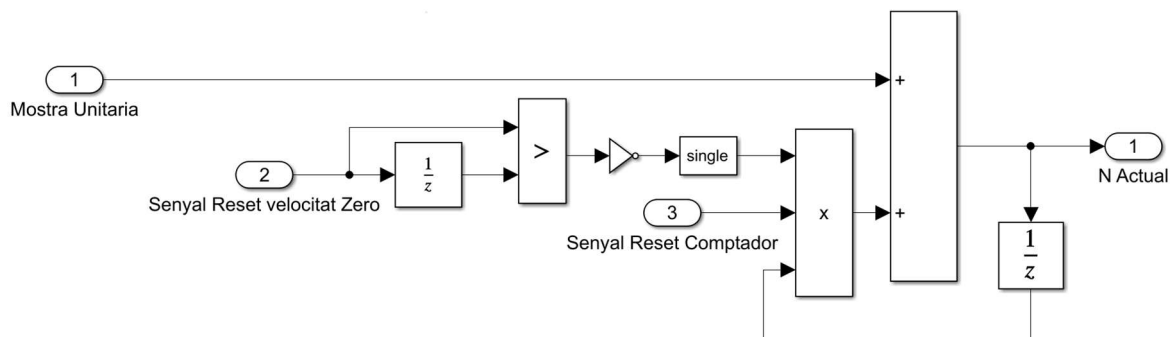


Figura 5.14. Diagrama de blocs: comptador de mostres (Font pròpia)

Aquest comptador es basa en un sumatori de mostres (T_s), on per cada mostra se suma una unitat. Al sumatori se li apliquen dues condicions per tal de reinicialitzar el comptador:

1. Provenint del *Disparador* arriba el senyal de *Trigger negat*.
2. Del subsistema *Detector velocitat zero*, arriba el senyal *Zero*. Quan aquest passi de 0 a 1 voldrà dir que el motor passa d’estar aturat a estar en marxa, llavors es dóna el senyal 0 per reinicialitzar el comptador.

Comptador Períodes:

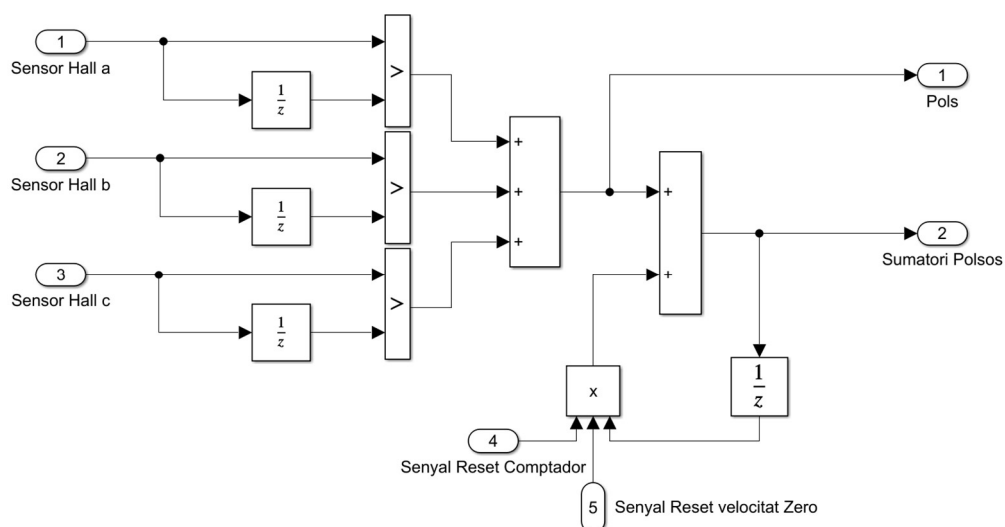


Figura 5.15. Diagrama de blocs: comptador períodes (Font pròpia)

El primer sumador té com a objectiu donar un senyal amb el nombre de polsos, entesos com l'inici d'un període, a cada mostra. Per calcular els polsos s'utilitza un comparador per cada senyal, de manera que quan el senyal d'un sensor Hall passa de 0 a 1, s'interpreta un nou pols. Seguidament, s'aplica un comptador de les mateixes característiques que el de mostres. També s'incorporen dues condicions similars a les que s'incorporen al comptador de mostres per tal de reinicialitzar el comptador.

Conversor període:

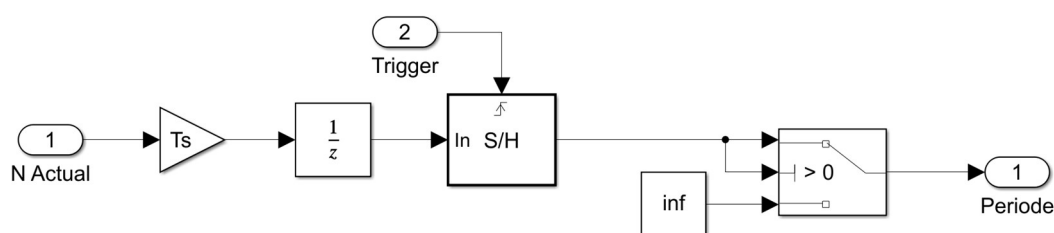


Figura 5.16. Diagrama de blocs: Conversor període (Font pròpia)

L'objectiu d'aquest subsistema és fer la conversió d'unitats. Del sumatori de mostres (N) a una unitat temporal (segons) multiplicant per T_s , el temps de mostreig. El bloc *Sample&Hold* actualitza i manté fix la informació que entra quan el senyal *trigger* passa de 0 a 1.

Càlcul freqüència

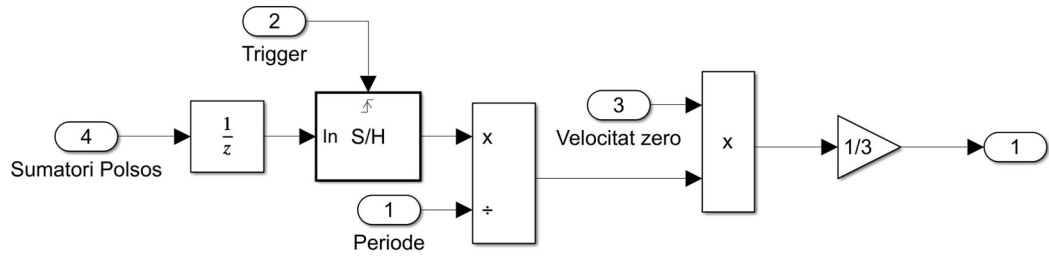


Figura 5.17. Diagrama de blocs: Càlcul freqüència (Font pròpia)

A l'últim subsistema també es troba un *Sample&Hold*, que funciona de forma idèntica al del convertidor del període, però amb el nombre de mostres.

A part, es fa la divisió entre el nombre de mostres i el temps que s'ha trigat a recollir les mostres per tal d'obtenir la freqüència elèctrica. Per completar el càlcul, es divideix entre tres degut la utilització dels tres sensors Hall.

6. Control en llaç Obert

Un cop està tot el muntatge fet i el simulink configurat, es prepara el primer diagrama de blocs. Aquest consisteix en un sistema en llaç obert, on se li dóna una consigna a l'inversor i es recullen les dades.

L'objectiu del primer experiment és, per una banda, moure el motor i comprovar que tot el sistema funciona i, per l'altra, tenir un sistema de control en llaç obert. És a dir, s'aplicarà una tensió entre 0 V i 5 V al regulador de potència de l'inversor, i la velocitat de gir del motor dependrà de la càrrega que hi hagi al motor. La comunicació entre el programa Simulink i el regulador de potència es fa mitjançant un bloc de sortida PWM de l'Arduino amb valors enters entre 0 i 254 que corresponen amb 0 V i 5 V respectivament.

6.1. Diagrama de blocs

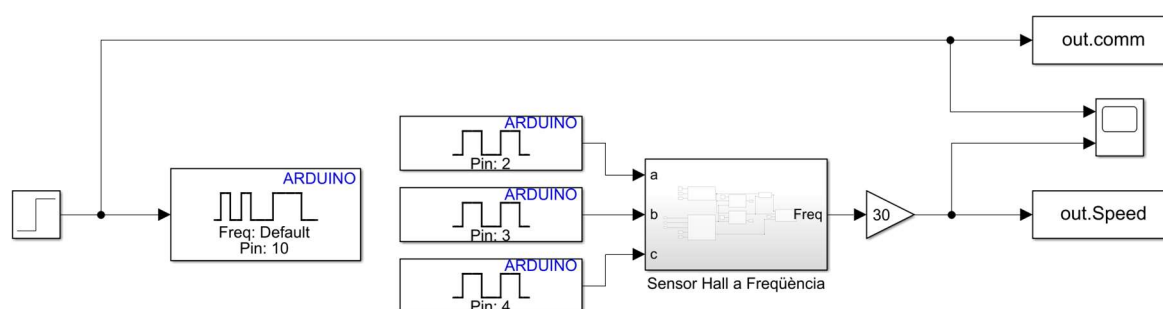


Figura 6.1. Diagrama de blocs del sistema en llaç obert (Font pròpia)

Al sistema s'introdueix una consigna al pin 10, connectat al regulador de potència de l'inversor. Dels pins 2, 3 i 4 arriben els senyals dels sensors que aniran a través del subsistema *Sensor Hall a Freqüència* per obtenir la velocitat de gir del motor.

6.2. Resultats

Es realitzen diferents proves per comprovar que el sistema és robust. Després, es duen a terme diferents assajos. Entre ells es decideix comprovar que els diferents mètodes de càlcul de freqüència funcionen i que els càlculs són correctes per tal de validar-los.

6.2.1. Comparació dels diferents comptadors de velocitat

Com es pot observar a la següent figura, s'ha anat evolucionant el sistema fins a trobar el que podia oferir el càlcul més precís, ràpid i robust.

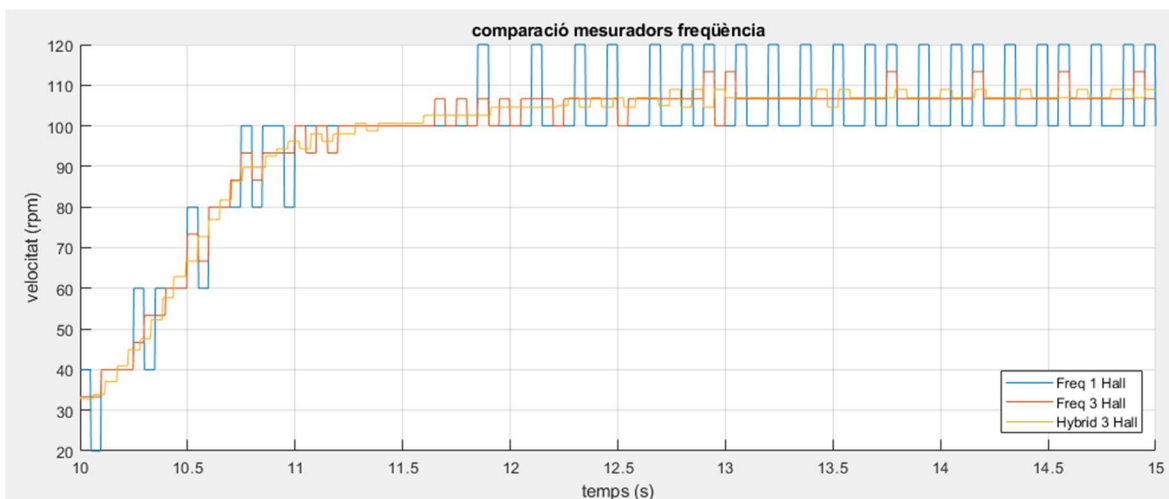


Figura 6.2. Gràfica amb els diferents comptadors realitzats (Font pròpia)

La gràfica mostra el mesurador de velocitat utilitzant el mètode de càlcul de la freqüència fent ús d'un i tres sensors respectivament i el mètode híbrid utilitzant els tres sensors d'efecte Hall. Tots tres senyals donen un resultat igual de precís, però difereixen amb l'error, ja que la versió híbrida presenta més exactitud en el càlcul respecte als altres dos mesuradors.

6.2.2. Assaig per l'identificació del model

El següent assaig consisteix a donar una consigna en forma de graó de 0 a 72 unitats per tal de fer moure el motor de 0 a 1.000 rpm en buit i poder utilitzar-lo per fer la identificació d'un model de planta.

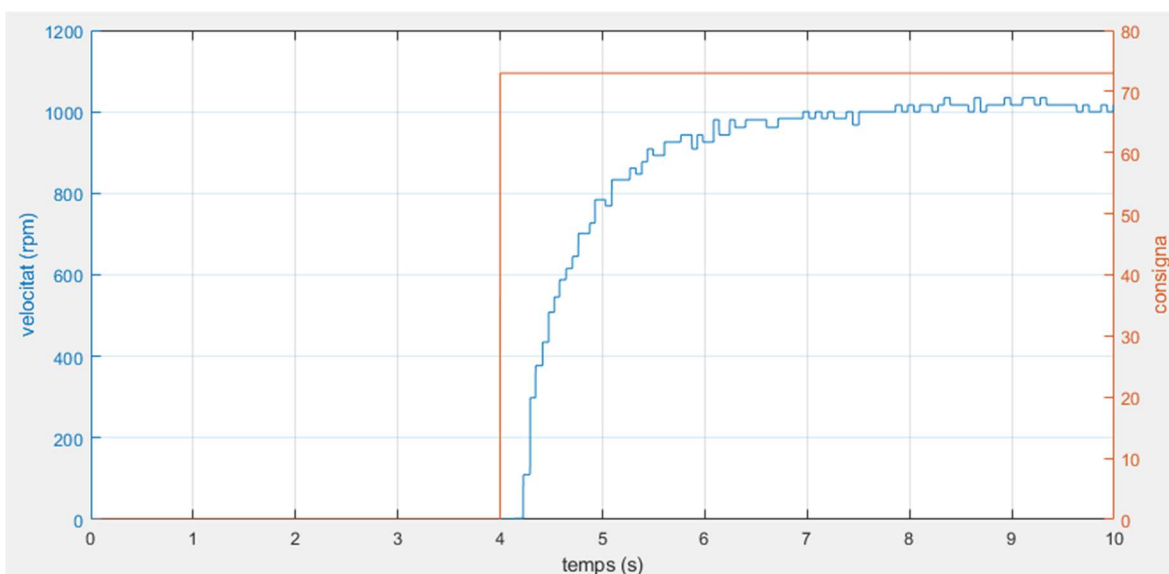


Figura 6.3. Gràfica de la consigna del sistema i la velocitat del motor (Font pròpia)

7. Model del Equivalent

7.1. Identificació del model equivalent.

S'agafa l'assaig del punt 6.2.2 per fer la identificació del model equivalent. Pel que es pot observar a la gràfica de la figura 6.3, el comportament del sistema es pot aproximar per un model de primer ordre. La funció de transferència serà dels tipus:

$$G(s) = \frac{K}{\tau s + 1} \quad (\text{Eq. 7.1})$$

On K és el guany i τ la constant de temps.

El guany del sistema és la relació entre el valor de la sortida ($Y(s)$) i l'entrada ($X(s)$) del sistema en règim permanent, de la figura 6.3: 1.000 rpm i 73 respectivament. Així doncs, el guany del sistema es defineix com:

$$K = \frac{Y(s)}{X(s)} = \frac{1000}{72} = 13,89 \quad (\text{Eq. 7.2})$$

D'altra banda, es considera que el sistema arriba en règim permanent un cop assolit el 98,2% del valor final (982 rpm). El temps de resposta (T_r) serà igual a quatre vegades la constant de temps, és a dir:

$$T_r = 4\tau \quad (\text{Eq. 7.3})$$

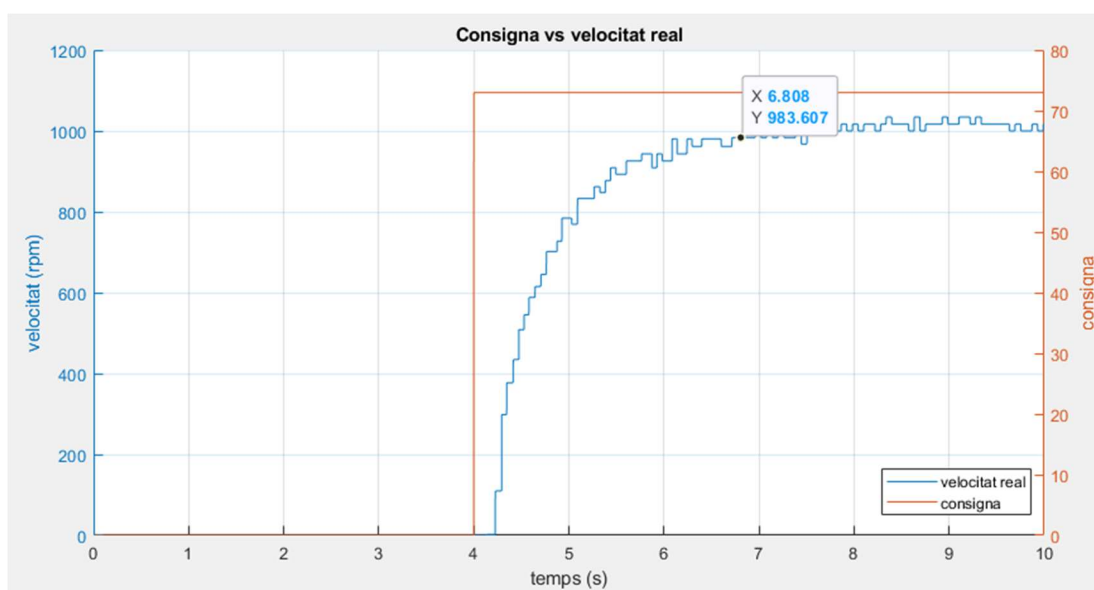


Figura 7.1. Indicació del punt on la velocitat és 983 rpm (Font pròpia)

Observant la gràfica 7.1, s'inicia el graó al segon 4 i, al segon 6,8 el valor de la sortida és 983,6 rpm, aproximadament el 98,2% del valor final. El temps de resposta doncs serà de 2,8 segons. Si s'aïlla la constant de temps de l'equació Eq 7.3:

$$\tau = \frac{T_r}{4} = \frac{2,8}{4} = 0,7 \quad (\text{Eq. 7.4})$$

Per tant, substituïnt de l'equació Eq 7.1, la funció de transferència obtinguda de forma gràfica és:

$$G(s) = \frac{13,89}{0,7 \cdot s + 1} \quad (\text{Eq. 7.5})$$

7.2. Validació del model equivalent

La identificació del sistema també es realitza mitjançant la *toolbox System Identification* per validar la càlculada de forma gràfica.

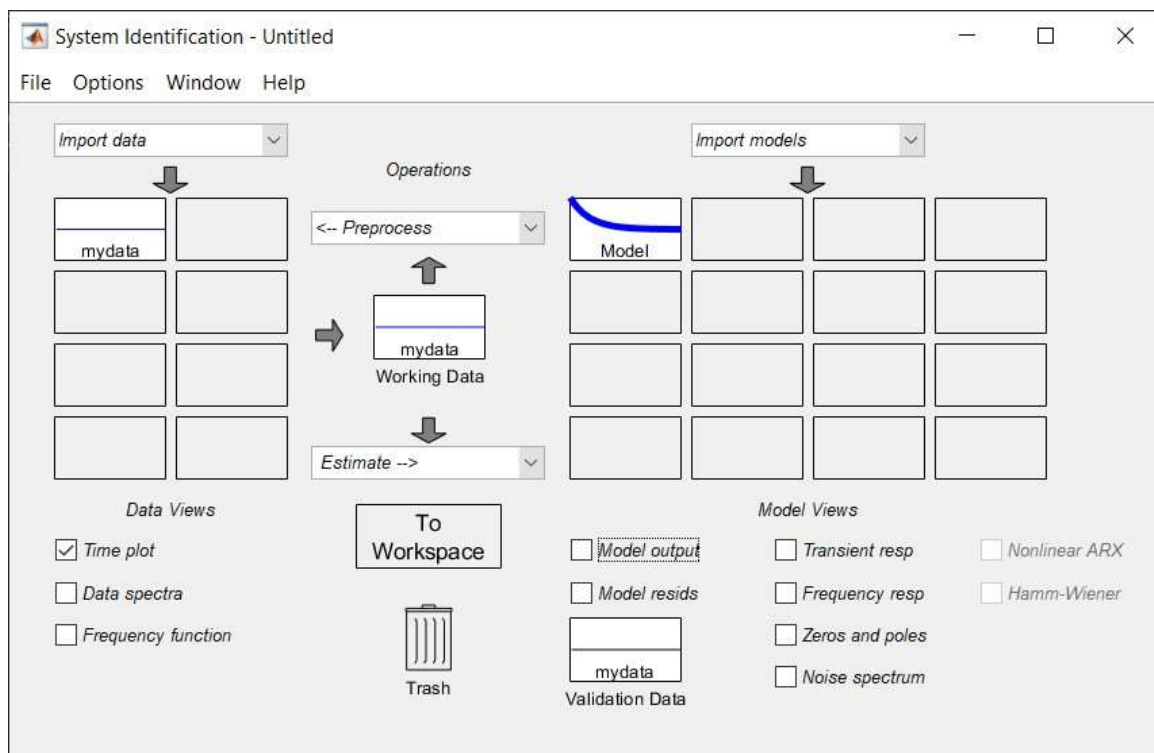


Figura 7.2. Pantalla principal Toolbox System Identification (Font pròpia)

La *toolbox* permet importar dades i utilitzar-les per trobar quin és el model que més encaixa. Es necessita un senyal d'entrada (la consigna) i una sortida (velocitat del motor en rpm). Les dues amb la mateixa quantitat de dades, ja que aniran en funció del temps.

S'importen les dades de l'experiment en llaç obert aplicant un graó de 72 unitats, equivalent a 1.000 rpm quan el motor es troba sense càrrega.

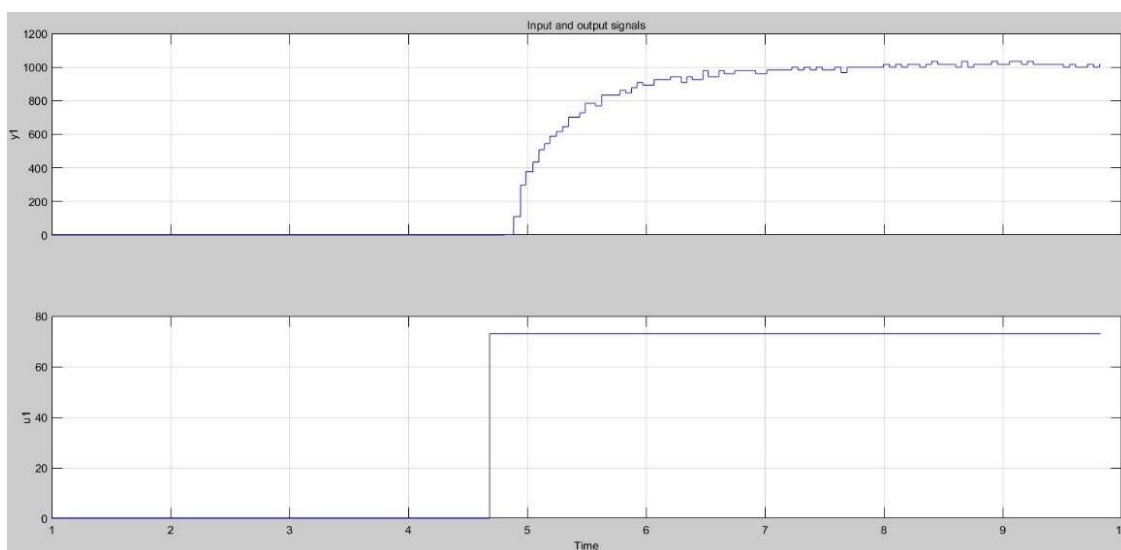


Figura 7.3. Senyals d'entrada i sortida del sistema a modelitzar (Font pròpia)

Seguidament, se seleccionen les dades que es volen utilitzar d'entre totes les importades. A continuació, la toolbox permet fixar un ordre del model (figura 7.4) que en aquest cas serà un primer ordre (cap zero i un pol). Un cop s'ha fixat els valors d'estimació, la *toolbox* fa el càlcul del model òptim amb l'estructura especificada que millor s'ajusta a les dades proporcionades.

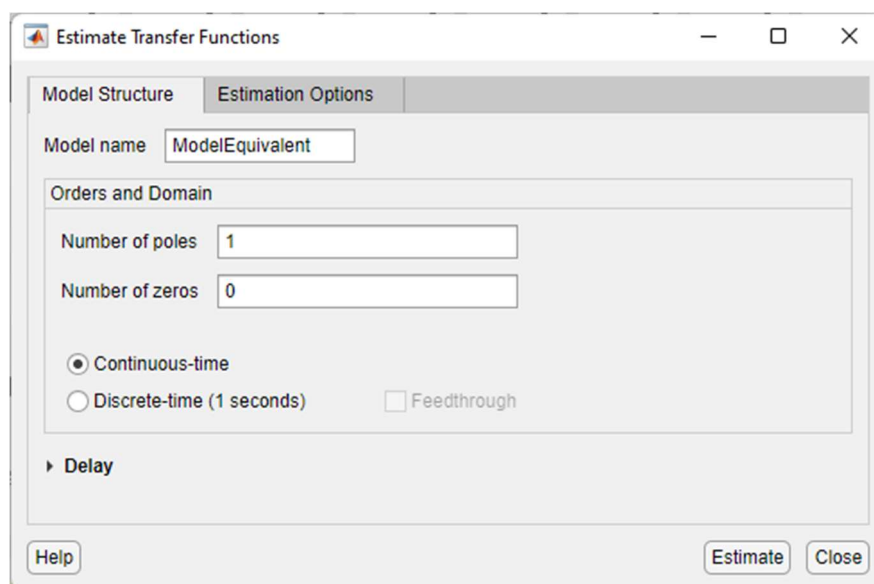


Figura 7.4. Ajust de la toolbox System Identification abans de l'estimació (Font pròpia)

Un cop efectuada la identificació, la *toolbox* realitza la simulació i indica el percentatge de fiabilitat del model ajustat respecte a les dades emprades a la calibració. A la següent figura es pot veure que és del 93,23%.

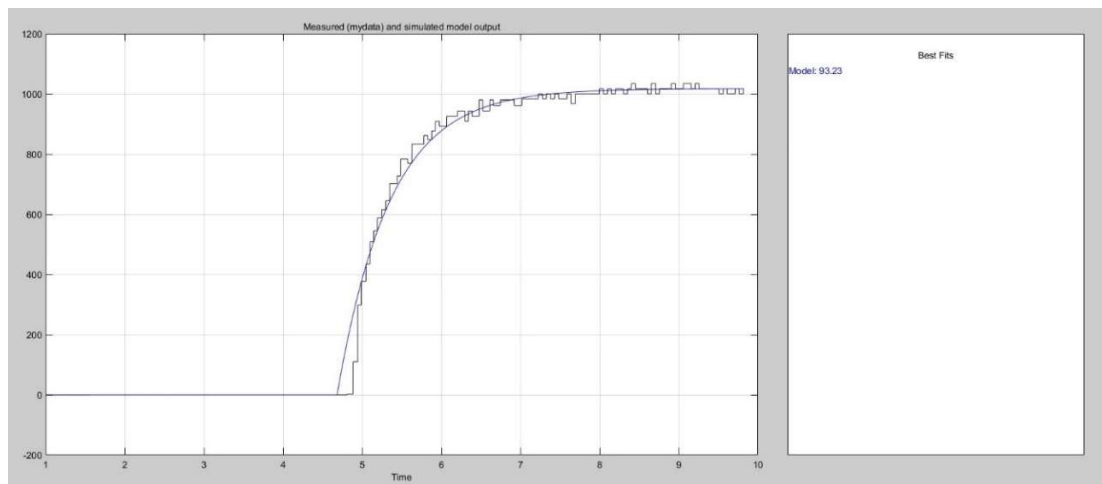


Figura 7.5. Simulació de la *toolbox System Identification* (Font pròpia)

Per últim, es consulta el resultat. Amb les dades que s'han obtingut de l'assaig amb un graó a 1.000 rpm, el model equivalent identificat amb la *toolbox System Identification* és:

$$G(s) = \frac{20,98}{s + 1,505} \quad (\text{Eq. 7.6})$$

A partir del resultat obtingut, es pot deixar de forma similar al de l'equació Eq. 7.1 dividint la funció per terme independent, de manera que la funció queda de la següent forma:

$$G_p(s) = \frac{\frac{20,98}{1,505}}{\frac{1}{1,505} \cdot s + 1} = \frac{13,95}{0,664 \cdot s + 1} \quad (\text{Eq. 7.7})$$

Comparant els valors obtinguts de forma gràfica i mitjançant la *Toolbox System Identification*, Eq. 7.5 i Eq. 7.7 respectivament, s'observa que són prou aproximades, per la qual es considera que el raonament és correcte i, per tant, es valida el resultat.

Donat que el càlcul que pot fer l'eina de MATLAB és més precisa que utilitzar un mètode gràfic, es decideix utilitzar com a model equivalent els valors proporcionats per la simulació del programa, és a dir, l'equació Eq. 7.7.

8. Control en llaç Tancat

Per completar el sistema, es tanca el llaç utilitzant la velocitat del motor com a consigna. L'objectiu és entrar una consigna de velocitat i que el sistema sigui capaç de regular la potència de l'inversor per mantenir la velocitat i absorbir les diferents pertorbacions que puguin produir-se. Més endavant es farà servir el fre motor per produir pertorbacions i validar el funcionament del sistema controlat.

8.1. Diagrama de blocs

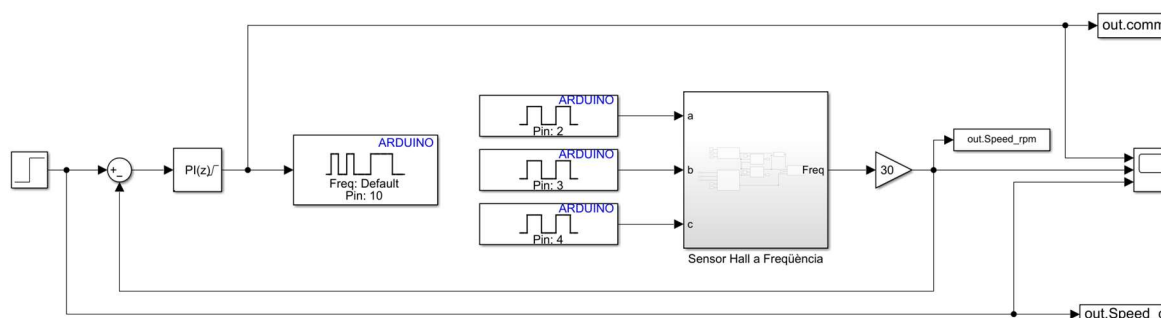


Figura 8.1. Diagrama de blocs del sistema en llaç tancat (Font pròpia)

Respecte al llaç obert, en aquesta ocasió s'introdueix la diferència (l'error) entre la consigna i la velocitat del motor. Per altra banda, s'afegeix també el control per tal que aquest reguli el sistema.

Les dades que es recullen són la consigna, la velocitat del motor i la sortida del control (tensió aplicada al regulador de potència) per observar el funcionament del sistema.

8.2. Controlador

Per configurar tant el controlador proporcional (P) com el Proporcional Integral (PI), s'utilitzarà el model equivalent trobat en el punt 7. La funció de transferència del sistema en llaç obert es pot definir com:

$$G_p(s) = \frac{K}{\tau s + 1} = \frac{13,95}{1,505 \cdot s + 1} \quad (\text{Eq. 8.1})$$

D'aquesta manera, el guany del sistema es pot aproximar com a $K \approx 14$ i la constant de temps com a $\tau \approx 0,67$.

La principal limitació per controlar el sistema és la freqüència de mostreig efectiva, que és de 1 kHz/50. Això implica que el temps de mostreig (T) que limitarà el control és de 0,05 s.

8.2.1.1. Controlador Proporcional (P)

El primer control que es fa és el proporcional. Atenent que l'esquema del sistema amb controlador amb diagrama de blocs és el següent:

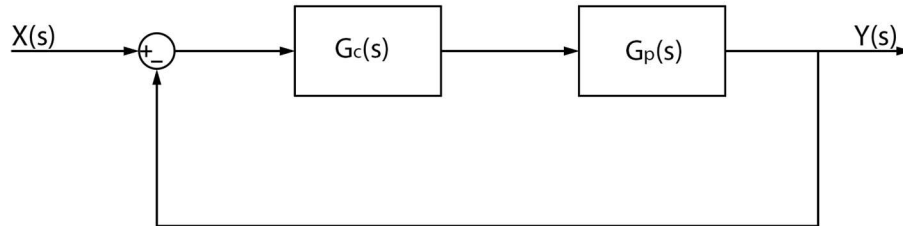


Figura 8.2. Esquema del sistema amb controlador amb diagrames de blocs (Font Pròpia)

Es defineix:

$$G_c(s) = K_p$$

La funció de transferència del sistema controlat en llaç tancat és:

$$G(s) = \frac{K_{cl}}{\tau_{cl} s + 1} \quad (\text{Eq. 8.2})$$

On,

$$K_{cl} = \frac{K_p \cdot K}{1 + K_p \cdot K} \quad (\text{Eq. 8.3})$$

$$\tau_{cl} = \frac{\tau}{1 + K_p \cdot K} \quad (\text{Eq. 8.4})$$

D'acord amb *Aström i Wittenmark* [10], el temps de mostreig (T) ha de complir que:

$$T < \frac{T_r}{4} \quad (\text{Eq. 8.5})$$

On T_r és el temps de pujada en llaç tancat. Aquest temps es pot aproximar com:

$$T_r = 2 \cdot \tau_{cl} \quad (\text{Eq. 8.6})$$

Sabent que $T = 0,05$ s, es pot deduir que:

$$\tau_{cl} > 0,1 \quad (\text{Eq. 8.7})$$

Si es considera Eq. 8.4 i 8.7, es pot determinar K_p com:

$$K_p < \frac{\frac{\tau}{\tau_{cl}} - 1}{K} = 0,4 \quad (\text{Eq. 8.8})$$

Aplicant un controlador proporcional amb el guany límit calculat a l'equació (Eq. 8.8), $K_p=0,4$, s'obté següent resposta:

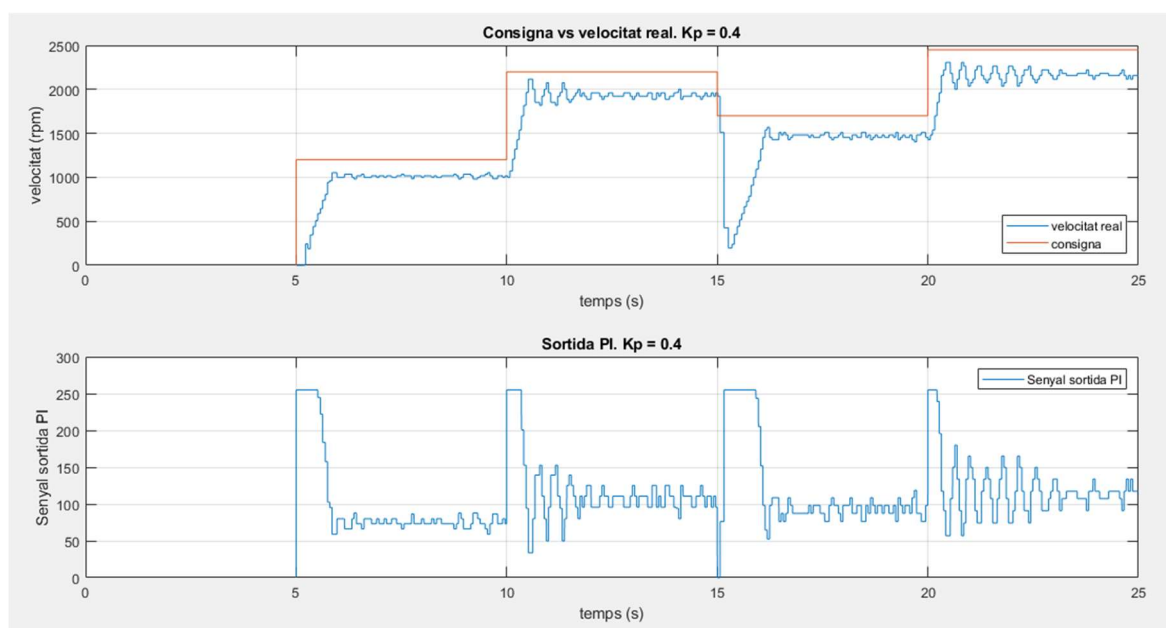


Figura 8.3. Resposta del sistema amb $K_p = 0.4$ (Font Pròpia)

S'observa que la resposta del sistema real presenta inestabilitat, mentre que la resposta teòrica esperada del sistema descrit per l'equació (Eq. 8.2) (sistema de primer ordre) no en presentaria sobrepics. La diferència entre el comportament teòric i el real és deguda al temps de mostreig. Per reduir aquest efecte i assegurar que el control és fiable, es fan diferents proves fins que es troba una $K_p = 0,1$ (figura 8.4).

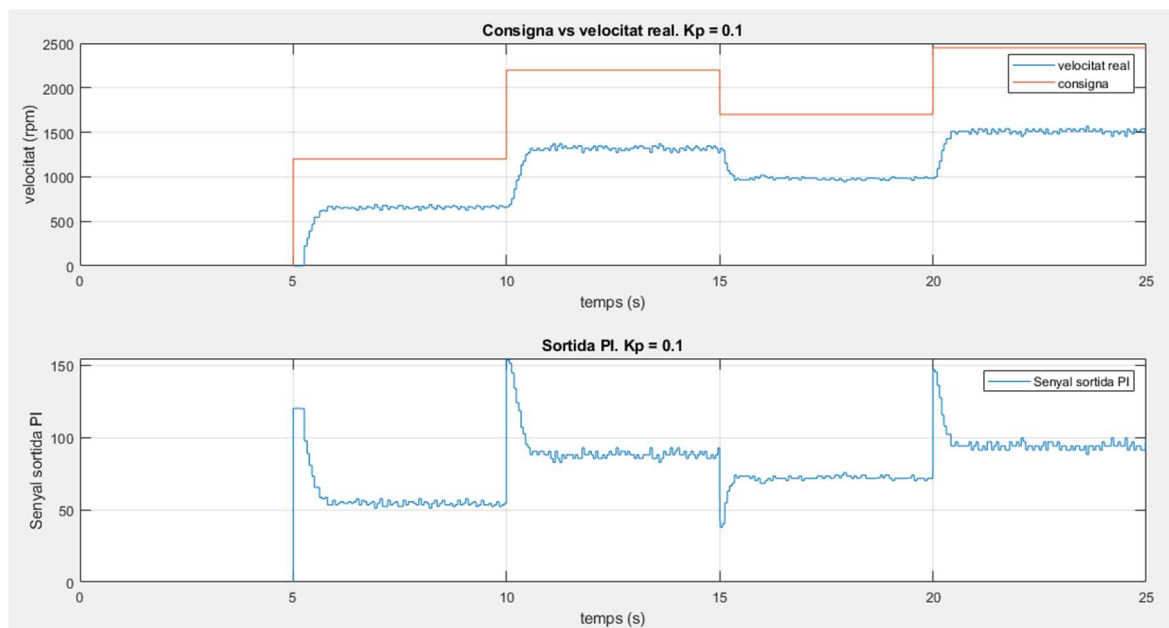


Figura 8.4. Resposta del sistema amb $K_p = 0.1$ (Font Pròpia)

Per ara, s'ha trobat el guany més ràpid sense que aquest porti a una inestabilitat. Tot i això, al només tenir un guany proporcional, aquest produeix un error en estat estacionari de:

$$\xi_s = \frac{A}{1 + K \cdot K_p} = \frac{A}{2,4} \quad (\text{Eq. 8.9})$$

On A és l'amplitud del canvi de consigna. Per una $A = 1.000$ rpm, l'error és d'uns 420 rpm. També es pot observar gràficament a la figura 8.4.

8.2.1.2. Controlador Proporcional i Integral (PI)

Per tal de reduir l'error en estat estacionari es decideix afegir un guany integral (K_i). El controlador que es proposa és un PI. El bloc de control de l'esquema del sistema (figura 8.2) ha canviat:

$$G_c(s) = K_p + \frac{K_i}{s} \quad (\text{Eq. 8.10})$$

Per tant, la funció de transferència del sistema enllaç tancat amb un control PI és:

$$G(s) = \frac{\left(K_p + \frac{K_i}{s}\right) K}{\tau s + 1 + \left(K_p + \frac{K_i}{s}\right) K} \quad (\text{Eq. 8.11})$$

Per simplificar l'equació es deixa com:

$$G(s) = \frac{(K_p s + K_i) K}{s^2 + \frac{1 + K K_p}{\tau} s + \frac{K_i K}{\tau}} \quad (\text{Eq. 8.12})$$

$$G(s) = \frac{(K_p s + K_i) K}{s^2 + 2 \zeta \omega_n s + \omega_n^2} \quad (\text{Eq. 8.13})$$

On:

$$\omega_n = \sqrt{\frac{K_i K}{\tau}} \quad (\text{Eq. 8.14})$$

$$\zeta = \frac{K K_p + 1}{2 \sqrt{K_i K \tau}} \quad (\text{Eq. 8.15})$$

Es parteix de la K_p que s'ha trobat anteriorment ($K_p = 0,1$), i es busca un factor d'esmoreïment (ζ) crític, que implica forçar un zero a -1 ($K_i = K_p$) i, per tant, que $\zeta = 1$.

De Eq 8.15, es pot aïllar K_i quedant de la següent manera:

$$K_i = \left(\frac{K K_p + 1}{2} \right)^2 \frac{1}{K \tau} \quad (\text{Eq. 8.16})$$

Substituint $K = 14$, $K_p = 0,1$ i $\tau = 0,67$ a Eq. 8.16, es troba que $K_i = 0,15$.

El comportament del sistema amb els guanys del controlador $K_p = 0,1$ i $K_i = 0,15$ mostra un lleuger sobrepic tal com es veu a la figura 8.5. Per evitar-ho, es redueix el guany K_i , fins arribar a $K_i = 0,1$. D'aquesta manera, el sistema és capaç de seguir la consigna sense sobrepics tal com s'observa a la figura 8.6.

Per altra banda, també es pot veure en les dues figures 8.5 i 8.6, que en incorporar el guany integral l'error en estat estacionari és nul.

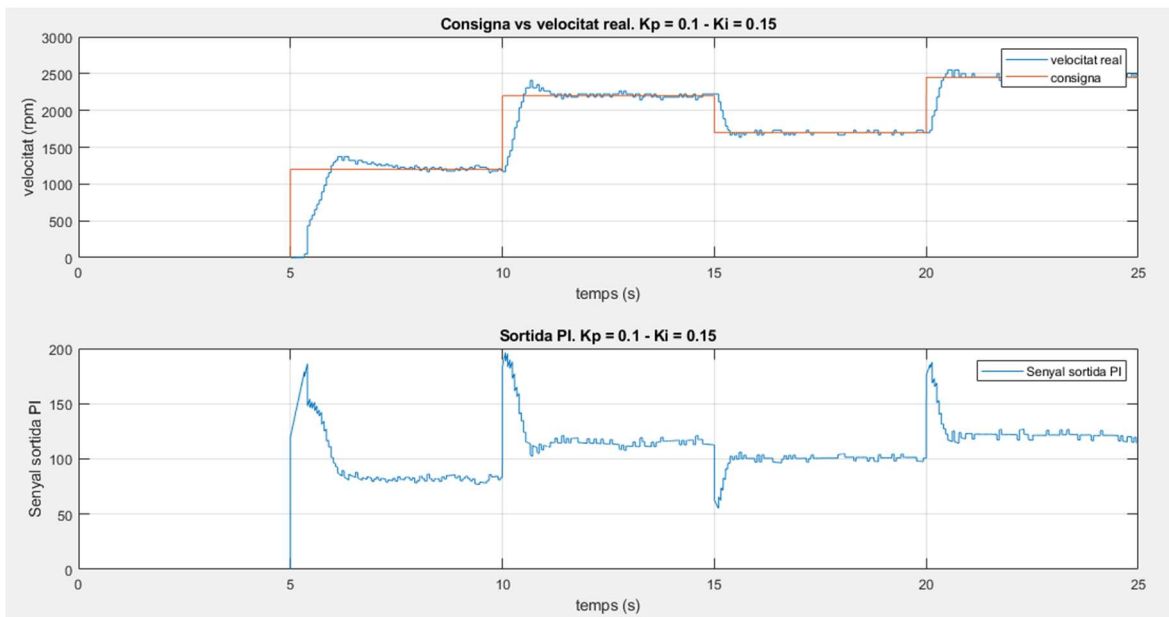


Figura 8.5. Resposta del sistema amb $K_p = 0.1$ i $K_i = 0.15$ (Font: pròpia)

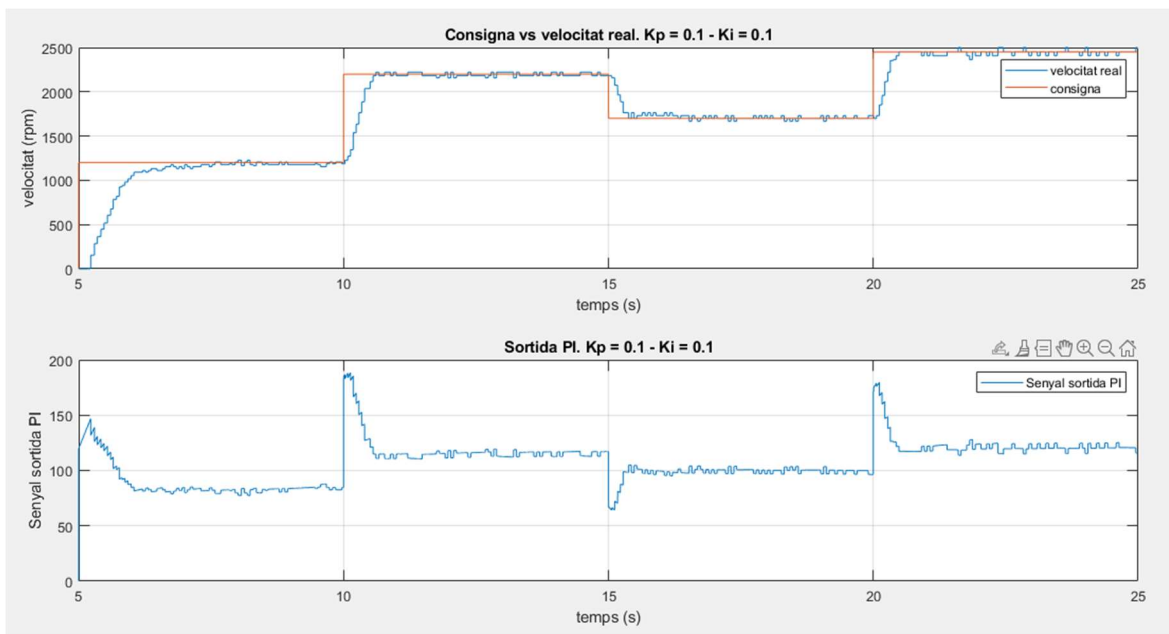


Figura 8.6. Resposta del sistema amb $K_p = 0.1$ i $K_i = 0.1$ (Font: pròpia)

8.3. Resultats

S'han realitzat diferents assaigs per validar el comportament del sistema controlat. En cada un d'ells s'ha fet la gràfica de la consigna (velocitat en rpm), la velocitat real del motor i la sortida del controlador PI per tal d'analitzar els resultats.

8.3.1. Seguiment de la velocitat

El primer assaig es basa a incorporar una consigna variable en el temps per tal que el sistema reaccioni a diferents velocitats i comprovar que és capaç de seguir i mantenir la consigna.

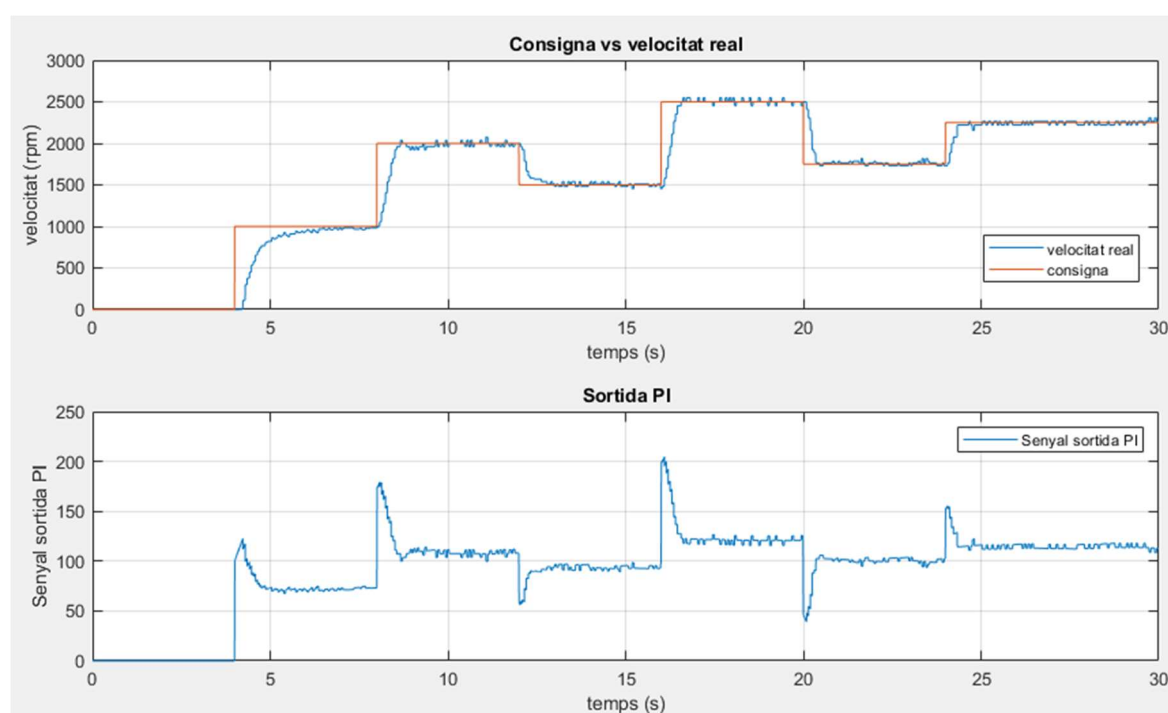


Figura 8.7. Gràfiques Velocitat i control en laç tancat de l'assaig Seguiment de velocitats (Font pròpia)

El controlador PI ($K_p = 0,1$ i $K_i = 0,1$) del sistema és capaç d'accelerar el motor, tal com es veu a la gràfica inferior *Sortida PI* de la figura 8.7, per tal d'assolir les diferents velocitats consigna mantenint la velocitat de forma estable.

8.3.2. Incorporació de perturbacions

Pel segon assaig, es realitza un seguiment de velocitats similar a l'anterior, però s'incorpora un fre motor de forma aleatòria per poder observar la reacció del sistema.

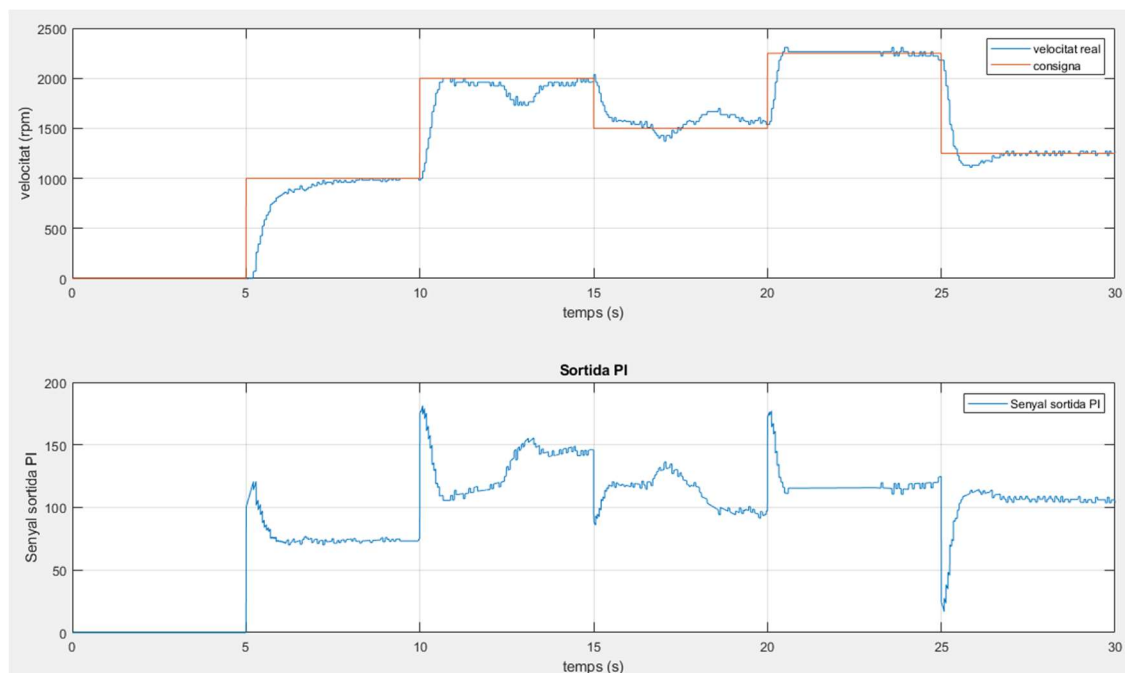


Figura 8.8. Gràfiques Velocitat i control de l'assaig Incorporació de perturbacions (Font pròpia)

En aquest segon assaig, el control continua accelerant el motor per tal d'assolir la consigna. A la gràfica superior de la figura 8.8 es pot observar que el motor va variant la seva velocitat obtenint la consigna i, en determinats moments (per exemple, en el segon 12), la velocitat es redueix temporalment a causa del fre motor. A la part inferior de la figura 8.8, el senyal que aplica el control es veu modifica per tal de recuperar la velocitat consigna després d'incorporar el fre motor. De la mateixa manera passa quan s'apaga el fre motor i el sistema queda alliberat de la càrrega, per exemple en el segon 17, just després d'augmentar el parell del fre.

En el segon 26, es pot veure lleuger sobrepic. Aquest, és degut a l'activació del fre just en el canvi de consigna de velocitat, tot i això, el sistema reacciona i ràpidament torna a recuperar la velocitat consigna.

8.3.3. Comparació del llaç obert amb el llaç tancat

Per acabar de validar el controlador del llaç tancat, es realitza un assaig per comparar el sistema en llaç tancat amb el sistema en llaç obert. A cada un dels sistemes se'ls hi dona la consigna respectiva per tal que girin a la velocitat de 1.000 rpm i, s'incorpora una càrrega entre els 9 i els 13 segons.

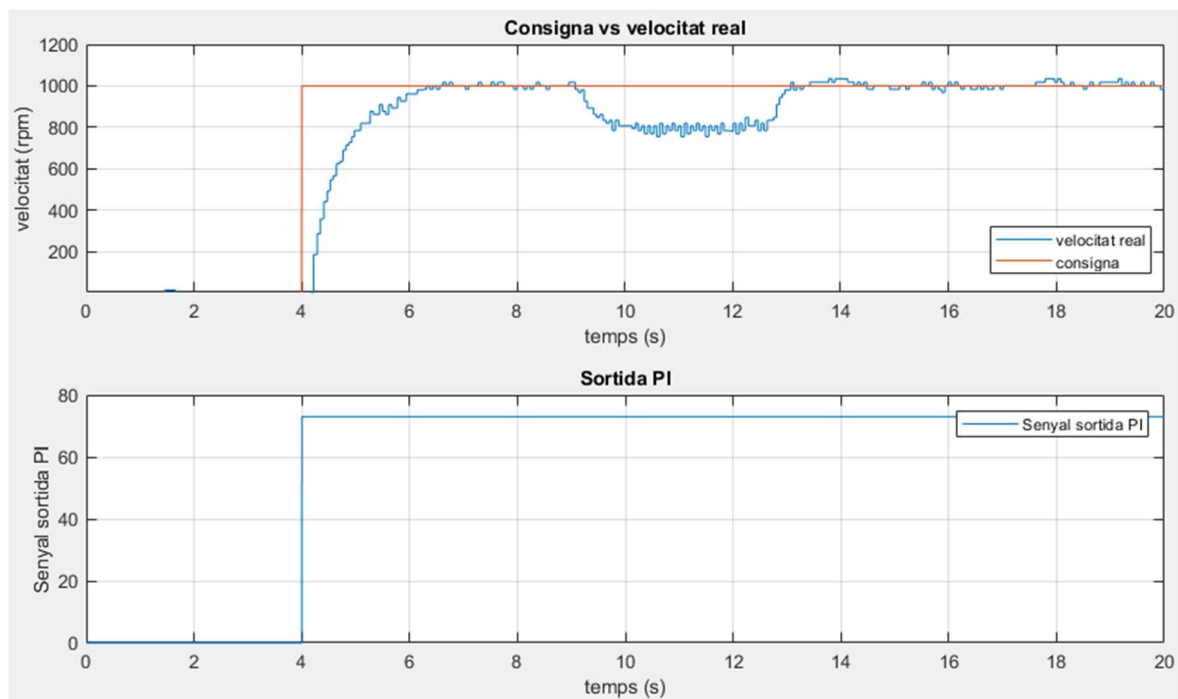


Figura 8.9. Gràfiques Velocitat i control en laç obert de l'assaig Incorporació de perturbacions (Font pròpia)

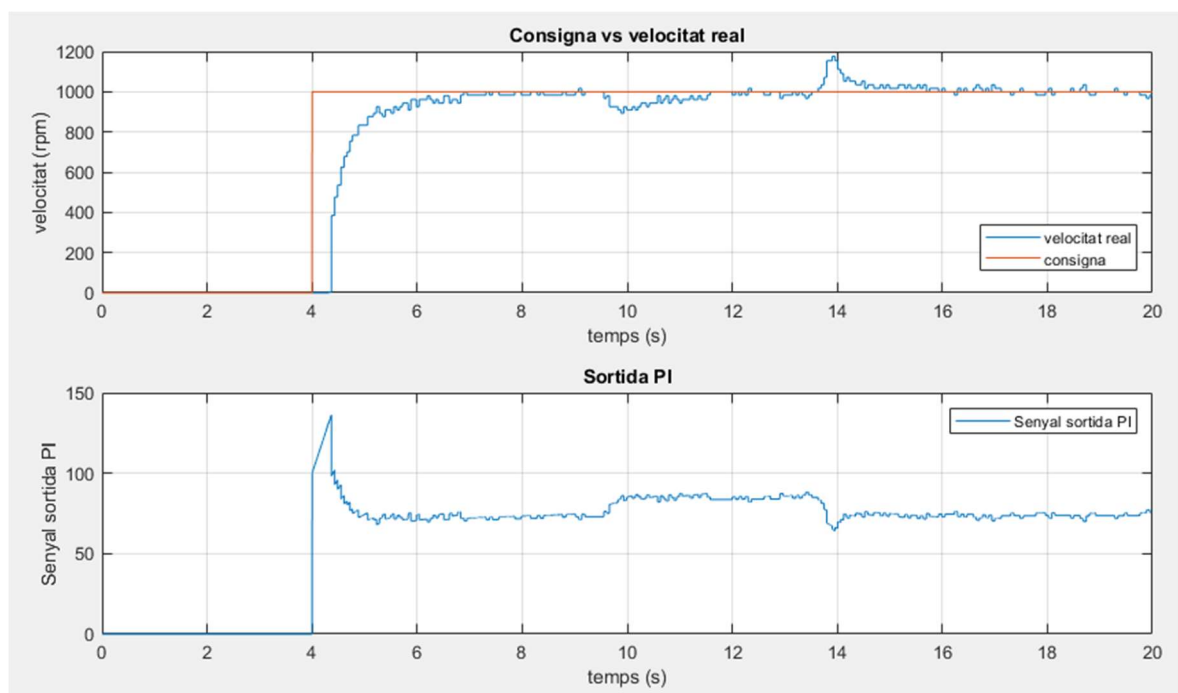


Figura 8.10. Gràfiques Velocitat i control en laç tancat de l'assaig Incorporació de perturbacions (Font pròpia)

El primer que es pot observar és que el motor amb els dos controls té un temps de resposta similar, al voltant dels 2,2 segons. Tot i que el motor amb control en laç tancat comença accelerant el motor més

ràpid, en apropar-se a la velocitat consigna disminueix el guany per tal de no tenir sobrepic. En canvi, el sistema amb control en llaç obert, arriba de forma progressiva, ja que s'ha calculat quin voltatge necessita el regulador de potència de l'inversor perquè el motor giri a les 1.000 rpm quan aquest es troba sense càrrega.

La part interessant del control arriba en el segon 9 de l'assaig quan s'aplica una càrrega al motor BLDC. Quan s'incorpora la càrrega, el sistema en llaç obert varia la velocitat del motor mantenint-se a unes 800 rpm. Quan es treu el fre motor, el BLDC recupera la velocitat inicial. En canvi, el sistema en llaç tancat controlat pel PI, és capaç de modificar el senyal que s'envia al regulador de potència per tal de mantenir la velocitat del motor *brushless*. Quan es retira la càrrega el controlador torna a modificar el senyal deixant de nou la velocitat a la consigna imposada.

9. Anàlisi de l'impacte ambiental

L'impacte ambiental del treball es basa en la utilització dels materials emprats pel treball i l'ús d'aquests. En aquest treball està basat en elements elèctric i electrònics (placa Arduino, inversor, motor BLDC, font d'alimentació i ordinador). Són elements que disposen d'un reciclatge especial descrit en el Real Decret 110/2015. Aquest té com a objectiu regular l'impacte causat per la generació i la gestió de residus dels aparells elèctrics i electrònics determinant la recollida i tractament posteriors.

Per altra banda, la major part dels productes que s'utilitzen en aquest treball declaren el compliment la *Declaració de Conformitat* amb la directiva *RoHS*, les quals restringeixen l'ús de materials en la fabricació de certs equips electrònics.

Pel que fa a emissions d'efecte hivernacle, hi ha diferents processos a tenir en compte. El primer és l'obtenció de materials per l'ús d'equips electrònics, que pot portar processos contaminants com l'extracció de minerals. Un altre punt a tenir en compte és el transport. Malgrat que tenim la facilitat de poder portar un producte des de qualsevol part del món, el recorregut que ha hagut de fer per arribar a les nostres mans comporta generalment una quantitat d'emissions de gasos d'efecte hivernacle important. Des del moment en què s'extreu i es porta a les fàbriques, on s'han de tractar (un altre procés que comporta emissions de gasos d'efecte hivernacle) a recórrer mig món en transport marítim per arribar a la seva destinació final, procés on es destina milions de litres de petroli on el seu impacte en emissions d'efecte hivernacle és un dels més rellevants produïts per la humanitat.

Conclusions

Després de finalitzar aquest treball, es pot afirmar que l'objectiu principal s'ha complert. S'ha dissenyat i implementat un control de velocitat pel motor BLDC. Els resultats obtinguts en els diferents assajos conclouen que el control funciona tal com s'havia descrit inicialment, ja que compleix el principal requisit, seguir una consigna de velocitat malgrat que hi hagi pertorbacions.

S'han complert els objectius secundaris que es descriuen a l'inici. Identificant amb èxit el model equivalent del conjunt, realitzant l'estudi de viabilitat de nivell de control amb Arduino i fent el disseny de l'algoritme que ha permès mesurar la velocitat.

Les limitacions que té el conjunt Arduino-Simulink han fet que dissenyar l'algoritme sigui una de les tasques més difícils, ja que s'ha invertit molt de temps en què l'algoritme fos el més ràpid i precís possible dins les limitacions trobades en el transcurs del treball. Cada cop que es realitza el càlcul de la velocitat s'actualitza l'error entre la velocitat real i la consigna, per tant, com més gran sigui el temps entre actualitzacions més lent serà el control. Si es pretén fer un control massa ràpid, el sistema es torna fàcilment inestable, tal com s'ha vist en el punt 8.2. D'aquesta manera s'ha aconseguit un control que és igual de ràpid que el model en llaç obert, però oferint un seguiment de la velocitat sense error en estat estacionari.

El funcionament del conjunt Arduino-Simulink, malgrat les seves limitacions, ha estat un acert per la facilitat d'ús tant en programar de manera gràfica com a la facilitat de recollir i gràficar les dades en temps reals per veure l'evolució del sistema. Un altre avantatge d'haver utilitzat Simulink és poder modificar alguns paràmetres en temps real.

Per següents estudis, es proposa millorar el control de velocitat implementant-lo en un microcontrolador que incorpori la funció deadband per tal de dissenyar i implementar el control dels interruptors MOSFET de l'inversor. D'aquesta manera, es podrà crear l'algoritme de diagnosi d'anomalies i possibles fallades.

Pressupost

El pressupost d'aquest estudi es basa en el cost del material, de l'adquisició de llicències de programari i dels honoraris. El pressupost ascendeix a un total de 13.703,56 € impostos inclosos

El cost del material, s'ha consultat a les pàgines webs on distribueixen els diferents materials que s'han utilitzat durant el transcurs del treball o d'altres que tenen unes característiques similars, ja que el material és cedit del projecte SMART. En el cas de l'ordinador, s'ha consultat el cost d'un ordinador que disposi d'unes característiques que permeti fer ús del software MATLAB de manera òptima. Els requisits recomanables es troben a la web [11] del desenvolupador del programari.

El cost de la llicència del programari MATLAB s'extreu de la mateixa pàgina web [19] del desenvolupador. Es considera necessària el cost d'una llicència anual.

Els honoraris que rep l'enginyer s'ha calculat d'acord el conveni col·lectiu del sector d'empreses d'enginyeria i oficines d'estudis tècnics [20]. Per fer el càlcul del cost per hora, s'ha extret la següent informació:

- Article 22. Nombre d'hores màximes anuals permeses: 1.792 hores.
- Annex I. Salari mínim anual d'un titulat en enginyeria: 26.323,57 €.

Tenint en compte el cost de les cotitzacions a l'estat Espanyol:

- Cotització contingències comunes: 23,60 %
- Cotització formació: 0,60 %
- Cotització atur: 5,50 %
- Cotització fons de garantia salarial: 0,20 %

El cost de les cotitzacions, sobre la base salarial de 26.323,57 €, arriba a la xifra de 7.870,75 €.

Per tant, el cost per l'empresa seria de 34.194,32 € anuals.

Extrapolant a partir del cost mínim anual i les hores màximes anuals, es pot calcular el preu per hora com:

$$\frac{\text{cost total}}{\text{hores totals}} = \frac{32.194,32 \text{ €}}{1792 \text{ h}} = 19,08 \text{ €/h} \quad (\text{Eq. P.1})$$

S'han dedicat aproximadament un total de 600 hores en aquest projecte. Tenint en compte que el preu per hora és de 19,08 € (Eq. P.1), els honoraris sumen un total de 11.448,00 €.

A la taula P-1, es pot veure el pressupost desglossat. Els preus que hi figuren, ja contemplen els impostos pertinents.

Concepte	Preu unitat	Unitat	Preu Total
Material			
Microcontrolador			
Arduino UNO [13]	20,00 €	1	20,00 €
Motor BLDC			
Motor Crouzet 8014510 [14]	57,76 €	1	57,76 €
Fre Motor CC			
Matrix International SMB060-RS [15]	186,56 €	1	186,56 €
Inversor			
Walfront [16]	28,49 €	1	28,49 €
Font d'alimentació			
Promax FA-376 [17]	453,75 €	1	453,75 €
Ordinador			
Asus VivoBook 15 [18]	709,00 €	1	709,00 €
Total Material			1.455,56 €
Llicències software			
MATLAB			
Llicència Anual	800,00 €	1	800,00 €
Total llicències software			800,00 €
Honoraris			
Enginyer Junior	19,08 €	600	11.448,00 €
Total honoraris			11.448,00 €
TOTAL			13.703,56 €

Taula P-1. Pressupost desglossat

Bibliografia

- [1] SMART Project [En línia] - CS2AC-UPC [Consulta: 5 setembre 2021] Disponible a: <<https://cs2ac.upc.edu/es/proyectos-de-investigacion/proyectos-ue/smart>>
- [2] P. Pillay, and R. Krishnan, "Modeling, simulation, and analysis of permanent-magnet motor drives, Part I: the permanent-magnet synchronous motor drive," IEEE Trans. Ind. App., vol. 25, no. 2, pp. 265-273, Mar./Apr. 1989.
- [3] P. Pillay, and R. Krishnan, "Modeling, simulation, and analysis of permanent-magnet motor drives, Part II: the brushless dc motor drive," IEEE Trans. Ind. App., vol. 25, no. 2, pp. 274-279, Mar./Apr. 1989.
- [4] P. C. Krause, O. Wasynczuk, and S. D. Sudhoff, Analysis of electric machinery and drive systems, 2nd ed. New York, NY, USA: IEEE Press, 2002, pp. 261-282.
- [5] C.-L. Xia, Permanent magnet brushless DC motor drives and controls. Singapore: Wiley, 2012, pp. 25-62.
- [6] Manny Soltero. *What is a Hall-effect sensor?* [en línia]. Texas Instrument, 2021. [Consulta: 18 desembre 2021]. Disponible a: <https://e2e.ti.com/blogs_/b/analogwire/posts/what-is-a-hall-effect-sensor>
- [7] K. Kolano, "Determining the position of the brushless DC motor rotor," Energies (Basel), vol. 13, no. 7, p. 1607–, 2020, doi: 10.3390/en13071607.
- [8] M.-K. Kim, H.-S. Bae, and B.-S. Suh, "Comparison of IGBT and MOSFET inverters in low-power BLDC motor drives," in 2006 37th IEEE Power Electronics Specialists Conference, 2006, pp. 1–4. doi: 10.1109/pesc.2006.1712140.
- [9] Arduino S.r.l., *Arduino* [En línia] Arduino, 2018. [Consulta: 20 desembre 2021] Disponible a: <<https://www.arduino.cc/>>
- [10] K. J. (Karl J. Åström and B. Wittenmark, Computer-controlled systems : theory and design Karl J. Åström, Björn Wittenmark, Third edition. Mineola, NY: Dover publications, 2011.
- [11] MATLAB and Simulink Requirements. A: MATLAB [En línia] – The MathWorks, Inc [Consulta: 7 Gener 2022] Disponible a: <<https://es.mathworks.com/support/requirements/MATLAB-system-requirements.html>>
- [12] Gomáriz Castro, S. Teoría de control : diseño electrónico [en línia]. Edicions UPC, 2000. ISBN 9788498803006. [Consulta: 7 Gener 2022]. Disponible a: <http://hdl.handle.net/2099.3/36214>.
- [13] Arduino UNO Rev3. A: Arduino [En línia] – Arduino, 2018 [Consulta: 9 gener 2022] Disponible a: <<https://store.arduino.cc/products/arduino-uno-rev3/>>

- [14] Components Stores [En línia] – Components Store, 2019 [Consulta: 9 gener 2022] Disponible a: <<https://www.components-store.es/product/Crouzet/80140510.html>>
- [15] RS Components [En línia] – Amidata S.A.U [Consulta: 9 gener 2022] Disponible a: <<https://es.rs-online.com/web/p/frenos-electromagneticos/1946343>>
- [16] Amazon [En línia] – Amazon [Consulta: 9 gener 2022] Disponible a: <<https://www.amazon.es/12V-36V-Controlador-Escobillas-Balanced-Conductor/dp/B07K3WXNYK>>
- [17] Promax [En línia] – Promax Partners S.L. [Consulta: 9 gener 2022] Disponible a: <<https://www.promax.es/shop/es/outlet-promax/84-fuente-alimentacion-regulable-30v-5a-aux>>
- [18] PC Componentes [En línia] – PC Componentes y Multimedia SLU [Consulta: 9 gener 2022] Disponible a: <<https://www.pccomponentes.com/asus-f515ja-bq1747t-intel-core-i7-1065g7-8gb-512gb-ssd-156>>
- [19] Pricing Licensing. A: MATLAB [En línia] - The MathWorks, Inc [Consulta: 9 Gener 2022] Disponible a: <<https://es.mathworks.com/pricing-licensing.html>>
- [20] Espanya. Ministeri de Treball, Migracions i Seguretat Social. Resolució de 7 d'octubre de 2019, de la Direcció General de Treball, pel que es registra i publica el XIX conveni col·lectiu del sector d'empreses d'enginyeria i oficines d'estudis tècnics. A: Boletín oficial del Estado [en línia]. Madrid: BOE, 18 Octubre 2019, no. 251, p. 114772 a 114801 [Consulta: 9 gener 2022]. Disponible a: <https://www.boe.es/diario_boe/txt.php?id=BOE-A-2011-13169>.

Annex A. Fitxes Tècniques dels equips utilitzats

- 1. Fitxa Tècnica Motor BLDC: Crouzet Motor 80140510**
- 2. Fitxa Tècnica Microcontrolador: Arduino UNO**
- 3. Fitxa Tècnica Font d'Alimentació: Promax FA-376**

57 square - 225 mNm continuous with Hall effect sensors 45 W nominal at 24 V and 2000 rpm Part number 80140510



- High power motors (up to 95 W continuous at 24 VDC)
- Suitable for voltages between 6 and 75 VDC
- Ideal for applications where the control electronics have to be off centre due to the high ambient temperature
- Temperature probe built into the motor

Part numbers

Type	Type	References
80140510 45 W nominal at 24 V and 2000 rpm	801405	Without option

Specifications

General characteristics

Max. speed (rpm)	10000
Torque peak in (mNm)	500*
Maximum continuous torque (mNm)	225**
Motor constant (mNm/W ^{1/2})	57
Electrical time constant (ms)	2,2
Mechanical time constant (ms)	1,5
Energy losses at peak torque (W)	77
Torque/speed factor - zero impedance (mNm/ (rad/s))	3,2
Rotor inertia (gcm ²)	50
Thermal resistance (°C/W)	5,7
Max. coil temperature (°C)	120
Integrated temperature sensor	Yes***
Number of phases	3 (delta config)
Number of poles	4
Ambient operating temperature (°C)	-40 →70
Dielectric strength at 500 V DC (MΩ)	1000
Service life (h)	20000
Output ball bearing	Yes
Weight (g)	900
Length (mm)	73
Protection index	IP54

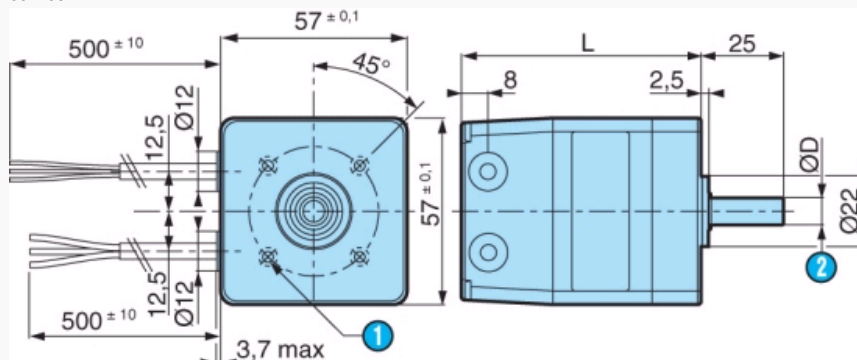
Comments

Standard winding

Phase-to-phase resistance (Ω)	1,72 ±12,5 %
Voltage at peak torque (V)	11,5
Current at peak torque (A)	6,7
Torque constant (mNm/A)	74,5 ±10 %
Back EMF constant (V/ (rad/s))	0,0745
Back EMF constant (V/Krpm)	7,8 ±10 %
Inductance (mH)	3,8 ±30 %

Dimensions (mm)

801405

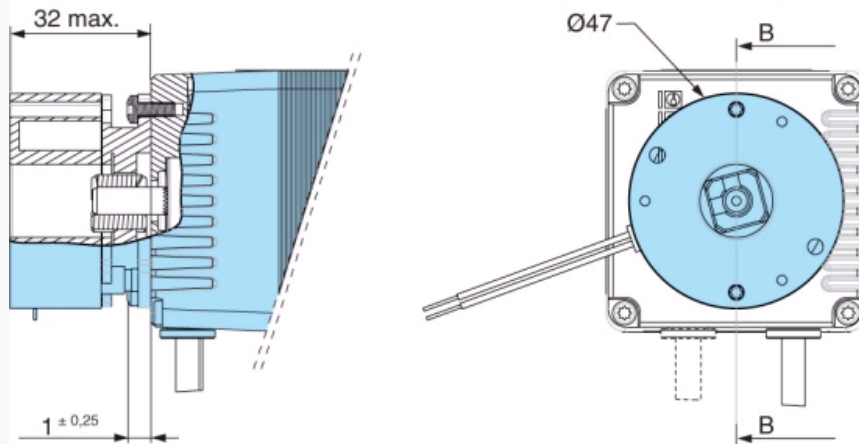


N°	Legend
①	4 holes M5 over \varnothing 40 mm - depth of thread : 4.5 mm - depth of hole 6.6 mm
②	D : \varnothing 6 - 0.010 - 0.020 mm
	L : 73.2 mm max.

Dimensions (mm)

Holding brake - 80140518

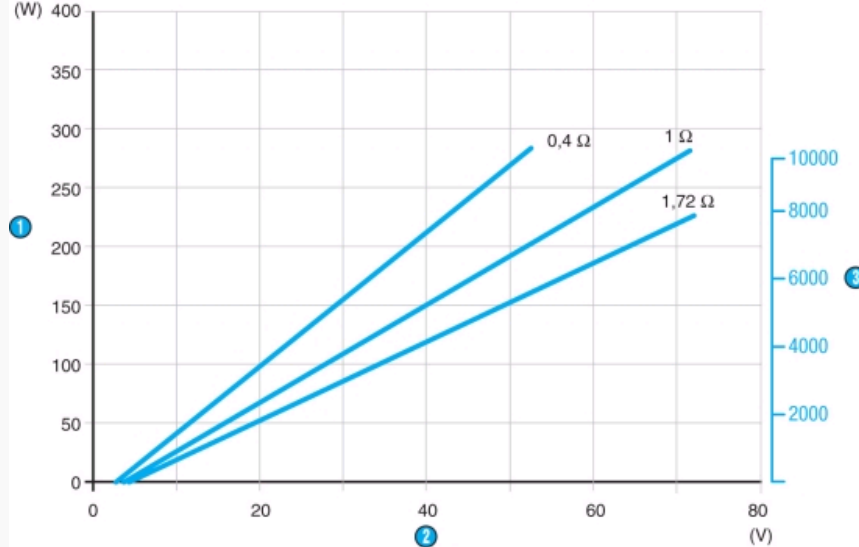
B-B



Holding brake : At power switch off - 0.5 Nm - 7 W - 24 V \pm 10% Weight : 250 g - AWG26 leads - 400 mm

Curves

Power/Power supply




N°	Legend
①	Nominal power
②	Supply voltage
③	Speeds (rpm)

Connections

Forward

Hall			①		
1	2	3	1	2	3
1	0	0	0V	+V \equiv	-
1	1	0	0V	-	+V \equiv
0	1	0	-	0V	+V \equiv
0	1	1	+V \equiv	0V	-
0	0	1	+V \equiv	-	0V
1	0	1	-	+V \equiv	0V




N°	Legend
①	Winding

Connections

Reverse

Hall			①		
1	2	3	1	2	3
1	0	0	+V \equiv	0V	-
1	0	1	-	0V	+V \equiv
0	0	1	0V	-	+V \equiv
0	1	1	0V	+V \equiv	-
0	1	0	-	+V \equiv	0V
1	1	0	+V \equiv	-	0V



N°	Legend
①	Winding

Connections

Part number 801405

Wire colour	Connection name	Wire gauge (AWG)
Black	Winding 1	20
Brown	Winding 2	20
Red	Winding 3	20
Red	+ Hall power supply	24
Black	- Hall power supply (return)	24
Yellow	Sonde temp.	24
Orange	Hall 1	24
Brown	Hall 2	24
Green	Hall 3	24

Hall effect : Voltage range : 4.5 24 VDC Max. current : 20 mA Type of output : NPN open collector Not protected against connection errors

Other information

For other standard windings visit www.crouzet.com

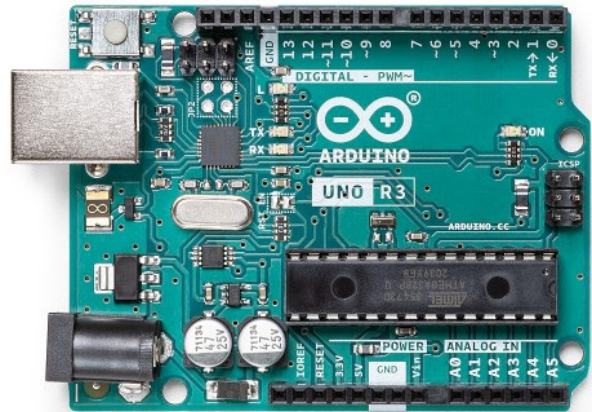
Precautions for use

Not protected against connection errors

Product adaptations



- Special shafts
- Lead length
- A single cable instead of two
- C12 connector built in
- 200, 500, 1000 points/revolution encoder
- Shorter motor



Description

The Arduino UNO R3 is the perfect board to get familiar with electronics and coding. This versatile microcontroller is equipped with the well-known ATmega328P and the ATmega 16U2 Processor. This board will give you a great first experience within the world of Arduino.

Target areas:

Maker, introduction, industries



Features

- **ATMega328P Processor**
 - **Memory**
 - AVR CPU at up to 16 MHz
 - 32KB Flash
 - 2KB SRAM
 - 1KB EEPROM
 - **Security**
 - Power On Reset (POR)
 - Brown Out Detection (BOD)
 - **Peripherals**
 - 2x 8-bit Timer/Counter with a dedicated period register and compare channels
 - 1x 16-bit Timer/Counter with a dedicated period register, input capture and compare channels
 - 1x USART with fractional baud rate generator and start-of-frame detection
 - 1x controller/peripheral Serial Peripheral Interface (SPI)
 - 1x Dual mode controller/peripheral I2C
 - 1x Analog Comparator (AC) with a scalable reference input
 - Watchdog Timer with separate on-chip oscillator
 - Six PWM channels
 - Interrupt and wake-up on pin change
- **ATMega16U2 Processor**
 - 8-bit AVR® RISC-based microcontroller
- **Memory**
 - 16 KB ISP Flash
 - 512B EEPROM
 - 512B SRAM
 - debugWIRE interface for on-chip debugging and programming
- **Power**
 - 2.7-5.5 volts



CONTENTS

1 The Board	4
1.1 Application Examples	4
1.2 Related Products	4
2 Ratings	4
2.1 Recommended Operating Conditions	4
2.2 Power Consumption	5
3 Functional Overview	5
3.1 Board Topology	5
3.2 Processor	6
3.3 Power Tree	6
4 Board Operation	7
4.1 Getting Started - IDE	7
4.2 Getting Started - Arduino Web Editor	7
4.3 Getting Started - Arduino IoT Cloud	7
4.4 Sample Sketches	7
4.5 Online Resources	7
4.6 Board Recovery	8
5 Connector Pinouts	8
5.1 JANALOG	9
5.2 JDIGITAL	9
5.3 Mechanical Information	10
5.4 Board Outline & Mounting Holes	10
6 Certifications	11
6.1 Declaration of Conformity CE DoC (EU)	11
6.2 Declaration of Conformity to EU RoHS & REACH 211 01/19/2021	11
6.3 Conflict Minerals Declaration	12
7 FCC Caution	12
8 Company Information	13
9 Reference Documentation	13
10 Revision History	13



1 The Board

1.1 Application Examples

The UNO board is the flagship product of Arduino. Regardless if you are new to the world of electronics or will use the UNO as a tool for education purposes or industry-related tasks.

First entry to electronics: If this is your first project within coding and electronics, get started with our most used and documented board; Arduino UNO. It is equipped with the well-known ATmega328P processor, 14 digital input/output pins, 6 analog inputs, USB connections, ICSP header and reset button. This board includes everything you will need for a great first experience with Arduino.

Industry-standard development board: Using the Arduino UNO board in industries, there are a range of companies using the UNO board as the brain for their PLC's.

Education purposes: Although the UNO board has been with us for about ten years, it is still widely used for various education purposes and scientific projects. The board's high standard and top quality performance makes it a great resource to capture real time from sensors and to trigger complex laboratory equipment to mention a few examples.

1.2 Related Products

- Starter Kit
- Tinkerkit Braccio Robot
- Example

2 Ratings

2.1 Recommended Operating Conditions

Symbol	Description	Min	Max
	Conservative thermal limits for the whole board:	-40 °C (-40°F)	85 °C (185°F)

NOTE: In extreme temperatures, EEPROM, voltage regulator, and the crystal oscillator, might not work as expected due to the extreme temperature conditions



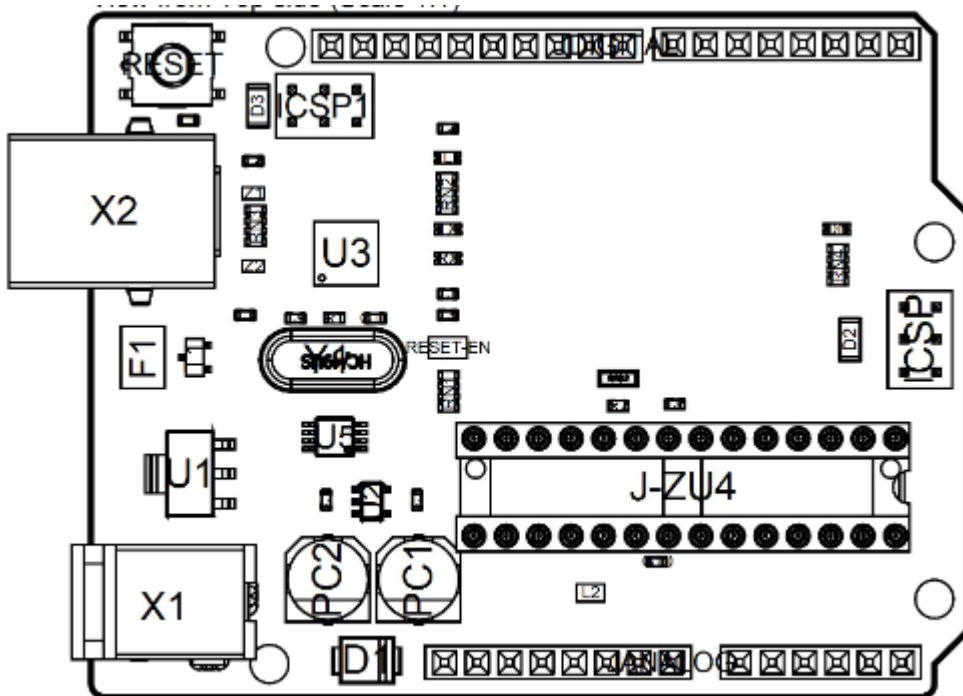
2.2 Power Consumption

Symbol	Description	Min	Typ	Max	Unit
VINMax	Maximum input voltage from VIN pad	6	-	20	V
VUSBMax	Maximum input voltage from USB connector		-	5.5	V
PMax	Maximum Power Consumption	-	-	xx	mA

3 Functional Overview

3.1 Board Topology

Top view



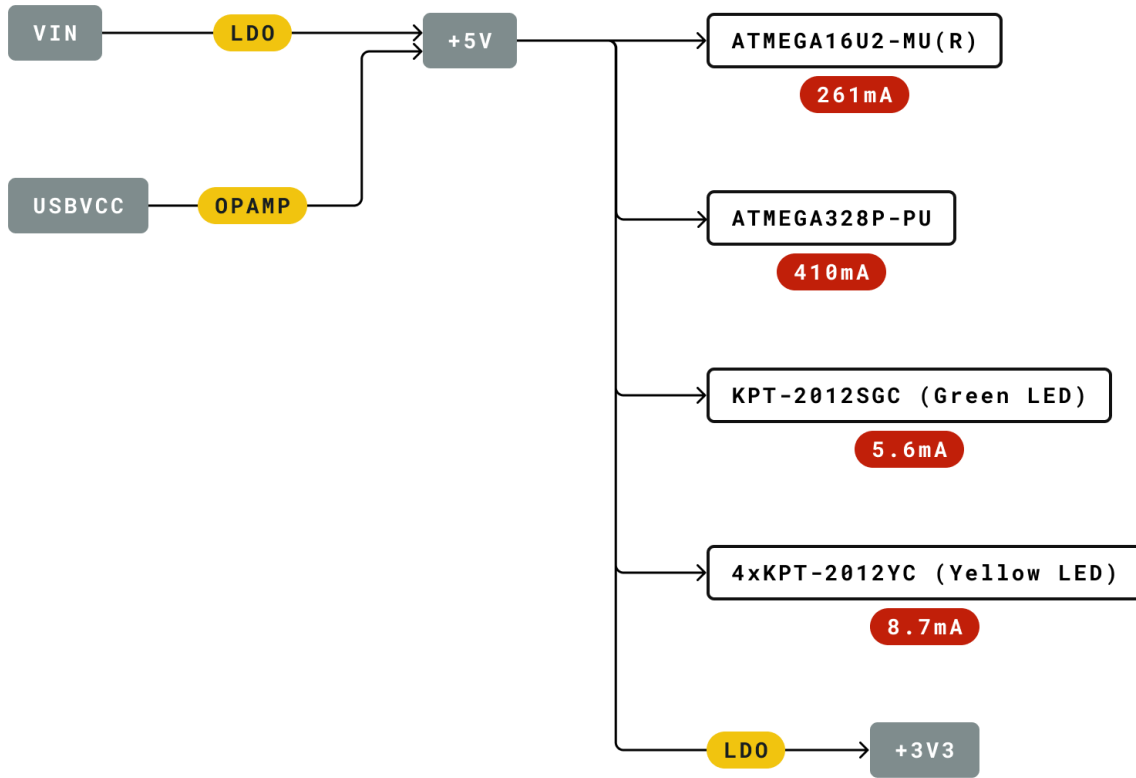
Board topology

Ref.	Description	Ref.	Description
X1	Power jack 2.1x5.5mm	U1	SPX1117M3-L-5 Regulator
X2	USB B Connector	U3	ATMEGA16U2 Module
PC1	EEE-1EA470WP 25V SMD Capacitor	U5	LMV358LIST-A.9 IC
PC2	EEE-1EA470WP 25V SMD Capacitor	F1	Chip Capacitor, High Density
D1	CGRA4007-G Rectifier	ICSP	Pin header connector (through hole 6)
J-ZU4	ATMEGA328P Module	ICSP1	Pin header connector (through hole 6)
Y1	ECS-160-20-4X-DU Oscillator		

3.2 Processor

The Main Processor is a ATmega328P running at up to 20 MHz. Most of its pins are connected to the external headers, however some are reserved for internal communication with the USB Bridge coprocessor.

3.3 Power Tree



Legend:

- Component
- Power I/O
- Conversion Type
- Max Current
- Voltage Range

Power tree



4 Board Operation

4.1 Getting Started - IDE

If you want to program your Arduino UNO while offline you need to install the Arduino Desktop IDE [1] To connect the Arduino UNO to your computer, you'll need a Micro-B USB cable. This also provides power to the board, as indicated by the LED.

4.2 Getting Started - Arduino Web Editor

All Arduino boards, including this one, work out-of-the-box on the Arduino Web Editor [2], by just installing a simple plugin.

The Arduino Web Editor is hosted online, therefore it will always be up-to-date with the latest features and support for all boards. Follow [3] to start coding on the browser and upload your sketches onto your board.

4.3 Getting Started - Arduino IoT Cloud

All Arduino IoT enabled products are supported on Arduino IoT Cloud which allows you to Log, graph and analyze sensor data, trigger events, and automate your home or business.

4.4 Sample Sketches

Sample sketches for the Arduino XXX can be found either in the "Examples" menu in the Arduino IDE or in the "Documentation" section of the Arduino Pro website [4]

4.5 Online Resources

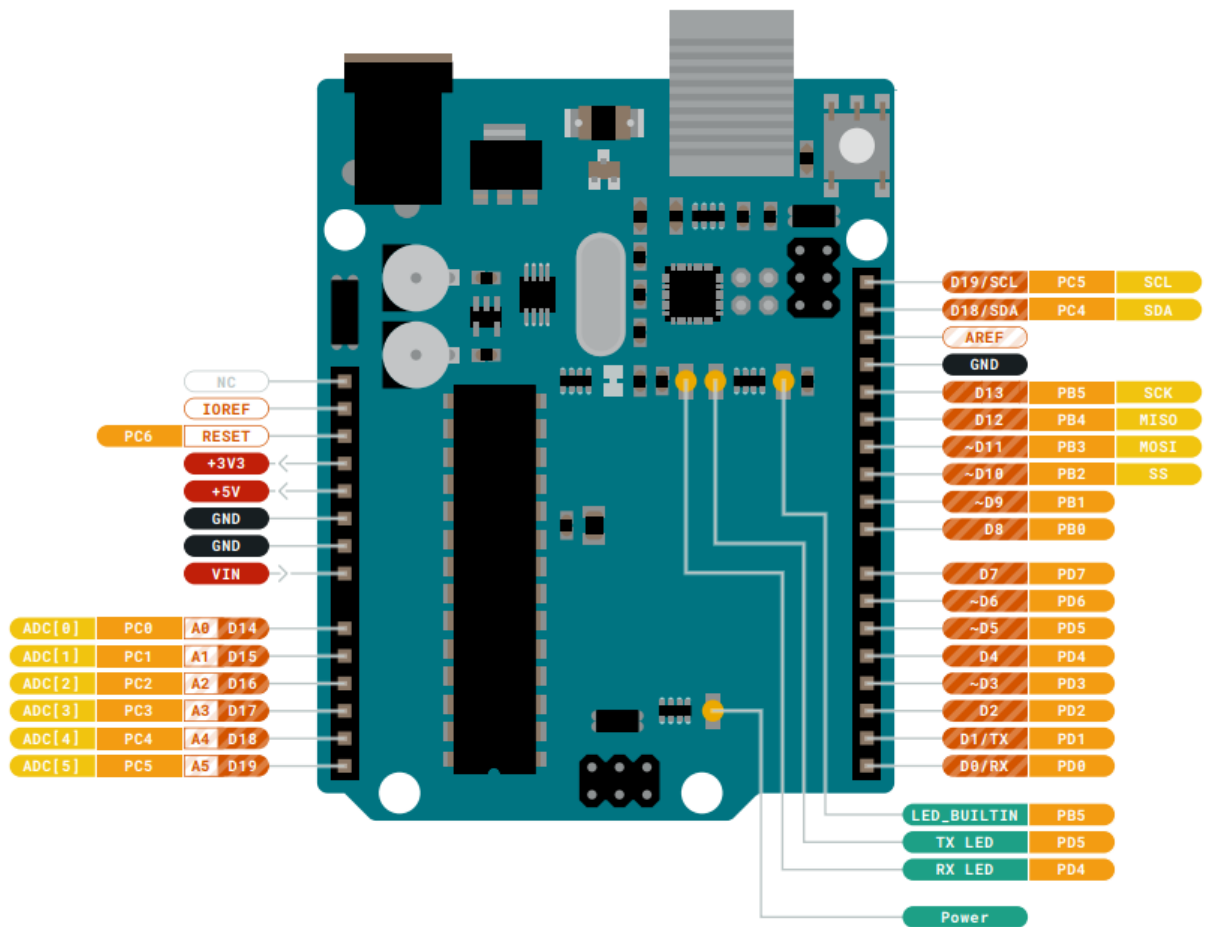
Now that you have gone through the basics of what you can do with the board you can explore the endless possibilities it provides by checking exciting projects on ProjectHub [5], the Arduino Library Reference [6] and the online store [7] where you will be able to complement your board with sensors, actuators and more



4.6 Board Recovery

All Arduino boards have a built-in bootloader which allows flashing the board via USB. In case a sketch locks up the processor and the board is not reachable anymore via USB it is possible to enter bootloader mode by double-tapping the reset button right after power up.

5 Connector Pinouts



Pinout



5.1 JANALOG

Pin	Function	Type	Description
1	NC	NC	Not connected
2	IOREF	IOREF	Reference for digital logic V - connected to 5V
3	Reset	Reset	Reset
4	+3V3	Power	+3V3 Power Rail
5	+5V	Power	+5V Power Rail
6	GND	Power	Ground
7	GND	Power	Ground
8	VIN	Power	Voltage Input
9	A0	Analog/GPIO	Analog input 0 /GPIO
10	A1	Analog/GPIO	Analog input 1 /GPIO
11	A2	Analog/GPIO	Analog input 2 /GPIO
12	A3	Analog/GPIO	Analog input 3 /GPIO
13	A4/SDA	Analog input/I2C	Analog input 4/I2C Data line
14	A5/SCL	Analog input/I2C	Analog input 5/I2C Clock line

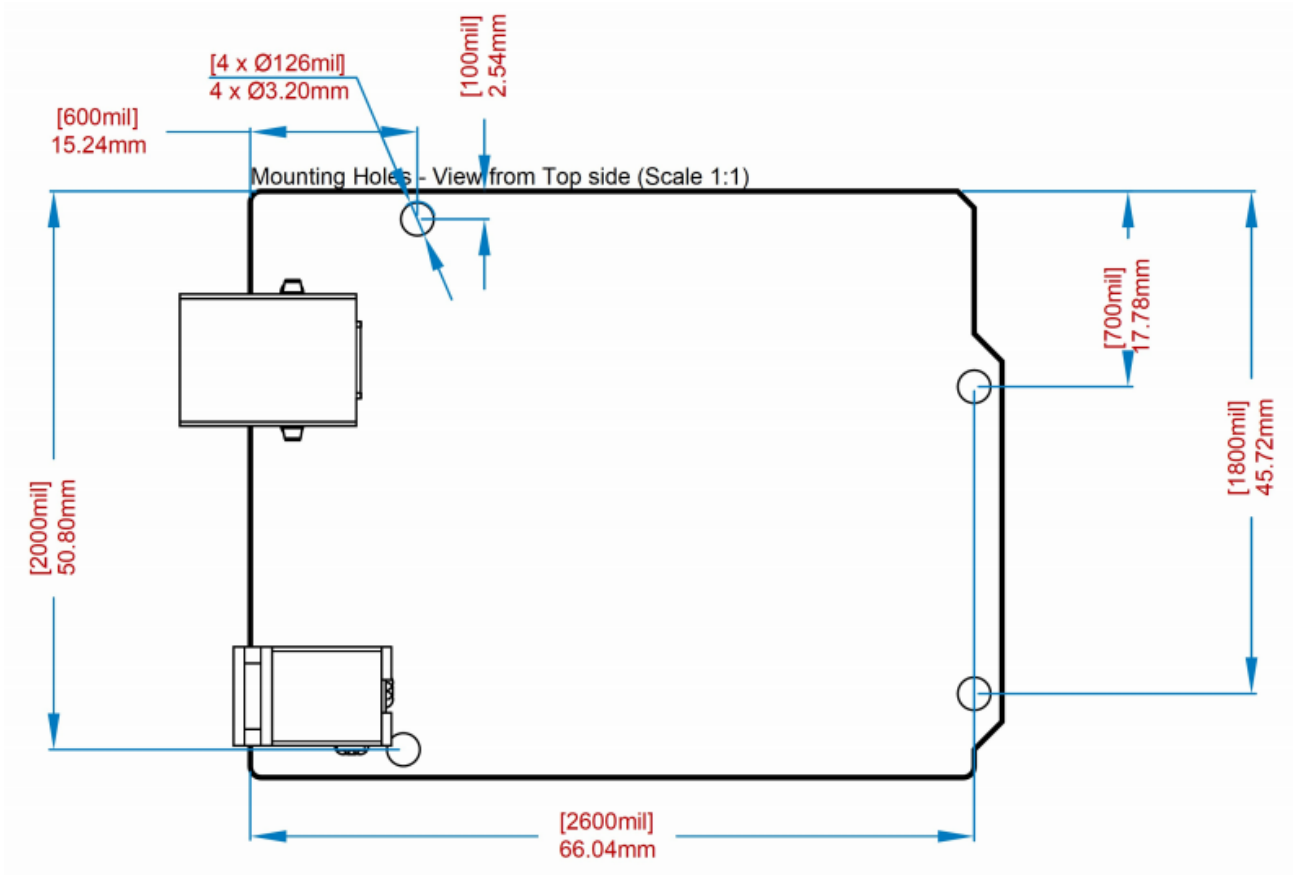
5.2 JDIGITAL

Pin	Function	Type	Description
1	D0	Digital/GPIO	Digital pin 0/GPIO
2	D1	Digital/GPIO	Digital pin 1/GPIO
3	D2	Digital/GPIO	Digital pin 2/GPIO
4	D3	Digital/GPIO	Digital pin 3/GPIO
5	D4	Digital/GPIO	Digital pin 4/GPIO
6	D5	Digital/GPIO	Digital pin 5/GPIO
7	D6	Digital/GPIO	Digital pin 6/GPIO
8	D7	Digital/GPIO	Digital pin 7/GPIO
9	D8	Digital/GPIO	Digital pin 8/GPIO
10	D9	Digital/GPIO	Digital pin 9/GPIO
11	SS	Digital	SPI Chip Select
12	MOSI	Digital	SPI1 Main Out Secondary In
13	MISO	Digital	SPI Main In Secondary Out
14	SCK	Digital	SPI serial clock output
15	GND	Power	Ground
16	AREF	Digital	Analog reference voltage
17	A4/SD4	Digital	Analog input 4/I2C Data line (duplicated)
18	A5/SD5	Digital	Analog input 5/I2C Clock line (duplicated)



5.3 Mechanical Information

5.4 Board Outline & Mounting Holes



Board outline



6 Certifications

6.1 Declaration of Conformity CE DoC (EU)

We declare under our sole responsibility that the products above are in conformity with the essential requirements of the following EU Directives and therefore qualify for free movement within markets comprising the European Union (EU) and European Economic Area (EEA).

ROHS 2 Directive 2011/65/EU	
Conforms to:	EN50581:2012
Directive 2014/35/EU. (LVD)	
Conforms to:	EN 60950-1:2006/A11:2009/A1:2010/A12:2011/AC:2011
Directive 2004/40/EC & 2008/46/EC & 2013/35/EU, EMF	
Conforms to:	EN 62311:2008

6.2 Declaration of Conformity to EU RoHS & REACH 211 01/19/2021

Arduino boards are in compliance with RoHS 2 Directive 2011/65/EU of the European Parliament and RoHS 3 Directive 2015/863/EU of the Council of 4 June 2015 on the restriction of the use of certain hazardous substances in electrical and electronic equipment.

Substance	Maximum limit (ppm)
Lead (Pb)	1000
Cadmium (Cd)	100
Mercury (Hg)	1000
Hexavalent Chromium (Cr6+)	1000
Poly Brominated Biphenyls (PBB)	1000
Poly Brominated Diphenyl ethers (PBDE)	1000
Bis(2-Ethylhexyl} phthalate (DEHP)	1000
Benzyl butyl phthalate (BBP)	1000
Dibutyl phthalate (DBP)	1000
Diisobutyl phthalate (DIBP)	1000

Exemptions: No exemptions are claimed.

Arduino Boards are fully compliant with the related requirements of European Union Regulation (EC) 1907 /2006 concerning the Registration, Evaluation, Authorization and Restriction of Chemicals (REACH). We declare none of the SVHCs (<https://echa.europa.eu/web/guest/candidate-list-table>), the Candidate List of Substances of Very High Concern for authorization currently released by ECHA, is present in all products (and also package) in quantities totaling in a concentration equal or above 0.1%. To the best of our knowledge, we also declare that our products do not contain any of the substances listed on the "Authorization List" (Annex XIV of the REACH regulations) and Substances of Very High Concern (SVHC) in any significant amounts as specified by the Annex XVII of Candidate list published by ECHA (European Chemical Agency) 1907 /2006/EC.



6.3 Conflict Minerals Declaration

As a global supplier of electronic and electrical components, Arduino is aware of our obligations with regards to laws and regulations regarding Conflict Minerals, specifically the Dodd-Frank Wall Street Reform and Consumer Protection Act, Section 1502. Arduino does not directly source or process conflict minerals such as Tin, Tantalum, Tungsten, or Gold. Conflict minerals are contained in our products in the form of solder, or as a component in metal alloys. As part of our reasonable due diligence Arduino has contacted component suppliers within our supply chain to verify their continued compliance with the regulations. Based on the information received thus far we declare that our products contain Conflict Minerals sourced from conflict-free areas.

7 FCC Caution

Any Changes or modifications not expressly approved by the party responsible for compliance could void the user's authority to operate the equipment.

This device complies with part 15 of the FCC Rules. Operation is subject to the following two conditions:

- (1) This device may not cause harmful interference
- (2) this device must accept any interference received, including interference that may cause undesired operation.

FCC RF Radiation Exposure Statement:

1. This Transmitter must not be co-located or operating in conjunction with any other antenna or transmitter.
2. This equipment complies with RF radiation exposure limits set forth for an uncontrolled environment.
3. This equipment should be installed and operated with minimum distance 20cm between the radiator & your body.

English: User manuals for license-exempt radio apparatus shall contain the following or equivalent notice in a conspicuous location in the user manual or alternatively on the device or both. This device complies with Industry Canada license-exempt RSS standard(s). Operation is subject to the following two conditions:

- (1) this device may not cause interference
- (2) this device must accept any interference, including interference that may cause undesired operation of the device.

French: Le présent appareil est conforme aux CNR d'Industrie Canada applicables aux appareils radio exempts de licence. L'exploitation est autorisée aux deux conditions suivantes :

- (1) l'appareil n' doit pas produire de brouillage
- (2) l'utilisateur de l'appareil doit accepter tout brouillage radioélectrique subi, même si le brouillage est susceptible d'en compromettre le fonctionnement.

IC SAR Warning:

English This equipment should be installed and operated with minimum distance 20 cm between the radiator and your body.

French: Lors de l' installation et de l' exploitation de ce dispositif, la distance entre le radiateur et le corps est d' au moins 20 cm.



Important: The operating temperature of the EUT can't exceed 85°C and shouldn't be lower than -40°C.

Hereby, Arduino S.r.l. declares that this product is in compliance with essential requirements and other relevant provisions of Directive 2014/53/EU. This product is allowed to be used in all EU member states.

8 Company Information

Company name	Arduino S.r.l
Company Address	Via Andrea Appiani 25 20900 MONZA Italy

9 Reference Documentation

Reference	Link
Arduino IDE (Desktop)	https://www.arduino.cc/en/Main/Software
Arduino IDE (Cloud)	https://create.arduino.cc/editor
Cloud IDE Getting Started	https://create.arduino.cc/projecthub/Arduino_Genuino/getting-started-with-arduino-web-editor-4b3e4a
Arduino Pro Website	https://www.arduino.cc/pro
Project Hub	https://create.arduino.cc/projecthub?by=part&part_id=11332&sort=trending
Library Reference	https://www.arduino.cc/reference/en/
Online Store	https://store.arduino.cc/

10 Revision History

Date	Revision	Changes
xx/06/2021	1	Datasheet release

FA-363B, FA-376, FA-662B, FA-665, FA-672

FA-376/FA-672 power supplies combine linear and commutation technology in order to provide the best advantages:

Reduced size in comparison with similar power execution in linear technology, and corresponding improved performance, together with major weight reduction.

Output characteristics equal to those found in linear devices are obtained.

The devices are equipped with fine and coarse control to better adjust the voltage, together with a control to pre-set the maximum output current.

In addition to the main output, an auxiliary one at a fixed voltage of 5 V is provided.

Both outputs are floating.

The FA-665 power supply possesses the major advantages given by the use of linear and commutation technology.

It consists of two independent supplies which enable the output to be independently adjusted between 0 and 30 V. In addition, the two supplies are floating with respect to the earth, each one being able to supply up to 5 A.

The "TRACKING" operation mode is included, where both supplies are inter-connected in such a way that they become two equal supplies, of opposite sign with respect to a central point common to both. In this mode of operation, the output voltage is controlled from only one of them, the other being the same value.

Output characteristics equal to those found in linear devices are obtained.

Possibility to shortcircuit all supplies.

SPECIFICATIONS	FA-363B	FA-376	FA-662B	FA-665	FA-672
Main output					
Output voltage DC	0 to 30 V			2 x 0 to 30 V	0 to 60 V
Output Current	0 to 2 A	0 to 5 A	0 to 1 A	0 to 5 A	0 to 2,5 A
Load regulation	≤0.05%+2mV	0.02%+5mV	≤1.5mV	0.02%+5mV	0.02%+5mV
Mains regulation	≤0.02%+2mV	0.02%+5mV	≤1mV	0.02%+2mV	0.02%+5mV
Noise and hum	≤2mV rms	6mV rms	≤500mV rms	6mV rms	10mV rms
Technology		Linear with commutated pre-regulator		Linear with commutated pre-regulator	
Output		Floating		Floating	
Readout	Digitals, V and A				
Type	±(0.1% reading±1digit)	3 ½ digits	±(0.1% reading±1digit)	3 ½ digits	
Resolution	100 mV 10 mA				
Protections	Thermal	by current limitation, by device disconnection		by current limitation, by device disconnection	
Auxiliary output					
Output voltage DC	5 V ± 15 V	5V			
Output current	1A ± 0,5A	1A			
Load regulation	50 mV		50 mV		
Mains regulation		50 mV		50 mV	
Technology		linear		linear	
Output		floating		floating	
Operating environmental conditions					
Temperature range	5° C to 40° C				
Relative humidity	Max 80% (up to 31°C) decreasing linearly until 50% at 40°C				
Power supply					
Mains voltage	110-125-220-240 V CA 50-60 Hz	230 V CA ± 10% 50 Hz	110-125-220-240 V CA 50-60 Hz	230 V CA ± 10% 50 Hz	
Consumption	120 W	200 W	145 W	380 W	200 W
Mechanical features					
Dimensions W. x H. x D.	230 x 145 x 290 mm	200 x 195 x 254 mm	210 x 185 x 280 mm	300 x 195 x 292 mm	200 x 195 x 254 mm
Weight	6 Kg	2.8 Kg	6.6 Kg	5.4 Kg	2.8 Kg