



UNIVERSIDAD NACIONAL AUTÓNOMA DE MÉXICO

FACULTAD DE INGENIERÍA

**Diseño e implementación de
un driver y un controlador
para un motor BLDC**

TESIS

Que para obtener el título de
Ingeniero Mecatrónico

P R E S E N T A

Jesús Hernández Coyotzi

DIRECTOR DE TESIS

M.I. Serafin Castañeda Cedeño

Ciudad Universitaria, Cd. M x., 2016



Contenido

Capitulo 1: Introducción.....	4
Justificación.	4
Trabajo previo y estado de la técnica.	4
Estructura del trabajo	5
Objetivos	6
Tabla de nomenclaturas	7
Capitulo 2: Motores BLDC	8
Descripción de los BLDCM.	8
Operación	9
Modelo del motor	10
Características específicas	14
Capitulo 3: Inversor Trifásico	15
Descripción del inversor.	15
Secuencia de conmutación	16
Interruptores: MOSFET	17
Driver de compuerta.	18
Interfaz de control	22
Medición de corriente	23
Capitulo 4: Control	26
Objetivo de control	26
Esquemas de control	27
Controlador implementado	31
El microcontrolador MSP430	32
Señal de control	34
Capitulo 5: Instrumentación.....	35
Sensores de Efecto Hall	35
El encóder	35
Capitulo 6: Pruebas y Resultados.....	43
Banco de pruebas	43
Sintonización	44
Pruebas y Resultados	45
Conclusiones y trabajo futuro.....	55

Conclusiones	55
Trabajo a Futuro	56
Anexos	58
Código	58
Diagramas eléctricos	61
Gráficas	64
Referencias.....	64

Capítulo 1:

Introducción

Justificación.

Desde hace tiempo, el motor de corriente directa con escobillas ha sido la principal herramienta para la implementación de controladores de posición, también llamados servomotores. Esto debido a que es un sistema mayormente lineal y por lo tanto muy sencillo de modelar y controlar [1], esto es especialmente útil en aplicaciones de robótica donde el mecanismo tiene una dinámica altamente no lineal [2].

Las máquinas de corriente alterna han sido mayormente usadas para aplicaciones industriales donde se requiere una gran cantidad de par o una velocidad constante. Sin embargo, tienen bastantes ventajas respecto a los motores de corriente directa. Principalmente estos motores carecen de conmutadores, o escobillas, lo que disminuye sus costos de mantenimiento, les da una vida útil mayor, asimismo son de operación más silenciosa y no producen chispa lo que los hace aptos para trabajos en ambientes volátiles. Sin embargo, su control es mucho más complicado al ser sistemas de tres entradas no lineales [3].

Entre los diferentes tipos de motores de corriente alterna el llamado motor de corriente directa¹ sin escobillas, BLDCM por sus siglas en inglés, es una opción muy atractiva para el diseño de servomecanismos donde se requiere un gran par para acelerar o desacelerar una masa. Sin embargo debido a su complejidad la implementación de este tipo de sistemas no se volvió viable hasta la década de los 80's cuando surgió el transistor Darlington de potencia y volvió posible la construcción de los primeros drivers o accionadores para motores sin escobillas a partir de una corriente directa, asimismo el surgimiento de sensores de posición baratos y precisos así como procesadores digitales de señales y microcontroladores de bajo costo y altas prestaciones en los últimos años ha producido un renovado interés en su uso como servomotores [1].

Debido a todo lo anteriormente mencionado, aunado a que son motores relativamente pequeños para el par que manejan, son una opción ideal para el uso en robots académicos y de investigación; su mínimo mantenimiento y larga vida implican una reducción de costos en reparaciones, repuestos y adquisición de motores nuevos, algo muy deseable en situaciones donde los recursos económicos son restringidos.

En este caso particular se escogió un motor BLDC para actuar la ortesis activa de miembro inferior del departamento de mecatrónica de la facultad de ingeniería de la UNAM, sin embargo, esto crea la necesidad del diseño y la implementación del accionador o *driver* y el controlador para que este sistema opere como un servomotor, encontrar la solución a este problema es el motivo de esta Tesis.

Trabajo previo y estado de la técnica.

El nombre servomotor etimológicamente significa motor esclavo o motor sirviente y fue usado por primera vez en 1868 por el ingeniero francés J.M. Farcot “Le-servomoteur” para describir a los

¹ En el capítulo correspondiente se explicará cómo este motor opera con una corriente alterna generada a partir de la inversión de un voltaje de directa.

Capítulo: Introducción Estructura del trabajo

motores de vapor e hidráulicos usados para dirigir los botes. Sin embargo, el término no se popularizó sino hasta principios del siglo XX cuando en 1911 se agregó en el diccionario de ingeniería eléctrica de Henry Horbart.

Para 1922 General Electric empezó a desarrollar servos electrónicos para dirigir baterías navales, sin embargo, la mayor parte de investigación en servomecanismos hecha en la primera mitad del siglo XX fue para el diseño de cintas de grabación surgiendo los primeros servos de DC en 1925 y el primer servo de AC fue patentado en 1923.

El desarrollo en aquellos años era meramente empírico, el lenguaje técnico todavía no era unificado siendo comunes los términos de regulador y gobernador. Esto debido a que la teoría de control necesaria para el análisis todavía no era desarrollada. Fue a principios de los treinta cuando se empezó a formalizar el análisis de los servomotores impulsado por la segunda guerra mundial y la aplicación del control en armas y otros artefactos bélicos [4].

A partir de esta fecha empezó el desarrollo de la teoría de realimentación y estabilidad gracias personajes como Harry Nyquist y Henrick Bode. Debido a la ya mencionada linealidad de los motores de DC, su uso se extendió en el ámbito de la robótica y el control. Fue hasta el inicio de la teoría de control moderna en los sesenta cuando el diseño de sistemas de control en los motores de alterna se volvió factible [1], es importante mencionar que algunas de las técnicas para el análisis de máquinas de corriente alternan son un poco más antiguas.

Pero el uso de este tipo de motores para servomecanismos estuvo limitado en su aplicación práctica hasta el surgimiento de elementos de electrónica de potencia y microcontroladores de bajo costo en la última parte del siglo pasado.

Hoy en día muchas compañías diseñan servomotores sin escobillas y sus respectivos controladores. La compañía japonesa Yaskawa es uno de los vendedores más grandes de este tipo de sistemas, Panasonic por su lado también diseña y vende este tipo de motores y sus controladores. En cuanto a productores occidentales tenemos a ABB, Moog y General Electric entre muchos otros.

Este tipo de servomotores son usados generalmente para aplicaciones industriales, lo que ha provocado que se les conozca como servomotores industriales en algunos ámbitos; por lo general son más caros y complicados que sus contrapartes de directa, aun así, los servomotores de DC siguen teniendo amplio uso en aplicaciones pequeñas como robots académicos.

Con respecto a los exoesqueletos y robots bípedos, el tipo de servomotores que utilizan varía con el tipo de exoesqueleto, los tipos militares como el BLEEX, el XOS y el Hulc, todos financiados por DARPA, tienen actuadores hidráulicos, asimismo robots bípedos como el PETMAN, utilizado para pruebas de trajes para materiales peligrosos, y el Atlas, ambos desarrollados por la firma estadounidense Boston Dynamics, también utilizan actuadores hidráulicos, pero mantienen una buena parte eléctrica.

Estructura del trabajo

En esta tesis se analizará todo el proceso de diseño e implementación del driver y el controlador para el motor BLDC. Para esto se dividirá el sistema en pequeños subsistemas que se estudiarán de forma independiente. Se comenzará discutiendo la estructura y el principio de funcionamiento del motor, así como una introducción a la forma de modelar el sistema y las características específicas del motor a utilizar en este trabajo.

Capítulo: Introducción

Objetivos

Se continuará con el análisis del inversor, la etapa de potencia especializada que requiere este tipo de sistema, la selección de sus elementos y la forma en que debe ser operado para accionar al motor, lo que se conoce como secuencia de conmutación, asimismo se habla del componente principal de este subsistema, los MOSFETs y los elementos complementarios que permiten su operación como los drivers de compuerta. el capítulo termina describiendo la forma de lograr conectar el inversor con el resto de los sistemas y la forma en que podemos medir la corriente que circula en el inversor.

Una vez descritos estos subsistemas que conforman el hardware del servomotor se continua con la descripción del software, el controlador, se detalla el objetivo del control, se mencionan los diferentes tipos de control que se pueden utilizar para controlar este tipo de motor y una vez terminado esto se describe el controlador implementado y el microcontrolador utilizado para su implementación asimismo se profundiza en la forma de la señal de control.

En el capítulo siguiente se presenta la instrumentación del motor, es decir como obtenemos la señal de retroalimentación requerida para establecer la ley de control. Para esto se discute sobre los sensores de posición conocidos sensores de efecto Hall y los encoders y la forma de acondicionar la señal que estos proporcionan en algo procesable para nuestra unidad de control.

Una vez analizado todo el sistema se presentan las pruebas realizadas a todo el conjunto de motor, inversor y controlador, realizadas tanto con el objetivo de visualizar su operación a detalle y de validar su funcionamiento. A partir de estas gráficas se prosigue a concluir el trabajo y a definir el trabajo futuro

Objetivos

- Diseñar e implementar un inversor trifásico para accionar un motor BLDC.
- Proponer un controlador de posición para el motor.
- Evaluar el desempeño del inversor mediante la operación del motor.
- Documentar la información necesaria acerca del control y accionamiento de estos motores para permitir el desarrollo y la investigación a futuro sobre servomotores de alterna.

Tabla de nomenclaturas

Siglas	Significado	
BLDCM	Brushless Direct Current Motor	Motor de corriente directa sin escobillas
PMSM	Permanent Magnet Synchronous Motor	Motor síncrono de imán permanente
DC	Direct Current	Corriente directa
SISO	Single Input Single Output	Una entrada una salida
MISO	Multiple Input Multiple Output	Múltiples entradas múltiples salidas
AC	Altenate Current	Corriente alterna
TBJ	Bipolar juncture transistor	Transistor Bipolar de Juntura
MOSFET	Transistor de efecto de campo de óxido metálico	Metal Oxide Field Effect Transistor
TTL	Trantistor-Transitor Logic	Lógica transistor transistor
CMOS	Complementary metal oxide semiconductor	Semiconductor de óxido metálico complementario
EEPROM	Electronically Eraseable read only memory	Memoria de sólo lectura borrrable electronicamente
PWM	Pulse Width Modulation	Modulación por ancho de pulso
IGBT	Insulated Gate Bipolar Transistor	Transistor bipolar de compuerta aislada
ADC	Analogue to digital converter	Convertidor analógico a digital
DAC	Digital to analogue converter	Convertidor digital a analógico

Capítulo 2

Motores BLDC

Descripción de los BLDCM.

Un motor BLDCM (Brushless Direct Current Motor) o motor de corriente directa sin escobillas es un tipo de máquina síncrona, en la cual el campo de excitación ha sido reemplazado por un imán permanente. A pesar de su nombre, este actúa con una señal de corriente alterna trifásica que es generada a partir de una fuente de directa con la ayuda de un inversor, las corrientes del estator están controladas mediante detectores de posición y electrónica de potencia [5].

A los BLDC también se les puede pensar como motores DC “al revés”. Los imanes permanentes, o campo, en un motor de DC se encuentran fijos, por lo general alrededor del rotor, y la armadura rota mientras en los BLDC los imanes rotan y los devanados de armadura se mantienen fijos.

Existen dos tipos de motores sin escobillas: los de tipo trapezoidal y los de tipo sinusoidal. En los primeros el voltaje inducido en los devanados es de forma trapezoidal y se debe alimentar con un conjunto de corrientes de forma cuadrada para producir par suave. El segundo tipo, también llamado motor síncrono de imán permanente (PMSM), requiere una señal sinusoidal para generar un par suave y a su vez el voltaje inducido es sinusoidal. El factor que determina qué tipo de motor se tiene es la forma de los embobinados del estator y también, en menor grado, la de los imanes en el rotor [5].

En la siguiente figura se aprecia la configuración común de un motor sin escobillas. En este caso se aprecian los embobinados del estator y el imán permanente que gira alrededor de ellos. Este es uno de los llamados Out-Runners. Sin embargo, también existen diseños donde los devanados del estator se encuentran alrededor del imán, a este diseño se le conoce como In-Runners.



Figura 1 Motor Brushless común
Fuente: <http://www.hooked-on-rc-airplanes.com/brushless-rc-motors.html>

Operación

Como ya se mencionó un BLDC es un motor síncrono y su funcionamiento es análogo, en [6] se puede encontrar un desarrollo teórico extenso sobre este tipo de motores y otras máquinas eléctricas así como los conceptos de electricidad y magnetismo necesarios para su comprensión. Aun así, se desarrollará la forma más sencilla de accionamiento de este motor, pues permite entender con facilidad su funcionamiento.

Como se mencionó, un imán permanente suministra el campo magnético del rotor, la orientación de éste es medida, ya sea con un sensor de posición de alta resolución como un encóder, sensores de efecto Hall de poca resolución o se deduce de las corrientes que circulan en los devanados del estator. Por otro lado, las corrientes en los devanados del estator generan el campo de la armadura, por lo regular en este tipo de motores se energizan dos devanados al mismo tiempo. La interacción de ambos campos, el del rotor y el del estator, genera un par que tiende a alinearlos. Cuando los sensores registran que el rotor se ha acercado lo suficiente al campo del estator se cambian las bobinas energizadas, en un motor de DC este proceso también ocurre, pero los conmutadores se encargan de esto, en el caso del BLDC se requiere una conmutación electrónica. Esto se repite mientras gire el motor y el resultado neto es un campo magnético en movimiento el cual es “perseguido” por el campo del imán. Este proceso se ilustra en el siguiente diagrama, la dirección del campo magnético resultante está representada por la flecha verde y las bobinas energizadas, junto con su campo individual en rojo y azul.

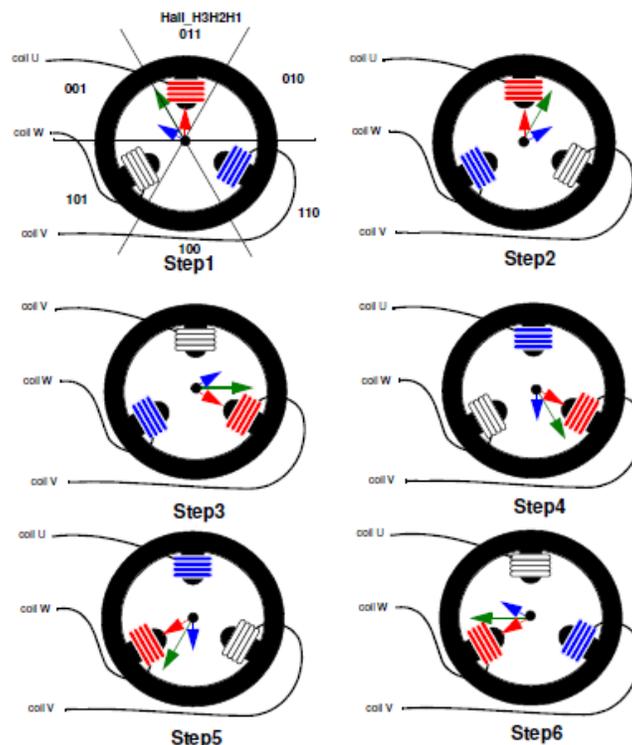


Figura 2 Secuencia de conmutación [7]

A esto es a lo que se le conoce como conmutación trapezoidal y cabe mencionar un par de detalles de esta. Primero está adaptada para BLDC trapezoidales, sin embargo, puede implementarse para un

Capítulo: Motores BLDC
Modelo del motor

motor sinusoidal con la desventaja de una generación de par irregular. Es también importante mencionar que ésta es una operación discreta, el campo sólo puede adoptar 6 posiciones definidas y por lo tanto no es la más eficiente en términos de par o energía, sin embargo, es la forma más simple de entender la operación del motor, formas de accionamiento más complejas y efectivas se discutirán en el capítulo dedicado al control.

Modelo del motor

Un motor de corriente directa es un sistema lineal invariante con el tiempo, de fácil caracterización y control ya que además es un sistema SISO. Por el contrario, un motor BLDC es un motor de corriente alterna trifásico lo que lo vuelve un sistema MISO, requiere de tres voltajes de fases como entrada, además, es un sistema no lineal pues el voltaje inducido es sinusoidal dependiente de la posición del rotor.

A continuación, se detallarán dos modelos para un BLDC, el primero propuesto en [5] que modela un motor BLDC tipo trapezoidal, después se presenta el modelo para un PMSM. El motor a utilizar en este trabajo es del segundo tipo, pero se describen brevemente ambos modelos, para tener clara la diferencia entre ambos.

Considerando un BLDC trapezoidal tenemos las siguientes ecuaciones, para el voltaje entre los devanados y para el par eléctrico.

$$v_{ab} = R(i_a - i_b) + L \frac{d}{dt}(i_a - i_b) + e_a - e_b \quad (2.1)$$

$$v_{bc} = R(i_b - i_c) + L \frac{d}{dt}(i_b - i_c) + e_b - e_c \quad (2.2)$$

$$v_{ca} = R(i_c - i_a) + L \frac{d}{dt}(i_c - i_a) + e_c - e_a \quad (2.3)$$

$$T_e = k_f \omega_m + J \frac{d\omega_m}{dt} + T_L \quad (2.4)$$

Donde v , i y e denotan las cantidades fase a fase, voltaje de entrada, corriente y el voltaje inducido respectivamente. La resistencia R y la inductancia L son por fase, T_e es el par eléctrico T_l es el toque de la carga, J es la inercia del rotor, k_f es la constante de fricción y ω es la velocidad angular del rotor.

En las anteriores ecuaciones no se aprecian las características no lineales del sistema debido a que están contenidas en los voltajes inducidos y el par eléctrico. Expandiendo estos términos:

$$e_a = \frac{k_e}{2} \omega_m F(\theta_e) \quad (2.5)$$

$$e_b = \frac{k_e}{2} \omega_m F\left(\theta_e - \frac{2\pi}{3}\right) \quad (2.6)$$

$$e_c = \frac{k_e}{2} \omega_m F\left(\theta_e - \frac{4\pi}{3}\right) \quad (2.7)$$

$$T_e = \frac{kt}{2} \left(F(\theta_e) i_a + F\left(\theta_e - \frac{2\pi}{3}\right) i_b + F\left(\theta_e - \frac{4\pi}{3}\right) i_c \right) \quad (2.8)$$

Capítulo: Motores BLDC
Modelo del motor

Aquí k_e es la constante de voltaje inducido, k_t es la constante de par, θ_e es el ángulo eléctrico y la función F se define como:

$$F(\theta_e) = \begin{cases} 1 & 0 \leq \theta_e \leq \frac{2\pi}{3} \\ 1 - \frac{6}{\pi} \left(\theta_e - \frac{2\pi}{3} \right) & \frac{2\pi}{3} \leq \theta_e \leq \pi \\ -1 & \pi \leq \theta_e \leq \frac{5\pi}{3} \\ -1 + \frac{6}{\pi} \left(\theta_e - \frac{5\pi}{3} \right) & \frac{5\pi}{3} \leq \theta_e \leq 2\pi \end{cases} \quad (2.9)$$

Considerando que la conexión de estos motores es en estrella y que las fases deben estar balanceadas podemos reducir todas las ecuaciones anteriores (2.5) a (2.8) y tener la siguiente ecuación de estado

$$\begin{pmatrix} i_a' \\ i_b' \\ \omega_m' \\ \theta_m' \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} -\frac{R}{L} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & -\frac{R}{L} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -\frac{k_f}{J} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} i_a \\ i_b \\ \omega_m \\ \theta_m \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} \frac{2}{3L} & \frac{1}{3L} & 0 \\ -\frac{1}{3L} & \frac{1}{3L} & 0 \\ 0 & 0 & \frac{1}{J} \\ 0 & 0 & 0 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} v_{ab} - e_{ab} \\ v_{bc} - e_{bc} \\ T_e - T_L \end{pmatrix} \quad (2.10)$$

$$\begin{pmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \\ \omega_m \\ \theta_m \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \\ -1 & -1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} i_a \\ i_b \\ \omega_m \\ \theta_m \end{pmatrix} \quad (2.11)$$

Cuando se trata un motor sinusoidal el modelado se vuelve más complicado, en este caso las inductancias del motor varían sinusoidalmente con el ángulo del rotor. De acuerdo con [8]:

$$V(t) = R i(t) + \frac{d \Lambda(i, \theta)}{dt} \quad (2.12)$$

Donde θ es la posición del rotor, V e i son vectores que representan los voltajes y las corrientes del estator, R es la matriz de resistencias de los devanados y Λ es el vector de enlazamientos de flujo.

$$\Lambda(i, \theta) = L(\theta) i + \Lambda_m(\theta) \quad (2.13)$$

Donde L es la matriz de inductancias del estator, sus elementos en la diagonal principal son las inductancias mutuas y los otros elementos, las inductancias mutuas entre devanados. Estos dependen de la posición del rotor en la siguiente manera.

$$L_{kk} = L_a - L_g \cos\left(2n\theta + \frac{2(k-1)\pi}{3}\right) \text{ para } k = 1, 2, 3 \quad (2.14)$$

$$L_{12} = L_{21} = -\frac{L_a}{2} - L_g \cos\left(2n\theta - \frac{2\pi}{3}\right) \quad (2.15)$$

$$L_{13} = L_{31} = -\frac{L_a}{2} - L_g \cos\left(2n\theta - \frac{4\pi}{3}\right) \quad (2.16)$$

$$L_{23} = L_{32} = -\frac{L_a}{2} - L_g \cos(2n\theta) \quad (2.17)$$

En estas ecuaciones se aprecia que la inductancia del sistema varía respecto a la posición. La inductancia nominal del devanado es L_a y L_g es la amplitud de la variación de la inductancia con respecto a la posición del rotor. El ángulo θ se mide desde cualquiera de las tres fases. Los subíndices indican si pertenece a la fase 1, 2 ó 3, se escoge esta nomenclatura para coincidir con [8].

Asimismo, la matriz Λ_m representa los enlazamientos de flujo entre el imán y cada uno de los devanados. Los cuales están representados de la siguiente forma:

$$\lambda_{mk} = k_e \sin\left(n\theta - \frac{2(k-1)\pi}{3}\right) \text{ para } k = 1,2,3 \quad (2.18)$$

Donde k_e es la constante de fuerza electromotriz y n es el número de polos en el sistema.

Como se aprecia la ecuación diferencial resultante es muy complicada, por lo que se recurre a un cambio de coordenadas para simplificar el sistema. Esta transformación se conoce como la Transformación a eje directo y cuadratura conocida brevemente como $dq0$ [6] y se puede escribir en forma matricial como sigue.

$$\begin{pmatrix} \sigma_q \\ \sigma_d \\ \sigma_0 \end{pmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{pmatrix} \cos(n\theta) & \cos\left(n\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(n\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \\ \sin(n\theta) & \sin\left(n\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \sin\left(n\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \sigma_1 \\ \sigma_2 \\ \sigma_3 \end{pmatrix} \quad (2.19)$$

El vector del lado izquierdo de la igualdad representa cualquier cantidad trifásica, como el flujo, la corriente o el voltaje. Asimismo, la transformación inversa se expresa como:

$$\begin{pmatrix} \sigma_q \\ \sigma_d \\ \sigma_0 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \cos(n\theta) & \sin(n\theta) & 1 \\ \cos\left(n\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \sin\left(n\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & 1 \\ \cos\left(n\theta + \frac{2\pi}{3}\right) & \sin\left(n\theta + \frac{2\pi}{3}\right) & 1 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \sigma_1 \\ \sigma_2 \\ \sigma_3 \end{pmatrix} \quad (2.20)$$

Esta transformación está compuesta por otras dos transformaciones de coordenadas. La Transformada de Clark y la Transformada de Park. Y han sido usadas para el análisis de máquinas síncronas desde hace mucho tiempo, se transforma el sistema, se resuelve el sistema transformado y la solución se regresa a coordenadas normales. Un análisis un poco más profundo de ellas se dará más adelante en este mismo trabajo.

En términos físicos, esta transformación convierte a las tres cantidades de fase en el espacio variantes en el tiempo a dos cantidades constantes que giran con el rotor. Aplicando esta transformación a nuestro motor tenemos.

$$v_q = R i_q + n\lambda_d \omega + \frac{d\lambda_q}{dt} \quad (2.21)$$

Capítulo: Motores BLDC
Modelo del motor

$$v_d = R i_d - n\lambda_q\omega + \frac{d\lambda_d}{dt} \quad (2.22)$$

Donde:

$$\lambda_q = \frac{3}{2}(L_a - L_g) \quad (2.23)$$

$$\lambda_d = \frac{3}{2}(L_a + L_g) \quad (2.24)$$

Y muy importante para nuestro análisis el término de par eléctrico.

$$T = \frac{3n}{2}(\lambda_d i_q - \lambda_q i_d) \quad (2.25)$$

Es importante resaltar que en el análisis anterior se toma en cuenta el efecto de los polos salientes en el motor, sin embargo, se ignora el efecto de la saturación magnética, es decir, se trata un circuito magnético lineal. En caso de presentarse la saturación, la transformación utilizada ya no es válida. El análisis bajo este caso es posible y se presenta en [8] pero va más allá de los alcances de este documento, donde se supondrá que la saturación magnética no existe o no se alcanza en nuestro motor.

Antes de continuar se debe mencionar que la transformación de coordenadas $dq0$ se puede escribir de diferentes formas ya que es un caso general de transformaciones en máquinas eléctricas. Diferentes autores la escriben en distintas maneras de acuerdo con sus necesidades, pero en general toma la misma forma.

Características específicas

A lo largo de este trabajo se utilizará el motor EC 90 flat 244879 de Maxon motor, a continuación, se muestra una imagen del motor y se resumen en una tabla las características mecánicas y eléctricas del mismo [9].

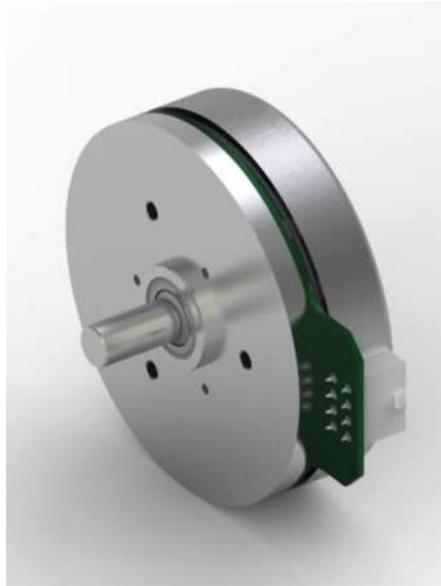


Figura 3 Motor Sin Escobillas Maxon

Datos del motor EC 90 flat 244879		
Numero de polos	Polos	12
Potencia nominal	W	90
Tensión nominal	V	48
Velocidad sin carga	rpm	1610
Par a rotor bloqueado	mNm	4570
Corriente sin carga	mA	135
Resistencia entre terminales	$m\Omega$	2.28
Inductancia entre terminales	mH	2.5
Constante de par	mNm/A	217
Constante de velocidad	rpm/V	44
Inercia del rotor	gcm^2	3060

Capítulo 3

Inversor Trifásico

Descripción del inversor.

Tanto el BLDC como el PMSM mencionados anteriormente son motores de corriente alterna, por lo que no operan si se les alimenta con una fuente de directa. Además, son trifásicos lo que implica que tiene 3 entradas. Sin embargo, la mayor parte de la tecnología disponible para implementar controladores funciona con corriente directa: microcontroladores, transistores, memorias, sensores entre otros. Esto vuelve necesario la implementación de un dispositivo que cumpla con dos objetivos.

- Alimentar al motor con una señal adecuada para su funcionamiento. Para este caso una señal de alterna sinusoidal.
- Proporcionar una interfaz entre el controlador y el motor.

El dispositivo que cumple con estos objetivos se conoce como un inversor. Este dispositivo convierte una entrada DC a una salida AC de forma estática [10], es decir sin necesidad de máquinas rotativas o contactos mecánicos, utilizando en su lugar elementos semiconductores de potencia los cuales son conmutados en un orden específico para generar una onda de corriente alterna.

Los inversores pueden estar diseñados para una fase y hasta n fases, en este caso el motor requiere de un inversor trifásico para su operación. La configuración esquemática de este dispositivo, conectado a un motor trifásico en estrella se muestra a continuación.

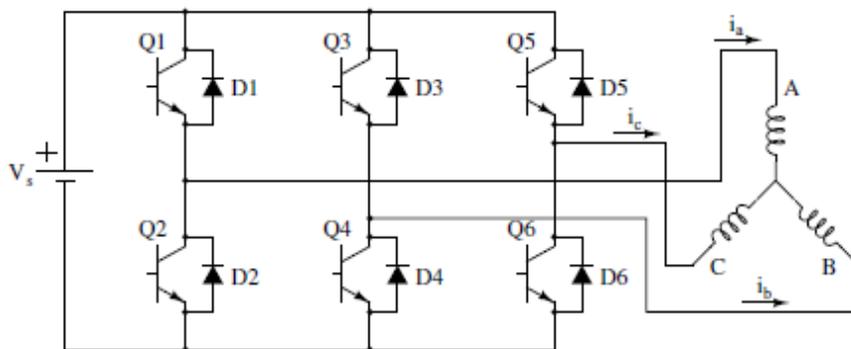


Figura 4 Inversor Trifásico [5]

El inversor trifásico está compuesto por una fuente de corriente directa y por seis conmutadores electrónicos de tipo semiconductor, en su forma más simple. Estos pueden ser TBJ o MOSFET de potencia, la selección de ese componente se analizará con detalle más adelante, por ahora se analizará la operación del inversor considerando los semiconductores como contactos ideales.

Cuando uno de los semiconductores del lado superior se conmuta, conectan una fase al positivo de la fuente de voltaje mientras que los contactos inferiores conectan la fase a 0 volts. Vale la pena considerar el punto medio de nuestra fuente ya sea real o ficticio, como nuestra referencia a cero, pues es común expresar la salida del inversor de este modo [10]. Entonces la terminal positiva de la

Capítulo: Inversor Trifásico
 Secuencia de conmutación

fuerza se encuentra a 0.5V y la negativa a -0.5V, cuando se cierra alguno de los contactos en la rama superior la terminal se conecta a 0.5V y asimismo si cerramos uno de los contactos inferiores esa terminal se conecta a -0.5V, entendiendo esto podemos generar la forma de la onda de salida si contamos con la secuencia de conmutación de los contactos.

Existen varias formas de conmutar los semiconductores, las dos más populares para son a 180° a 120°. Su nombre proviene del instante, en grados eléctricos, en el que se produce la conmutación. Además, la conmutación a 180 conecta dos fases al voltaje y la tercera la conecta a tierra, la conmutación de 120° conecta una fase a voltaje, una a tierra y la tercera se deja desconectada.

Cualquier sea el caso es importante notar que no se debe conmutar 2 contactos en la misma línea al mismo tiempo, esto pondría en circuito corto la fuente de voltaje y puede dañar los dispositivos de conmutación, la electrónica o el motor.

En un motor sin escobillas por lo general se utiliza la conmutación a 120° y una estrategia de conmutación peculiar, en la mayoría de los inversores la secuencia de conmutación se genera mediante circuitos electrónicos, pero en este caso se mide la posición del rotor y a partir de esta se determina qué contactos se deben conmutar.

Secuencia de conmutación

En la mayor parte de la literatura, los motores sin escobillas, se operan a dos fases, es decir se energizan las dos fases que producen el par máximo y la tercera se deja desconectada. Las fases a energizar dependen de la posición del rotor, para conocerla se utilizan sensores de poca resolución que producen una palabra de 3 bits que cambia cada 60° eléctricos [5].

Se utilizan sensores de efecto Hall para esta función, pues son relativamente baratos y no son intrusivos, pero también es posible determinar la posición del rotor midiendo directamente las corrientes de fase, en este caso se utiliza el punto en que la corriente cambia de signo para determinar cuál semiconductor conmutar.

La secuencia de conmutación se muestra a continuación, independientemente del sensor [5].

Intervalo de conmutación	Número en la secuencia	Posición (Bits de los sensores)			Interruptores Conmutados	Voltajes en terminales		
		H1	H2	H3		A	B	C
0-60	0	1	0	0	Q1 Q4	+	-	X
60-120	1	1	1	0	Q1 Q6	+	X	-
120-180	2	0	1	0	Q3 Q6	X	+	-
180-240	3	0	1	1	Q3 Q2	-	+	X
240-300	4	0	0	1	Q5 Q2	-	X	+
300-360	5	1	0	1	Q5 Q4	X	-	+

Esta secuencia de conmutación se implementó mediante una memoria EEPROM, la tabla antes mostrada se puede guardar dentro de un microcontrolador, sin embargo se usó la memoria con el fin de evitar medir y procesar las señales de los sensores de posición y disminuir la carga de trabajo del controlador, además la velocidad de conmutación de la memoria es mayor al reloj del microcontrolador, por ejemplo el MSP430 tiene un oscilador interno de 16 megahertz a máxima velocidad, o alrededor de 60 nanosegundos sin embargo esto es por microinstrucción y se deben

Capítulo: Inversor Trifásico
Interruptores: MOSFET

ejecutar varias instrucciones para la lectura. La memoria utilizada, una At28C256, tiene un tiempo de lectura de 150 nanosegundos, y es compatible con señales TTL y CMOS y su requerimiento de corriente es de 50mA máximos. Cabe resaltar que un PLD tipo GAL también ofrece velocidades de conmutación elevadas, pero los dispositivos más económicos de este tipo son muy susceptibles al ruido eléctrico por lo que se descartaron.

En la siguiente tabla se indican las entradas y salidas de la memoria.

Pin de la memoria	Descripción	Valor	Símbolo
A0	Entrada 0 (LSB)	Bit menos significativo de la palabra de sensores	H3
A1	Entrada 1	Segundo bit, palabra de los sensores	H2
A2	Entrada 2	Bit más significativo de la palabra de sensores	H1
I0	Salida 0 (LSB)	Interruptor inferior fase C	Q6
I1	Salida 1	Interruptor inferior fase B	Q4
I2	Salida 2	Interruptor inferior fase A	Q2
I3	Salida 3	Interruptor superior fase C	Q5
I4	Salida 4	Interruptor superior fase B	Q3
I5	Salida 5	Interruptor superior fase A	Q1

Ahora se presenta el mapa de la memoria. Es muy poca la información guardada en la misma, pero permite separar tareas entre el controlador y el inversor. Las direcciones y valores se muestran en hexadecimal.

Dirección	1	2	3	4	5	6	7	8	9	A	B	C	D	E	D
00	0	11	21	22	A	C	14	0	11	21	22	A	C	14	0
10	0	A	C	14	11	21	22	0	0	0	0	0	0	0	0

Interruptores: MOSFET

En la sección anterior tratamos como contactos ideales a los dispositivos semiconductores que componen al inversor. Esto es útil para entender la secuencia de conmutación, pero evidentemente un dispositivo real contará con elementos semiconductores, no interruptores ideales.

En un inversor se pueden utilizar cualquier tipo de interruptor semiconductor, ya sean transistores, MOSFET o IGBT. Las diferencias entre el uso de TBJ y MOSFET en este dispositivo se discutirán a continuación.

Los TBJ son dispositivos económicos capaces de conmutar suficiente corriente, pero son dispositivos operados por corriente y los circuitos lógicos en el sistema no eran capaces de suministrar suficiente para lograr la conmutación, existen arreglos para solucionar este problema pero se optó por usar otro tipo tecnología por las características que ofrece.

Los MOSFETs son circuitos operados al enviar una señal de voltaje a su compuerta y su consumo de corriente en esta terminal es muy pequeño y sólo está presente en los transitorios. Aun así, son capaces de conducir una gran cantidad de corriente y su conmutación es más rápida que la de los TBJ, al ser tecnología CMOS.

Capítulo: Inversor Trifásico Driver de compuerta.

El dispositivo escogido para esta aplicación fue el IRF532, un MOSFET económico y puede conducir hasta doce amperes continuos, de nuevo mucho menos que la corriente máxima que soporta motor, y tienen un tiempo de encendido alrededor de 100 nanosegundos máximo.

Driver de compuerta.

Antes de continuar, vale la pena examinar la constitución de un MOSFET y del circuito de conmutación.

Enseguida se muestra el símbolo para un MOSFET, tanto de tipo N como de tipo P. Estos son dispositivos de 3 terminales que operan de forma análoga a los TBJ, PNP y NPN respectivamente. En términos simplificados mientras el voltaje entre la terminal denominada compuerta (Gate, G) y la terminal de fuente (Source S) sea menor a un parámetro del dispositivo, denominado voltaje de umbral, el MOSFET se comporta como un circuito abierto, en cuanto este voltaje supere este parámetro el dispositivo se encontrará encendido y actuará como una resistencia controlada por voltaje, generalmente de valor muy pequeño.

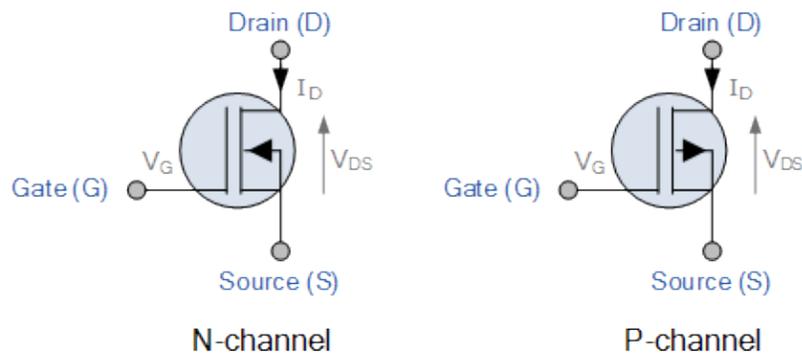


Figura 5 MOSFET canal N y canal P
Fuente: <http://www.electronics-tutorials.ws/transistor/tran35.gif?81223b>

Ahora se muestra una de las “ramas” del inversor trifásico, compuesto por dos MOSFET de tipo N y conectados a la fuente de DC. En el dispositivo inferior la conmutación es sencilla. La terminal de source está conectada a tierra por lo tanto una señal de valor mayor al voltaje de umbral será suficiente para encenderlo.

Capítulo: Inversor Trifásico
Driver de compuerta.

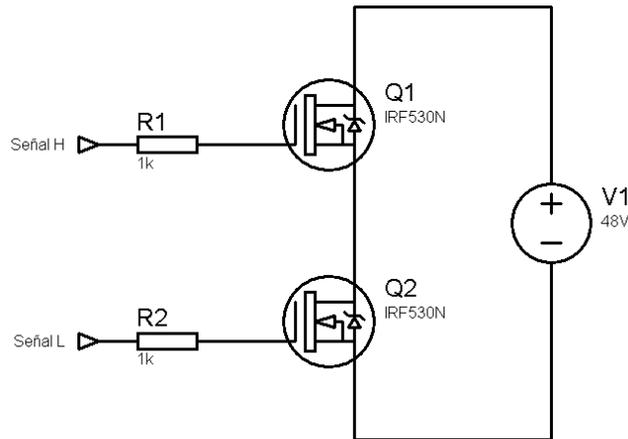


Figura 6 Rama de un inversor trifásico

Sin embargo, en el dispositivo superior esto no es tan simple, si se enciende el MOSFET superior se provoca que la terminal de la fuente se conecte directamente al voltaje superior del inversor, por lo general el más alto en toda la línea, esto evita que el dispositivo se encienda por completo. En las pruebas esto fue evidente al ver que el motor no lograba avanzar a velocidad nominal y los dispositivos semiconductores se sobrecalentaban.

De acuerdo con [11] el voltaje de la compuerta en el FET superior debe estar de 10 a 15 volts más elevado que el voltaje de la fuente, pero este suele ser el mayor existente en el circuito. Para lograr esto se optó por utilizar un driver de compuerta, un dispositivo que se encarga de mantener el voltaje adecuado para encender el dispositivo. Asimismo, este tipo de elementos confieren otros beneficios como la capacidad de actuar como fuente y sumidero de altos niveles de corriente, lo que le permite al MOSFET conmutar con mayor rapidez y proveer un tiempo muerto entre ambas señales lo que impide la conmutación simultánea de ambos dispositivos.

El dispositivo escogido para este trabajo fue el IR2101 de International Rectifier. Se escogió por ser el más económico de la línea y tener las características suficientes para cumplir su objetivo principalmente ser compatible con lógica TTL, CMOS y hasta 3.3 volts.

El circuito se muestra en la siguiente figura [12]:

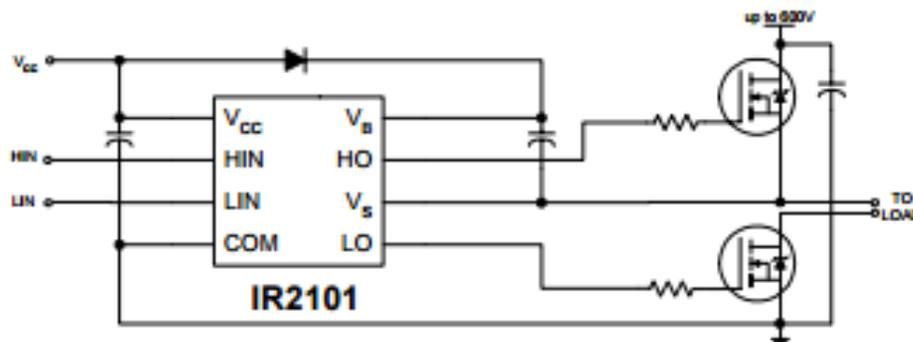


Figura 7 Circuito típico para driver de compuerta

Capítulo: Inversor Trifásico
Driver de compuerta.

Una parte importante de este circuito es el circuito de arranque (bootstrap circuit en inglés). Esta es la parte del circuito encargada de almacenar el voltaje necesario para encender el MOSFET superior. Consiste de un diodo, un capacitor y si es necesario un resistor todos en serie. Cuando el FET inferior está encendido el capacitor se carga con el voltaje V_{cc} , una vez que este se apaga, el diodo evita que el capacitor se descargue a la fuente y el dispositivo crea una tierra flotante en la terminal de salida del inversor, ahora gracias a la estructura interna del driver la carga del capacitor se dirige a la compuerta del MOSFET y lo activa.

Para un inversor las señales de conmutación no son estáticas, estas varían con una estructura y frecuencia dadas, debido a esto el capacitor se debe dimensionar para poder suministrar cierta carga a la compuerta de MOSFET. Si la capacitancia de este dispositivo no es suficiente, será incapaz de encenderlo por completo lo que puede llegar a dañar el circuito. De acuerdo con [11] el valor mínimo de la capacitancia es de:

$$C \geq \frac{2 \left[2Q_g + \frac{I_{qbs}}{f} + Q_{ls} + \frac{I_{Cbs}}{f} \right]}{V_{cc} - V_f - V_{ls} - V_{Min}} \quad (3.1)$$

Donde:

- C es la capacitancia.
- V_{cc} es el voltaje de alimentación del driver.
- V_f es la caída de tensión en el diodo.
- V_{ls} es la caída de tensión en el FET inferior.
- V_{Min} el voltaje mínimo entre las terminales del capacitor, necesario para conmutar el FET.
- Q_g la carga necesaria para operar el FET superior.
- f es la frecuencia de conmutación del circuito.
- I_{cbs} la corriente de fuga del capacitor, en nuestro caso al usar un capacitor cerámico es de 0.
- I_{qbs} la corriente quiescente del driver.
- Q_{ls} la carga necesaria para activar el circuito de cambio de nivel.

En la conmutación se encuentran dos frecuencias, la primera es la frecuencia de conmutación debido al giro del motor, es decir que tan velozmente cambian las señales de los sensores de efecto Hall. Por otro lado, tenemos la frecuencia de la señal de control, dejaremos los detalles de esta señal para el capítulo respectivo, por el momento se le asume como una señal PWM (Pulse Width Modulation) y para ser efectiva debe ser de mayor frecuencia de las señales de conmutación del decodificador de posición del motor, para lograr modularla. Se procederá a determinar el valor de ambas frecuencias.

Las señales de conmutación para el inversor trifásico consisten de 6 bits, de estos tres son el complemento del otro, ya que no se pueden conmutar ambos FET en una rama al mismo tiempo. De estos 3 bits independientes se puede ver en la tabla que cambia al menos un bit cada vez que cambia la palabra de los sensores de efecto Hall. Estos sensores cambian su valor cada 60° eléctricos por lo que podemos calcular cuantas veces cambia su salida por revolución mecánica.

$$\theta_e = \frac{P}{2} \theta_m \quad (3.2)$$

Donde P es el número de polos en el motor. De acuerdo con su hoja de datos [9], el motor tiene 12 polos por lo cual 60° eléctricos equivalen a 10° mecánicos. Entonces, la señal de los sensores cambia

Capítulo: Inversor Trifásico
Driver de compuerta.

36 veces por revolución mecánica. A velocidad máxima, el motor gira a 1610 rpm por lo tanto y con los datos anteriores podemos calcular la frecuencia de conmutación.

$$frecuencia = \frac{n \cdot 36}{60} \quad (3.3)$$

En conclusión, la frecuencia máxima de conmutación debida a las señales de los sensores de efecto Hall es de:

$$f_{hall} = 966 [Hz]$$

Esta es la frecuencia máxima teórica que alcanzan las señales de los sensores de efecto Hall sin embargo, como se desarrollará un control de posición la velocidad y dicha frecuencia puede ser menor. De hecho, si se observa la fórmula para el cálculo de la capacitancia entre menor sea la frecuencia, el valor del capacitor debe ser mayor.

La segunda frecuencia del sistema será, la del PWM, a diferencia de la anterior, su frecuencia se puede determinar de la forma que más convenga y, como se verá más adelante, esta onda modula la señal de los sensores de efecto Hall cuya frecuencia será constante.

Debido a que es más fácil modular la frecuencia de la señal de control se propone un valor de capacitancia y con este un valor mínimo de frecuencia. Despejando de la ecuación 3.1 la frecuencia f :

$$f_{PWM} = \frac{I_{qbs} + I_{cbs}}{\frac{V \cdot C}{2} - 2Q_g - Q_{ls}} \quad (3.4)$$

A continuación, se resume de forma tabular los valores en nuestro circuito:

Parámetro	Valor
Vcc	12 volts [10 mínimos]
Vf	1 volt
Vls	0 volts
Vmin	5 volts
Qg	50 nano coulombs
Icbs	0 amperes
Iqbs	50 micro amperes máximos
Qls	5 nano coulombs

El capacitor más grande cerámico que se consiguió tiene un valor nominal de 470 nanofaradios lo que nos da una frecuencia de:

$$f_{PWM} = 38.3 [Hz]$$

Aun así, se sugiere en [11] aumentar 10 a 15 veces este valor con el fin de evitar sobrecargas con lo que tenemos un valor final de:

$$f_{PWM} = 574 [Hz]$$

Asimismo, el segundo capacitor, el conectado entre la terminal Vcc y COM del driver también debe ser dimensionado, en este caso no se cuenta con una fórmula explícita como la 3.1, pero [11] sugiere un valor de 10 veces más al capacitor de bootstrap.

Interfaz de control

A lo largo de las líneas anteriores se ha descrito la primera función del inversor, la de proporcionar una señal trifásica al motor. Si el circuito previo se conecta, el motor llegará a su velocidad nominal, según el voltaje aplicado. Todavía no cuenta con la infraestructura necesaria para poder recibir la señal del controlador.

Vale la pena describir brevemente cómo se maneja un inversor común, es decir que no esté conmutado por señales de retroalimentación de posición. En éste hay dos parámetros, la frecuencia de la señal de salida y la amplitud de la misma.

Para manipular la amplitud lo más común es utilizar modulación de ancho de pulso (PWM en inglés) [10] la frecuencia de salida será la misma que la del PWM y la amplitud será función del ancho del pulso. Esta señal se genera con una combinación de electrónica analógica y digital: comparadores, osciladores, memorias y convertidores digitales a analógicos. Sin embargo, en nuestro caso particular la señal de PWM vendrá de un controlador.

Para interconectar la electrónica de potencia y el controlador se propone un circuito supresor (chopper), un buen ejemplo de este circuito se puede encontrar en la hoja de datos del MC33033 [13], un driver para motores sin escobillas de ON Semiconductor.

En este caso tenemos dos juegos de señales, la señal de control y las señales de conmutación que genera la memoria, o decodificador de posición. Si modulamos el ancho del pulso de las señales de los FETs podemos efectivamente controlar la señal de entrada del motor ya sea para modular velocidad, o como se propone en [5] para controlar tanto par, velocidad y posición.

Esquemáticamente para cada FET:



Figura 8 Interfaz entre señal de control y secuencia de conmutación

Así la señal de control suprime (Chops) la señal del decodificador de posición. Como se detalla en [5] sólo se necesita hacer esto para uno de los lados del inversor; superior o inferior. Por último se sugiere añadir un circuito seguidor o buffer para todas las señales entre los circuitos lógicos y los drivers de compuerta para proteger la memoria y otros circuitos lógicos.

Finalmente se muestra esquemáticamente la conexión de todos los subsistemas antes descritos.

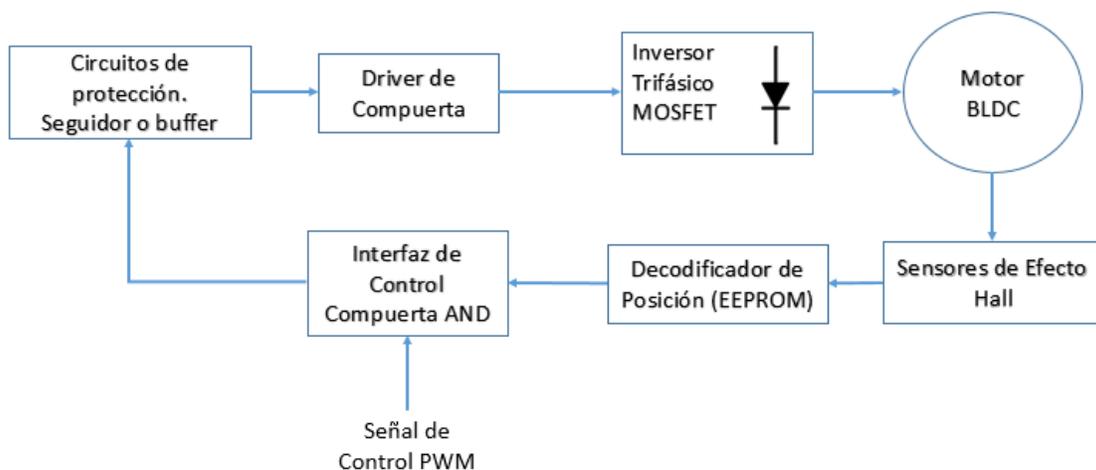


Figura 9 Interface entre señal de control y circuito de conmutación

Medición de corriente

Una de las variables de estado para el BLDC ya sea trapezoidal o sinusoidal es la corriente de fase, el diseño de controladores más complejos está en función de poder medir o estimar estos valores. Es posible implementar observadores o estimadores para la corriente sin embargo tienden a ser complicados y requieren tiempo de procesamiento, debido a esto vale la pena medirlas directamente.

Existen varias formas de realizar esto, se puede usar un resistor de derivación, un sensor de efecto Hall o un transformador, los resistores sirven como transductores de corriente a voltaje, pero afectan la dinámica del sistema y requieren circuitería adicional para adecuar la señal antes de medirla, los transformadores sólo funcionan con corriente alterna y son relativamente intrusivos, los sensores Hall son pequeños no intrusivos y generan una señal más fácil de procesar, sin embargo son caros y sensibles al ruido electromagnético.

En este trabajo se opta por un circuito con resistor en derivación. El diagrama general para esto, junto con el inversor y el motor, se aprecia en la siguiente figura [14].

Capítulo: Inversor Trifásico
Medición de corriente

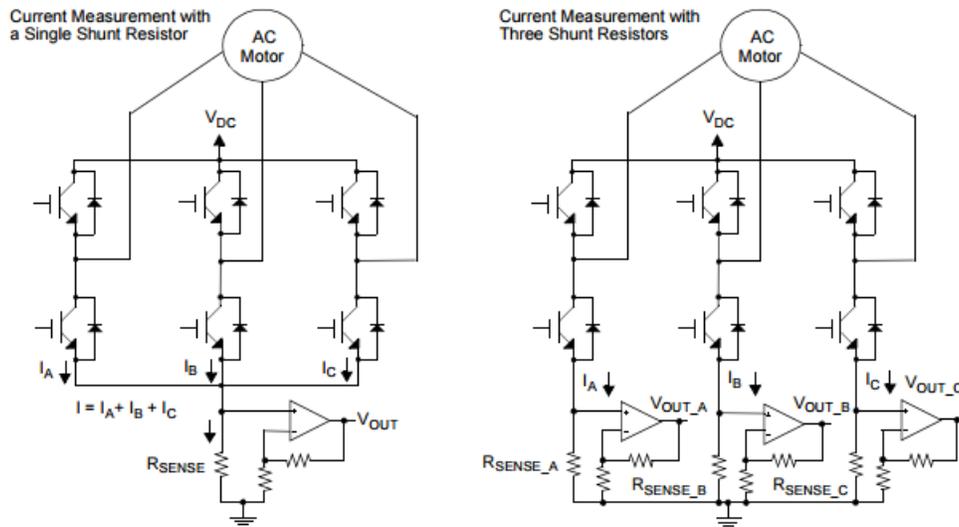


Figura 10 Circuito de medición de corriente [14]

Como se puede observar existen dos formas de efectuar la medición de corriente, una es medir la corriente total que cruza el inversor y otra es medir la corriente por fase. Se optó por la segunda ya que se necesita el valor independiente de cada corriente si se desea utilizar un control más avanzado que el aquí propuesto y se pretende que este driver sea escalable, sin embargo, es importante resaltar que por nuestro tipo de conmutación sólo una de las ramas del inversor está activa en determinado momento, por lo que la primera opción es viable. Asimismo, se pueden estimar las 3 corrientes mediante un sólo resistor [15] pero esto requiere mucho más trabajo del controlador; cabe aclarar que debido a que nuestro motor está conectado en estrella y está balanceado:

$$i_a + i_b + i_c = 0 \quad (3.5)$$

$$i_c = -(i_a + i_b) \quad (3.6)$$

Una de las ramas no necesita ser medida y se puede calcular como la diferencia entre las otras dos, sin embargo, se deben usar las tres resistencias, en caso contrario corremos el riesgo de desbalancear el sistema.

Los resistores principales se identifican en el diagrama como R_{sense}, sobre ellos pasará toda la corriente del inversor, por lo que se debe escoger para minimizar la caída de tensión sobre él y necesitan soportar a corriente máxima la potencia disipada.

Entonces el valor nominal de R_{sense} debe ser lo menor posible, de valor fraccionario y de suficiente capacidad para disipar potencia. Escogiendo un valor de 0.22 ohm, la más pequeña que se consiguió, considerando que la corriente máxima continua del motor es de 2.27 amperes y recordando la Ley de Ohm y la definición de potencia eléctrica.

$$V = Ri = 0.5 [V] \quad (3.7)$$

$$P = i^2R = 1.132 [W] \quad (3.8)$$

Capítulo: Inversor Trifásico
Medición de corriente

Por lo que se escoge una resistencia de alambre de 0.22Ω a 2 W de potencia. El voltaje a través del resistor se tiene que acondicionar para procesarla en el ADC del microcontrolador y se propone el siguiente circuito [14].

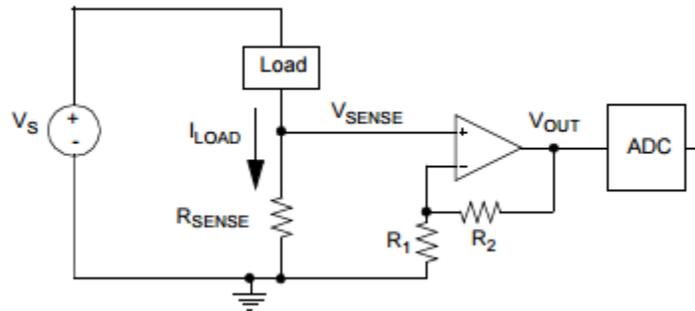


Figura 11 Circuito propuesto para la medición de corriente [14]

Donde:

$$V_{out} = (V_{Sense}) \left(1 + \frac{R2}{R1}\right) = (i R_{Sense}) \left(1 + \frac{R2}{R1}\right) \quad (3.8)$$

En este caso se propone a R2 como un resistor variable, esto permite ajustar el valor dependiendo del sistema que se utilice haciendo escalable al circuito para ADC de 3.3, 5 volts etc. Aun así, se detalla el valor teórico que se debe seleccionar para cada caso:

Si escogemos un resistor R1 de $1k\Omega$, para un ADC de 3.3 volts:

$$R2 = \left(\frac{V_o}{V_s} - 1\right) R1 = 5600 [\Omega] \quad (3.9)$$

Y para un ADC a 5 V de referencia:

$$R2 = \left(\frac{V_o}{V_s} - 1\right) R1 = 9000 [\Omega] \quad (3.10)$$

Capítulo 4

Control

En los capítulos anteriores se ha trabajado con el *hardware* del sistema, se ha discutido acerca del motor y su modelado, así como de la construcción del inversor. En esta sección, se discutirá sobre el software del sistema, el controlador. Primero, se definirán los objetivos DE control, después se presenta una revisión del estado del arte para el control de este tipo de motores y finalmente se detallará el controlador implementado.

Objetivo de control

La finalidad de este proyecto es generar los controladores de posición para un exoesqueleto robótico de 6 grados de libertad. Existen varias técnicas para lograr este objetivo, la más rigurosa consiste en generar un controlador centralizado no lineal que calcule la dinámica de todo el robot en tiempo de ejecución [2]. Esto es computacionalmente prohibitivo ya que las ecuaciones dinámicas son muy complicadas. Asimismo, cabe resaltar que la salida de este controlador son los pares o fuerzas en los actuadores no la posición.

Una opción más sencilla propuesta también en [2], consiste en la síntesis de n controladores, uno para cada articulación, es decir se desprecia el acoplamiento dinámico entre los eslabones del mecanismo y se asume que cada uno actúa de forma aislada. El desempeño de este enfoque es aceptable para velocidades bajas y cuando tenemos una reducción de engranes grande entre nuestros eslabones. El modelo, mecánico de este sistema se muestra en la siguiente figura.

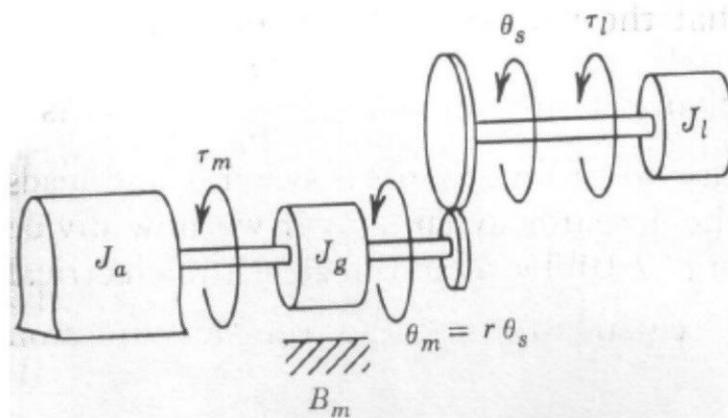


Figura 12 Modelado mecánico [2]

Son importantes los siguientes detalles. Primero el motor en el lado izquierdo de la imagen se considera como una fuente de par τ_m , la inercia de su rotor es J_g , La fricción de sus rodamientos es B_m y la inercia de la carga es J_l . La masa de la salida no es concentrada, por lo general es una barra, por lo que se presenta una carga no lineal en función del seno del ángulo de la salida.

Idealmente se puede proponer una curva $f(t)$, en coordenadas cartesianas articulares, que el mecanismo debe seguir y en función de los parámetros del sistema se diseña un control de seguimiento que haga tender el error entre la curva y la posición real de la salida a cero.

Capítulo: Control

Esquemas de control

Desafortunadamente este tipo de controlador es muy complicado, se tiene que determinar la dinámica del error, no sólo del sistema. Esta tarea no es tan difícil al usar un motor de DC, pero en este caso al usar un PMSM se añade una gran cantidad de no linealidades al sistema y aunque un controlador de seguimiento es mucho más adecuado para nuestros propósitos va más allá de los alcances de este proyecto.

Una alternativa reportada es el uso de trayectorias muestreadas, es decir de la curva $f(t)$ se discretiza con un tiempo de muestreo dado y estos valores se introducen a un controlador de regulación en forma de escalera, esto es evidentemente mucho más sencillo y mientras este regulador sea lo suficientemente rápido, es decir que llegue a su valor final antes que se cambie la referencia tendremos un seguimiento relativamente bueno aunque existirá un comportamiento transitorio a cada paso.

En cuanto al tipo de respuesta que se requiere de este tipo de controlador lo más adecuado de acuerdo a [2] es especificar un comportamiento críticamente amortiguado como límite y dar un margen de ganancia suficiente para lograr un comportamiento sobreamortiguado en cierto rango ya que en la mayoría de estos sistemas un sobrepaso no es aceptable y además debemos tener un error en estado permanente de 0 o muy cercano a 0. La justificación de esto es que los sistemas robóticos son de precisión y deben poder seguir su posición de forma suave y correcta.

Esquemas de control

En [1] se sugiere para un BLDCM o PMSM el siguiente esquema general de control. Este caso es para el control de velocidad que es el más común en la literatura, pero es fácilmente expandible a un control de posición como se indica en [5].

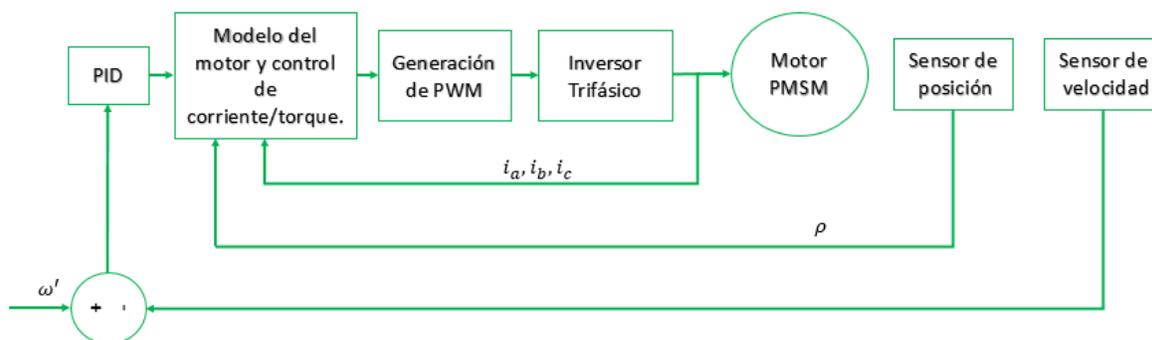


Figura 13 Esquema de control general

Se utilizan controladores anidados para realizar el control, en la figura anterior se omitió el lazo de posición por simplicidad. Además, el control de velocidad y el de par es el más reportado en la literatura como en [7], [16], [17] y [5], ya que es más común requerir un par constante o velocidad constante, siendo el control de posición menos documentado.

El lazo más interno corresponde a un control de corriente o de par, este permite al motor operar con un perfil de corriente relativamente suave y además convierte al motor en una fuente de par permitiendo separar la parte mecánica de la parte eléctrica del diseño de control.

Capítulo: Control

Esquemas de control

Los lazos más externos ya sean de posición o de velocidad tienen como fin generar las trayectorias de corriente necesarias para que el motor llegue a la referencia deseada.

A pesar de que este es el esquema general propuesto, la forma de implementarlo difiere en función del tipo de conmutación a utilizar esta depende de las necesidades que tenga que cumplir el servomotor. A continuación, se presentan algunos esquemas de control utilizados, por simplicidad, se omite el lazo de posición.

El control más simple es el control trapezoidal, en éste el motor es alimentado con 3 señales de voltaje que, como su nombre indica, son trapezoidales defasadas 120° eléctricos entre ellas. Su diagrama de bloques se muestra a continuación.

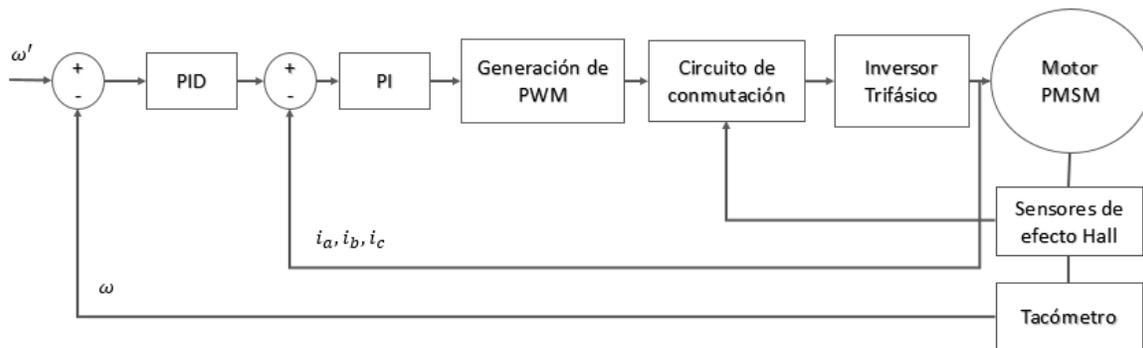


Figura 14 Conmutación Trapezoidal

Este tipo de conmutación se trató ya en el capítulo 2 y 3, como se mencionó es la forma más sencilla de realizar el accionamiento y el control del motor, sin embargo tiene sus limitaciones. Si se utiliza un BLDC con devanado sinusoidal este tipo de control provocará un par no suave, asimismo al estar energizadas sólo dos devanados a la vez se desaprovecha parte de la capacidad del motor de generar par. Además, es ineficiente debido a la operación discreta del mismo, además el eje del campo siempre estará desalineado de 1 a 30 grados con respecto al estator. [18]

Debido a esto, la conmutación trapezoidal sólo se utiliza en sistemas de muy poco consumo y donde el control preciso no es importante. Para aplicaciones que requieran un par más suave se utiliza la llamada conmutación sinusoidal.

En este caso en lugar de energizar sólo dos fases se energizan las tres, cada una con un perfil sinusoidal. Su diagrama esquemático se muestra a continuación, en este caso se muestra sólo un control de par para mantener el diagrama claro. Ya que este método de control es bastante complicado, un esquema más detallado se puede consultar en [1].

Capítulo: Control
Esquemas de control

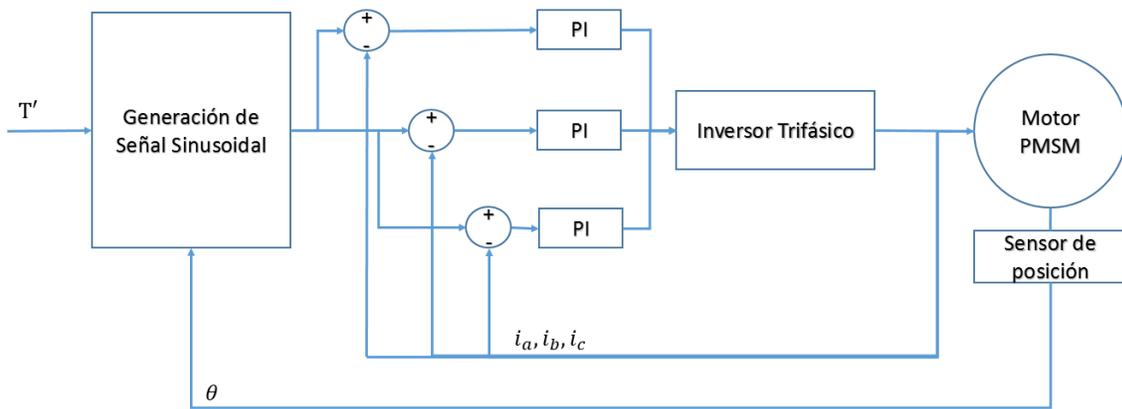


Figura 15 Conmutación Sinusoidal

Es común implementar la generación del seno mediante memorias EEPROM, están indexadas mediante una palabra binaria que se genera a partir del sensor de posición, en este caso tiene que ser de relativamente alta resolución por lo que se utilizan encoders. Estas señales son de amplitud unitaria, pero son multiplicadas por una constante, el par deseado en este caso, para generar el perfil necesario

A diferencia de la conmutación trapezoidal el par es mucho más suave en este caso y se asemeja a lo que se tendría en una máquina síncrona industrial, es decir un ataque trifásico balanceado. Asimismo, se utilizan todos los devanados a la vez por lo cual es más eficiente.

El problema con este tipo de conmutación es que empieza a fallar a altas velocidades, esto debido a que los reguladores PI deben seguir un seno de frecuencia creciente. Además, la amplitud de la fuerza electromotriz aumenta con la velocidad y el control debe vencer esta. Por último, contrario a la figura, este control es bastante difícil de implementar por la generación de tres reguladores PI y la generación de las señales sinusoidales.

El último caso es el control orientado a campo o FOC por sus siglas en inglés, este tipo de control se ha popularizado con el surgimiento de DSP y microcontroladores de alta velocidad pues es demandante computacionalmente. Su diagrama se muestra a continuación.

Capítulo: Control
Esquemas de control

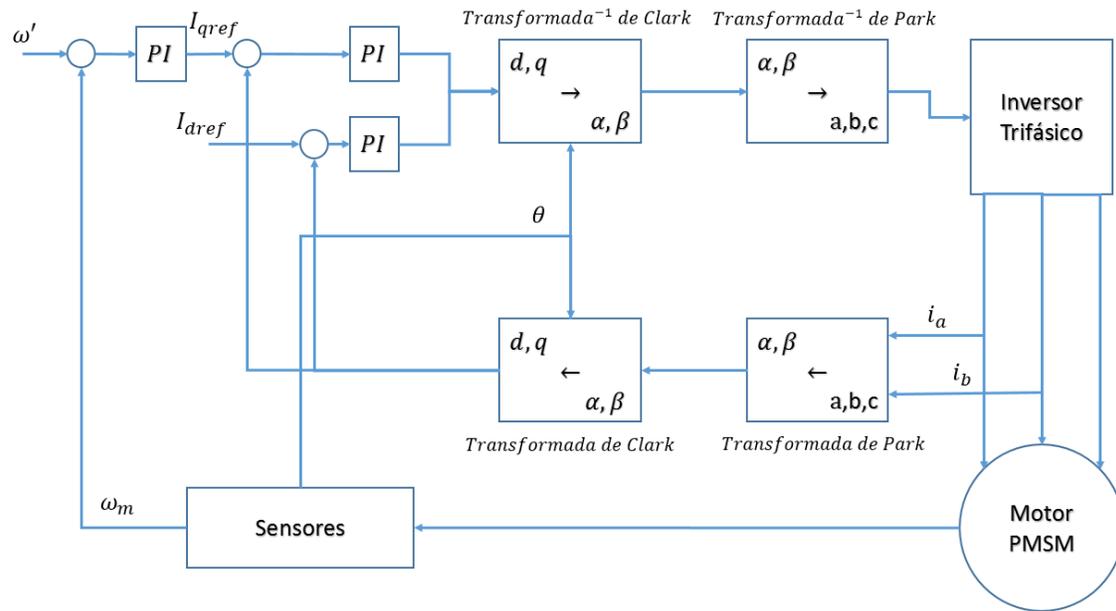


Figura 16 Control Orientado a campo

Este control utiliza las transformaciones desarrolladas en el capítulo 3 para diseñar el controlador, en el diagrama se utilizan las transformaciones desglosadas, las fórmulas descritas en capítulos anteriores eran la transformación directa e inversa de coordenadas a,b,c a dq0 pero la transformación está compuesta de 2, la transformación de Park y la transformación de Clark, las cuales se muestran a continuación.

$$\begin{bmatrix} I_\alpha \\ I_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & -\frac{1}{\sqrt{3}} & \frac{1}{\sqrt{3}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_a \\ I_b \\ I_c \end{bmatrix} \quad (4.1)$$

$$\begin{bmatrix} I_q \\ I_d \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \sin(\theta) \\ -\sin(\theta) & \cos(\theta) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_\alpha \\ I_\beta \end{bmatrix} \quad (4.2)$$

Como detalle importante este tipo de implementación se puede hacer completamente digital. Es importante señalar que una vez efectuada la transformación de coordenadas tenemos dos entradas al motor, la corriente en el eje directo y en el eje de cuadratura. En función de nuestros objetivos se define la referencia para cada una de las corrientes y se puede establecer un control de mínimas, pérdidas, máximo par, etcétera. Sin embargo, un buen punto de inicio es usar una referencia en el eje directo de 0, esto debido a que esta componente de la corriente no genera par útil, sólo comprime los rodamientos en el motor.

Algunas ventajas de este control es que permite diseñar todo el control con los métodos de sistemas lineales ya que convierte el motor de un sistema no lineal variante con el tiempo en un motor de corriente directa. Asimismo, es suave y eficiente en todo el rango de velocidades del motor [18].

Controlador implementado

Entre los controladores anteriores el que nos ofrece las mayores prestaciones el control orientado a campo. Sin embargo, se presenta el problema de que es muy costoso en términos computacionales, asimismo uno de sus más grandes ventajas, el poder diseñar el controlador con métodos lineales, requiere de un conocimiento exacto de los parámetros del motor, entre ellos la amplitud con la que varía su inductancia con respecto al ángulo del rotor y el campo que produce el imán. La hoja de datos del motor que se utilizó sólo proporciona el valor de inductancia entre terminales y conocer todos los parámetros necesarios requeriría conocer la construcción del motor: material de núcleo, número de vueltas en los devanados, área transversal del núcleo, entre otros, o realizar pruebas para determinar experimentalmente estos valores, en otras palabras una caracterización completa del motor, lo que va más allá de los alcances de este trabajo. Sin embargo, el lector interesado puede referirse a [19] y también en [3] una aplicación específica en un DSP está descrita en [16] aunque en este caso es un controlador de velocidad.

Debido a la dificultad intrínseca de este controlador y a que no podemos utilizar una de sus más importantes características se optó por un esquema de control más sencillo. El siguiente en desempeño, la conmutación sinusoidal también se descartó porque requiere de la generación de 3 señales de sinusoidales e implementar un regulador PI por cada una, esto lo vuelve demasiado complejo y aun así no nos permite controlar el sistema a altas velocidades.

Por último, uno de los elementos más importantes de este trabajo era probar el inversor trifásico, implementar un control muy complicado dificultaría revisar la operación del inversor, Por lo que ultimadamente se optó por implementar el controlador más sencillo, el trapezoidal y evaluar su desempeño. Más aún se prefirió omitir el control de par e implementar un controlador directamente retroalimentando la posición del eje como una primera aproximación al problema.

Algunos elementos del controlador se revisaron brevemente en el capítulo del inversor, aquí se analizará a detalle el mismo. A continuación, se muestra el diagrama de bloques de controlador.

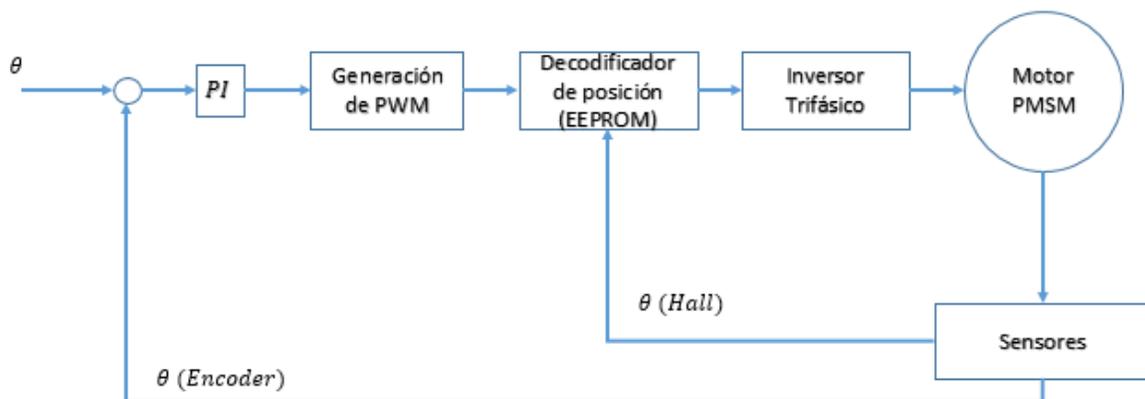


Figura 17 Control Implementado

En este caso se utilizan dos sensores disponibles en el motor, los sensores de efecto Hall para detectar la posición gruesa del rotor y determinar que FETs conmutar, mientras tanto el encóder provee información precisa de la posición y es usada para generar una señal de error. Esta señal de error es

Capítulo: Control

El microcontrolador MSP430

alimentada a un regulador PI y a partir de la salida de este último se genera un PWM adecuado para comunicarse con el resto de la electrónica.

Las ganancias del controlador se obtuvieron experimentalmente. Se detallará el proceso y su valor en el capítulo siguiente.

El microcontrolador MSP430

El esquema de control anterior se tiene que implementar de alguna forma, en este caso se escogió un microcontrolador de Texas Instruments de la familia MSP de ultra bajo consumo. Este microcontrolador en específico tiene varios elementos que lo hacen atractivo para este control. Es pequeño, pero aun así tiene suficientes entradas y salidas para nuestros propósitos, incluso se puede usar para implementar controladores más complicados, tiene dos timers y varias salidas configurables de PWM, las cuales son esenciales para realizar el control.

Un esquema que indica las entradas y las salidas en el microcontrolador se muestra a continuación:

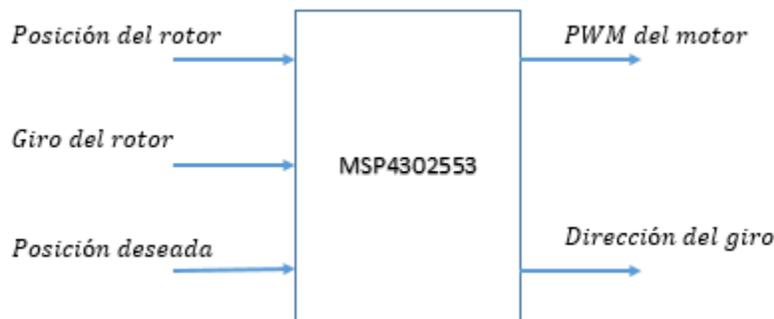


Figura 18 Entradas y salidas al controlador

En este diagrama es importante detallar la diferencia entre la señal de sentido que entra y que sale del microcontrolador. En el primer caso al ser el encóder incremental sólo nos da información de cuantos “pulsos” ha avanzado, es necesario determinar el sentido con un poco de circuitería adicional, el detalle de cómo funciona este circuito auxiliar se verá más adelante. La señal de dirección que sale del controlador es, de manera similar, necesaria ya que el PWM sólo puede indicar una magnitud positiva de voltaje por lo que es necesario una señal que indique al inversor que debe invertir la secuencia de conmutación.

En cuanto al software el controlador tiene programada una rutina de inicialización, una interrupción en el timer para realizar la ley de control, una interrupción de puerto para determinar la posición y una rutina más para detectar la referencia deseada al control. Se detallan los diagramas de flujo a continuación.

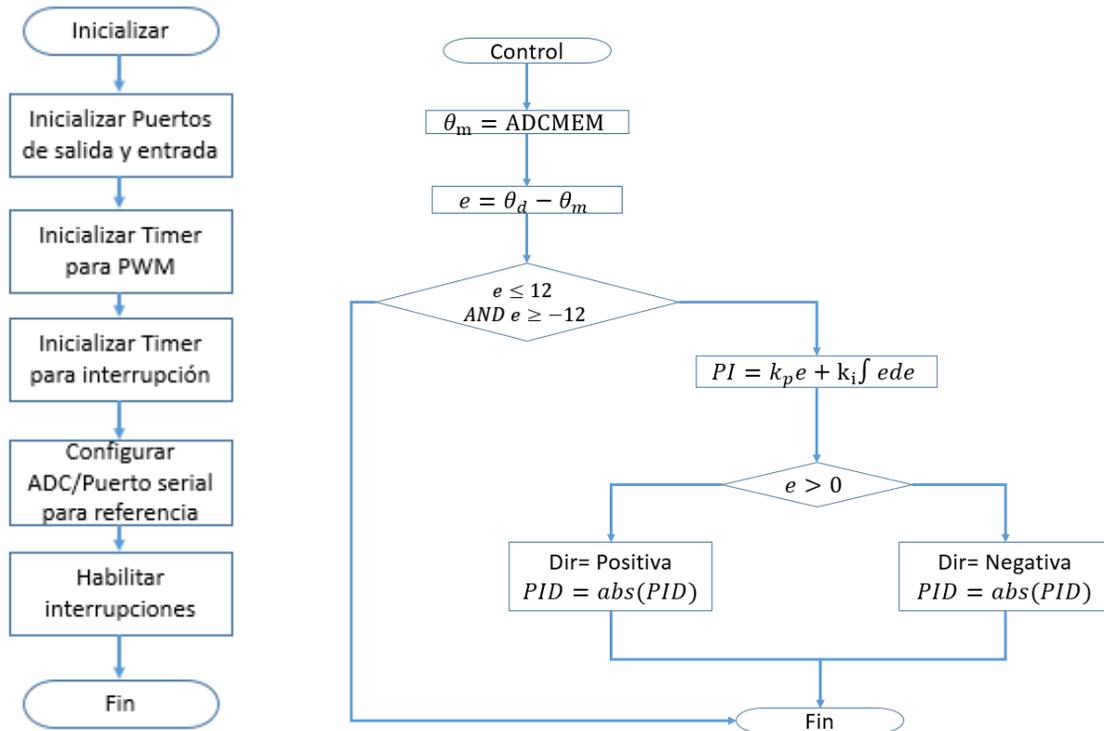


Figura 19 Rutinas del controlador

En el diagrama se indica la ley de control como si fuera continua, esto es por brevedad, en realidad al ser un sistema discreto la ley de control se reescribe de la siguiente forma:

$$e[k] = k_p e[k] + k_i E[k] \quad (4.3)$$

$$E[k] = E[k - 1] + e[k]\Delta t \quad (4.4)$$

Donde k_p y k_i son las constantes del controlador, y Δt es el tiempo de “muestreo” en este caso fue escogido de forma similar a las constantes, se experimentó con diferentes valores pequeños hasta lograr un desempeño satisfactorio. Al final se decidió por un valor de:

$$\Delta t = 512[\mu s]$$

Como se observa en el diagrama se añadió una zona muerta en el controlador, esto es debido a que por la naturaleza del sistema al acercarse mucho a la referencia el sistema empieza a oscilar fuertemente, esto crea picos de corriente lo que no es deseable pues puede dañar el motor, entonces la ley se apaga al estar muy cerca de la referencia.

Es importante comentar que la calidad del controlador mejora entre menor sea el tiempo de muestreo, puesto que el sistema se aproxima más al continuo. Sin embargo, existe un límite superior, primero el reloj del microcontrolador, no se puede solicitar que la ley de control ocurra en menos de lo que puede suministrar el hardware. También hay que recordar que la ejecución de la ley de control no es instantánea y la interrupción por timer debe ejecutarse en un tiempo que garantice el cálculo de la ley de control.

Señal de control

Como señal de control se usó una señal PWM, esto debido a que es la única forma que tiene el microcontrolador de generar una señal “variable” y a que el resto del inversor funciona con señales del mismo tipo.

En el capítulo del inversor se discutió la frecuencia mínima de esta señal para que funciona el driver de compuerta, ese valor es el mínimo necesario tomando sólo en cuenta los capacitores. Es también importante considerar el motor, un PWM de frecuencia demasiado baja genera ruido audible debido a la presencia de armónicas, así como una mayor pérdida. Generalmente se utiliza la respuesta en frecuencia del sistema para determinar este valor, con el fin de garantizar que la planta filtre las armónicas de alta frecuencia presentes en la señal, pero debido a que el sistema es no lineal y de múltiples entradas, este proceso es muy complicado, incluso el uso de las transformaciones mencionadas en capítulos anteriores no nos permite concluir, ya que al fin de cuentas tenemos que generar el PWM en el marco de referencia abc.

Sin embargo y de acuerdo con [16] el rango adecuado para la frecuencia de la señal de control está alrededor de 20 kilohertz, sin embargo, esto depende de la constante L/R, dadas las especificaciones ya dadas de nuestro motor tenemos una constante de tiempo de:

$$\tau = \frac{L}{R} = \frac{2.5 \cdot 10^{-3} [H]}{2.28 [\Omega]} = 0.0011 [s] \quad (4.5)$$

$$f = \frac{1}{\tau} = 912 [Hz] \quad (4.6)$$

Este valor nos da un valor por donde comenzar, es evidente que debe ser mayor para lograr el efecto de filtro deseado. Para determinar un valor adecuado se prosiguió experimentalmente, operando el motor en lazo abierto con diferentes frecuencias. A frecuencia bajas el motor emitía un sonido característico y tenía un consumo muy elevado de corriente, así como una operación escalonada, a una frecuencia alta estos efectos disminuían. La frecuencia final se escogió de:

$$f_{PWM} = 7.8 [kHz]$$

Capítulo 5

Instrumentación

En el capítulo anterior se habló de la señal de error, generada a partir de la posición medida del motor asimismo se mencionó el uso de las señales de sensores de efecto Hall para determinar la correcta combinación de las señales de conmutación. Sin embargo, no se detalló la forma de obtener la señal a partir de sensores.

En el caso de los sensores de efecto Hall ya se encontraban implementados y embebidos en el motor por lo que se hablará poco de ellos. Sin embargo, en el caso del encóder a pesar de también estar embebido se requirió considerable circuitería adicional para lograr acondicionar su señal.

Sensores de Efecto Hall

El efecto Hall es un fenómeno en el cual los materiales semiconductores y conductores en menor medida de los conductores de desarrollar una diferencia de potencial inducido ante la presencia de un campo magnético y una corriente que los atraviesa. La relación entre la corriente, el voltaje inducido y el campo magnético es vectorial, la diferencia de potencial es inducida perpendicularmente tanto a la corriente como al campo magnético [20].

Esta propiedad de estos materiales es utilizada en la fabricación de sensores, en la mayoría de los casos se fija la corriente de alimentación del sensor y el material del mismo es también conocido dejando como única variable el campo magnético a partir de esto se condiciona el sensor para dar una medida por ejemplo la distancia al sensor, o la presencia de algún material que modifique la intensidad del campo.

Este tipo de sensores son muy utilizados, para tener información de poca resolución sobre la posición de los BLDC. Al ser susceptibles a los campos magnéticos son capaces de detectar el campo del rotor al pasar sobre ellos. En nuestro caso su salida es un 1 lógico al detectar el campo y 0 en cualquier otro caso. Es decir un sensor discreto de presencia.

Los sensores son elementos lógicos de baja potencia y se conectan junto al decodificador de posición del inversor. Como se mencionó la señal que entrega ya está condicionada por lo que los únicos parámetros importantes para este caso son los siguientes [9].

Parámetro	Valor
Voltaje de alimentación [Vcc]	4.5 -18 [Vdc]
Salida en Alto	Vcc
Salida en Bajo	GND

En nuestro caso la salida de estos sensores se conmuta cada 120° eléctricos, al menos uno cambia su estado en ese intervalo.

El Encóder

Los codificadores de posición o encóders son dispositivos muy usados para medir la posición y velocidad en sistemas rotacionales, aunque no están limitados a esta clase de sistema y también se usan en aplicaciones lineales. Su función es la de convertir una posición en una palabra digital.

Capítulo: Instrumentación

El Encóder

Existen varios tipos de encóder. En un principio funcionaban mediante escobillas, pero en estos días los encóders mecánicos se consideran obsoletos. Esto nos deja principalmente 2 tipos, los ópticos y los magnéticos.

Los encóders ópticos están constituidos por un par de dispositivos fotoeléctricos, por lo regular un fototransistor y un fotodiodo o LED infrarrojo. Entre ambos dispositivos se encuentra un disco ranurado el cual está unido al eje del encóder. Estas ranuras están dispuestas de tal forma que interrumpen la señal óptica de forma intermitente, de esta manera se genera un tren de pulsos a una frecuencia proporcional a la velocidad angular del eje y al número de ranuras. Esto se muestra esquemáticamente en la figura que se muestra a continuación.

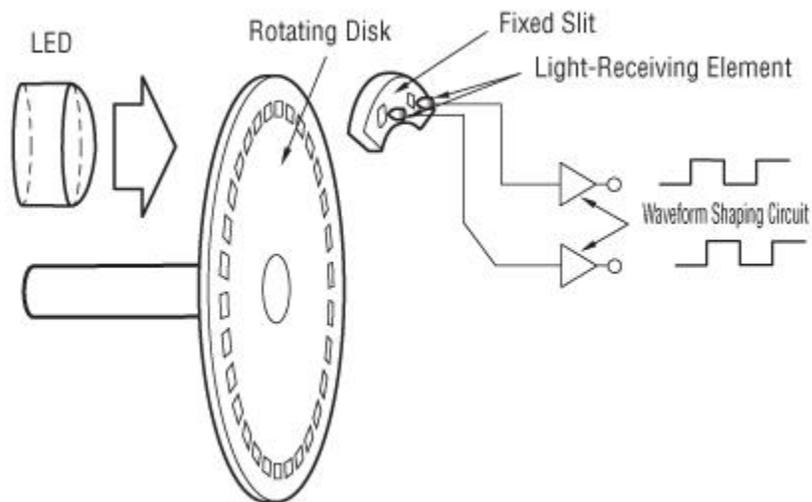


Figura 20 Esquema de un encóder común

Fuente: <http://www.orientalmotor.com/images/technical-articles/servo-motor-incremental-encóder.jpg>

Este tipo de encóders se le conocen como incrementales pues sólo entregan información sobre cuantos pulsos ha emitido el sensor. Para poder utilizarlos para medir la posición se requiere acondicionamiento extra.

Primeramente, se requiere poder identificar la dirección de giro, sentido horario o antihorario. Para esto se disponen de 2 pares de emisor y receptor, llamados A y B, los cuales deben estar defasados algún número de ranuras más un cuarto. Así podemos identificar la dirección en función del defase entre A y B es decir cuál de las 2 señales es detectada primero.

Por último, para medir posición se necesita una referencia a 0 grados, esto se logra añadiendo una 3 ranura en el disco Z. Esta sólo se presenta una vez en toda la pieza e indica la posición de “inicio” a partir de esta posición se puede empezar a contar cuantos pulsos se ha avanzado hacia la derecha o a la izquierda. Es importante mencionar que no todos los encóder cuentan con este canal y en caso de carecer de esta depende del diseñador definir el punto de arranque.

Además de encóder incrementales, los cuales como se observa son algo difíciles de acondicionar para medir la posición, existen los absolutos. En este caso, se tienen varios elementos receptores y las ranuras del disco están distribuidas de tal forma que a cada posición angular le corresponde una palabra binaria. Esto los vuelve prácticos para la medición de posición, pero requiere mucha más

Capítulo: Instrumentación
El Encóder

circuitería para poder procesar toda la palabra digital y son más caros. Un esquema de este tipo de encóders se muestra en esta figura:

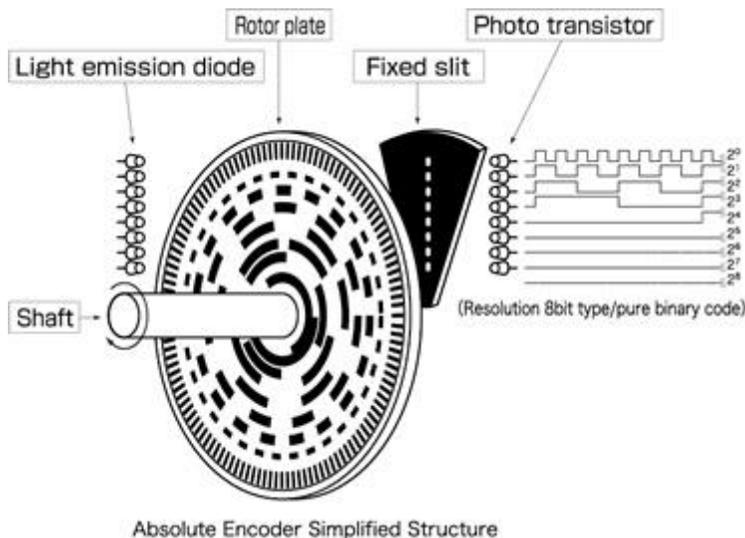


Figura 21 Esquema de un encóder absoluto
Fuente: <http://www.tamagawa-seiki.com/english/encóder/rotary02.jpg>

Por lo general la codificación en el disco es en código Gray para minimizar el número de bits a conmutar en cada intervalo.

Otro tipo de encóder muy usado es el magnético, el principio de funcionamiento es el mismo que en los anteriores, pero se reemplazan los elementos fotoeléctricos por imanes y sensores de efecto Hall. Aquí se presentan dos estructuras: ya sea que los imanes giren y los sensores se mantengan fijos, en cuyo caso emitirán una señal cada vez que un imán pase frente a ellos o ambos se mantienen fijos y se usa un disco rotativo.

En nuestro caso particular el motor cuenta con un encóder magnético incremental embebido en su estructura. Sus características relevantes se muestran a continuación [21].

Parámetro	Valor
Alimentación [Vcc]	5 [V]
Ranuras por revolución	1024
Canales	2 (A y B)
Velocidad Máxima	5000 [rpm]
Salida	Señal diferencia RS422
Corriente de salida	-20 a 20 [mA]

De la discusión anterior es evidente que las señales del encóder deben ser acondicionadas para poder medir posición. Para esto se tuvo que realizar un circuito que permitiera realizar la comunicación del encóder con el microcontrolador y después escribir un programa que convirtiera esas señales en una posición.

El acondicionamiento de la señal del encóder se puede realizar desde software o en hardware. En este caso se optó por hacer el acondicionamiento de la segunda manera, esto debido a que la ley de control

Capítulo: Instrumentación

El Encóder

tiene prioridad en el sistema y podemos ahorrar poder de cómputo si el microcontrolador no tiene que acondicionar la señal.

Para determinar la dirección del rotor con el encóder, se utiliza el hecho de que tenemos los dos canales A y B defasados 90 grados. En cuyo caso podemos discriminar la dirección midiendo qué canal se activa primero. Esto se aprecia más fácilmente con la gráfica de la señal de ambos canales.

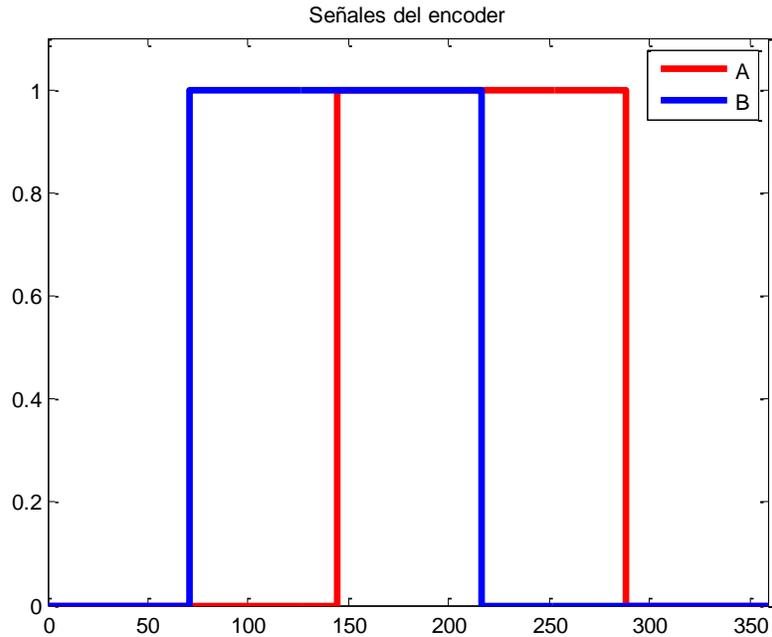


Figura 22 Canales del encóder

Como se aprecia en función de la dirección del motor uno de los canales se activa primero que el otro, en nuestra gráfica, En dirección horaria, se observa que el canal B enciende primero que el A y si gira en sentido antihorario A adelanta a B. Es evidente que cualquier circuito combinacional cuyas entradas sean ambos canales sólo genera un tren de pulsos con frecuencia diferente, para poder discriminar la posición se requiere memoria, es decir saber qué canal adelantó al otro; para este caso se utilizó un flip-flop.

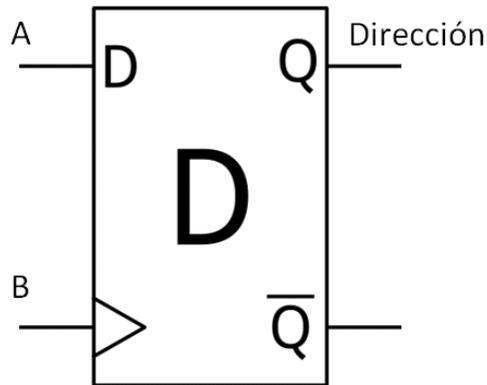


Figura 23 Esquema de un flip-flop D

En la figura anterior tenemos un esquema de este dispositivo, un flip-flop tipo D, uno de los canales del encóder se utiliza como reloj y el otro canal se conecta en la conexión de datos. Gracias a este dispositivo cuando el canal B tiene un flanco de subida el dato de A pasará a la salida Q. Siendo que el adelanto es constante mientras se mantenga la misma dirección de giro, el valor de Q sólo depende de la dirección del giro del motor.

Utilizando otro flip-flop cuyas entradas están invertidas, el canal A es el reloj en este, se puede obtener 2 señales complementarias una se activa en sentido horario y la otra en sentido antihorario. Ahora bien, podemos contar los pulsos del encóder para determinar una posición y si la dirección es positiva un contador aumenta de caso contrario disminuye. La implementación específica puede variar, se puede utilizar una señal de dirección y contar los pulsos o llevar dos trenes de pulsos donde cada uno sólo se activa en una dirección, para nuestro caso utilizamos esta segunda alternativa, estos pulsos se generarán a partir de las dos señales de dirección obtenidas del flip-flop, esto con la ayuda de la terminal de clear presente en la mayoría de los integrados, como el 74LS74. Al conectar esta terminal con el canal A o B del encóder se tiene un efecto de supresión, (Chopping) a la salida generando los 2 trenes de pulsos. Se puede encontrar el circuito detallado en los anexos y en [22].

Para el contador se decidió implementar una interrupción por los puertos de entrada y salida del microcontrolador la cual se activa cada vez que uno de los canales emitiera una señal, Cada pulso activa la interrupción por el puerto y el microcontrolador discrimina cuál de las dos señales lo activó, a partir de esto aumenta o disminuye un contador interno. El detalle de la interrupción se aprecia a continuación.

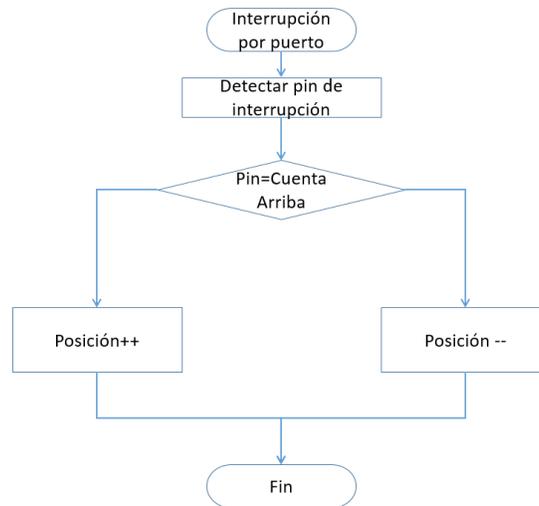


Figura 24 Interrupción de conteo

El contador se inicializa en 0 cuando se enciende el controlador, por lo que todos los ángulos están medidos desde la posición inicial del rotor. Para este caso particular es adecuado ya que no ha surgido la necesidad de fijar la referencia, sin embargo, cuando se implemente el controlador en un robot o mecanismo será necesario definir la posición en 0° asimismo otros tipos de conmutación, como el control de campo requiere la posición medida desde el eje de alguna de las fases.

Además de este acondicionamiento, para convertir los pulsos en posición, se requiere otro tipo de tratamiento para tener una señal limpia. En este caso el sistema contaba con un circuito que convertía los canales A y B en una señal diferencial. Una señal diferencial se crea separando la señal original en 2 complementarias, estas son a su vez leídas por otro circuito restador lo que regresa la señal a su forma original. Esto se hace con el propósito de disminuir el ruido, ya que el ruido afecta de forma relativamente igual a ambos canales diferenciales y al restar un canal de otro el ruido se elimina, además esto nos permite transmitir información a distancias grandes. El esquema de esto se muestra en la siguiente figura.

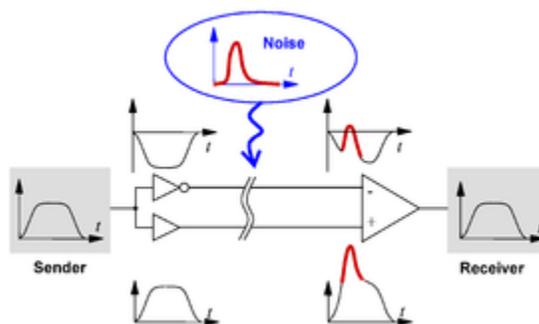


Figura 25 Esquema de una señal diferencial

Fuente: <https://upload.wikimedia.org/wikipedia/commons/thumb/e/e7/DiffSignaling.png/290px-DiffSignaling.png>

Por último, existe un inconveniente con los niveles de tensión a la salida del encóder, estos son lógicos TTL de 0 a 5 volts de directa, mientras el microcontrolador MSP430 tiene una arquitectura de 3.3

Capítulo: Instrumentación
El Encóder

volts. Una interfaz directa podría provocar daños en los pines de entrada por lo que se debe hacer un “cambio de nivel” es decir usar un circuito que convirtiese la señal de 5 volts a 3.3.

De nuevo hay varias formas de hacer esto, la más sencilla es usar un divisor resistivo, sin embargo, esto implica pérdidas constantes a lo largo del sistema. Una solución más elegante es usar circuitos transistorizados de cambio de nivel, en estos se utiliza un MOSFET para lograr un cambio bidireccional, tanto de 3.3 a 5 como, al contrario. En este caso esto no es necesario hacer la conversión inversa ya que las señales de 3.3 son compatibles con TTL.

Por simplicidad se resolvió usar un circuito con transistores TBJ, donde la base estaba conectada al sistema de 5 volts, pero el colector está conectado a 3.3. Cuando una señal llega a la base el transistor conmuta y lleva a la salida al voltaje correcto. Este circuito se observa a continuación.

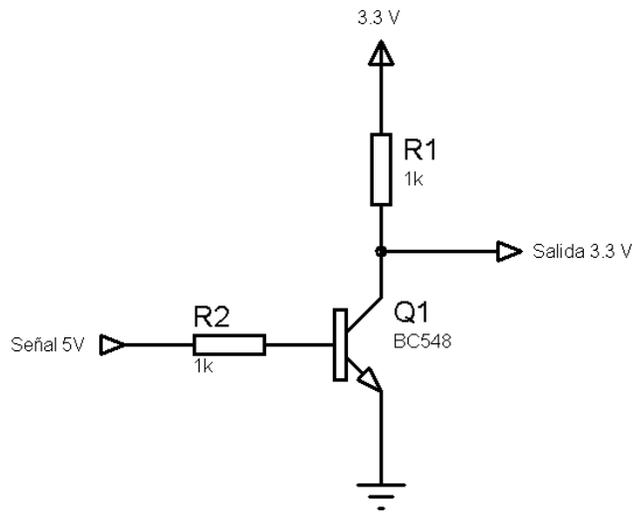


Figura 26 Circuito de cambio de nivel

Finalmente, el diagrama que agrupa todo lo que se mencionó anteriormente se muestra a continuación.

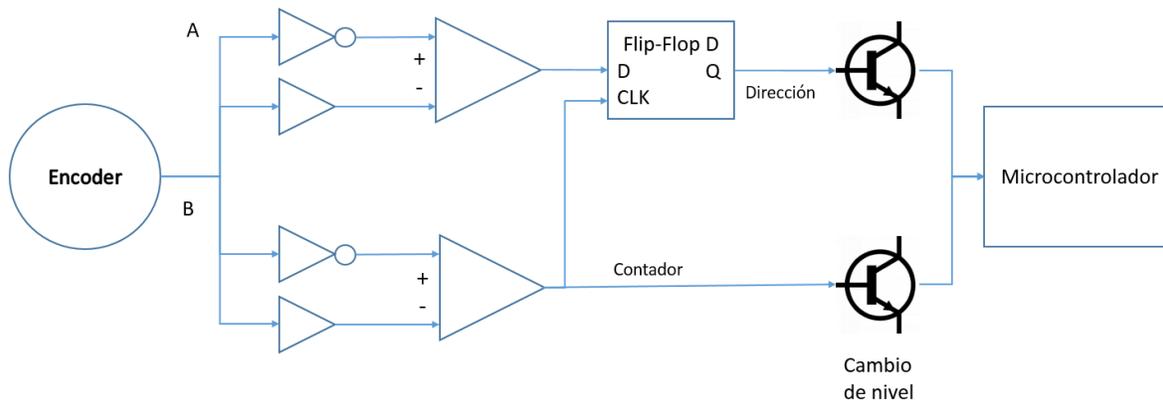


Figura 27 Esquema de acondicionamiento de señal de posición

Con toda esta información es también posible medir la velocidad del rotor, a pesar de no utilizar esta información en este trabajo particular la velocidad del rotor es una variable de estado y es necesario

Capítulo:
El Encóder

medirla para la implementación de controladores más complejos o simplemente para diseñar un controlador de velocidad.

La forma de estimar la velocidad angular a partir de los pulsos emitidos está dada por esta simple ecuación.

$$\omega = \frac{2 \pi Pulsos}{N \Delta t} \quad (4.8)$$

Donde N es el número de pulsos por revolución, o resolución, y ω es la velocidad angular medida en radianes por segundo. Esta función se puede implementar fácilmente en una interrupción por el timer, se utiliza el contador de la medición de posición y en un intervalo de tiempo fijo se calcula la diferencia de pulsos, esta se calcula con ayuda de una variable auxiliar, el número de pulsos contados hasta ese punto. Esto queda más claro con el siguiente diagrama.

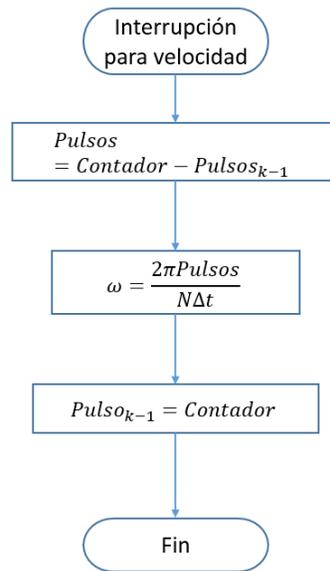


Figura 28 Interrupción para calcular velocidad

Pruebas y Resultados

A lo largo de este capítulo se describirán las pruebas hechas al sistema, tanto para determinar algunos parámetros de operación, como las constantes del controlador, como para su validación. Se comenzará con una pequeña descripción del banco de pruebas utilizado y de la metodología seguida. Por último, se mostrarán las gráficas que muestran el desempeño del sistema completo.

Banco de pruebas

Debido a la estructura del motor éste debe ser montado en una base para poder operar, asimismo la planta final requiere una reducción de 100 a 1 para tener el par requerido la cual debe ser montada junto al motor y para motivos de las pruebas se puede añadir un encóder a la salida de la reducción para medirla directamente. Todo esto llevó a la necesidad de crear una base para soportar todo. Este banco de pruebas se puede observar a continuación.

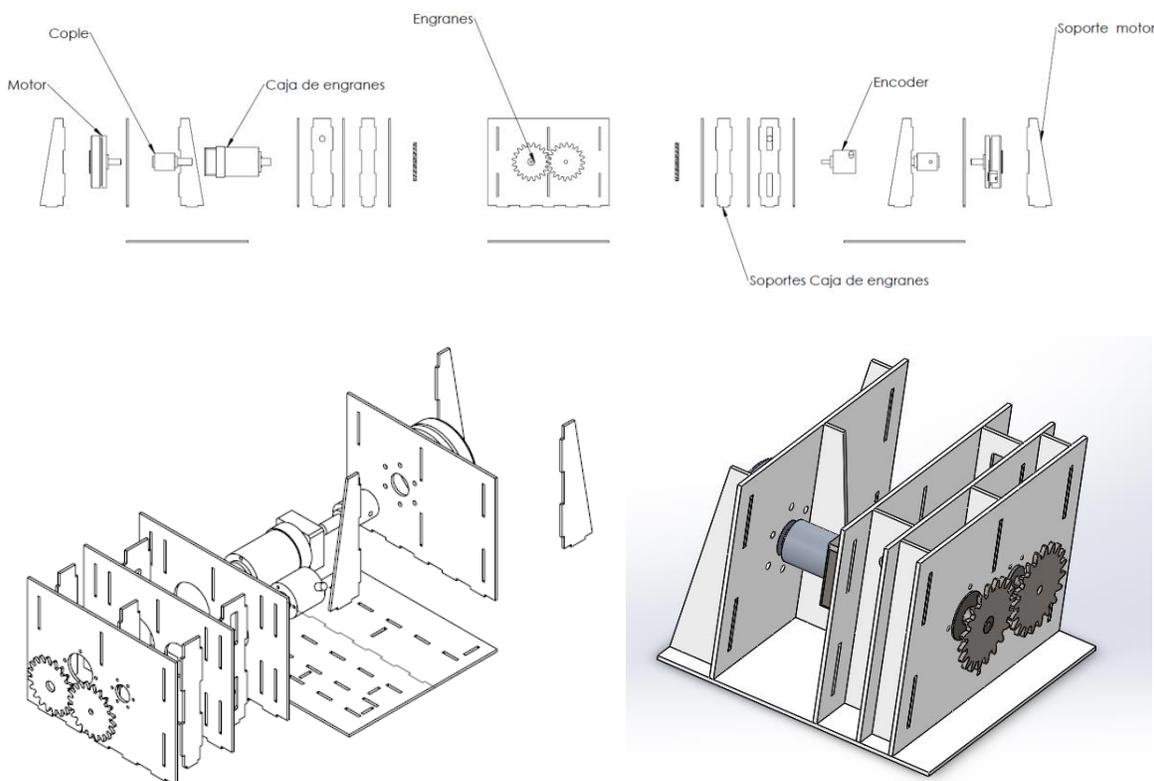


Figura 29 Esquema del banco de pruebas

Además de esto se utilizó un sistema de adquisición de datos para validar el controlador, las variables a medir fueron la posición tanto en el rotor como a la salida de la reducción y 2 corrientes de fase

Capítulo: Pruebas y Resultados

Sintonización

medidas con las resistencias de “shunt” Asimismo la tarjeta de adquisición se utilizó para generar una señal analógica como referencia para el controlador.

Se realizaron pruebas para dos configuraciones del sistema, en la primera se omitió la caja de reducción y al controlador se le indicaban referencias de 0 a 360°, en el segundo caso se utilizó la reducción y la referencia de posición era de 0 a 18,000° para lograr media vuelta en la salida. En ambos casos se probó una entrada escalón y después un sinusoidal de baja frecuencia.

A continuación, se observa el banco de pruebas junto con el inversor, el controlador y la tarjeta de adquisición de datos, no todas las conexiones están presentes por simplicidad.

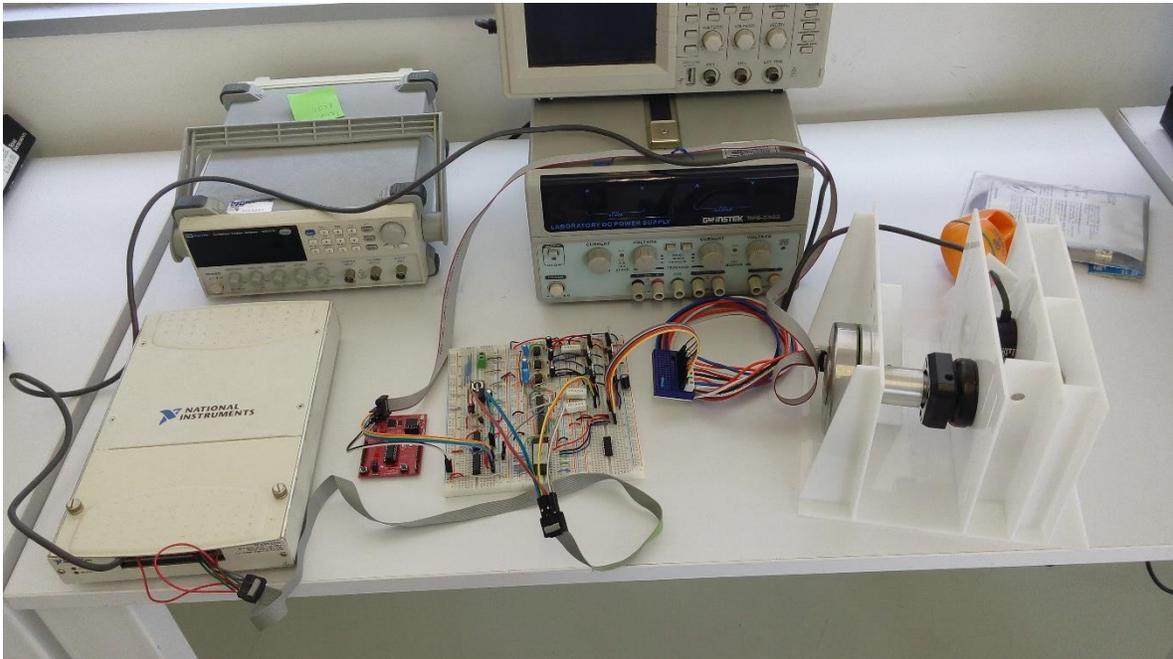


Figura 30 Sistema Completo

Sintonización

En un controlador PI se tienen dos constantes: la constante proporcional o k_p y la integral o k_i , sintonizar el controlador es el proceso de determinar el valor de estas constantes para lograr un comportamiento deseado. Como ya se mencionó la no linealidad del sistema y la falta de todos los parámetros impiden el cálculo analítico de este controlador por lo que se recurrió a una sintonización experimental.

Debido a la estrategia de conmutación y el tipo de control implementado es muy difícil lograr un comportamiento críticamente amortiguado que propone [2]. Mucho más si no podemos diseñar analíticamente el controlador, por esto se definieron dos objetivos principales en el controlador: Tener un error en estado permanente pequeño, menor a 5° y minimizar el sobrepaso y las oscilaciones. Este segundo objetivo era más difícil de alcanzar por lo que la mayor parte del diseño fue con la respuesta en estado permanente.

1. Error en estado permanente pequeño: menor a 5°
2. Minimizar el sobrepaso y las oscilaciones

Capítulo: Pruebas y Resultados

Pruebas y Resultados

El proceso para la sintonización fue el siguiente: primero se apagó el controlador integral y se modificó el valor de la ganancia proporcional hasta lograr un comportamiento transitorio aceptable y un error en estado permanente pequeño, de alrededor de 10 a 20 grados, luego se añadió el término integral para disminuir el error en estado permanente aún más, pero evitando que el sobrepaso aumentara demasiado.

Otro parámetro importante es la zona muerta, esta debe ser lo suficientemente ancha para impedir la oscilación innecesaria del controlador, pero a su vez debe ser lo más pequeña posible con el fin de interferir en lo menos posible con la acción del controlador. Cabe resaltar que debido este elemento es casi imposible que el error llegue a cero.

Pruebas y Resultados

A continuación, se mostrará la salida del controlador bajo diferentes constantes de control, esto con el fin de apreciar cómo cambia el comportamiento del sistema al cambiar estos parámetros. También se dibujan gráficas de las corrientes en los devanados. Comenzaremos con el sistema sin reducción y finalmente se mostrarán los resultados utilizando la misma, cabe aclarar que la situación más representativa de nuestro sistema es el segundo.

Todas las pruebas se realizaron con un voltaje del inversor de 15 volts referidos a la tierra y con una zona muerta de 4.21875 grados o 12 pulsos del encóder para este primer caso.

Considerando un control proporcional de ganancia unitaria. Es decir.

$$k_p = 1$$

$$k_i = 0$$

La gráfica del error de posición, el error y las corrientes de fases son la siguientes:

Capítulo: Pruebas y Resultados

Pruebas y Resultados

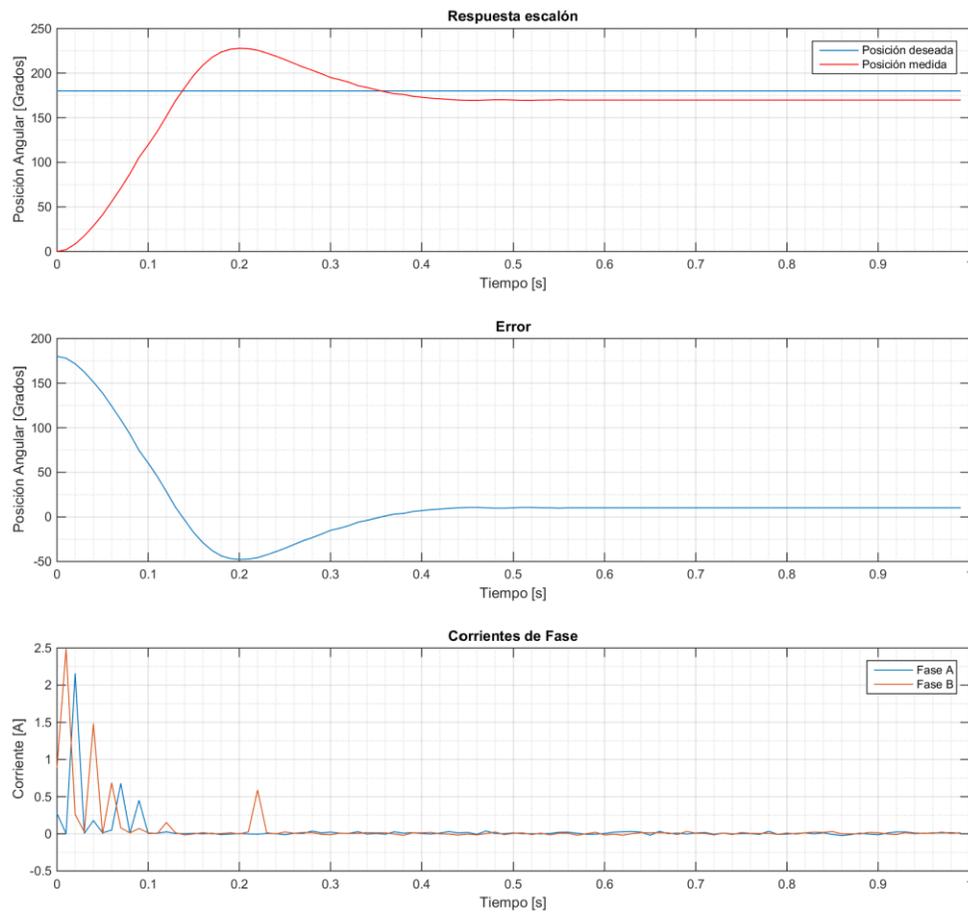


Figura 31 Respuesta del sistema $K_p=1$ $K_i=0$

A continuación, se muestra el comportamiento con la acción integral y una constante proporcional mayor.

$$k_p = 10$$

$$k_i = 0.5$$

Capítulo: Pruebas y Resultados

Pruebas y Resultados

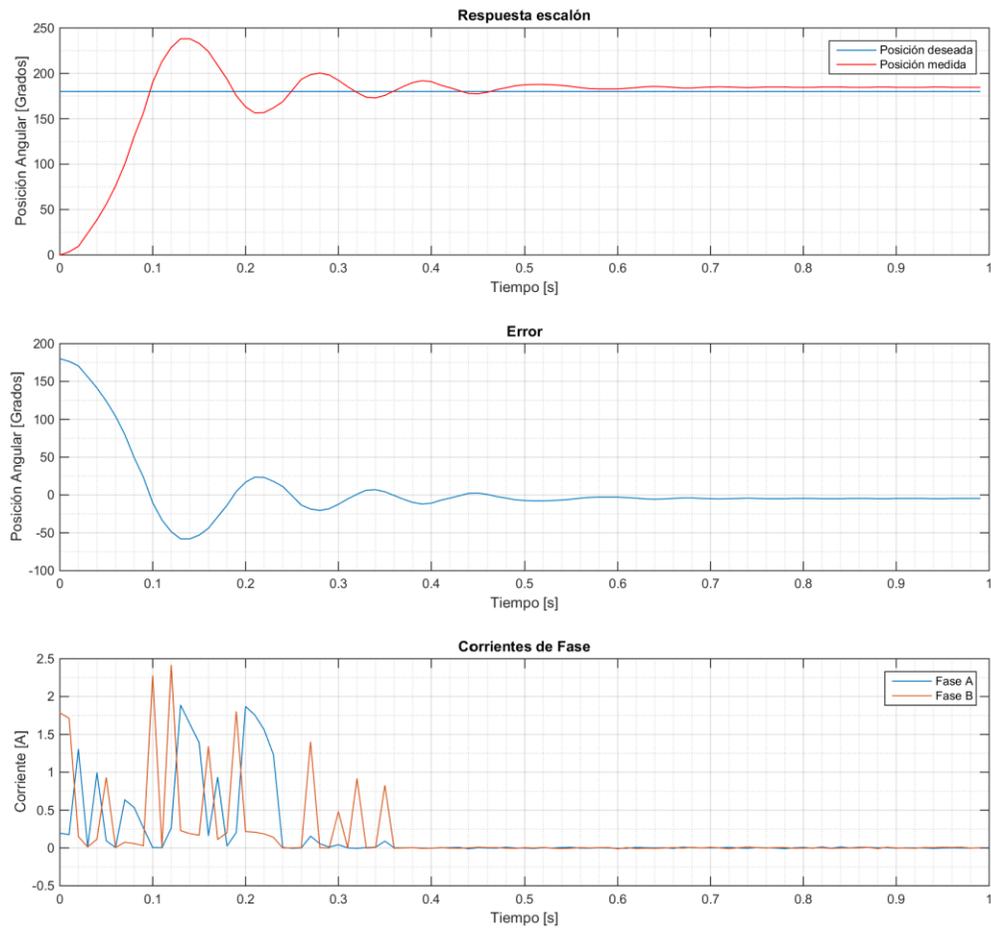


Figura 32 Respuesta del sistema $k_p=15$ $k_i=0.5$

Ahora aumentando aún más ambas constantes del controlador.

$$k_p = 15$$

$$k_i = 0.8$$

Capítulo: Pruebas y Resultados

Pruebas y Resultados

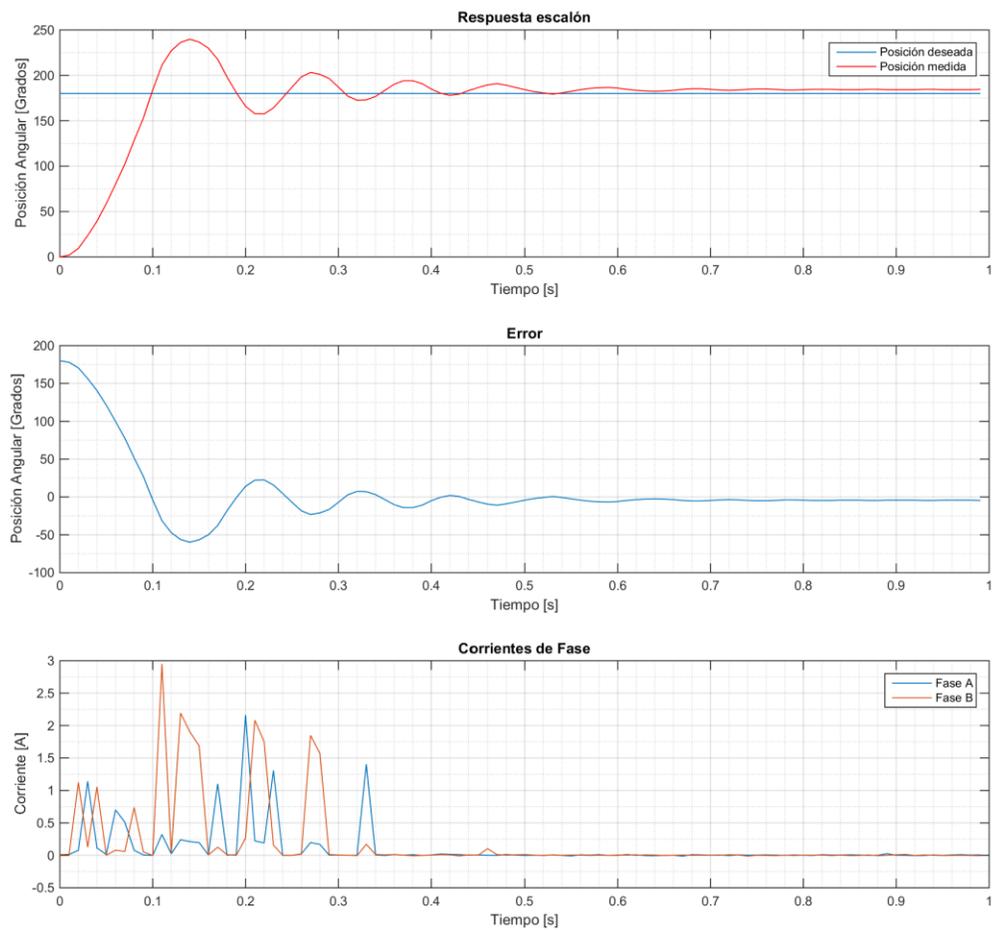


Figura 33 Respuesta $k_p=15$ $k_i=0.8$

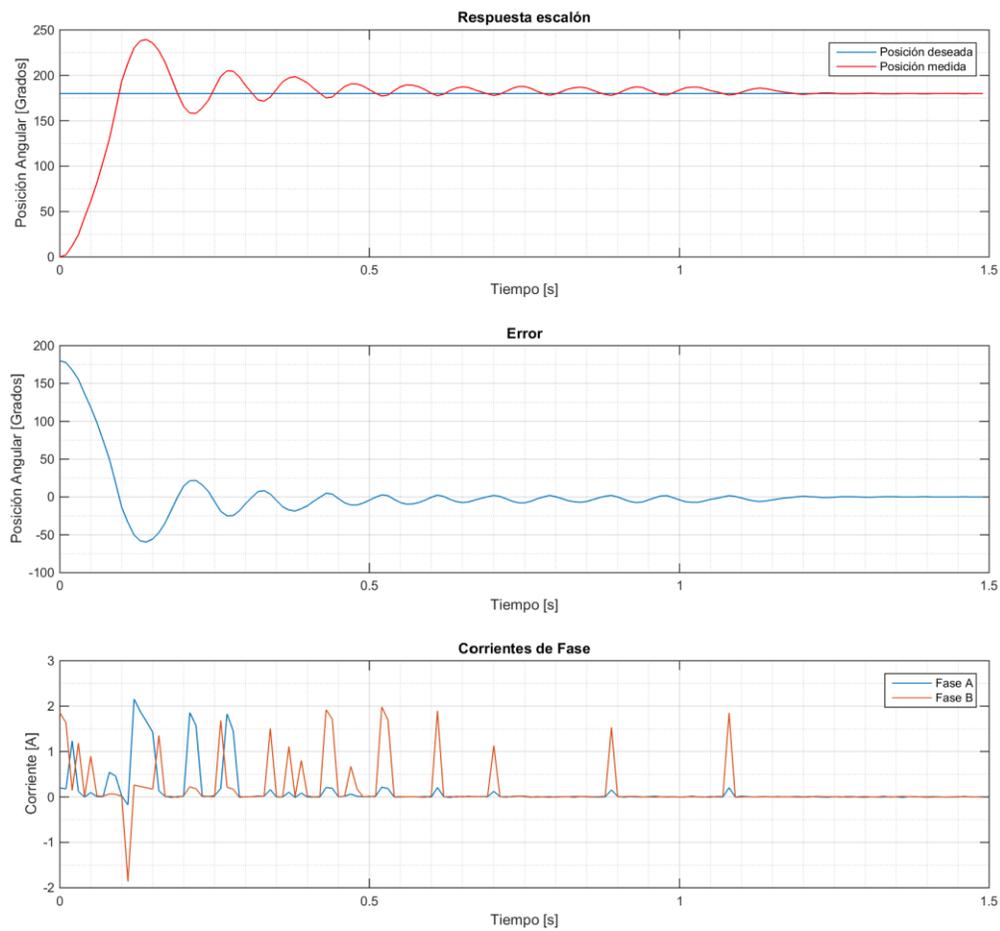
Por último, las ganancias finales escogidas para el controlador producen el siguiente comportamiento.

$$k_p = 25$$

$$k_i = 1$$

Capítulo: Pruebas y Resultados

Pruebas y Resultados



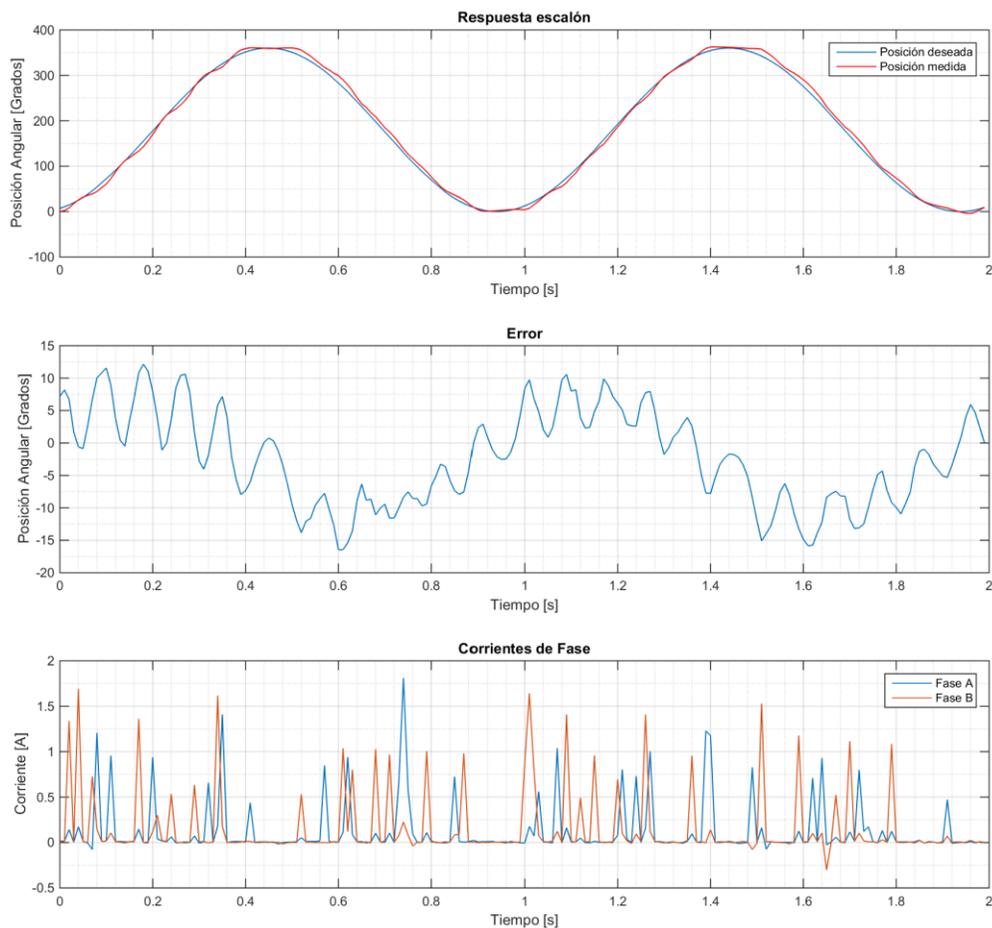
Por último, se probó el controlador con una referencia variable, una sinusoidal con la siguiente forma.

$$ref = A \sin(2 \pi f) + A$$

$$f = 1 [Hz] \quad A = 180^\circ$$

Donde A es la amplitud y f es la frecuencia, la suma al final es con el fin de evitar generar una referencia negativa ya que debido a que se mide con el ADC del microcontrolador y este no puede recibir valores negativos.

Capítulo: Pruebas y Resultados
Pruebas y Resultados



Estas pruebas se realizaron con el fin de observar a detalle el comportamiento del sistema con el controlador, pero como se mencionó no es la más representativa del sistema que se planteó, para esto se necesita acoplar la reducción. Esto tiene como efecto aumentar la inercia del sistema al añadir la masa de los engranes asimismo se aumenta la fricción por lo rodamientos de la caja de engranes.

Algunas de las características importantes de las respuestas antes vistas se resumen en la siguiente tabla.

Prueba	Ganancia proporcional	Ganancia Integral	Porcentaje de sobrepaso [%]	Tiempo de asentamiento [s]	Error en estado permanente [%]	Posición en estado estacionario
1	1	0	34.1	0.398	5.68	169.8°
2	10	0.5	28.9	0.466	2.52	184.6°
3	15	0.8	30.2	0.539	2.33	184.2°
4	25	1	33	1.15	0.032	180°

Se utilizó el último controlador mencionado anteriormente y se le aplicó una entrada escalón para tener media vuelta a la salida del reductor. Para esto la referencia se daba normalmente e internamente se multiplicaba por 100. Debido a esto y a que la referencia se daba como una señal analógica se amplificaba el ruido dando un comportamiento oscilatorio muy fuerte cerca a la referencia, por lo que

Capítulo: Pruebas y Resultados
Pruebas y Resultados

se tuvo que ampliar considerablemente la zona muerta, de 12 bits del encóder a 550. Las gráficas se muestran a continuación.

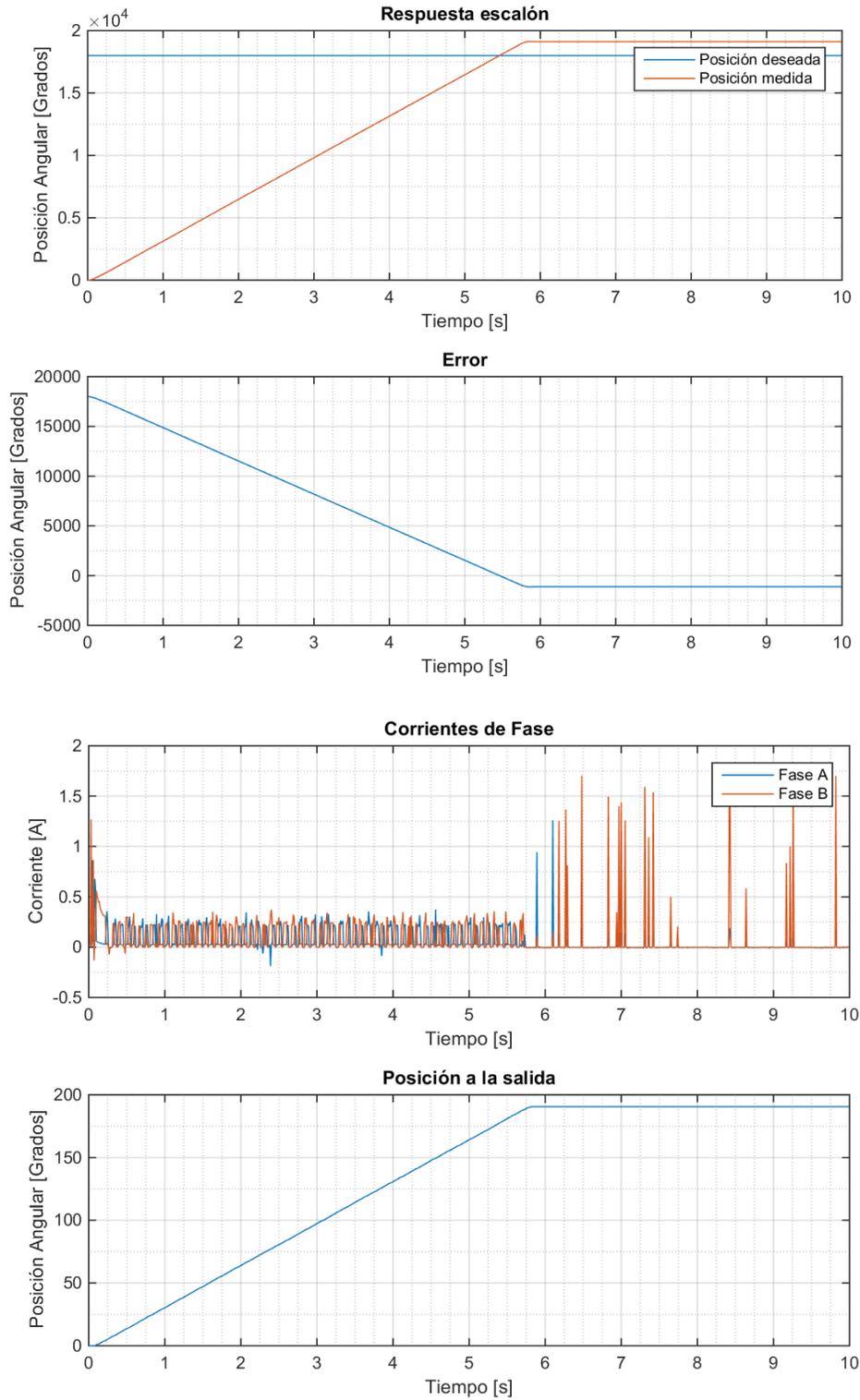


Figura 34 Respuesta con el reductor, mismas ganancias

Capítulo: Pruebas y Resultados
Pruebas y Resultados

Se muestra también un acercamiento a la gráfica de posición del rotor para apreciar un poco mejor el transitorio.

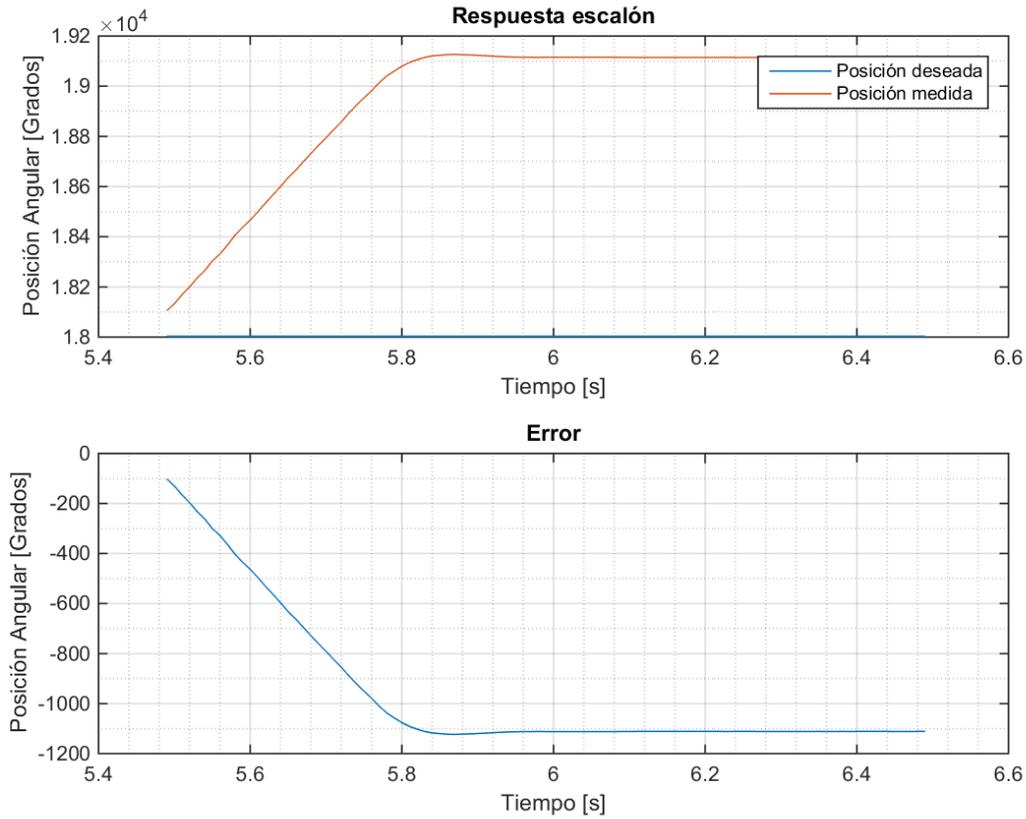


Figura 35 Acercamiento

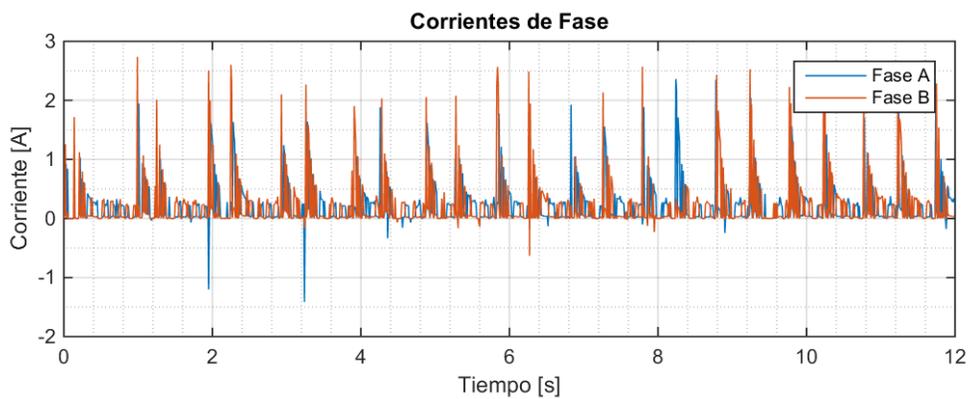
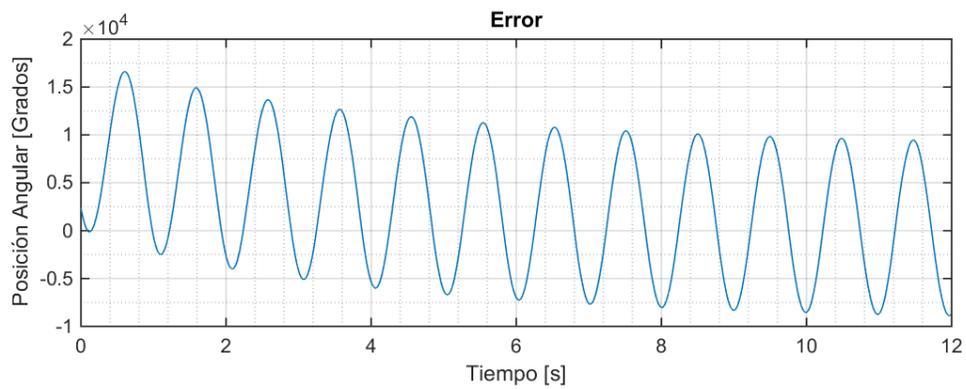
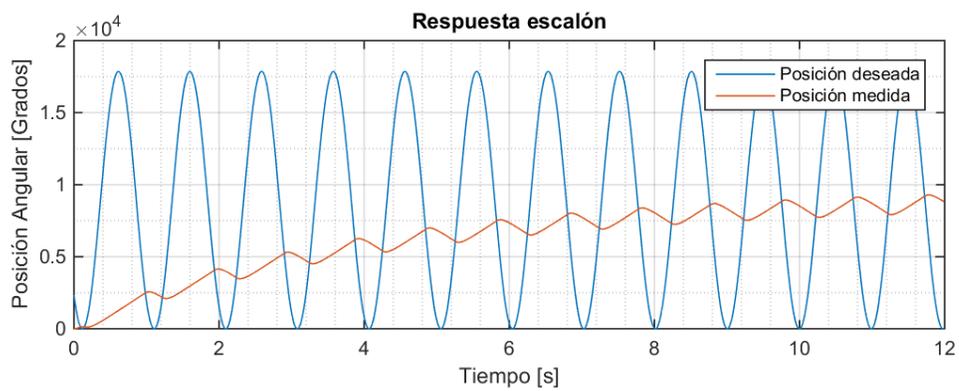
Finalmente se probó una referencia sinusoidal de baja frecuencia para la salida del reductor, los resultados se muestran a continuación, las constantes son las mismas.

Las características más importantes de esta respuesta se muestran en la siguiente tabla

Prueba	Ganancia proporcional	Ganancia Integral	Porcentaje de sobrepaso [%]	Tiempo de asentamiento [s]	Error en estado permanente [%]	Posición en estado estacionario
1	25	1	0.0607	5.68	6.18	19115°

Capítulo: Pruebas y Resultados

Pruebas y Resultados



Capítulo:
Pruebas y Resultados

Como se observa el reductor disminuyó el sobrepaso y las oscilaciones, aunque aumento el error en estado permanente para la entrada escalón. Esto debido al aumento en la zona muerta en el sistema.

Las primeras dos gráficas son la posición medida en el rotor y la última la medida a salida del reductor. Como se observa el motor tarda mucho tiempo en llegar a la posición deseada. Esto se debe principalmente a la saturación del sistema, lo que lleva a una velocidad máxima, se puede disminuir el tiempo de asentamiento aumentando el voltaje superior del inversor, y por lo tanto aumentando la velocidad de todo. Pero esto tiene un inconveniente. La ley de control se implementó dentro de una interrupción del timer el MSP430 maneja una estructura fija de las prioridades de las interrupciones, si entra una interrupción de menor prioridad mientras se ejecuta una de mayor, esta se guarda la pila y cuando termina la función actual se atiende la otra interrupción sin embargo si entra otra interrupción del mismo periférico ésta se pierde.

Si bien esto no debería ser un problema recordemos que la ley de control es relativamente lenta pues utiliza mucha aritmética de punto flotante y además llama al ADC, a partir de mediciones mediante el osciloscopio se determinó que la ley de control tarda 150 microsegundos en ejecutarse pero a 20 volts la velocidad del motor es tal que los pulsos del encóder llegan a ocurrir cada 50 microsegundos, es decir hasta 2 pulsos del encóder se pueden perder cada vez que se ejecuta la ley de control, esto tiene un efecto acumulativo que afecta negativamente al controlador en especial en el estado permanente.

Debido a que la jerarquía de interrupciones está cableada internamente en el microcontrolador no se puede modificar y por lo tanto tenemos un tope límite en cuanto a la velocidad del motor y por lo tanto en el voltaje superior del inversor.

Conclusiones y trabajo futuro.

En este capítulo se analizarán los resultados obtenidos en las pruebas y se validará el controlador, asimismo se discutirá que mejorar y que otro trabajo se puede realizar sobre este sistema.

Conclusiones

A partir de este trabajo se observa que la construcción de un inversor trifásico para operar un motor BLDC a nivel componente, es decir compuertas lógicas, MOSFET, entre otros. Es posible una muy importante ventaja contra los productos comerciales; La flexibilidad de diseñar la etapa de potencia para nuestros propios fines y además nos permite utilizar diferentes formas de conmutación. Es decir, no estamos limitados a la arquitectura cerrada de un controlador comercial, además este inversor es general, adaptando unos pocos parámetros puede operar con cualquier motor no sólo el especificado por algún fabricante.

Dicho esto, cabe aclarar las limitaciones de este sistema, debido a la conmutación usada, trapezoidal, necesitamos los sensores de posición gruesa para determinar la secuencia de conmutación de los MOSFET esto nos lleva a que un motor sin estos sensores no puede ser operado en lazo cerrado. Pero este inversor es capaz de operar el motor a velocidad constante en lazo abierto en este caso se generan las ondas trifásicas independientemente y se alimentan al inversor, gracias a que el motor es síncrono la velocidad será siempre directamente proporcional a la frecuencia de la entrada.

También es importante mencionar que el inversor sólo puede operar motores trifásicos y con imanes permanentes ya que no puede alimentar el devanado de campo.

En cuanto al controlador este se pudo implementar exitosamente a pesar de estar usando una estrategia de conmutación básica y una ley de control muy simple, es claro que se deben mejorar ambas técnicas para una operación más suave y en especial para poder diseñar analíticamente el controlador y especificar un comportamiento deseado. Pero como una primera aproximación resultó efectivo.

Como se mencionó anteriormente la estrategia de conmutación y la ley de control, así como la falta del modelo completo impiden especificar un desempeño para el diseño. Pero a partir de las gráficas obtenidas para la posición del rotor sin reducción se aprecia un comportamiento de segundo orden en posición, el sobrepaso en este caso es bastante, de alrededor de más de 50 grados, esto no es aceptable sin embargo es el mejor desempeño que se pudo lograr dada la situación, sin embargo, y como se discutirá más adelante el uso de la reducción disminuye el problema. Por otro lado, el error en estado permanente fue bastante pequeño, de casi 0, es evidente que el precio que se tuvo que pagar por esto es el alto sobrepaso.

La situación se modifica con la caja reductora, se tiene un comportamiento casi críticamente amortiguado, con un sobrepaso mínimo, pero con un error en estado permanente mucho mayor, de casi 10 grados a la salida del reductor.

Este error se debe a los ya antes mencionado, pero hay dos factores que afectan más a esta configuración. En primera debido a la reducción el motor toma mucho más tiempo en llegar a la referencia, como se mencionó en el capítulo anterior el hardware pierde algunos pulsos del encóder este efecto acumulativo es especialmente grave cuando el controlador toma más tiempo en llegar a la referencia, se pierden más pulsos en un tiempo grande que en uno pequeño. El controlador piensa que ha llegado a la referencia cuando en realidad no es así.

Capítulo: Conclusiones y trabajo futuro. Trabajo a Futuro

Otro problema que tenemos es la zona muerta, es demasiado grande. tristemente no se puede modificar con la configuración actual, si se disminuye la oscilación del motor se vuelve demasiado grande debido al ruido del ADC que se amplifica al cambiar internamente la referencia del rotor a la salida del reductor. Si se logra disminuir este ruido la zona muerta puede ser disminuida y esto mejorará el desempeño en estado permanente.

En cuanto al seguimiento el desempeño de este mismo controlador sin el reductor es aceptable, considerando las limitaciones del controlador y el tipo de conmutación. Tenemos un error sinusoidal de 10 grados pico a pico a la salida. Cabe mencionar que la referencia es de una frecuencia muy baja, esto no es tan alejado de la situación real donde se planea un paso cada 3 segundos.

En cuanto al seguimiento con la reducción fue donde falló, es controlador es incapaz de seguir una sinusoidal de 1 Hertz, esto debido a que incluso una señal de baja frecuencia requiere que el rotor dé varias revoluciones para llegar a la referencia y el bajo las pruebas hechas el motor no es lo suficientemente rápido para alcanzarla, ya se mencionó por que no se puede aumentar la velocidad del mismo con el hardware que tenemos.

Finalmente, las mediciones de las corrientes de fase se tomaron para visualización, es evidente que esta estrategia de conmutación, requiere pulsos muy intensos de corriente, otro tipo de conmutación resultaría en una operación más suave y eficiente, pues como se observa sólo una de las ramas del inversor está activa en cualquier momento.

Trabajo a Futuro

Esta resulta una primera aproximación al diseño y construcción de servomotores sin escobillas, como tal hay bastante material que se puede mejorar. Tanto en el área del inversor, el controlador y la instrumentación.

Para el caso del Inversor se propone utilizar optoacopladores entre la parte lógica y los drivers de compuerta, esto para proteger la parte lógica de ruido y demandas excesivas de corriente por parte de los drivers. Cabe mencionar que el efecto de este dispositivo no será aislamiento total, debido a que en nuestra configuración las tierras son la misma, en un diseño posterior se puede separar la alimentación del motor de la lógica utilizando este componente.

En cuanto al controlador la primera propuesta es reemplazar el MSP430 con otro chip con mayores prestaciones, el actual es bastante bueno, tiene los periféricos necesarios para esta conmutación e incluso para controles más complejos, pero como se mencionó no es lo suficientemente rápido para calcular la ley de control, por la gran cantidad de operaciones de punto flotante, sin omitir pulsos del encóder. Asimismo, sería muy útil utilizar una arquitectura de 32 bits o más ya que esto nos permitiría tener operaciones con variables tipo long de manera nativa y no se tendrían que emular lo que también resultaría en una mayor velocidad.

De acuerdo con TI un DSP que cumple con estas características es el TF320. Sin embargo, es algo caro, alrededor de \$150 y está bastante sobrado con un reloj de hasta 100 MHz, cabría hacer pruebas con sistemas más económicas, pero aún potentes como un Tiva a 60 MHz o un Teensy a 70 MHz.

Otra cosa que se puede mejorar con esta misma conmutación es la referencia, por simplicidad se utilizó el ADC en este caso, y a pesar de ser rápido es propenso al ruido, este se puede filtrar, pero aún más recomendable es cambiar la forma en que se da la referencia, en este caso es mejor implementar un protocolo de comunicación serial ya sea por RS-232, I2C y alguno similar. Se omitió

Capítulo: Conclusiones y trabajo futuro.
Trabajo a Futuro

en este trabajo debido a la complejidad inherente de este tipo de sistemas de comunicación esto hubiera dificultado la validación y las pruebas del sistema.

Ahora bien, el controlador resultó efectivo, pero en definitiva se puede mejorar, para esto habría que una vez cambiado el hardware y probado este mismo sistema, cambiar a un control orientado a campo por las ventajas ya antes mencionadas en el capítulo correspondiente, afortunadamente el cambio necesario para implementar este en el inversor es mínimo, se debe añadir sólo la interfaz que genera la señal complementaria de los 3 PWM, 3 compuertas NOT.

Una vez que ya se logre implementar un control orientado a campo, el cual es inherentemente un control de par, se puede aumentar para tener el control de velocidad y el de posición. En este caso ya podríamos especificar un comportamiento deseado de manera analítica. Es importante mencionar que este es un controlador de regulación.

Con este funcionando se puede pasar a lo más pesado, implementar un control de seguimiento como el mencionado por Dawson en [19] una vez con esto se tendría un controlador muy avanzado y preciso para cada articulación, capaz de seguir referencias variables en el tiempo, sólo faltaría conectarlo con un control central que coordinara las referencias de cada controlador, la generación de estas va mucho más allá de los alcances de este trabajo.

Código

```
#include <msp430.h>
#include <math.h>

#define DIREE BIT0 //Dirección para la EEPROM
//Bits para conteo de posición
#define EDGE BIT3 //Detecta flanco
#define DIR BIT4 //Detecta dirección del flanco

#define UP BIT3 //Cuenta Arriba
#define DWN BIT4 //Cuenta Abajo

volatile long mPos; //Posición Medida
long dPos = 0; //Posición Deseada
volatile float PID, e, e_p, e_int = 0; //Variables de control

float const kp = 25, ki = 1; //Constantes del controlador
float const ts = 0.00052;

//Lectura del ADC
void analogRead(void)
{
    ADC10CTL1 = INCH_5; //Seleccionar canal
    ADC10CTL0 |= ENC | ADC10SC; //Encender ADC
    while (ADC10CTL1 & ADC10BUSY); //Esperar a terminar la medición
    ADC10CTL0 &= ~ENC; //Apagar ADC
}

void ctrlLaw()
{
    dPos = ADC10MEM; //Leer registro del ADC para referencia
    e = dPos - mPos; //Error
    e_int = e_int + ts*(e); //Integral discreta

    if (e <= 12 && e >= -12)
    {
        TA1CCR1 = 0;
    }
    else
    {
        PID = e*kp + ki*e_int; //Ley de control

        if (e>0)
        {
            P1OUT &= ~DIREE; //Dirección
            TA1CCR1 = abs(PID); //Valor
        }
        else
        {
            P1OUT |= DIREE;
            TA1CCR1 = abs(PID);
        }
    }
    analogRead();
}
```

Capítulo: Anexos

Código

```
int main(void) {

    WDTCTL = WDTPW | WDTHOLD; // Detener el perro de guardia

    BCSCCTL1 = CALBC1_16MHZ; //Reloj a 16 megahertz
    DCOCTL = CALDCO_16MHZ;

    //Configuración pines de entrada y salida
    P1SEL = 0x00;
    P1DIR |= DIREE;
    P1REN |= DIREE;
    P1OUT &= ~DIREE;

    //Configuración de pines de interrupción
    P1IE |= UP;
    P1IE |= DWN;

    P1IFG &= ~DWN;
    P1IFG &= ~UP;

    //Configuración del Timer para Ley de control timer 0
    TA0CTL0 = CCIE;
    TA0CTL = TASSEL_2 + MC_1 + ID_2; //SubmasterClock, divisor de 4
    TA0CCR0 = 2048; //1953.13 [hz]

    P1DIR |= BIT6;
    P1OUT &= ~BIT6;

    //PWM setup
    //Configuración para el pin de PWM, Timer 1
    P2DIR |= BIT1;
    P2SEL |= BIT1;
    TA1CTL |= TASSEL_2 + MC_1 + ID_1; //SMCLK divisor 2
    TA1CCR0 |= 1024 + 1; //7804.88 [hz]
    TA1CCTL1 |= OUTMOD_6;
    TA1CCR1 |= 0;

    //Inicializar ADC
    ADC10CTL0 = ADC10SHT_2 + ADC10ON; //Seleccionar fuente del circuito de
muestreo y encender el ADC
    ADC10AE0 |= BIT5; // Seleccionar el pin 5 para conexión

    //Habilitar interrupciones por hardware
    _BIS_SR(GIE); //Statur reg General Interrupt Enable

    //Primera Lectura del ADC
    analogRead();
    dPos = ADC10MEM;

    while (1)
    {
        //La ley de control se ejecuta en la interrupción del timer
        //EL conteo en la interrupción del puerto
    }

}
```

Capítulo: Anexos

Código

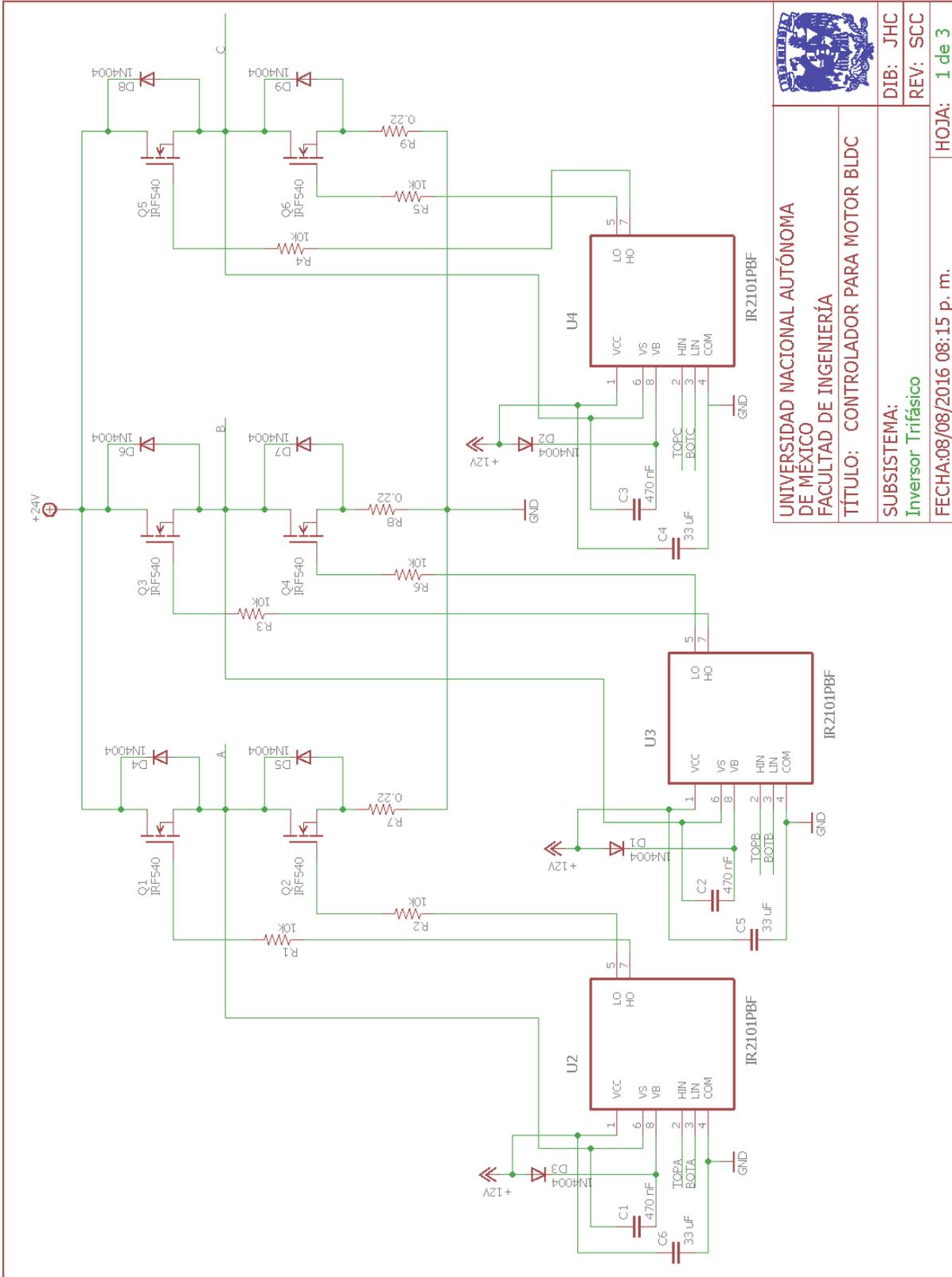
```
//ISR para conteo de posición
#pragma vector=PORT1_VECTOR
__interrupt void Port_1(void)
{
    //Detecta que pin levanto la interrupción y aumenta o decrementa el contador
    if (P1IFG & UP)
    {
        mPos++;
        P1IFG &= ~UP;
    }
    else if (P1IFG & DWN)
    {
        mPos--;
        P1IFG &= ~DWN;
    }

    //Método de conteo alternativo
    /*if(P1IN & BIT4)
    {
        mPos++;
    }
    else
    {
        mPos--;
    }

    P1IFG&=~EDGE;
    */
}

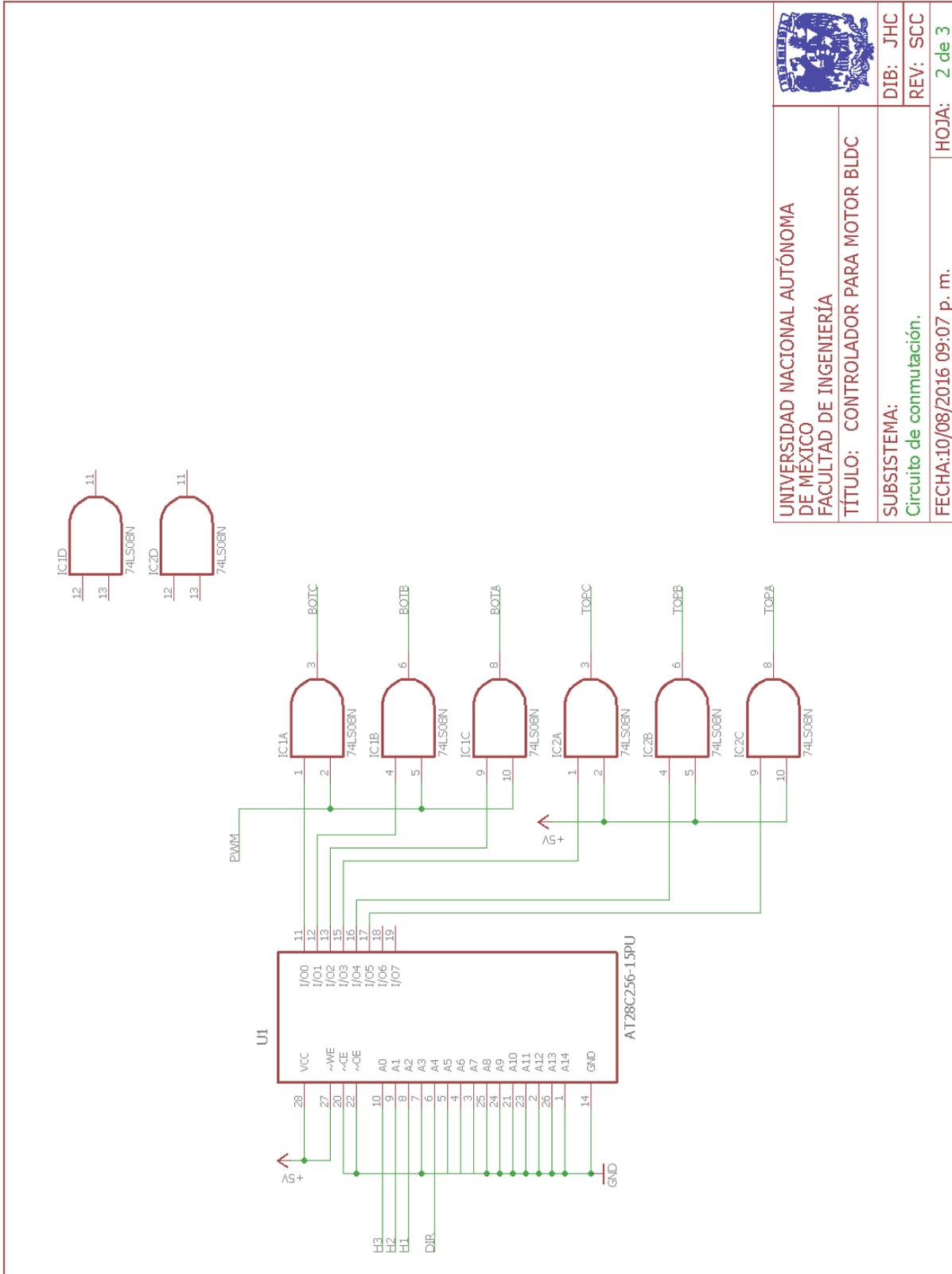
//Interrupción del timer
#pragma vector= TIMER0_A0_VECTOR
__interrupt void timerInt(void)
{
    ctrlLaw(); //Ley de control
    TA0CCTL0 &= ~TAIFG;
}
}
```

Diagramas eléctricos

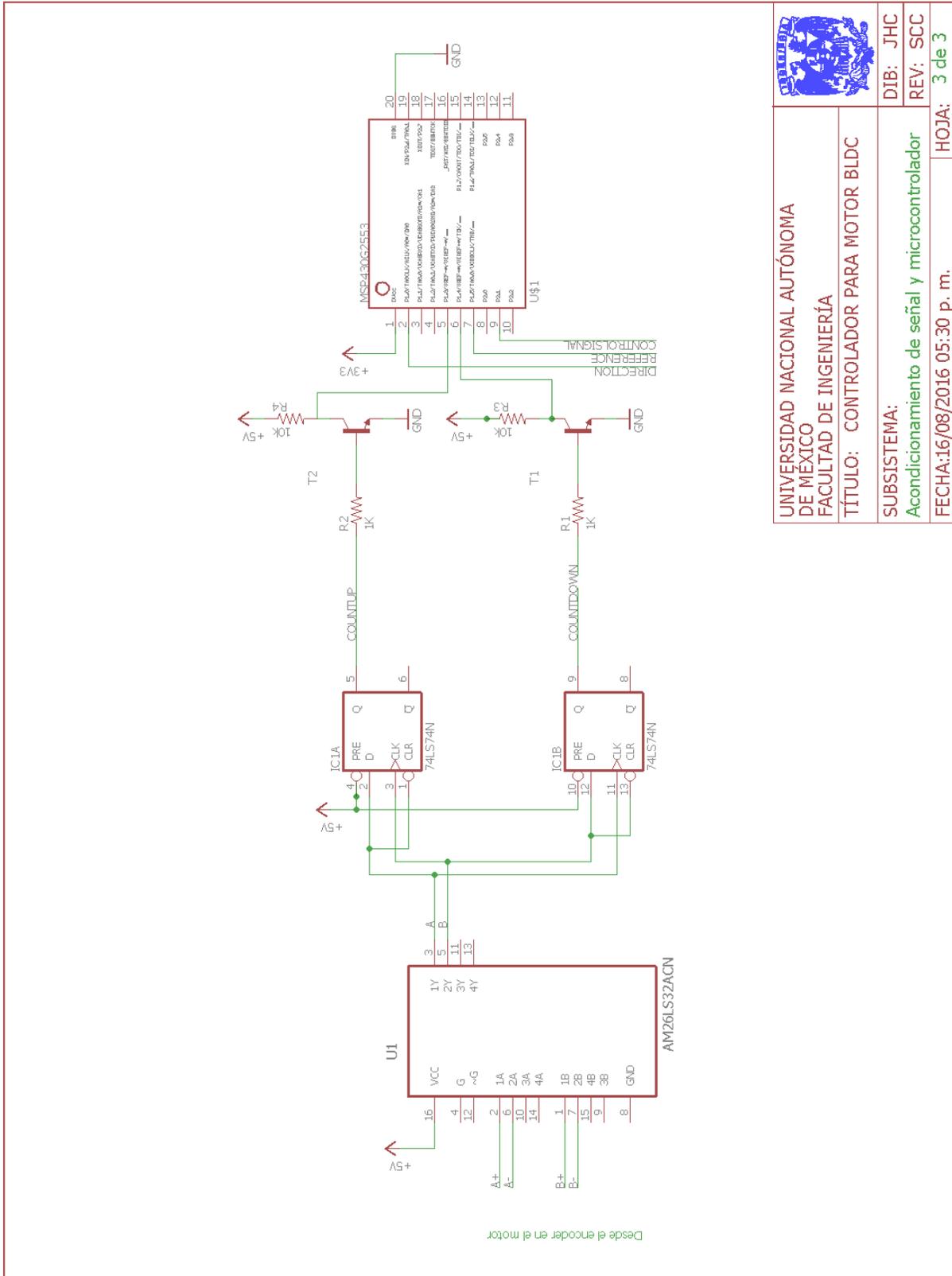


 UNIVERSIDAD NACIONAL AUTÓNOMA DE MÉXICO FACULTAD DE INGENIERÍA	DIB: JHC
	REV: SCC
TÍTULO: CONTROLADOR PARA MOTOR BLDC	
SUBSISTEMA: Inversor Trifásico	
FECHA: 08/08/2016 08:15 p. m.	HOJA: 1 de 3

Capítulo: Anexos
Diagramas eléctricos



 UNIVERSIDAD NACIONAL AUTÓNOMA DE MÉXICO FACULTAD DE INGENIERÍA	
TÍTULO: CONTROLADOR PARA MOTOR BLDC	
SUBSISTEMA: Circuito de conmutación.	
DIB: JHC REV: SCC	HOJA: 2 de 3



Gráficas

Referencias

- [1] A. Murray, P. Kettle y F. Moynihan , «Advances in Brushless Motor Control,» *IEEE Conference Publications*, vol. 6, pp. 3985-3989, 1997.
- [2] M. W. Spong y M. Vidyasagar, *Robot Dynamics and control*, USA: John Wiley and Sons, 2004.
- [3] D. M. Dawson, J. Hu y T. C. Burg, *Nonlinear control of electric machinery*, Nueva York: CRC Press, 1998.
- [4] E. L. Owen, «Origins of the Servo-motor,» *IEEE Industry Applications Magazine*, vol. II, nº 2, pp. 74-76, 1996.
- [5] S. Baldursson, *BLDC motor Modelling and Control - A Matlab/Simulink Implementation*, Chalmers University of Technology, 2005.
- [6] A. E. Fitzgerald, *Máquinas Eléctricas*, México: McGraw Hill, 1992.
- [7] Atmel, «AVR194: Brushless DC Motor Control using ATmega32M1,» Abril 2008. [En línea]. Available: <http://www.atmel.com/images/doc8138.pdf>. [Último acceso: 31 Julio 2016].
- [8] N. Hemati, «A complete Model Characterization of Brushless DC motors,» de *Industry Applications Societ Annual Meeting*, Seattle, 1990.
- [9] Maxon Motors, « EC 90 Flat,» Abri 2015. [En línea]. Available: http://www.maxonmotor.es/medias/sys_master/root/8816807247902/15-267-EN.pdf. [Último acceso: 2015 Marzo 8].
- [10] J. Vithayathil, *Power Electronics Principles and Applications*, USA: McGraw-Hill, 1995.
]
- [11] International Rectifier, «Application Note AN-978: HV Floating MOS-Gate Driver ICs,» 3
] Marzo 2007. [En línea]. Available: <http://www.irf.com/technical-info/appnotes/an-978.pdf>. [Último acceso: 5 Marzo 2016].
- [12] Internationa Rectifier IRF, «IR2101 Data Sheet,» 4 Febrero 2004. [En línea]. Available:
] <http://www.irf.com/product-info/datasheets/data/ir2101.pdf>. [Último acceso: 7 Marzo 2016].
- [13] ON Semiconductor, «MC33033 Brushless DC Motor controller,» Febrero 2013. [En línea].
] Available: http://www.onsemi.com/pub_link/Collateral/MC33033-D.PDF. [Último acceso: 6 Marzo 2016].

Capítulo: Anexos
Gráficas

- [14 Microchip, «AN894 Motor Control Sensor Feedback Circuits,» 2003. [En línea]. Available:
] <http://ww1.microchip.com/downloads/en/AppNotes/00894a.pdf>. [Último acceso: 09 Marzo 2016].
- [15 Texas Instruments Europe, «Three phase current measurements using a single line resistor
] using TMS320F240,» Mayo 1998. [En línea]. Available:
<http://www.ti.com/lit/an/bpra077/bpra077.pdf>. [Último acceso: 29 Junio 2016].
- [16 Texas Instruments, «Implementation of a Speed Field Oriented Control of 3-phase PMSM
] Motor using TMS320F240,» Septiembre 1999. [En línea]. Available:
www.ti.com/lit/an/spra588/spra588.pdf. [Último acceso: 9 Mayo 2016].
- [17 N. Bhargavi y D. Torres, «Sensored 3-Phase BLDC Motor Control Using MSP430,» Julio 2011.
] [En línea]. Available: <http://www.ti.com/lit/an/slaa503/slaa503.pdf>. [Último acceso: 6 Marzo 2016].
- [18 Copley Controls Corp., «What is 'Field Oriented Control' and,» [En línea]. Available:
] <http://www.copleycontrols.com/Motion/pdf/Field-Oriented-Control.pdf>. [Último acceso: 28 Marzo 2016].
- [19 J. J. Carroll y D. M. Dawson, «Robust Tracking Control of a Brushless DC Motor,» *IEEE
] International Conference on Robotics and Automation Proceedings*, vol. 1, pp. 94-99, 1993.
- [20 S. Cetinkunt, Mecatrónica, México: Patria, 2011.
]
- [21 Maxon Motors, «Encoder MILE 512–6400 CPT, 2 Channels, with Line Driver RS 422,» Mayo
] 2016. [En línea]. Available:
http://www.maxonmotor.com/medias/sys_master/root/8821072494622/16-381-EN.pdf.
[Último acceso: 31 Julio 2016].
- [22 «Rotary Encoder Converter Circuit,» 2012. [En línea]. Available:
] <http://onlinescience38.blogspot.mx/2011/03/rotary-encoder-converter-circuit.html>. [Último
acceso: 5 Julio 2016].
- [23 K. Chau., *Electric Vehicle Machines and Drives: Design, Analysis and Application*, Asia: John
] Wiley & Sons (Asia), 2015.
- [24 P. Krause, *Analysis of electric Machinery*, New York: McGraw Hill, 1986.
]