

UNIVERSIDAD NACIONAL AUTÓNOMA DE MÉXICO

FACULTAD DE INGENIERÍA

MAQUETA PARA LA EVALUACION DE CONTROLES NO LINEALES

T E S I S

QUE PARA OBTENER EL TÍTULO DE

INGENIERO ELÉCTRICO-ELECTRÓNICO

P R E S E N T A

ALEJANDRA ICXIUH DE LA GUERRA CARRASCO

DIRECTOR DE TESIS

DR. PAUL ROLANDO MAYA ORTIZ



CODIRECTOR DE TESIS

DR. GERARDO RENÉ ESPINOSA PÉREZ

MÉXICO, D.F. 2009

Jurado:

Presidente: M. I. Ricardo Garibay Jiménez

Vocal: Dr. Paul Rolando Maya Ortíz

Secretario: Dr. Gerardo René Espinosa Pérez

1er Suplente: M.I. Rolando Carrera Méndez

2do Suplente: Dra. Graciela Velasco Herrera

Director de tesis:
Dr. Paul Rolando Maya Ortíz

Codirector de tesis:
Dr. Gerardo René Espinosa Pérez

Esta tesis se realizó en el Laboratorio de Control del Posgrado de la Facultad de Ingeniería; con el apoyo del proyecto **DGAPA-PAPIIT IN112108-2.**

I get by with a little help from my friends,
Yes I get by with a little help from my friends,
With a little help from my friends.

Muchas gracias a:

Aracely,Alejandro,Amaranta y Alberto, por compartir conmigo todo lo que son sin concesiones.

Gerardo Espinosa por su apoyo constante y oportuno.

Rogelio Baray por su asesoria puntual.

German Carmona por su inapreciable ayuda.

Paul Maya por incluirme en este proyecto.

La Universidad Nacional Autonoma de México por todo lo que viví y aprendí en ella.

La Facultad de Ingeniería por darme las herramientas para ser quien quiero ser.

Edgar por que su amor anima mi corazón y su compañia estimula mi espíritu.

Índice

1. Introducción **3**

1.1. Revisión Bibliográfica 4

1.2. Estructura de la Tesis 6

2. El Motor de Reluctancia Conmutada **7**

2.1. Descripción y Funcionamiento 7

2.2. Modelo Matemático 13

2.2.1. Circuito equivalente 13

3. Control y simulaciones **21**

3.1. Pasividad 21

3.2. Pasividad del SRM 23

3.3. Control basado en Pasividad del SRM 24

3.4. Diseño del controlador 26

3.4.1. Conmutador 30

3.5. Simulación 32

3.5.1. Resultados de la simulación 33

4. Montaje del sistema físico **45**

4.1. Planta 45
4.2. Montaje 47
4.2.1. Base 47
4.2.2. Alineación 50
4.2.3. Selección del acoplamiento 51
4.3. Impulsor 56
4.4. Actuador 57
4.4.1. Convertidor asimétrico 59
4.4.2. PWM 61
4.5. Instrumentación 62
4.5.1. Medición de posición y velocidad 62
4.5.2. Medición de corrientes 64

5. Resultados y Conclusiones **67**

A. Conmutador **71**

B. Parámetros de simulación **73**

Capítulo 1

Introducción

El Motor de Reluctancia Conmutada (SRM de Switched Reluctance Motor) es una buena opción para aplicaciones donde se involucra el mover cargas grandes o desarrollar pares importantes, a bajas velocidades, ya que como es capaz de generar un par muy grande por si mismo, ya no son necesarios los reductores de velocidad. También por su construcción tiende a tener carcazas más pequeñas con respecto a otro tipo de motores de la misma potencia y como sólo tiene devanados en el estator se calienta menos que otros motores,[8].

Este motor no se puede conectar directamente a una fuente de CA o CD dado que necesita conmutar las corrientes de fase, por lo que es necesario usar un impulsor.

Sus principales aplicaciones según [2], han sido durante mucho tiempo dispositivos electromagnéticos como: relevadores, mecanismos de reloj, actuadores (válvulas), todas aplicaciones que requieren grandes fuerzas que actúen en cortas distancias.

Desde que esta máquina se empezó a utilizar para aplicaciones que requieren un funcionamiento constante se hizo patente la necesidad de un método de conmutación eficiente y rápido. Es por esto que después del desarrollo de la electrónica de estado

sólido, en la segunda mitad del siglo XX, el SRM surge como una opción viable, ya que desde ese momento es posible construir impulsores más económicos, compactos y fáciles de controlar, lo que disminuye las desventajas que involucra utilizar un SRM.

1.1. Revisión Bibliográfica

Para controlar esta máquina se pueden utilizar modelos lineales que desprecien los comportamientos naturales exhibidos por el motor y proponer controles lineales PI con dos lazos de retroalimentación y un conmutador basado en una tabla de posiciones del rotor , como en [9]. Este tipo de controladores al despreciar el comportamiento no lineal del motor, generan rizo en el par lo que impide hacer bien una tarea de regulación.

Por lo problemas derivados de utilizar un modelo lineal se hace necesario trabajar con un modelo matemático que sea fiel al comportamiento de SRM. En trabajos como [6] se propone un modelo matemático no lineal del SRM, en el cual se desprecian las inductancias mutuas en los devanados pero se modelan la no linealidad del par y la saturación magnética de los devanados.

Sin embargo los controladores basados en estos modelos tienden a ser complejos en su implantación, lo que llevó a buscar modelos que atiendan a la no linealidad del motor pero que desprecien la saturación. Como por ejemplo se puede mencionar el modelopresentado en [4] donde se desarrolla un controlador basado en pasividad para regulación de velocidad de un modelo presentado previamente en [6].

Debido a la importancia de la conmutación para el correcto funcionamiento de cualquier controlador se han propuesto métodos basados en el almacenamiento de las posiciones del rotor en tablas que son usadas principalmente en controladores lineales como los presentados en [9]. Otra forma de diseñar el conmutador consiste en uti-

lizar funciones llamadas de par compartido como en [7] donde se generan los valores de conmutación a partir de la velocidad.

El SRM presenta un comportamiento electromecánico no lineal y debe ser operado en la región de saturación magnética para obtener altos desempeños; por tal motivo el modelo matemático deben considerar estas condiciones para el diseño de la ley de control.

Debido a que el SRM es alimentado con corrientes unipolares que se conmutan, uno de los problemas que se han observado en este tipo de máquinas es que, si no se utiliza una técnica de control adecuada el rizo en la forma de onda del par y de la velocidad puede llegar a ser muy grande, lo que conduce a que sea un motor ruidoso y que tenga bajos desempeños cuando se requieren realizar tareas de regulación.

Por tales razones, este trabajo de tesis tiene como objetivo abarcar tres áreas que son de suma importancia cuando se trabaja con el SRM, a saber:

1. Hacer un estudio detallado del modelo matemático del motor señalando sus fortalezas y debilidades.

2. Revisar a detalle un controlador que permite demostrar buenos desempeños en tareas de regulación y seguimiento de velocidad.

3. Definir los elementos necesarios para construir una maqueta de experimentos con el fin de evaluar diferentes leyes de control. Cabe señalar en este punto que un paso fundamental para esta maqueta es la implantación de los esquemas de simulación, por lo que también se hará énfasis en este punto.

En vista de lo anterior la contribución de este trabajo de tesis es presentar la forma sistematica en que es desarrollado el modelo matemático del SRM; la explicación del esquema de simulación que posteriormente será utilizado para experimentos en tiem-

po real y la presentación del equipo y material necesario para elaborar una maqueta de experimentos.

1.2. Estructura de la Tesis

Esta tesis está compuesta por cinco capítulos. El capítulo uno incluye la introducción, la revisión bibliográfica y el objetivo de la tesis. En el capítulo dos, se estudia la estructura y el funcionamiento del SRM así como su modelo matemático. En el capítulo tres, se estudia el controlador y se presentan las simulaciones del sistema completo y una discusión de éstas. En el capítulo cuatro, se presenta la construcción del sistema físico que incluye el motor y su carga así cómo la instrumentación necesaria, una descripción del actuador y de las tarjetas que se utilizan para la implantación del controlador. Finalmente en el capítulo cinco, se presentan los resultados y conclusiones que se desprenden del desarrollo de la tesis y el trabajo futuro.

Se incluyen dos apéndices. En el primero se explica el funcionamiento del encoder del SRM de Emerson. En el segundo se dan los datos de la simulación.

Capítulo 2

El Motor de Reluctancia Conmutada

En el presente capítulo se aborda la descripción física y el funcionamiento del SRM. Además se estudia el modelo matemático de esta máquina.

2.1. Descripción y Funcionamiento

Una máquina de reluctancia es una máquina eléctrica en la que el par es producido por la tendencia del rotor a moverse a la posición donde la inductancia del estator es máxima, por lo tanto, la reluctancia es mínima, como se puede ver en[2].

Una clasificación con base en la naturaleza del movimiento de la máquina de reluctancia conmutada se muestra en la Fig. 2.1.

Los SRM primero se clasifican en rotatorios y en lineales como se puede ver en [9]. Los SRM lineales se utilizan en servomotores. Los motores rotativos se clasifican según la forma del campo magnético en el entrehierro. Cuando este es perpendicular al eje de

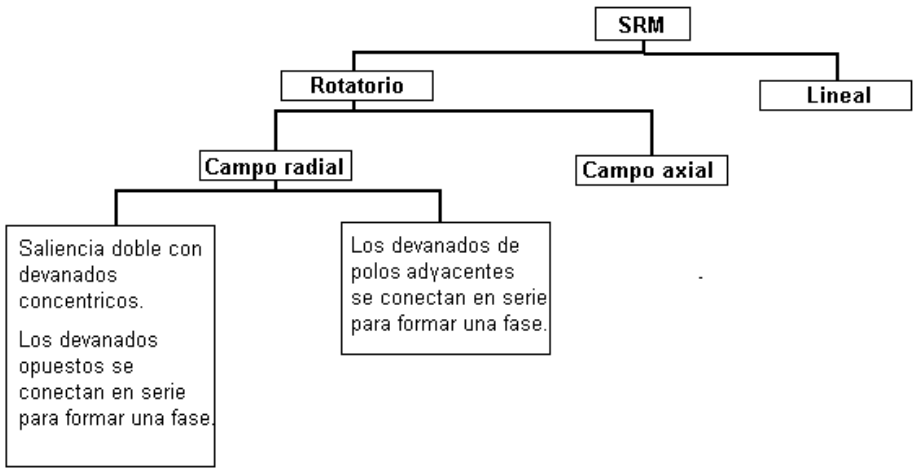


Figura 2.1: Clasificación del SRM

la máquina se dice que es un SRM con campo radial, cuando esta en la dirección axial, se dice que es un SRM de campo axial, estos últimos tienen el rotor enclavado en el estator lo que hace que se vean planos. En este trabajo se usa un SRM rotatorio, de campo radial con doble saliencia, con los devanados de lados opuestos conectados en serie para formar un fase.

De acuerdo con los tipos de polos en el estator el SRM se puede clasificar como:

- De saliencia doble si el estator tiene polos salientes.
- De saliencia simple si el estator no tiene polos salientes.

También se pueden clasificar como:

- Regulares. Los SRM regulares tienen polos, en el estator y en el rotor, que son simétri-cos con respecto a la flecha y que tienen el mismo espaciamiento entre ellos.
- Irregulares. Los SRM irregulares tiene rotores asimétricos.

El SRM de campo radial está conformado básicamente por un estator con devanados de excitación y un rotor de polos salientes armado con laminaciones delgadas de hierro sin devanados o imanes permanentes en él.

En la fotografía a continuación se muestran las laminaciones con las que son armados los SRM, a la izquierda se pueden ver las laminaciones para un SRM 12/8 y a la derecha para un SRM 6/4 ambos de tres fases.



Figura 2.2: Laminaciones

A un SRM se le caracteriza cómo N_s/N_r m- fases, donde N_s es el número de polos en el estator, N_r el número de polos del rotor y m el número de fases.

El SRM es una máquina eléctrica donde la fases del estator se energizan alternadamente. Cuando una fase es energizada se genera un par tal que el rotor tiende a moverse a la posición de máxima inductancia para esa fase.

El SRM regular mas sencillo de saliencia doble es el SRM 2/2 una fase, Fig. 2.3, con dos polos tanto en el rotor como en el estator y una fase, los dos devanados están ubicados en polos opuestos del estator y están conectados en serie.

En la Fig. 2.4 se muestran el perfil de inductancia y de par para este motor. Atendi-

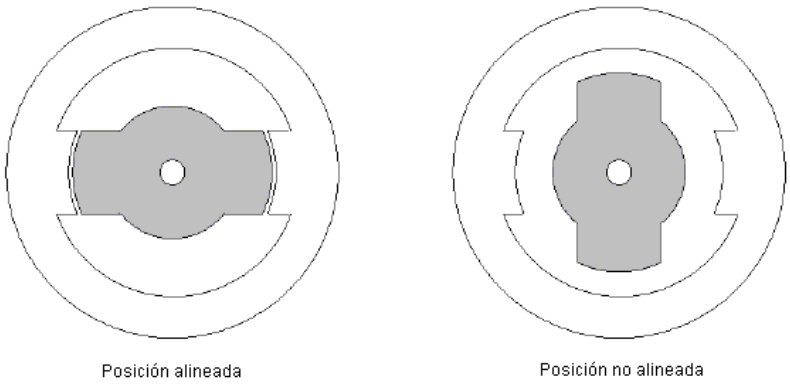


Figura 2.3: SRM 2/2 de una fase

endo a esta figura supóngase que la bobina tiene corriente constante positiva; puede observarse que se produce un par positivo cuando el perfil de la inductancia es creciente hasta que se llega a un valor de inductancia máxima (que se presenta cuando los polos del rotor y del estator están alineados). En esta figura es posible observar el movimiento de los polos del rotor y su alineación con los polos del estator; en **J** el polo del rotor se acerca al polo del estator y en **K** se aleja del polo del estator. De tal forma que **J** define el inicio del traslape, **A** el máximo traslape y **K** es el fin del traslape.

El par cambia de dirección en la posición alineada si el rotor continúa avanzando después de **A** y entonces se produce un par en sentido contrario. Si el SRM es excitado con una corriente constante el par positivo y negativo se cancelan y el promedio del par en el ciclo es cero. Para eliminar el par negativo la corriente se interrumpe mientras los polos están separados, es decir, en el intervalo **AK**. Es por esto que el SRM trabaja con corrientes pulsantes, sincronizadas con los intervalos crecientes o decrecientes de la inductancia, para generar par positivo o negativo respectivamente. La

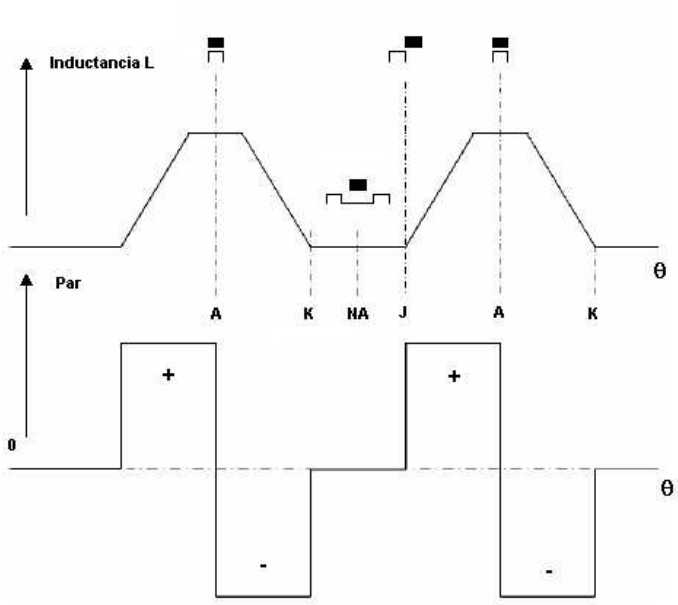


Figura 2.4: Posiciones del estator y el rotor A: posición alineada, NA: posición no alineada J: inicio de traslape K: fin de traslape

forma de la señal del par ideal es la misma que la de la corriente, por lo cual es muy importante que la corriente solo este presente durante el intervalo, creciente o decreciente de la inductancia. Si la corriente persiste en el siguiente intervalo se produce par en la dirección contraria, lo que provoca rizo en el par final. La zona de par absoluto (τ_a) se define como el ángulo en el cual una fase puede producir par distinto de cero en una dirección. Para un SRM regular con N_r polos en el rotor la zona de par máxima es $\tau_{max} = \frac{\pi}{N_r}$.

La producción de par unidireccional y continuo requiere más de una fase, de tal modo que el par total es la suma de las contribuciones de par de las otras fases.

No es posible obtener el perfil de la inductancia que se observa en la Fig. 2.4 en un motor real debido al efecto de saturación. La saturación provoca que la inductancia se curve cerca del máximo reduciendo el par producido.

De la Fig. 2.4 se observa que el SRM regular 2/2 de una fase no es práctico ya que tiene posiciones de par cero (posición no alineada) si el rotor cae en esta posición se queda en ella hasta que la intervención externa lo acerque a uno de los polos de estator. De lo anterior se desprende que el número de polos en el rotor y estator debe ser diferente para garantizar que no existen posiciones de par cero y que el SRM puede arrancar desde cualquier posición. Típicamente $N_r = N_s - 2$ y el número de polos en el estator es un múltiplo entero del número de fases $N_s = nm$; $n = 2, 4, 6$.

Aunque se pueden diseñar motores de una o dos fases que generen un par cons-tante, en general se prefieren los motores de tres fases, ver Fig. 2.5, ya que desarrollan un par mas grande que los motores de menos fases. También se prefieren a los motores de cuatro o más fases por que sus impulsores son menos complicados, tienen menos transistores y son más baratos.

Otra forma de disminuir el rizo en el par se conoce como multiplicidad de polos, es

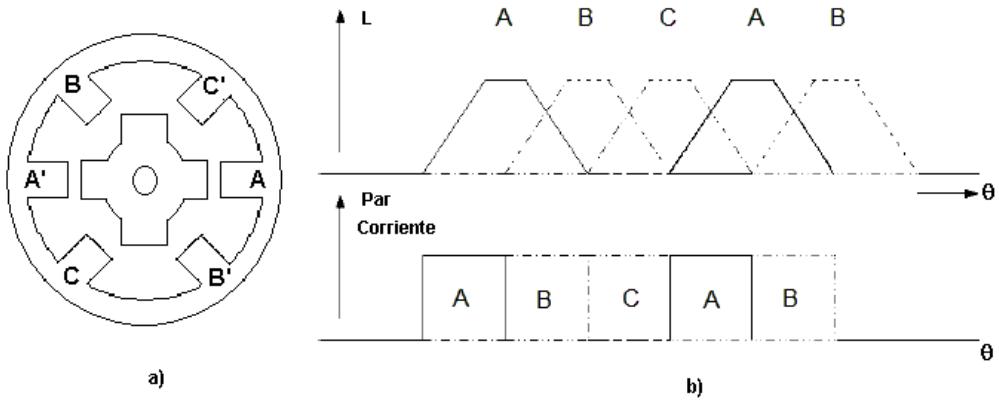


Figura 2.5: a) SRM 6/4 b) Formas de las señales del SRM 6/4 de tres fases.

decir, teniendo un SRM 6/4 de tres fases se pueden multiplicar el número de polos por dos y se obtiene el SRM 12/8 de tres fases.

2.2. Modelo Matemático

El modelo matemático que se estudia en esta tesis define al motor como un sistema electromecánico conformado por un subsistema eléctrico y un subsistema mecánico conforme a [4]. Las variables de estado son, para el sistema eléctrico, las corrientes de fase y para el sistema mecánico la posición y la velocidad del rotor.

A continuación se revisa el modelado del subsistema eléctrico a partir del circuito equivalente para una fase.

2.2.1. Circuito equivalente

La primera suposición que se hace es que las inductancias mutuas son despreciables. Esta consideración es razonable por que generalmente estas inductancias son consid-

erablemente menores en comparación con las inductancias propias ya que el estator tiene devanados concentrados. Para una fase el voltaje aplicado es igual a la suma de la caída de voltaje en las resistencias en el devanado y la razón de cambio del flujo magnético en dicho devanado:

$$V = Ri + \frac{d\psi(\theta, i)}{dt} \tag{2.1}$$

donde R es la resistencia por fase, θ es la posición del rotor, i es la corriente de la fase y ψ es el flujo magnético en los devanados por fase dado por:

$$\psi = L(\theta)i \tag{2.2}$$

donde L es la inductancia que depende de la posición del rotor.

Si se considera una relación no lineal entre flujos y corrientes y se toma en cuenta la saturación magnética, se puede emplear una de las siguientes relaciones, ambas relaciones fueron obtenidas mediante métodos experimentales:

- Primera relación tomada de [4]

$$\psi_j(\theta, i_j) = \psi_s(1 - e^{-i_j f_j(\theta)}); \quad i_j \geq 0 \tag{2.3}$$

- Segunda relación tomada de [5]

$$\psi_j(\theta, i_j) = \psi_s \arctan(\beta f_j(\theta) i_j) \quad i_j \geq 0 \tag{2.4}$$

donde:

θ es la posición del rotor,

i_j son las corrientes de fase,

ψ_s representa la saturación magnética de los devanados del estator,

β es una constante positiva obtenida mediante experimentación y

f_j es la inductancia de los devanados y es una función estrictamente positiva definida por la ecuación 2.5 que define el comportamiento de las inductancias en el modelo

presentado en [6]. Donde las inductancias se definen como los tres primeros terminos de la serie de Fourier que se presenta a continuación:

$$f_j(\theta) = a + \sum_{m=1}^{\infty} b_m sen[mNr\theta - (j-1)\frac{2\pi}{3}] + c_m \cos[mNr\theta - (j-1)\frac{2\pi}{3}] \tag{2.5}$$

donde:

θ es la posición del rotor,

N_r son los polos del rotor.

Debido a que la inductancia en los devanados es una función periódica, $\psi_j(\theta, i_j)$ es periódica en θ con periodo $\frac{2\pi}{N_r}$ y esta desfasada por un ángulo de $\phi_j = (j-1)\frac{2\pi}{3}$.

A partir de estas relaciones se puede obtener la expresión del par mecánico de origen eléctrico T_e. Donde el par es la suma de los pares producidos por cada fase que a su vez es función de la posición y de la corriente como se puede ver en la siguiente ecuación:

$$T_e(\theta, i_1, i_2, i_3) = \sum_{j=1}^{3} T_{ej}(\theta, i_j)$$

donde según el principio de conversión de energía electromecánica el par T_e es igual a la derivada de la co-energía:

$$T_e(\theta, i_j) = \frac{\partial W'(\theta, i_j)}{\partial \theta}$$

donde $W'(\theta, i_j)$ es la función de co-energía magnética para cada devanado que se calcula:

$$W'(\theta, i_j) = \int_0^{\overline{i_j}} \psi_j(\theta, i_j) di_j$$

Por lo tanto la definición del par para cada una de las relaciones mostradas es:

- Definición del par a partir de la ecuación 2.3.

$$T_e(\theta, i_j) = \frac{\psi_s}{f_j^2(\theta)} \frac{\partial f_j(\theta)}{\partial \theta} (1 - [1 + i_j f_j] e^{-i_j f_j(\theta)}); \tag{2.6}$$

- Definición del par a partir de la ecuación 2.4.

$$T_e(\theta, i_j) = \frac{\psi_s}{2\beta f_j^2(\theta)} \frac{\partial f_j(\theta)}{\partial \theta} ln(1 - \beta^2 f_j^2(\theta) i_j^2); \tag{2.7}$$

La ecuación 2.6 tiene dos atractivas cualidades, toma en cuenta la saturación magnética y desde una perspectiva matemática es una función continua. Su mayor desventaja es que no es invertible; esto es no es posible obtener una solución unica cuando se quieren obtener las corrientes a partir del par.

La ecuación 2.7 además de modelar el valor máximo que el flujo puede alcanzar mediante el valor de saturacion ψ_s, permite obtener una expresión de las corrientes a partir del par generado.

Si no se desea considerar la saturación magnética entonces el flujo magnético es una relación lineal de las inductancias en los devanados de fase, que sólo son función de la posición, y las corrientes. A este modelo matemático se le conoce como modelo de baja corriente por que la máquina no trabaja en saturación.

Para obtener la ecuación para el circuito equivalente que se muestra en la Fig.2.6 entonces se sustituyen (2.2) en (2.1) en la ecuación (2.1) del voltaje para cada fase :

$$v = Ri + L(\theta)\frac{di}{dt} + \frac{dL(\theta)}{d\theta}\omega i \tag{2.8}$$

donde ω es la velocidad del rotor.

En esta ecuación, los tres términos del lado derecho representan la caída de voltaje en las resistencias, la caída de voltaje en el inductor y la fem inducida, respectivamente. La fem inducida se puede escribir también como:

$$e = \frac{dL(\theta)}{d\theta}\omega i = K\omega i,$$

donde K es la derivada de la inductancia con respecto a la posición:

$$K = \frac{dL(\theta)}{d\theta} \tag{2.9}$$

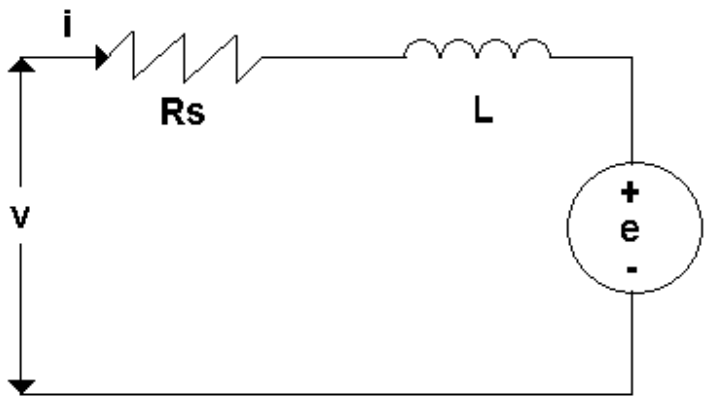


Figura 2.6: Circuito equivalente de una fase para el SRM

De las ecuaciones del voltaje y de la fem inducida se deriva el circuito equivalente para una fase como se muestra en la Fig. 2.6

La ecuación del subsistema eléctrico para j fases de la ecuación 2.8 se puede reescribir como:

$$v_j = Ri_j + D(\theta)\frac{di_j}{dt} + C(\theta)\omega i_j \tag{2.10}$$

donde

$D(\theta)$ es una matriz diagonal que contiene las inductancias $L_j(\theta)$ para cada fase,

$C(\theta)$ es una matriz diagonal que contiene las derivadas parciales $K_j(\theta)$ de las inductancias para cada fase con respecto a las posición,

Para completar la ecuación del subsistema eléctrico se definen las inductancias $L_j(\theta)$ iguales a los primeros dos términos de la serie de Fourier de la ecuación 2.5.

$$L_j(\theta) = l_0 - l_1 \cos(N_r\theta - (j-1)\frac{2\pi}{3})$$

donde: l_0 y l_1 son parámetros que dependen de los valores de a inductancia alineada

y no alineada, θ es la posición del rotor, N_r son los polos del rotor. De la definición de las inductancias de fase se puede observar que se trata de funciones cosenoidales que siempre son positivas ya que $l_0 > l_1$. Con un valor mínimo de la inductancia en $l_0 - l_1$ y un valor máximo de la inductancia en $l_0 + l_1$.

La derivada de la inductancia con respecto a la posición es:

$$\frac{dL_j(\theta)}{d\theta} = K_j(\theta) = N_r l_1 sen(N_r\theta - (j-1)\frac{2\pi}{3})$$

Las derivadas de la inductancia son funciones senoidales donde el lóbulo positivo corresponde a las inductancias crecientes y el lóbulo negativo a las inductancias decrecientes.

Para la ecuación del subsistema mecánico existe un par mecánico T_e que se opone al par producido por la inercia rotacional del rotor al acelerarse y a un par de carga T_L que es función de la posición y de la velocidad angular.

$$J\ddot{\theta} = T_e(\theta, i) - T_L(\theta, \dot{\theta}) \tag{2.11}$$

donde J es una inercia.

Un sistema electromecánico esta compuesto por un subsistema eléctrico, un subsistema mecánico y un acoplamiento a través del cual interactuan. Este acoplamiento sirve para intercambiar energía de un sistema al otro y puede ser un campo electrostático o electromagnético que es común a ambos subsistemas.

En el caso del SRM el acoplamiento entre el estator y el rotor se da a través del campo magnético que se desarrolla en el entrehierro y se manifiesta en la producción de un par mecánico de origen eléctrico.

La producción de par en el SRM es explicada por medio de el principio de conversión de energía electromecánica y puede leerse en [9] para este motor. El par mecánico de

origen eléctrico para las tres fases es :

$$T_e(\theta, i_1, i_2, i_3) = \sum_{j=1}^{3} T_j(\theta, i_j) = \sum_{j=1}^{3} \frac{1}{2} K_j(\theta) i_j^2 \tag{2.12}$$

De estas ecuaciones se derivan las siguientes implicaciones:

- El par es proporcional al cuadrado de la corriente, por lo tanto, la corriente puede ser unipolar para producir par unidireccional. Este requerimiento es una ventaja enorme por que con un solo interruptor es posible controlar la corriente de fase lo que hace el impulsor más económico.

- Ya que la dirección de movimiento de la máquina no depende de la dirección de la corriente. La dirección de rotación puede ser revertida si se cambia la secuencia de excitación del rotor.

- Cada fase es independiente de la otra, por lo tanto, una falla de corto circuito en una fase afectará sólo a esa fase. Lo que hace posible la operación de las otras fases después de este tipo de falla.

En el siguiente capítulo las ecuaciones (2.10), (2.11) y (2.12) serán utilizadas para desarrollar un esquema de control que explota las propiedades de disipación de energía del dispositivo.

Capítulo 3

Control y simulaciones

En este capítulo se estudia la ley de control para el SRM que fue presentada en [3] utilizando ideas de pasividad. Previamente se dan ideas generales acerca de la pasividad y la metodología de diseño. También se analiza la tecnica de conmutación que usa las señales de par compartido.

3.1. Pasividad

Un elemento pasivo se define como aquel que absorbe energía, de tal suerte que todo aquel dispositivo o sistema que absorba energía en lugar de generarla puede ser llamado pasivo.

Inicialmente el concepto de pasividad estaba restringido a la teoría de redes que contenian resistencias, capacitancias e inductancias; elementos que almacenan o disipan energía, pero que no la generan. Posteriormente este concepto se extendió al introducir las nociones de función de almacenamiento $S(x)$ y tasa de suministro $W(u, y)$; donde x es el estado del sistema, u es la entrada y y la salida. Así un sistema pasivo se defina como aquel que tiene una función de almacenamiento $S(x)$ positiva

semidefinida y una tasa de suministro bilineal $W(u, y) = u^T y$ que satisfacen la desigualdad:

$$S(x(t)) - S(x(0)) \leq \int_0^t W(u(t), y(t))dt$$

para todo u y $t \geq 0$, donde: $S(x(t))$ es la función de almacenamiento evaluada en el estado para un tiempo t. $S(x(0))$ es la función de almacenamiento evaluada en el estado para un tiempo cero. La expresión anterior dice que la pasividad es la propiedad donde el incremento del almacenamiento $S(x)$ no es mayor que la integral de la cantidad suministrada. Si la ecuación anterior se escribe en su forma diferencial:

$$\dot{S(x)} \leq W(u(t), y(t))dt$$

esta expresión dice que la pasividad es la propiedad donde la tasa de incremento de almacenamiento no es mayor que la tasa de suministro. En otras palabras, cualquier incremento en el almacenamiento de un sistema pasivo es debido solamente a las fuentes externas.

Uno de los resultados más importantes referentes a la pasividad establece que la interconexión por retroalimentación negativa de dos sistemas pasivos es pasiva. Y, bajo una condición de detectabilidad, esta retroalimentación también es estable.

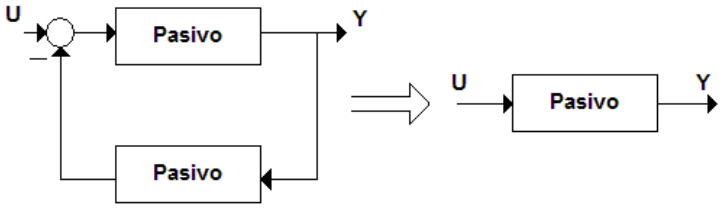


Figura 3.1: Interconexión por retroalimentación negativa de dos sistemas pasivos

3.2. Pasividad del SRM

El resultado anterior se aplica al SRM demostrando que se puede descomponer como la interconexión de dos sistemas pasivos, uno que representa al sistema eléctrico y otro al mecánico.

Lo que se demuestra a partir de la propiedad de los sistemas electromecánicos que dice que la suma de la energía magnética $W(\theta, \psi_j)$ mas la co-energía magnética $W'(\theta, i_j)$ es igual al producto de los encadenamientos de flujo por las corrientes:

$$W(\theta, \psi_j) + W'(\theta, i_j) = \psi_j i_j$$

Despejando la energía en la ecuación anterior y sustituyendo la siguiente expresion para la co-energía magnética $W'(\theta, i_j) = \frac{1}{2} i_j^T L(\theta)$ tenemos:

$$W(\theta, \psi_j) = \psi_j i_j - \frac{1}{2} i_j^T L(\theta) i_j$$

Para obtener la tasa de cambio de energía se sustituye $\psi_j i_j = i_j^T L(\theta) i_j$ en la ecuación anterior y se deriva con respecto al tiempo:

$$\dot{W}(\theta, \psi_j) = i_j^T \frac{di_j}{dt} L(\theta) + \frac{1}{2} i_j^T K(\theta) \dot{\theta} i_j$$

Ahora se evalua la expresión anterior a lo largo de las trayectorias del subsistema eléctrico :

$$W(\theta, \psi_j) = i_j^T u_j - i_j^T R i_j - \frac{1}{2} i_j^T K(\theta) i_j \dot{\theta}$$

Después de la integración en el tiempo de la ecuación anterior para obtener la expresión de la energía magnética para el SRM y en concordancia con la definición de pasividad se termina la prueba para el subsistema eléctrico.

La prueba para el subsistema mecánico es similar, ahora se considera la función de co-energía cinética de la maquina:

$$G'(\dot{\theta}) = \frac{1}{2} J \dot{\theta}^2$$

Derivando con respecto al tiempo la expresión anterior:

$$\dot{G'}(\dot{\theta}) = J \dot{\theta} \ddot{\theta}$$

Evaluando a través de la trayectorias del subsistema mecánico:

$$\dot{G'}(\dot{\theta}) = -\dot{\theta}(T_L - T)$$

Despues de la integración en el tiempo de la ecuación anterior para obtener la expresión de la energía mecánica para el SRM y en concordancia con la definición de pasividad se termina la prueba para el subsistema mecánico.

Por lo tanto el modelo del SRM ,ecuaciones (2.10) y (2.11), puede ser descompuesto en una interconexión por retroalimentacion negativa de dos sistemas pasivos como se muestra a continuación:

$$\begin{array}{rcc} \Sigma_e: & \begin{bmatrix} u_j \\ -\dot{\theta} \end{bmatrix} \rightarrow & \begin{bmatrix} i_j \\ \theta \end{bmatrix} \\ \Sigma_m: & (T_L - T) \quad \rightarrow & -\dot{\theta} \end{array}$$

3.3. Control basado en Pasividad del SRM

El procedimiento de diseño para el controlador basado en pasividad se presenta a continuación:

1. Control del subsistema eléctrico. Es el lazo de control interno, con retroalimentación de las corrientes del estator, desarrollado para hacer seguimiento de corrientes.

2. Seguimiento de corrientes para tener seguimiento de par. Una vez que ha sido resuelto el problema de control de corrientes, el siguiente paso es identificar una corriente deseada que desarrolle una referencia para el par generado. Este paso puede ser entendido como una inversion del sistema ya que implica que para un par deseado se debe calcular una corriente que genere ese par.

3. Control del subsistema mecánico.Se define la estructura del par deseado que logre el control de la variables mecánicas. Esta definición implica la retroalimentación de las variables mecánicas, posición o velocidad, según el objetivo de control.

Este enfoque es el de un control en cascada ya que para controlar velocidad se define una velocidad de referencia, que define a su vez un par deseado que genera una corriente deseada que define el comportamiento de la señal de control que genera la velocidad deseada. Un esquema de este sistema de control se puede ver en la Fig. 3.2.

La ley de control tal y como aparece en [3] se muestra a continuación:

$$u_j = Ri_{dj} + L(\theta)\frac{di_{dj}}{dt} + \frac{dL(\theta)}{d\theta}\dot{\theta}i_{dj} - K_v e \tag{3.1}$$

donde

K_v es la matriz de ganancias y es diagonal, i_dj son las corrientes deseadas y están dadas por la ecuación:

$$i_{dj}(\theta) = \begin{cases} \sqrt{2m_j T_d K_j^{-1}(\theta)} & si \quad K_j(\theta) \neq 0 \\ 0 & de \quad otra \quad forma \end{cases} \tag{3.2}$$

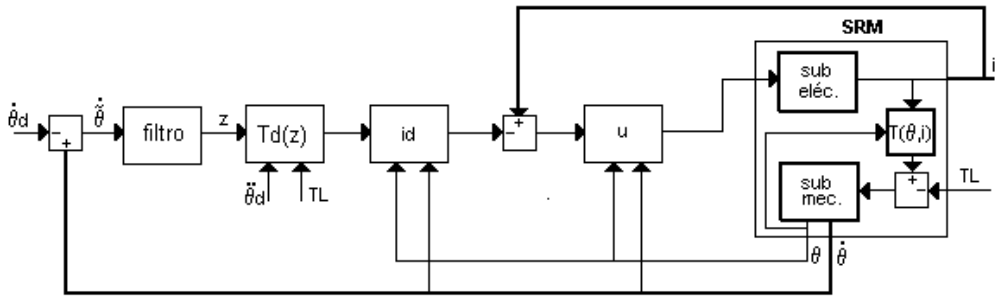


Figura 3.2: Esquema del sistema de control, se observan los dos lazos de retroalimentación

donde

T_d es el par deseado y m_j son las funciones de par compartido.

El par deseado se relaciona con el error de velocidad $\tilde{\dot{\theta}} = \dot{\theta} - \dot{\theta}_d$ mediante la ecuación:

$$T_d(z) = J\ddot{\theta}_d - z + T_L(\theta, \dot{\theta}) \tag{3.3}$$

con el estado de control:

$$\dot{z} = -az + b\tilde{\dot{\theta}} \tag{3.4}$$

3.4. Diseño del controlador

Dadas las ecuaciones del sistema que se reproducen aqui:

$$u_j = Ri_j + L(\theta)\frac{di_j}{dt} + K(\theta)\omega i_j \tag{3.5}$$

$$J\ddot{\theta} = T_e(\theta, i) - T_L(\theta, \dot{\theta}) \tag{3.6}$$

se define el error de corrientes como $e_j = i_j - i_{jd}$, entonces las corrientes con respecto

al error se definen como $i_j = e_j + i_{jd}$ sustituyendo estas corrientes en la ecuación (3.5) obtenemos una expresión en términos del error de corrientes y las corrientes deseadas:

$$Re_j + L(\theta)\dot{e_j} + K(\theta)\omega e_j = u - Ri_{dj} - L(\theta)\frac{di_{dj}}{dt} - K(\theta)\omega i_{dj} \tag{3.7}$$

A la derecha de la ecuación (3.7) se encuentra la dinámica del error que se hace igual a una función φ.

$$Re_j + L(\theta)\dot{e_j} + K(\theta)\omega e_j = \varphi \tag{3.8}$$

con:

$$\varphi = u_j - Ri_{dj} - L(\theta)\frac{di_{dj}}{dt} - K(\theta)\omega i_{dj} \tag{3.9}$$

Si se propone la siguiente función de Liapunov, ver [1] :

$$V_e = \frac{1}{2}e_j^T L(\theta)e_j \tag{3.10}$$

Cuya derivada es:

$$\dot{V_e} = e_j^T L(\theta)e_j + \frac{1}{2}e_j^T K(\theta)e_j\dot{\theta} \tag{3.11}$$

de la ecuación (3.8) $L(\theta) = \dot{e_j}\varphi - K(\theta)\dot{\theta}e_j$ y si definimos:

$$u_j = Ri_{dj} - L(\theta)\frac{di_{dj}}{dt} - C(\theta)\omega i_{dj} - K_v e_j$$

sustituyendo ambas expresiones en (3.11) se obtiene:

$$\dot{V_e} = -e_j^T[\frac{1}{2}K(\theta)\dot{\theta} + K_v + R]e_j \tag{3.12}$$

esta ecuación será negativa definida si: $\frac{1}{2}K(\theta)\dot{\theta} + K_v + R > \varepsilon > 0$

con esto se garantiza la convergencia del error de corrientes a cero.

Por otra parte si se define el error de par como:

$$T_j - T_{dj} = \frac{1}{2}K(\theta)i_j^2 - \frac{1}{2}K(\theta)i_{dj}^2$$

sustituyendo la corriente en términos del error de corrientes y las corrientes deseadas se obtiene:

$$T_j - T_{dj} = \frac{1}{2}K(\theta)(e_j - i_{dj})^2 - \frac{1}{2}K(\theta)i_{dj}^2$$

Se sabe que el valor máximo para la función $K(\theta)$ es igual a $N_r l_1$ por lo tanto usando esto y acotando la expresión del error de par se tiene:

$$|T_j - T_{dj}| = \frac{N_r l_1}{2}\|e_j\|^2 + N_r l_1 \|e_j\| \|i_{dj}\|$$

donde $\|e_j\|$ es la norma del error de corrientes. $\|i_{dj}\|$ es la norma de las corrientes deseadas. Entonces se puede observar que la convergencia del error de corrientes garantiza la convergencia del error de par, si las corrientes de fase i_{dj} permanecen acotadas.

El comportamiento de i_{dj} se obtiene a partir de observar que la siguiente expresión:

$$T_d = \frac{1}{2}K(\theta)i_{1d}^2 + \frac{1}{2}K(\theta)i_{1d}^2 + \frac{1}{2}K(\theta)i_{1d}^2$$

deber ser igual a:

$$T_d = m_1(\theta)T_d + m_2(\theta)T_d + m_3(\theta)T_d$$

Para un motor de tres fases se obtiene la siguiente expresión para las corrientes deseadas:

$$i_{dj}(\theta) = \begin{cases} \sqrt{2m_j T_d K_j^{-1}(\theta)} & si \quad K_j(\theta) \neq 0 \\ 0 & de \quad otra \quad forma \end{cases}$$

Para demostrar la convergencia de velocidad se obtiene la ecuación del error del subsistema mecánico $\tilde{\dot{\theta}} = \dot{\theta} - \dot{\theta}_d$ por lo tanto al derivar esta expresión se obtiene $\dot{\omega} = \tilde{\dot{\omega}} - \dot{\omega}_d$ y si esta última expresión se sustituye en la ecuación del subsistema mecánico para el par deseado:

$$J(\tilde{\dot{\omega}} - \dot{\omega}_d) = T_d - T_L$$

entonces:

$$J\tilde{\dot{\omega}} = J\dot{\omega}_d + T_d - T_L$$

donde el par deseado se define como:

$$T_d = J\dot{\omega}_d + z - T_L$$

con:

$$\dot{z} = -az + b\tilde{\dot{\theta}}$$

cuya expresión en forma matricial es:

$$\begin{bmatrix} \tilde{\dot{\omega}} \\ \dot{z} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & -\frac{1}{j} \\ b & -a \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \tilde{\omega} \\ z \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{j} \\ 0 \end{bmatrix} (T - T_d)$$

que es una expresión de la forma

$$\dot{x} = Ax + B(T_L - T_d)$$

con:

A es una matriz Hurwitz para todos los valores positivos de a y b. Lo que permite demostrar la convergencia de la velocidad.

3.4.1. Conmutador

El SRM no puede trabajar en lazo abierto debido a que para su correcto funcionamiento se requiere conocer la señal de posición para decidir que fase se debe energizar a continuación.

Para disminuir el rizo en el par se utiliza un enfoque de par compartido donde se energiza más de una fase a la vez. Entonces se utilizan unas funciones de par compartido que definen los ángulos de conmutación y cuyo objetivo es que la transición entre fases sea lo más suave posible.

Partiendo de la ecuación (2.12) el par total es igual a la suma de los pares producidos por cada una de las fases:

$$T_e(\theta, i_j) = \sum_{j=1}^{3} \frac{1}{2} K_j(\theta) i_j^2 \tag{3.13}$$

donde se observa que el par de cada fase aparece como una función cuadrática de las corrientes de fase y que su signo depende de la derivada de la inductancia con respecto de la posición. A partir de esta definición del par podemos definir el conmutador y las funciones de par compartido de la siguiente forma:

$$\Theta_j^+ = \{\theta : K(\theta) \geq 0\}, \qquad \Theta_j^- = \{\theta : K(\theta) < 0\} \tag{3.14}$$

donde + y - corresponden al par positivo y negativo respectivamente, entonces se escogen las funciones m_j^+ y m_j^- que cumplan con:

$$m_j^+ > 0 \quad \forall\theta \in \Theta_j^+; \qquad \sum_{j=1}^{3} m_j^+(\theta) = 1 \quad \forall\theta \tag{3.15}$$

$$m_j^- > 0 \quad \forall\theta \in \Theta_j^-; \qquad \sum_{j=1}^{3} m_j^-(\theta) = 1 \quad \forall\theta \tag{3.16}$$

Las funciones de par compartido son parte de un promedio ponderado de tal forma que todas las fases contribuyen con una parte del par total. De esta forma estas funciones de par compartido pueden escalar el par producido por cada una de las fases para generar un par total deseado según lo siguiente:

$$m_j(\theta) = \begin{cases} m_j^+, & T_d > 0 \\ m_j^-, & T_d < 0 \end{cases} \tag{3.17}$$

donde T_d es el par deseado.

Las funciones de par compartido van a definir la forma de las señales de corriente y par así que tendrán la forma de un tren de pulsos, donde estos pulsos pueden construirse con distintas funciones bases, ya sean rampas, sinusoides o polinomios. El objetivo es que la transición entre fases sea lo mas suave posible en base a [4] se usa un polinomio de quinto orden. La forma del pulso se define de la siguiente forma:

- La parte creciente se define por un polinomio creciente de quinto orden $p_r(h)$

$$p_r(h) = 10\frac{h^3}{\theta_m^3} - 15\frac{h^4}{\theta_m^4} + 6\frac{h^5}{\theta_m^5} \tag{3.18}$$

- La parte media es constante e igual a 1.

- La parte decreciente se define por un polinomio decreciente $p_f(h) = 1 - p_r(h)$

donde

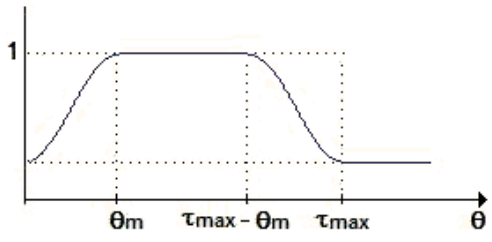
$h = |\theta - \alpha\theta_m|$ es la variable del polinomio.

$\theta_m = \frac{\pi}{S} = \frac{\pi}{N_r m}$ es un valor que depende de la geometría del motor.

$\alpha = int(\frac{\theta}{\theta_m})$ es una constante que depende de θ_m

La duración de cada uno de los intervalos que definen los pulsos de la función de par compartido dependen de la geometría de la maquina como se puede ver la figura siguiente y en la ecuación a su izquierda.

$$m_j(\theta) = \begin{cases} p_r & si \quad 0 < \theta < \theta_m \\ 1 & si \quad \theta_m < \theta < \tau_{max} - \theta_m \\ p_f & si \quad \tau_{max} - \theta_m < \theta < \tau_{max} \end{cases}$$



3.5. Simulación

La simulación del sistema de control y sus resultados se presentan en esta sección.

La simulación del motor y del sistema de control se programó para este trabajo en la versión 6.5 de MATLAB.

MATLAB permite que se simplifique el desarrollo de algoritmos de control ya que evita la duplicación de esfuerzos al no tener que programar directamente el hardware, mediante la aplicación Real Time Windows Target. Esta aplicación de permite entre otras cosas:

- Adquirir y generar señales en tiempo real.
- Desplegar en la pantalla de la computadora las variables de control.
- Modificar el valor de los parametros en tiempo real.

La comunicación entre el equipo y el hardware exterior se realiza por medio de una tarjeta de adquision de datos, en este caso DSpace (DS1103) la cual permite operar con señales de entrada y/o salidas analógicas y digítales.

La simulación del SRM y su controlador se desarrolló de tal forma que pueda ser portable, es decir, que pueda ser ejecutado en la versiones anteriores de MATLAB, como la 5.1 que es con la que actualmente esta configurada la DSpace. También se buscó que el archivo en SIMULINK fuera lo más claro posible para un usuario po-

tencial con conocimientos mínimos del modelo y del programa. Se hizo énfasis en la correspondencia de nombres de variables tanto en el modelo como en los programas. Todo lo anterior con la finalidad de que sea una herramienta útil en la comprensión del SRM y del controlador *basado en pasividad*.

3.5.1. Resultados de la simulación

Se muestran los resultados de las simulaciones para una velocidad constante de referencia de 150 rpm con un par de carga diferente de cero. Esta es una tarea de regulación ya que se busca que la velocidad de salida del motor se mantenga alrededor de un valor de referencia.

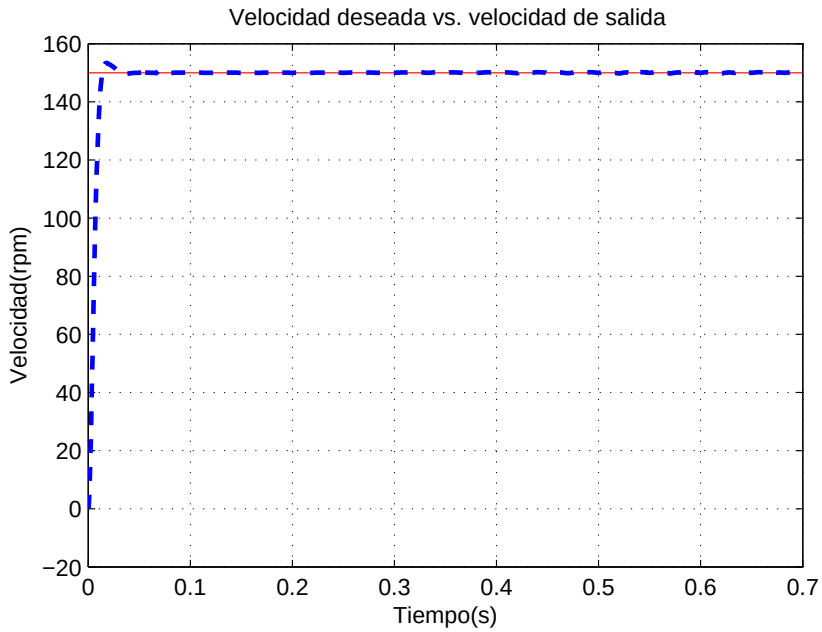


Figura 3.3: Velocidad vs.velocidad de salida

En la Fig.3.3 se observa que la velocidad alcanza a la referencia, despues de un sobrepaso menor al 10 % del valor de la señal en estado estable, en un tiempo menor a

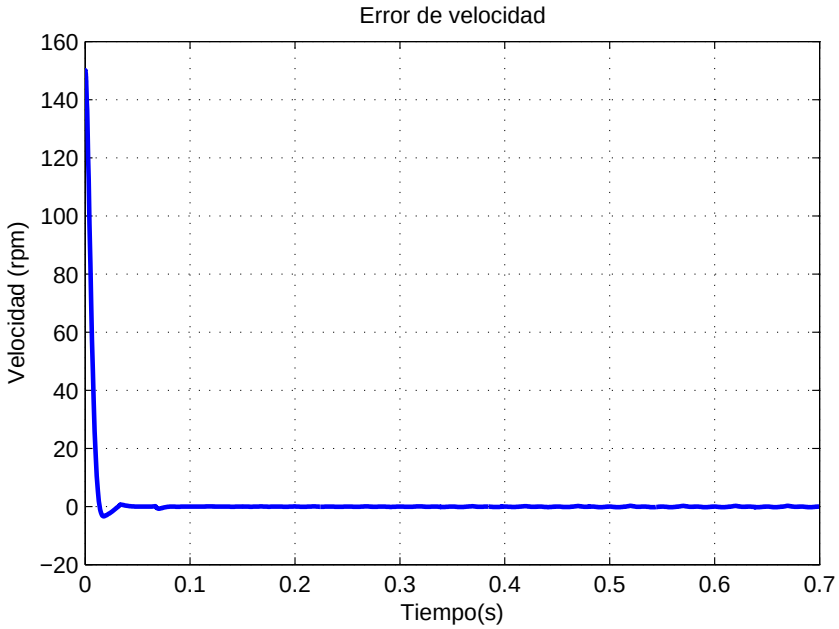


Figura 3.4: Error de velocidad

un decimo de segundo. Para que sea clara cual es la diferencia entre la velocidad de referencia y la velocidad de salida en la Fig.3.4 se muestra el error de velocidad que tiende a cero.

El par mecánico de origen eléctrico se muestra en la Fig. 3.5, para un par deseado de 0.1 N-m a la velocidad de 150 rpm. El par aumenta con una pendiente de 0.5 hasta llegar al valor de referencia. En la Fig.3.6 se muestra el error de par, una vez que la referencia es constante también es constante.

En la Fig.3.7 se puede ver la corriente de arranque de la fase uno, después la corriente es proporcional al par que se esta demandando. Las corrientes deseadas que se muestran en la Fig.3.8 dependen del par deseado y se encuentran dentro de rango de operación del SRM. Para hacer más clara la diferencia entre la corrientes de salida y las corrientes deseadas se muestra en la Fig.3.9 el error de corrientes para todas las

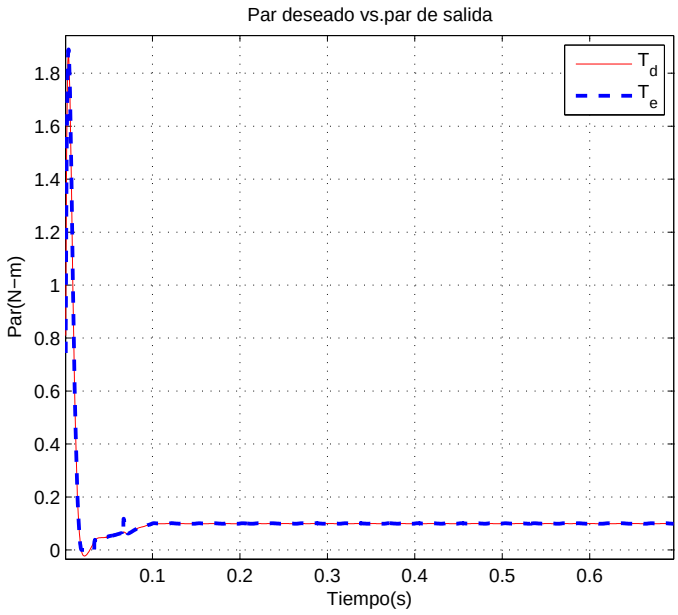


Figura 3.5: Par deseado vs. par de salida

fases. Cabe señalar que es del orden del 10 % del valor de la corriente nominal.

Las señales de par compartido para una referencia constante con un par diferente de cero se muestran en la Fig.3.10. Se constata que tienen la forma y valor que se comento en la sección donde se revisa el conmutador ya que se traslapan para sumar uno en todo momento.

A continuación se muestran los resultados de la simulación para una velocidad de referencia senoidal de amplitud igual a 150 V. En este caso se desarrolla una tarea de seguimiento ya que se busca que la velocidad de salida se comporte como la referencia es decir que siga la velocidad deseada. La velocidad se muestra en la Fig.3.12, donde se pueden ver la velocida deseada y la velocidad de salida. Las diferencias entre estas son mínimas y se presentan sobretodo en los cruces por cero. Se muestra el error de velocidad en la Fig.3.13 donde es más evidente que en los cambios de signos

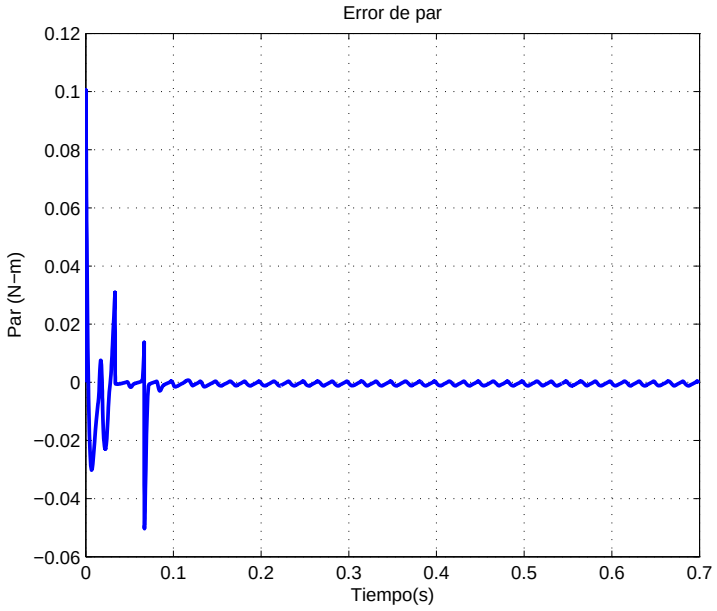


Figura 3.6: Error de par

existe mayor diferencia entre la referencia y la velocidad de salida.

El par deseado T_d y el par mecánico de origen electrico T_e varían proporcionalmente a la velocidad como se puede ver en la Fig.3.14. Ya que a un velocidad dada corresponde un par dado. El error de par se muestra en la Fig.3.15 . Es muy similar al error observado en la velocidad.

En la Fig. 3.16 se observa como la frecuencia de las señales de par compartido varía debido a que depende de la velocidad y de la derivada de las inductancias con respecto a la posición.

Se muestra en la Fig.3.17 la señal de control donde los transitorios de voltaje alcanzan valores mayores a los voltajes de alimentación.

De los resultados mostrados se desprende que el controlador funciona muy bien en tareas de regulación de velocidad, con un par de carga diferente de cero, ya que al-

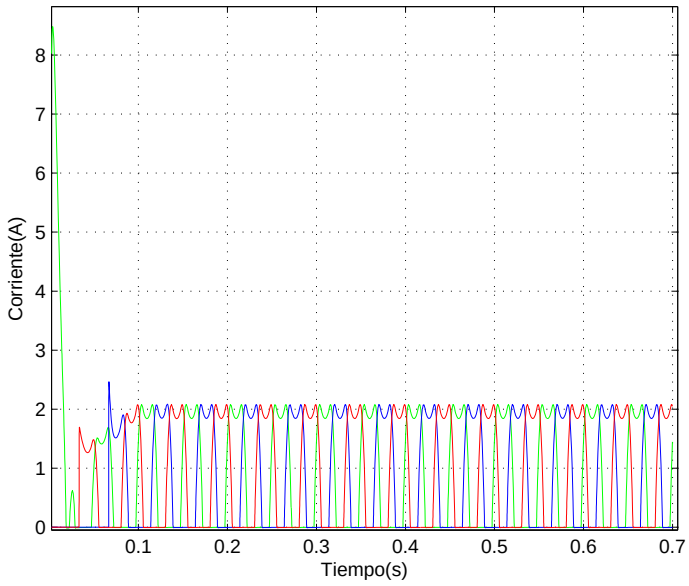


Figura 3.7: Corrientes de salida

canza la referencia en un tiempo muy corto y con un sobrepaso tolerable. También se constata que las señales se encuentran acotadas dentro del rango de valores en los que trabaja la máquina.

En cuanto a los resultados de la tarea de seguimiento aunque se alcanza la referencia en todo momento, la señal de control es mucho mayor a los valores permitidos para la operación del motor. Una vez acotados los valores de la señal de control, dentro del rango de voltajes de entrada del SRM, el controlador alcanza la referencia como se muestra a continuación en la Fig.3.18 y 3.19.

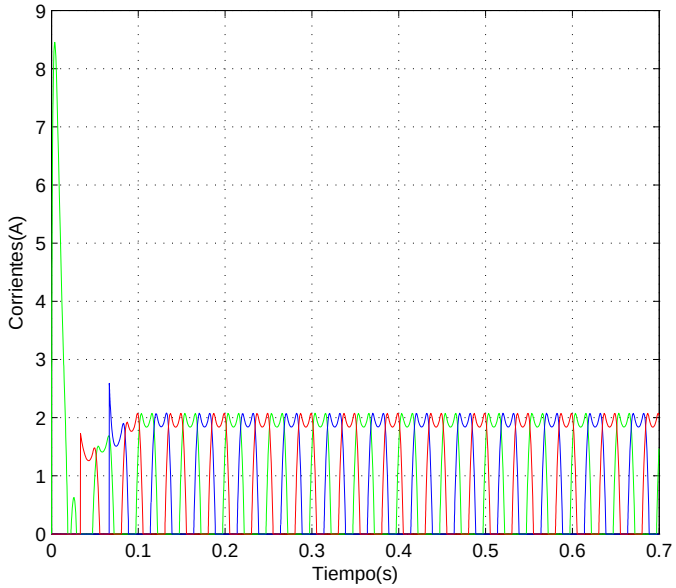


Figura 3.8: Corrientes deseadas

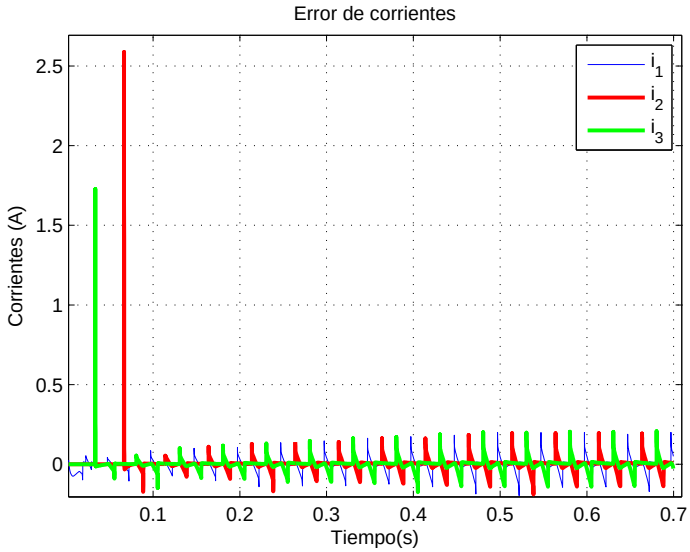


Figura 3.9: Error de corrientes

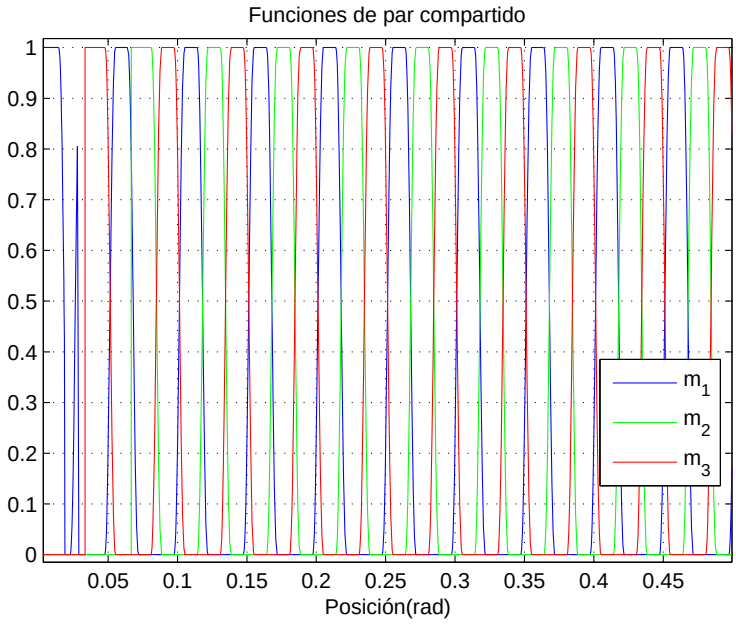


Figura 3.10: Funciones de par compartido

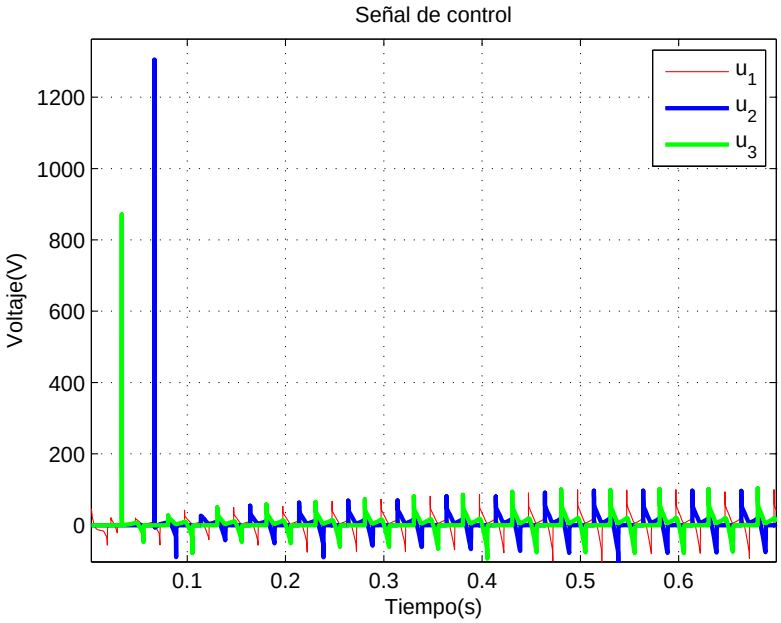


Figura 3.11: Señal de control

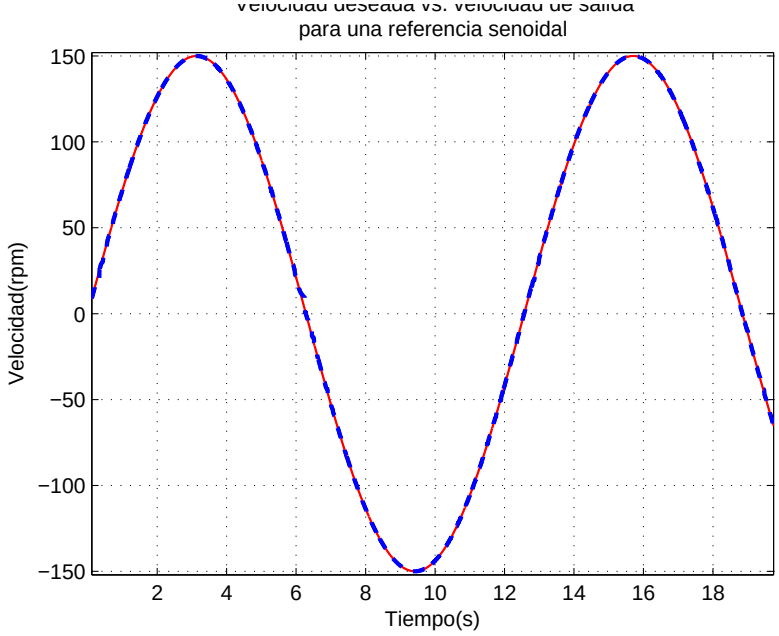


Figura 3.12: Velocidad de referencia vs. velocidad de salida

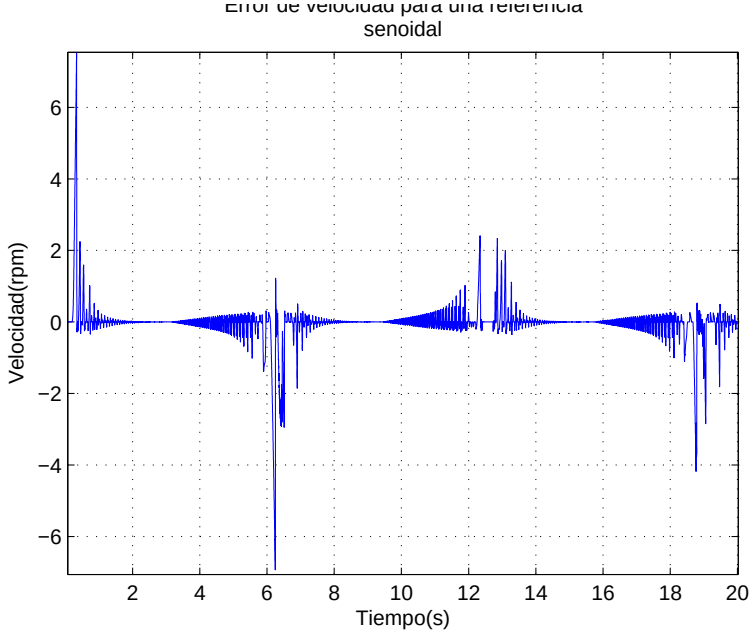


Figura 3.13: Error de velocidad

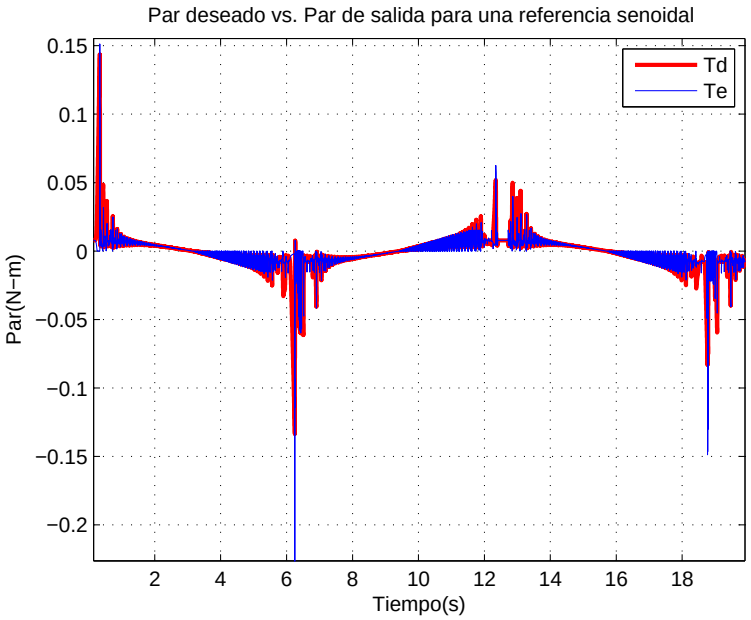


Figura 3.14: Par deseado vs. par de salida

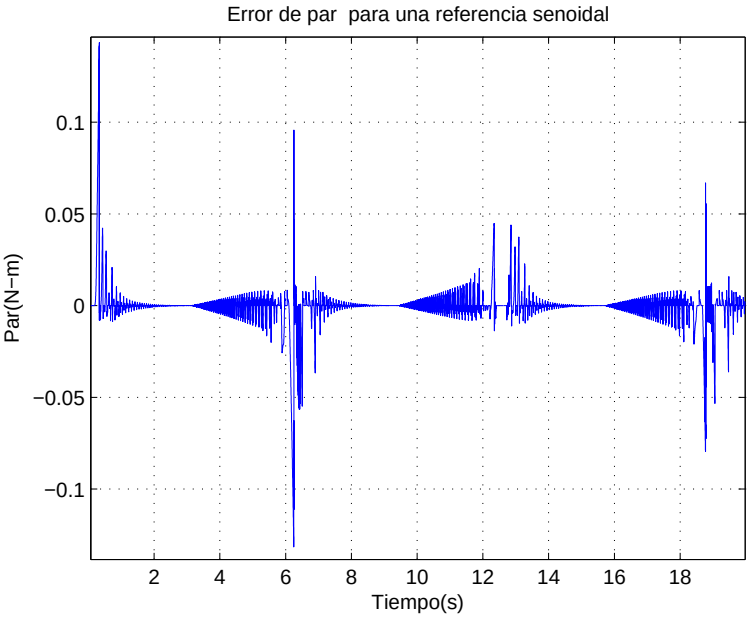


Figura 3.15: Error de par

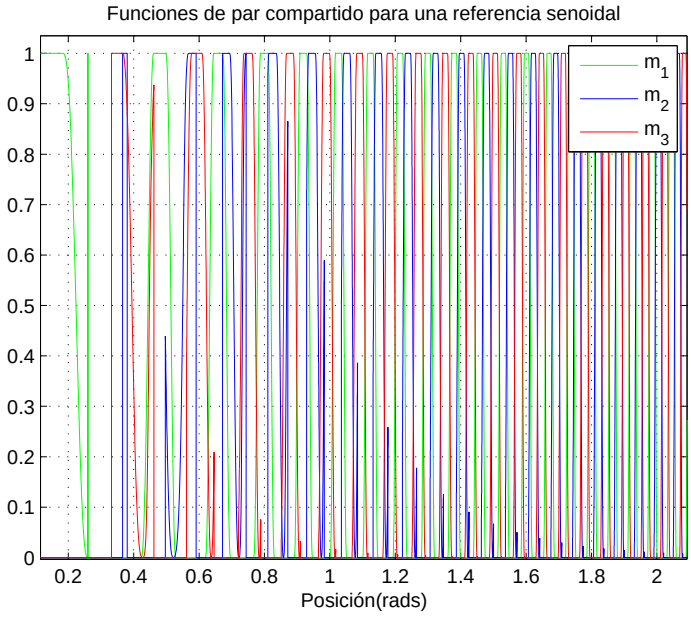


Figura 3.16: Funciones de par compartido

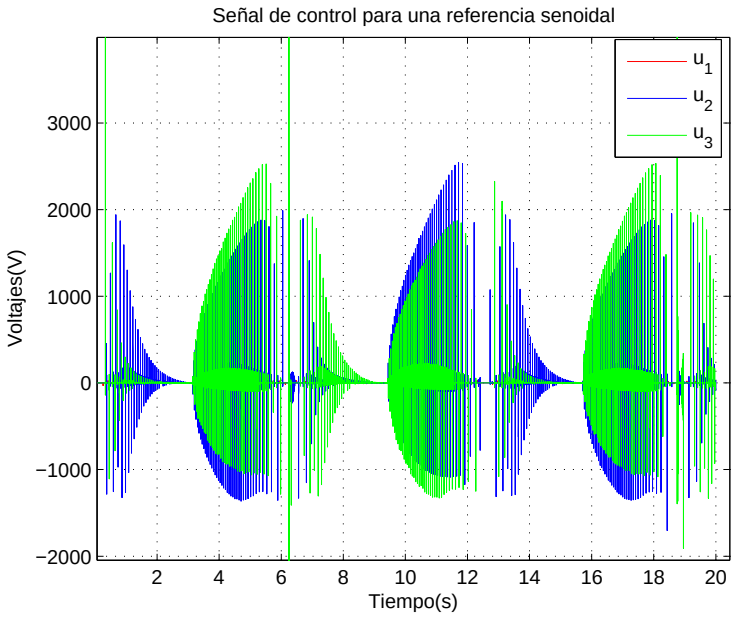


Figura 3.17: Señal de control

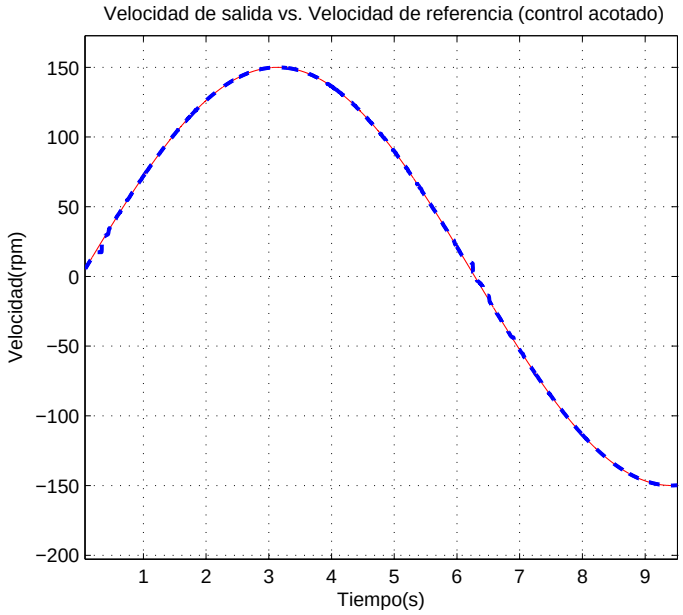


Figura 3.18: Velocidad deseada vs. velocidad de salida para la señal de control acotada

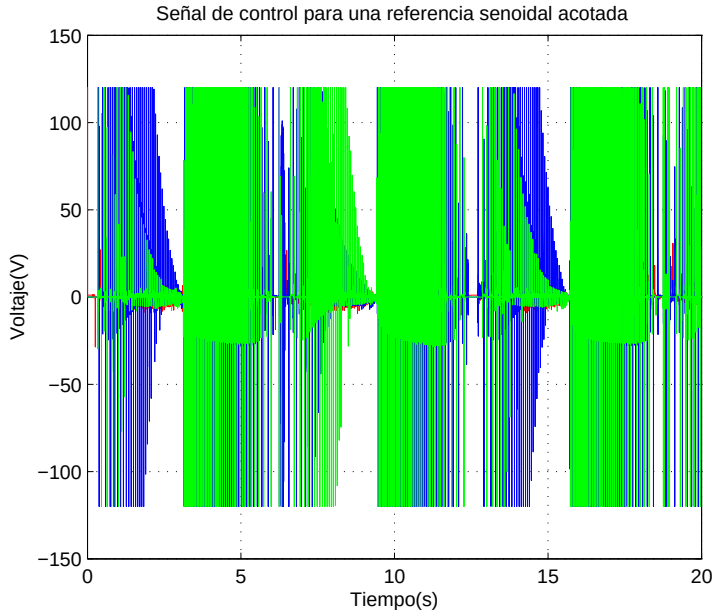


Figura 3.19: Señal de control acotada

Capítulo 4

Montaje del sistema físico

En este capítulo se presenta la planta, el sistema a controlar, que comprende el SRM y su carga. También se explica el funcionamiento del impulsor que hace las veces de actuador. Se presentan ademas los sensores de posición, velocidad y corriente.

4.1. Planta

La planta es el sistema sobre el que se hace control y del que se definen entradas y salidas así como estados, que son variables del sistema, dependiendo de los objetivos de control. En este caso el motor es un SRM 12/8 3 fases fabricado por Emerson Electric Company. Sus datos de placa son:

- Voltaje 120 V
- Corriente nominal 2.5 A
- Potencia $\frac{1}{2}$ HP

Como los datos de placa son limitados también se anexan los datos recabados en la nota de aplicación de Texas Instruments [13].



Figura 4.1: Vista frontal de estator donde se observan los 12 polos

- Resistencia por fase 2.5 Ω
- Inductancia alineada 52mH
- Inductancia no alineada 9.5mH
- Corriente máxima 4 A

Con los datos de inductancia alineada y no alineada se calcularon los valores de l_0 y l_1 del modelo.

El estator se muestra a continuación en las Fig. 4.1 donde se pueden observar los 12 polos del estator, cada fase esta conformada por la conexión en serie de cuatro polos. El rotor se muestra en la Fig. 4.2 donde se puede observar que no hay devanados en el rotor y que solo se trata de laminaciones acomodadas para formar una estructura de polos salientes.

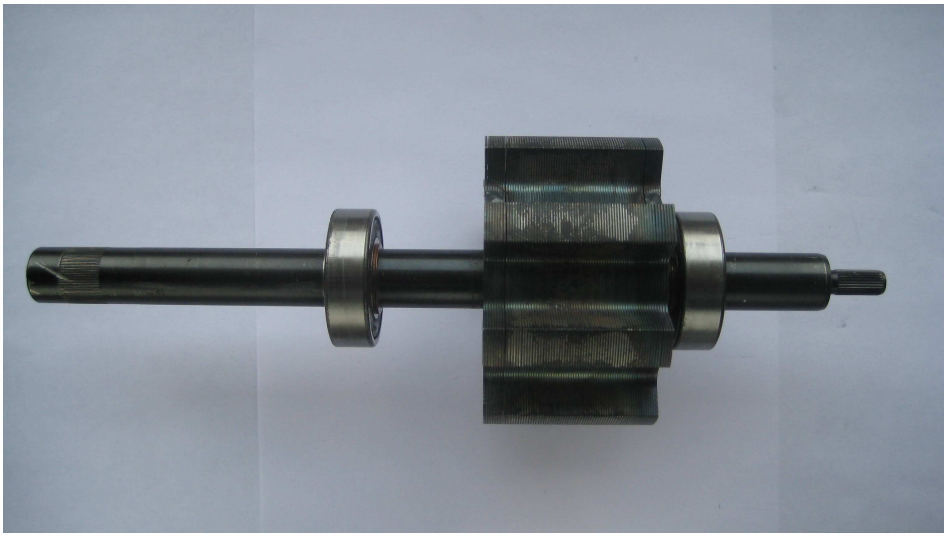


Figura 4.2: Vista lateral de rotor

4.2. Montaje

El montaje del sistema implica el diseño e implementación de una base para ambos motores, así como el alineamiento de la base con estos. Finalmente el acoplamiento de ambos motores. La información de esta sección se tomo de [10] y [14].

4.2.1. Base

Se construye una base para una máquina eléctrica para:

- Proporcionar un medio de anclaje para el motor.
- Proporcionar un medio de alineación para el motor.
- Reducir la vibración y ruido del motor.

Para motores de gran potencia se construyen bases de concreto con estructuras metálicas. En este caso, como se trata de un motor con una potencia de menos de 1 Hp la

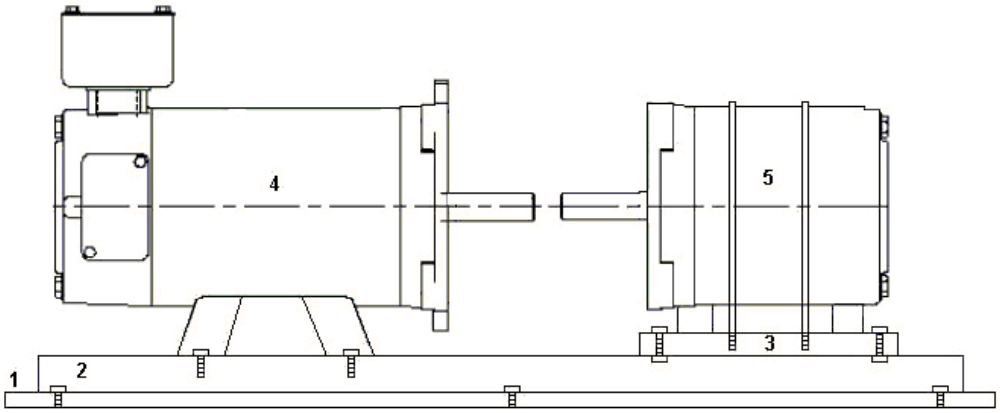


Figura 4.3: Vista lateral del montaje

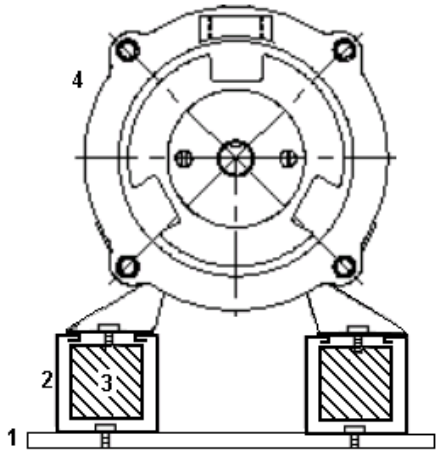


Figura 4.4: Vista frontal del montaje

base es completamente metálica y no está enclavada al suelo o a una pared, se coloca en una mesa de laboratorio convencional y además es desmontable.

La estructura es una base metálica compuesta por una placa de acero y dos rieles paralelos donde se atornillan las bases de los motores.

El SRM tuvo que ser adaptado para montaje horizontal, ya que fue diseñado para ser montado en forma vertical, así que se adaptó una base con una placa de metal y un par de orquetas, el resultado se puede obervar en la fotografía siguiente.

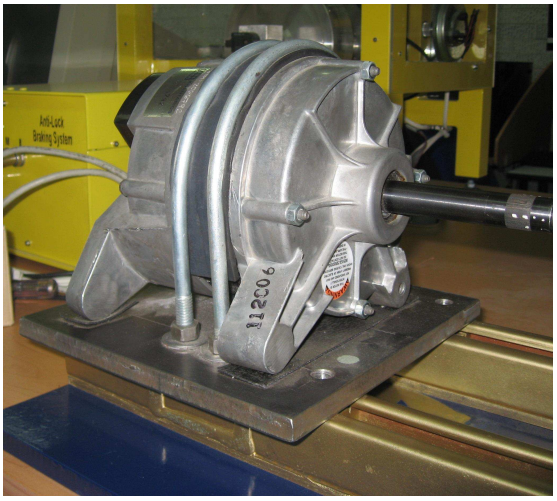


Figura 4.5: Base del SRM

La configuración final en una vista lateral y en una frontal se muestra en la Figuras 4.3 y 4.4, donde:

1. Es la base metálica.
2. Es el riel metálico.
3. Es una base metálica para la Fig. 4.3 y un bloque de metal para asegurar los motores al riel para la Fig. 4.4 .
4. El Motor de Corriente Directa.

5. El Motor de Reluctancia Conmutada.

Una vez montada la estructura se procede a hacer la alineación que es un factor clave en el funcionamiento del sistema.

4.2.2. Alineación

La alineación es la etapa en la cual se asegura que la estructura sobre la que se montan el motor y su carga están colocados de tal forma que los ejes y la base están en linea recta. La nivelación se puede llevar a cabo de varias forma pero la mas sencilla es usando un nivel de burbuja. Se procede de la siguiente manera: con ayuda del nivel se compara la nivelación de dos direcciones perpendiculares del mismo plano, si existen diferencias estas se corrigen con calzas. Una vez que se logra nivelar la base se puede proceder a instalar los motores.

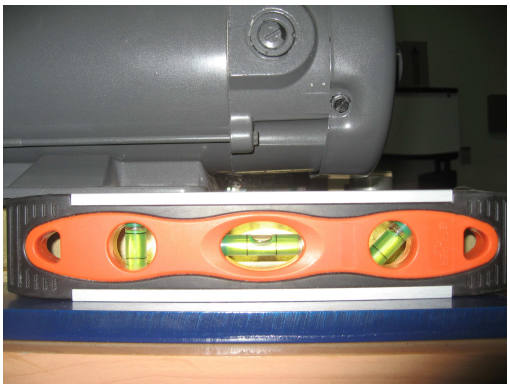


Figura 4.6: Alineación de la base metálica

Todos los puntos de montaje deben estar en el mismo plano exacto o el equipo no quedara nivelado. Por lo general, para instalar un motor hay 4 puntos de montaje, uno en cada esquina de la base. El motor se coloca en su sitio de modo que se obtenga el espaciamiento correcto entre el eje del motor y el de la máquina impulsada.

El sistema completo conformado por el SRM y su carga, que es un motor de CD se



Figura 4.7: Alineación de los rieles metálicos

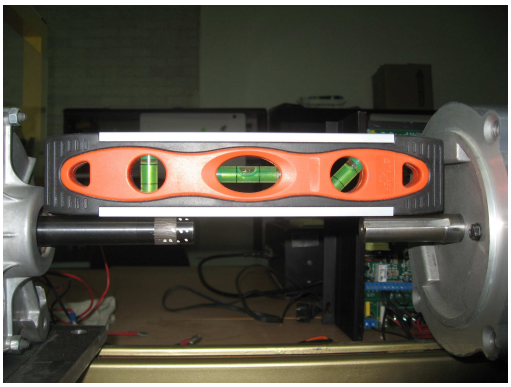


Figura 4.8: Alineación de las flechas

puede observar en las siguientes fotografias.

4.2.3. Selección del acoplamiento

El acoplamiento o cople es un dispositivo que conecta el eje del motor con el eje de la carga, para evitar variaciones grandes en la alineación y no tener alteraciones en el movimiento. La forma de escoger un cople depende de la aplicación, ver [10]. Existen coples con conversión de velocidad como:

- Poleas y bandas
- Accionamiento por engranajes

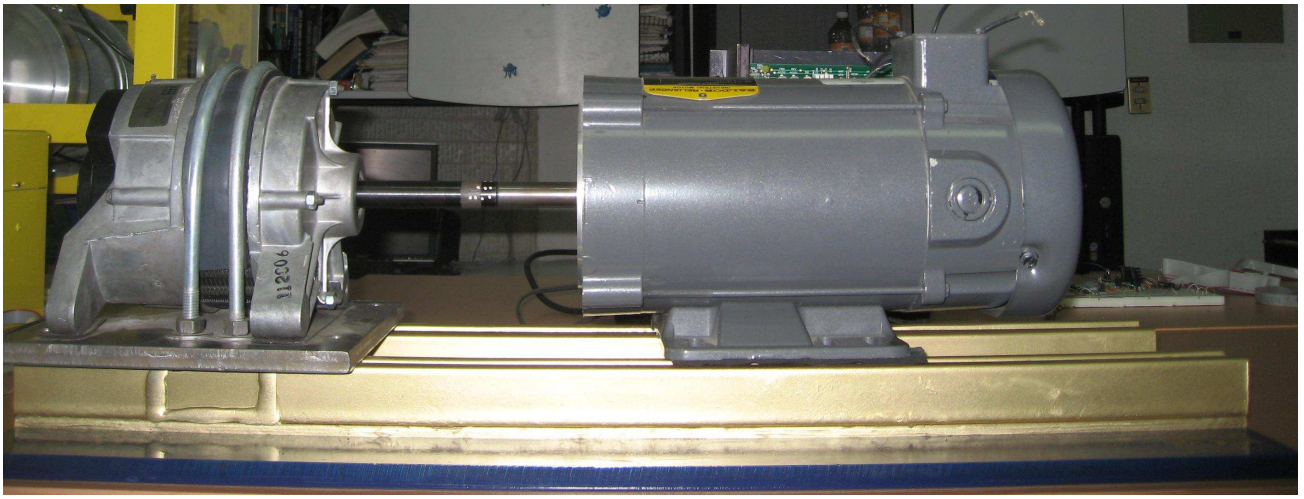


Figura 4.9: Base con los dos motores

- Accionamiento por cadena y polea dentada

y coples directos tales como:

- Acoplamientos flexibles, que permiten desalineación en una o varias direcciones.
- Acoplamientos rígidos, que no permiten desalineaciones.

Como se quiere transmitir íntegramente la velocidad y que el sistema sea reversible, esto es que la carga también pueda actuar como motor accionador, se escoge un acoplamiento directo. Se escoge a su vez flexible porque los acoplamientos flexibles amortiguan los efectos de pequeñas desalineaciones (debidas a cambios de temperatura, deformaciones, desgaste de los cojinetes) y desplazamientos axiales, absorben vibraciones y previenen la producción de esfuerzos originados por las deformaciones de las flechas. Constan de dos piezas, una instalada en cada flecha y un elemento intermedio flexible.

Existen varios tipos de coples directos flexibles, por economía y sencillez se utiliza un cople flexible de aluminio tipo estrella, como el que se muestra en la Fig. 4.11, donde:

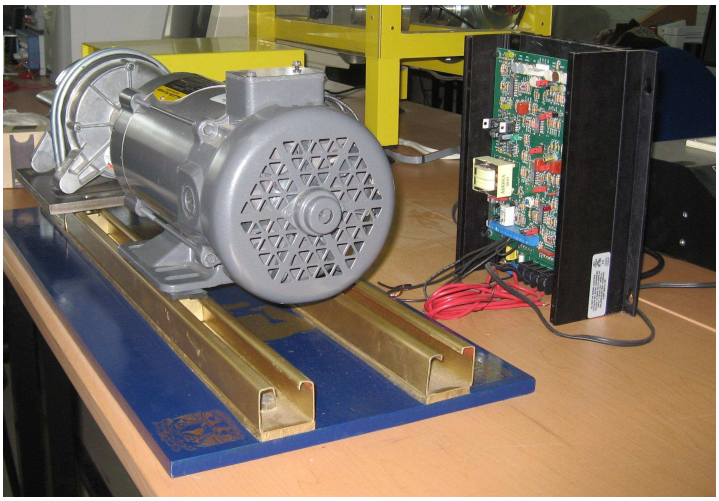


Figura 4.10: Base

1. Soportes hechos de aluminio que se fijan a cada una de las flechas.

2. Goma o hule que sirve como el elemento que absorbe las desalineaciones, en forma de estrella.

3. Barrenos con cuerda donde se atornillan prisioneros para ajustar el cople a la flecha.

Una vez que se ha hecho la elección se busca este tipo de cople en un catálogo y con ayuda de los datos anteriores se escoge el más adecuado. Para elegir un cople se requiere la siguiente información:

- Potencia en HP
- Velocidad (RPM)
- Aplicación o equipo al que se conectada la máquina
- Diámetro de las flechas
- Distancia entre las flechas

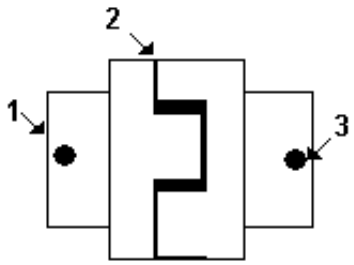


Figura 4.11: Cople tipo estrella

- Limitaciones físicas

Existe un método de seis pasos para determinar que cople escoger:

1. Par nominal. Determine el par del sistema. Si el par no se indica se calcula como se indica:

$$Par_{nominal} = \frac{63000 \cdot Potencia(Hp)}{Velocidad(RPM)}$$

Para el sistema bajo estudio

$$Par_{nominal} = 18\ lb - in$$

2. Factor de servicio. Una vez que se conoce el par nominal se debe buscar en tablas correspondientes en el catálogo del proveedor el factor de servicio según la aplicación. En este caso:

$$Factor_{Servicio} = 2$$

3. Razón de acoplamiento mínima requerida. Se calcula como sigue:

$$Razon_{acoplamiento} = Factor_{Servicio} \cdot Par_{nominal} = 36\ lb - in$$

4. Tipo. Se escoge el tipo de acoplamiento.En este caso se escoge un cople directo flexible tipo estrella.

5. Tamaño. Se escoge con base el par calculado en el punto 3, en el catálogo.

6. Dimensiones y parámetros de acoplamiento. Con respecto al diámetro se escoge un cople cuyo diámetro sea el mismo o mayor que el diámetro de las flechas en este caso:

   - $D_{SRM} = 0{,}6299\ in$
   - $D_{DCM} = 0{,}6299\ in$

   Ambas flechas son de aproximadamente $\frac{5}{8}\ in.$

   Otro parámetro importante es la velocidad a la que giran las flechas. En este caso se toma como referencia la velocidad nominal del Motor de corriente directa. El tamaño y peso del cople deben ser adecuados para accionar la carga.

El cople de estrella que se adquirió para esta aplicación se muestra en la fotografía.

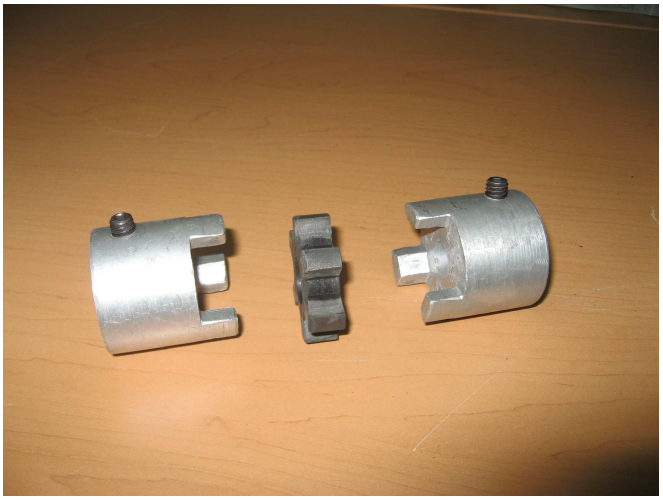


Figura 4.12: Cople estrella

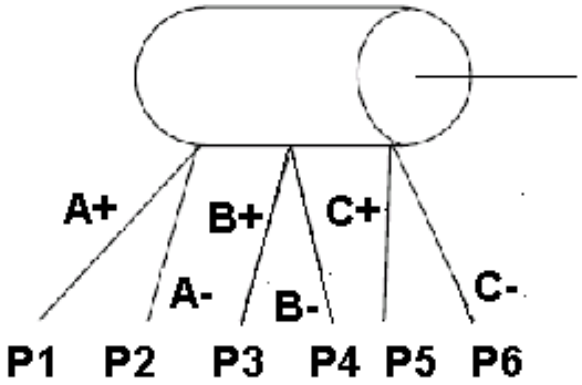


Figura 4.13: Configuración para un SRM

4.3. Impulsor

En la está sección se describe la tarjeta DMC1500 de Spectrum Digital que es la etapa de potencia de un sistema digital de control de motores, en base al manual [15]. Esta tarjeta esta diseñada para controlar SRM´s ya que contiene el convertidor asimétrico que sirve como el actuador del sistema de control.

Si se conectan 110 V AC se puede configurar:

- Fuente de Corriente Directa de 110 V para el convertidor.
- Dos fuentes de voltaje de +5 V dc y +15 V CD para alimentar la tarjeta de adquisición de datos interna independientes de la fuente de 110 V de AC a 50/60 Hz.

Si se quiere variar el voltaje con que se alimenta el convertidor asimétrico para asi alimentar al motor con voltajes menores al voltaje nominal, se puede utilizar un Variac. La conexión se muestra en la Fig. 4.13, donde A+ y A- son para la fase A, B+ y B- son para la fase B, C+ y C- son para la fase C, P1 a P6 son conectores en la tarjeta que

corresponden a las terminales del convertidor.

4.4. Actuador

La conexión entre el controlador y la planta es el actuador cuya función es adecuar la señal de control para usarla como entrada de la planta. En este caso el actuador es un convertidor asimétrico que se controla mediante PWM y que genera la señal de voltaje con que se alimenta al SRM. Este convertidor esta contenido en la tarjeta DMC1500 de Spectrum Digital, que genera una señal de 110 V de dc desde una entrada de 110 V de ac a 50/60 Hz. Una fotografía de la tarjeta se muestra a continuación:



Figura 4.14: Tarjeta DMC1500

Esta tarjeta esta diseñada para controlar motores de tres fases de AC, de CD sin escobillas y SRM´s. En la configuración para SRM´s el impulsor utiliza un convertidor asimétrico como el que se discute a continuación.

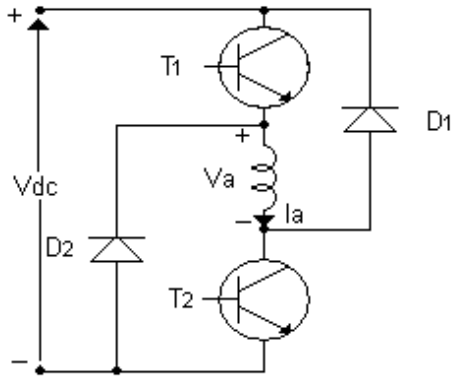


Figura 4.15: Convertidor asimétrico para el SRM

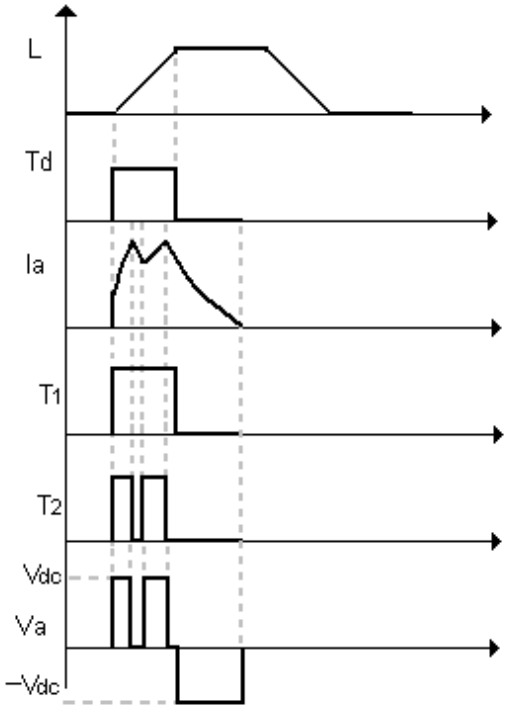


Figura 4.16: Forma de las señales para el convertidor asimétrico, generación de par positivo

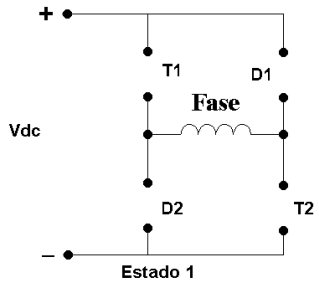
4.4.1. Convertidor asimétrico

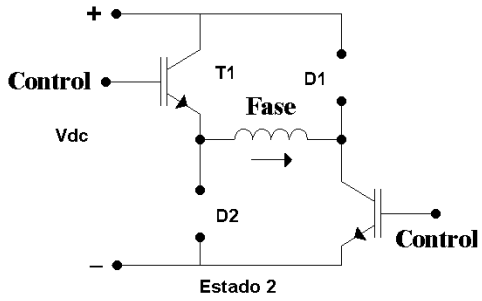
Como se mencionó el SRM solo requiere corriente en un sentido para generar par positivo o negativo por lo que los drivers que se usan para controlarlo pueden ser muy sencillos. También es importante mencionar que la corriente de una fase debe circular solamente en el intervalo que le corresponde para no generar par en el sentido contrario y así disminuir el rizo en el par.

Una vez que se interrumpe el voltaje en el inductor la corriente sigue circulando. Para hacer que esta corriente disminuya rápidamente y que no se generé un par significativo en el sentido contrario; en lugar de interrumpir el suministro de voltaje se cambia la polaridad del mismo y de esta forma la corriente decae mas rápidamente. De esta forma se generan solo corrientes en un sentido, mientras el voltaje varia su polaridad para forzar a la corriente a disminuir rápidamente cuando se cambia de fase. En la Fig. 4.15 se muestra el convertidor asimétrico considerando una fase solamente. El resto de las fases se conectan de forma similar.

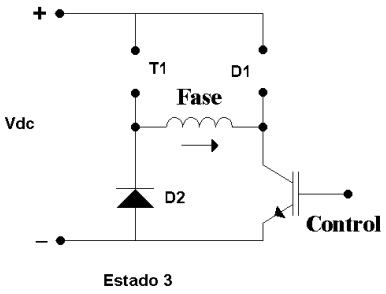
Al encender o apagar los interruptores T_1 y T_2 se hace circular una corriente por la fase A del SRM. El transistor T_1 controla el signo de la señal de voltaje en la fase A, si T_1 esta encendido el voltaje es positivo y si esta apagado es negativo. Mientras el transistor T_2 es conmutado para variar los anchos de pulso y así definir la forma de la corriente en la fase A. Los diodos, D_1 y D_2, permiten que la corriente almacenada en el devanado de la fase siga circulando aun cuando los transistores están apagados. A continuación se detallan los estados de funcionamiento de este convertidor:

- Estado 1 : Instante inicial. El SRM se encuentra parado o alguna otra fase está activada en este momento.No circula corriente por la fase (Reposo)
- Estado 2 : Instante en que conducen los dos interruptores. Se produce una transferencia de energía desde la fuente de alimentación a la fase del motor.



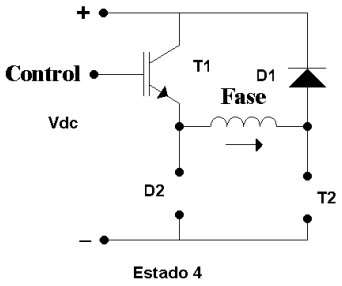


- Estado 3 : Instante en que conducen T_1 de y D_1. La bobina está cortocircuitada y la corriente en la fase tiene la misma dirección que en el estado 2. La energía almacenada en la bobina se disipa en forma de calor.

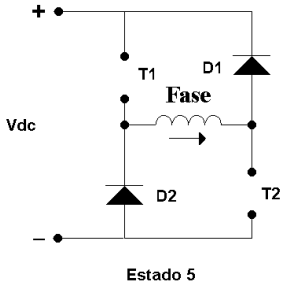


- Estado 4 : Instante en que conducen T_2 y D_2. La bobina está cortocircuitada y la corriente en la fase tiene la misma dirección que en el estado 2. La energía almacenada en la bobina se disipa en forma de calor.

- Estado 5 : Instante en que conducen los dos diodos, D_1 y D_2. La corriente sigue manteniendo la misma dirección que en el estado 2 y la energía almacenada en



la bobina se devuelve a la fuente de alimentación.



Con este convertidor entonces se pueden generar las formas de la señal de voltaje positivo o negativo en cada fase pero con corrientes solo positivas.

En la Fig. 4.16 se pueden observar la señales de los voltajes de la fase A y su corriente así como la conmutación de los transistores para generar par positivo.

4.4.2. PWM

Una vez que se ha obtenido la señal de control se tiene que adecuar para mandarla al convertidor asimétrico. Esta labor es realizada por la tarjeta de adquisición de datos DS1103. La tarjeta de adquisición de datos procesa la señal de control y genera la señal PWM que se manda al convertidor.

En una señal PWM, la frecuencia de conmutación de los interruptores controlados viene fijada por la frecuencia de la señal portadora triangular de alta frecuencia (entre 2 y 20 kHz) y el tiempo de conducción de los interruptores depende del ciclo de

trabajo. Por lo tanto cuando se programa la señal PWM tambien se tiene que especificar la frecuencia de la señal portadora y los tiempos muertos.

4.5. Instrumentación

A continuación se describe la forma en que se miden las corrientes de fase y la posición y velocidad. Para hacerlo se utiliza un encoder y la tarjeta DMC 1500 de Spectrum Digital.

4.5.1. Medición de posición y velocidad

En los SRM es imperativo el conocimiento de la posición del rotor en todo instante. Para ello se puede recurrir a muchas soluciones atendiendo a la naturaleza de los elementos que realizan la detección (magnéticos, ópticos, electromecánicos, etc) pero además se ha de tener en consideración las condiciones en que se va a trabajar.
En muchos casos no se requiere una gran resolución, en tales circunstancias la detección de la posición puede realizarse utilizando sensores ópticos y un disco ranurado, siendo una solución eficaz, simple y económica.
La detección de la posición se realiza utilizando sensores ópticos fijos en la carcaza del estator asociados a un disco ranurado acoplado al eje del motor, Fig. 4.17.
Este sensor de posición y velocidad se conoce como encoder incremental. Básicamente esta constituido por un disco transparente (con marcas opacas colocadas equidistantes y en sentido radial respecto al eje), un emisor de luz (diodo led) y un receptor de luz (dispositivo fotosensible).
Cuando el eje del SRM comienza a girar el led emisor de luz empieza a emitir generándose en el fotorreceptor unos pulsos que se corresponden con la luz que atraviesa los huecos del disco codificado. El encoder puede disponer de puntos de referencia

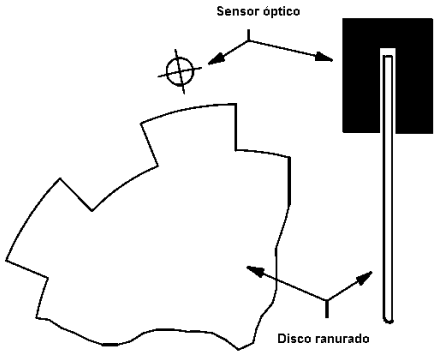


Figura 4.17: Disposición de los optointerruptores respecto del disco rasurado acoplado al motor

(cero) que permiten saber cuando se ha completado una vuelta.

Realmente los encoders incrementales miden la velocidad de giro, aunque a partir de ésta podemos encontrar la posición angular.

Este sensor proporciona pulso cuadrados proporcionales a una vuelta de la flecha del motor. Tiene dos pistas , A y B, desfasadas 90 grados eléctricos entre si para determinar el sentido de giro y un sector, Z, llamado índice que indica cuando el eje ha dado una vuelta, para más detalles acerca del funcionamiento de un encoder incremental ver [11]. La placa de datos del encoder incremental de la empresa Autonics que se utiliza en este trabajo contiene la siguiente información:

- Salida A
- Salida B
- Salida Z
- Voltaje de entrada 12-24 V
- Tierra

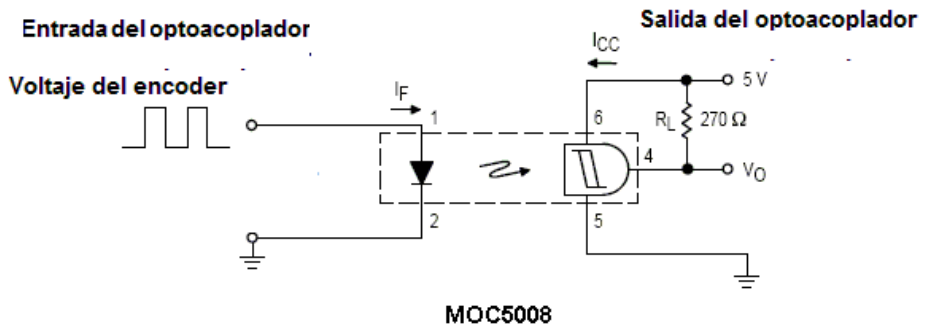


Figura 4.18: Conexión del optoacoplador, para adaptar los voltajes de salida del encoder

El encoder se puede observar en la fotografía siguiente:



Figura 4.19: Encoder

Debido a que las tarjetas de adquisición de datos estan configuradas para encoders con voltajes de entrada 5 V; el encoder Autonics se tiene que alimentar externamente con una fuente de 12 V.

De igual forma se tiene que asegurar que los pulsos de los canales A, B y Z tengan valores entre 0 a 5 V para lo cual se utiliza un optoacoplador en la configuración que se muestra en la Fig. 4.17.

4.5.2. Medición de corrientes

La tarjeta DMC1500 esta diseñada para medir la corriente de fase en uno de los transistores del convertidor. Las corrientes se miden a través de tres resistencias de $0{,}4 \quad \Omega$. Estas señales se filtran posteriormente mediante un filtro con frecuencia de corte de 40 Khz para despues enviarla a un amplificador. Tambien se le puede sumar un offset. La ganancia del amplificador puede ser ajustada de 10 a 111.

Por lo tanto la corriente en esta aplicación es medida por unas resistencias de medición de corriente con amplificadores de ganancia variable que se encuentran conectadas a cada una de las fases del impulsor. En esta aplicación la ganancia se ajustó para dar 1.0 $\frac{A}{V}$

Capítulo 5

Resultados y Conclusiones

Este capítulo comprende el análisis de los resultados de la simulación del controlador *basado en pasividad* presentado en [3] y de la determinación de los elementos necesarios para hacer la validación experimental del controlador. También se dan las conclusiones de este trabajo de tesis.

La simulación del sistema de control y del modelo de la planta es importante para verificar el comportamiento de las variables y poder validar los modelos matemáticos de los sistemas físicos. Al trabajar con simulaciones evitamos errores que podrían poner en riesgo la integridad del sistema físico, por lo tanto salvaguardamos los equipos delicados hasta que estamos seguros de que los resultados son los esperados.También al hacer simulaciones observamos como se comporta el sistema antes de hacer pruebas directas lo que nos da información que puede ser de gran ayuda cuando se presente algún problema durante la validación experimental.

Las simulaciones del controlador *basado en pasividad* que se estudió en este trabajo arrojarón los siguientes resultados:

- La tarea de regulación de velocidad con un par de carga distinto de cero se

verífica en las figuras 3.4 a 3.7. Además se muestra el comportamiento de las corrientes, de la funciones de par compartido y de la ley de control con lo que se comprueba que sus valores se comportan como se esperaba. Inclusive se confirma que el SRM tiene un par de arranque grande en las figuras 3.6,3.8 y 3.9.

- En cuanto a la tarea de seguimiento en las figuras 3.12 y 3.13 se constata que la velocidad del rotor sigue a la referencia senoidal de velocidad con un error que oscila alrededor de cero pero que aumenta en los cruces por cero a valores de menos del 2 % de la señal.

  Para esta tarea los valores de la señal de control eran mayores que los voltajes de alimentación del SRM, pero aun acotando estos alrededor de los voltajes de operación el desempeño del controlador es aceptable como se puede probar en las figuras 3.19 y 3.20.

- Por todo lo anterior se puede decir que se cumplen dos de los objetivos de esta tesis que son el estudio de un controlador *basado en pasividad* para el SRM y la simulación en MATLAB de este. La simulación del sistema de control está completa.

En cuanto a la definición de los elementos para una maqueta del SRM los resultados que se tienen hasta este momento son:

- El trabajo mecánico tiene un avance del 90 %. Esto es la construcción de la base esta completa, lo que incluye el lijado y la pintura de esta. Tambien se ha terminado la alineación. Lo que resta de esta etapa es la instalación del cople.

- Con respecto a la instrumentación, la medición de corrientes se va a hacer con la tarjeta DMC1500. En cuanto al encoder una vez escogido lo que falta es implantar la etapa de acondicionamiento de la señal para que pueda ser usada por

la trajeta DS1103.

Durante el desarrollo de este trabajo se adquirieron nuevos conocimientos en el área del manejo de información a través del uso de materiales tan variados como: patentes, catálogos, artículos, libros, manuales, normas, instructivos, cotizaciones y ordenes de compra.

Por todo lo anterior se puede decir que se cumplieron los objetivos de esta tesis ya que:

- Al revisar varios modelos propuestos en la literatura, se hizo patente la necesidad de escoger entre ellos uno que cumpliera con describir al sistema pero al mismo tiempo facilitar la programación para hacer simulaciones. De esta forma se llego a la conclusión de que el modelo dado por las ecuaciones (2.10), (2.11) y (2.12) refleja el comportamiento del sistema sin comprometer la sencillez de los algoritmos de programación.

- Se verífico el buen desempeño de un controlador *basado en pasividad* para el SRM por medio de simulaciones en MATLAB. Cabe señalar que la validación del controlador *basado en pasividad* no era misión de este proyecto sino que el controlador se programó en SIMULINK con el objetivo de explotar las facilidades que la tarjeta de adquisición de datos DS1103 ofrece si se trabaja en este entorno de programación.

- Se definió la estructura física del montaje y también los instrumentos para medir los estados del sistema.

Finalmente el trabajo futuro se centra en la implantación de los sistemas de medición y la puesta en marcha del sistema, para comprobar experimentalmente los resultados de las simulaciones que se presentan en este trabajo de tesis.

Apéndice A

Conmutador

El SRM de Emerson incluye un encoder cuya característica principal son sus sectores de distintos anchos y un código de 6 sectores para cada polo del rotor.

En la patente [12] se detalla la función de esta pieza que es realmente un conmutador ya que indica al controlador en que momento debe energizar cada fase. De tal forma que hace las veces de la funciones de par compartido ya que siguiendo esta estrategia de conmutación se energiza más de una fase a la vez, como se muestra en la Fig. A.1.

Este tipo de conmutador ahorra en sensores ya que solo requiere un sensor óptico para determinar la fase a energizar, tomando en cuenta lo flancos de subida.

Este tipo de conmutador es útil para controladores lineales como los PID ya que como se muestra en la Fig. A.2 una vez que se obtiene la señal de control se manda al modulo de PWM que energiza cada fase según se lo indique el conmutador.

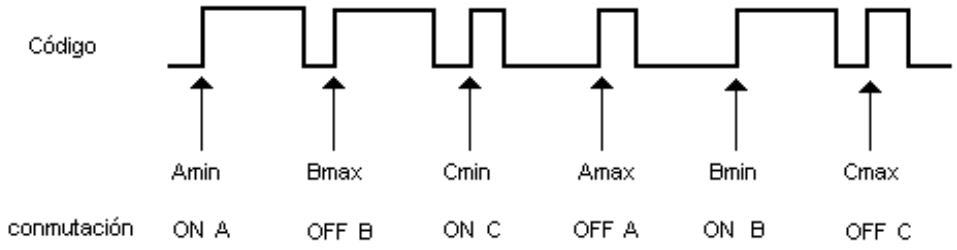


Figura A.1: Funcionamiento del conmutador

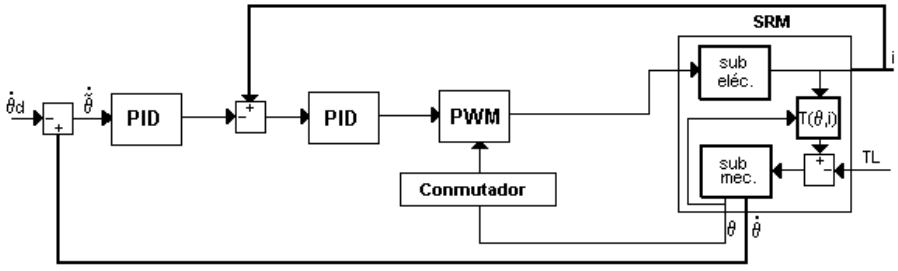


Figura A.2: Aplicación del conmutador en un controlador lineal

Apéndice B

Parámetros de simulación

Nr=8; *polos en el rotor*

l0=0.04465; *inductancias para el modelo*

l1=0.00735;

R=2; *resistencias de los devanados*

J=0.001; *inercia*

Constantes para el bloque de conmutación

d1=pi/12; *desfasamientos entre las fases*

d2=pi/6;

ph1=2.0944;

ph2=4.1887;

zpa=pi/8; *zona de par absoluto*

thm=pi/24; *constante de numeros de pasos*

Parámetros del control

Kv=15; *ganancia del controlador*

a=75; *ganancias del filtro*

```
b=10;

TL=0;   par de carga
```

Bibliografía

[1] Ogata, Katsuhiko,*Ingeniería de Control Moderna*, Prentice Hall, México, 1980.

[2] Miller, T.J.E., *Electronic control of switched reluctance machines*, Newnes Power Engineering series, Oxford, 2001.

[3] Espinosa-Perez, G. and Maya-Ortiz, P. and Velasco-Villa, M. and Sira-Ramirez, H., "On the control of switched reluctance motors,"*Industrial Electronics, 2000. ISIE 2000. Proceedings of the 2000 IEEE International Symposium on*, Vol. 2, 2000.

[4] Espinosa-Perez, G. and Maya-Ortiz, P. and Velasco-Villa, M. and Sira-Ramirez, H., "Passivity-based control of switched reluctance motors with nonlinear magnetic circuits,"*IEEE Transactions On Control Systems Technology,*, Vol. 12, 2004.

[5] Espinosa-Perez, G. Vazquez-Villanueva, C. Velasco-Villa, M., "A note on the passivity based control of switched reluctance motors,"*IFAC 2005*, Vol. 2, 2005.

[6] Ilic-Spong, M., R. Marino, S. Peresada and D.G. Taylor, "Feedback linearizing control of switched reluctance motors.,"*IEEE Transactions on Automatic Control*,Vol.5, 1987.

[7] Ilic-Spong, M. Miller, T. J. E. MacMinn, S. R. and J. S. Thorp,, "Instantaneous torque control of electric motor drives,"*IEEE Power Electron. Specialists Conf. Proc.*,pp. 42-48;, 1985.

[8] Fitzgerald, A.E. and Kingsley, C. and Umans, S.D., *Electric machinery*, McGraw-Hill Science/Engineering/Math, MA, 2002.

[9] Krishnan, R., *Switched reluctance motor drives: modeling, simulation, analysis, design, and applications*, CRC press, MA, 2001.

[10] Enriquez Harper, G., *Instalaciones y Montaje Electromecánico*,Limusa,México,1996.

[11] Pallas Areny, R., *Transductores y acondicionadores de señal*,Marcombo,Barcelona,1989.

[12] Randall,P. Sudgen,D. M. Vail, W. Brown, G.T,, "Rotor position encoder having features in decodable angular positions,"*United States Patent*,Patent Number 5539293, 1996.

[13] Cole,C.P. Fedigan,S.J., "A Variable-Speed Sensorless Drive System for Switched Reluctance Motors,"*Application Report*,Texas Instruments, 1999.

[14] WEG, "Motores de corriente continua Línea D,"*Manual de Instalación, Operación y Mantenimiento*,Nº del documento: 9300.0003, 2009.

[15] Spectrum Digital, "DMC1500 Technical Reference,"*DSP Development Systems*, Spectrum Digital, 2000.