

49
2 ej.



**UNIVERSIDAD NACIONAL AUTÓNOMA DE
MÉXICO**

ESCUELA NACIONAL DE ESTUDIOS PROFESIONALES

CAMPUS ARAGÓN

**CONTROL NO LINEAL BASADO EN PDS's DE UN
MOTOR DE INDUCCION.**

T E S I S

QUE PARA OBTENER EL TITULO DE

**INGENIERO MECANICO ELECTRICISTA
(ELECTRICO -ELECTRONICO)**

P R E S E N T A :

PAUL ROLANDO MAYA ORTIZ

ASESOR DE TESIS :

DR GERARDO R. ESPINOSA PEREZ

MÉXICO

1998

**TESIS CON
FALLA DE CRISTEN**

264260



Universidad Nacional
Autónoma de México



UNAM – Dirección General de Bibliotecas
Tesis Digitales
Restricciones de uso

DERECHOS RESERVADOS ©
PROHIBIDA SU REPRODUCCIÓN TOTAL O PARCIAL

Todo el material contenido en esta tesis esta protegido por la Ley Federal del Derecho de Autor (LFDA) de los Estados Unidos Mexicanos (México).

El uso de imágenes, fragmentos de videos, y demás material que sea objeto de protección de los derechos de autor, será exclusivamente para fines educativos e informativos y deberá citar la fuente donde la obtuvo mencionando el autor o autores. Cualquier uso distinto como el lucro, reproducción, edición o modificación, será perseguido y sancionado por el respectivo titular de los Derechos de Autor.



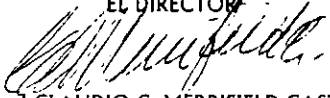
ESCUELA NACIONAL DE ESTUDIOS PROFESIONALES
ARAGON
DIRECCION

PAUL ROLANDO MAYA ORTIZ
P R E S E N T E .

En contestación a la solicitud de fecha 10 de octubre del año en curso, relativa a la autorización que se le debe conceder para que el señor profesor, Dr. GERARDO RENÉ ESPINOSA PÉREZ pueda dirigirle el trabajo de Tesis denominado, "CONTROL NO LINEAL BASADO EN PDS's DE UN MOTOR DE INDUCCIÓN", con fundamento en el punto 6 y siguientes, del Reglamento para Exámenes Profesionales en esta Escuela, y toda vez que la documentación presentada por usted reúne los requisitos que establece el precitado Reglamento; me permito comunicarle que ha sido aprobada su solicitud.

Aprovecho la ocasión para reiterarle mi distinguida consideración.

ATENTAMENTE
"POR MI RAZA HABLARA EL ESPÍRITU"
San Juan de Aragón, México., 20 de octubre de 1997
EL DIRECTOR


M en I CLAUDIO C. MERRIFIELD CASTRO

c c p Jefe de la Unidad Académica.
c c p Jefatura de Carrera de Ingeniería Mecánica Eléctrica.
c c p Asesor de Tesis.

CCMC/AIR/IIa.


c.c.b.

**El hombre crece en la medida
de sus dificultades ...**

Al fin ha llegado a feliz termino este trabajo despues de tantos avatares. Con él, reforzé mi creencia de que nada es sencillo y ecuanime. Ahora es tiempo de dedicarlo y de agradecer a todos los que, de una u otra forma, han ayudado a que me encuentre donde estoy.

Quiero empezar por agradecer **a mis padres**; de ellos recibí la vida, comprensión y cariño. Me han apoyado en todas mis desiciones y han jalado de la rienda cuando ha sido necesario.

A **mis hermanos**; Neto, Claudia, Bere y Hugo; porque hemos permanecido juntos, independientemente de las diferencias, de los gustos y de las creencias.

A **Inés**; por toda su comprensión y su cariño, por enseñarme ese otro lado de la vida que no conocia, porque no hay palabras que definan todo el amor que siento hacia ti, porque ahora tengo una razón para jamás darme por vencido y porque deseo que siempre estés a mi lado.
TE AMO.

A **la UNAM**; que me ha acogido durante más de la mitad de mi vida y que me ha brindado la posibilidad de ser una persona de provecho. Para ella, mi infinita gratitud.

A **Gerardo**; por todo lo que me ha enseñado, ayudado y atendido. Por confiar en mí y darme ánimos para seguir adelante.

A **toda la bola de amigos** que me ha soportado, ha creído en mí y me ayudó a pasar con más facilidad por Aragón. Jesús C., Jorge V., Israel, Jorge E., Ulises, Edgar, Adrián, Juan Carlos, Jesús M. Porque somos como los mosqueteros, todos para uno y uno para todos. Ah! ... y ya saben ... vatos locos forever ...

A **personal del Instituto de Ingeniería**; la Dra. Cristina, Rolando, Jaime, Esau, Germán, Laura, así como Gerardo Guerrero de la DEPFI, que me han apoyado, facilitaron la realización de este trabajo y mi estancia en el Instituto.

Por ultimo, quisiera agradecer a todos los profesores que he tenido durante mi vida, porque hicieron lo posible por educarme. Tambien a los amigos que, si no he visto ultimamente, no quiere decir que no los recuerde con cariño y gratitud; Victor, Edgar, Ivonne, Daniel, Enrique, Miguel Angel V., Miguel Angel S., y a los del Instituto. Yo sé que faltan nombres, pero debo aclarar que si no los menciono literalmente, es porque no deseo que falte alguno en la lista por un olvido momentáneo, pero sé que sabrán incluirse todos los que deben de ir en ella.

Gracias a todos ...

Contenido

1	Introducción	3
1.1	Objetivo de la tesis.	6
1.2	Organización de la tesis.	6
2	Motor de Inducción	8
2.1	Principio de operación.	10
2.2	Modelo físico y circuito equivalente.	11
2.3	Control de motores de inducción.	14
2.4	Modelo matemático del motor de inducción trifásico	15
3	Esquemas de control	22
3.1	Métodos de control escalar	22
3.1.1	Control volts/hertz.	22
3.2	Métodos de control vectorial	25
3.2.1	Control por campo orientado	26
3.3	Simulación de los controladores	32
3.3.1	Control volts/hertz en lazo cerrado	33
3.3.2	Control por Campo Orientado	38
4	Banco de pruebas	43
4.1	Estructura general	43
4.2	Motor de inducción	44
4.3	Inversor	45
4.3.1	Circuito de control	49
4.3.2	Etapas de potencia del inversor	50
4.4	Fuente de Corriente Directa	50
4.5	Procesador Digital de Señales, DSP AC100	50
4.6	Tarjetas sensoras	52

4.6.1	Codificador Incremental Optico	52
4.6.2	Sensor digital de posición	53
4.6.3	Sensor digital de velocidad	55
4.6.4	Sensor digital de corriente	57
5	Resultados experimentales	58
5.1	Implantación de los controladores v/Hz	58
5.1.1	Control volts/hertz en lazo abierto	58
5.1.2	Control volts/hertz lazo cerrado.	61
6	Conclusiones	67
A	Modelos equivalentes de 2ϕ	69
A.1	Transformación de Blondel: modelo $\alpha\beta$	69
A.2	Transformación de Blondel-Park: modelos ab y dq	73
B	Motores de corriente directa	77
B.1	Circuito eléctrico equivalente	77
B.2	Expresión matemática del par	79
B.3	Control de motores de DC	80
B.3.1	Control de armadura	80
B.3.2	Control de campo	81
B.3.3	Control en cascada	82
C	Programas y diagramas	87
C.1	Listado 1: Implantación del modelo del motor de inducción en SIMNON.	87
C.2	Listado 2: Implantación del controlador v/hz en SIMNON. . .	89
C.3	Listado 3: Implantación del controlador por Campo Orientado.	90

Capítulo 1

Introducción

El motor de inducción polifásico es la máquina más popular empleada en accionadores industriales básicos, debido a su simplicidad fundamental y recia construcción, además de sus características como par, velocidad, eficiencia, seguridad, que la hacen tener un costo inicial bajo y dar un servicio confiable de fácil mantenimiento.

Su principal ventaja es la eliminación de todos los contactos eléctricos de deslizamiento, resultando en un máquina extremadamente simple y de recia construcción. Los motores de inducción son fabricados en una gran variedad de diseños con rangos desde fracciones de caballos de fuerza hasta varios miles de estos.

Consecuentemente, se le ha dado mucha atención al control de estos motores para arranque, frenado, cambio de velocidad, cambio de sentido de giro, etc.

El control en lazo abierto del motor con frecuencia variable puede proveer un satisfactorio variador de velocidad cuando el motor opera con un par estable sin estrictos requerimientos de regulación de velocidad. Cuando los requerimientos del controlador incluyen rápidas respuestas dinámicas y una velocidad precisa o control de par, un control en lazo abierto es insatisfactorio. Por lo tanto, es necesario operar el motor en un modo de lazo cerrado, cuando la operación dinámica del sistema controlador del motor de inducción tiene un efecto importante en el desempeño general del sistema, del cual este es una parte.

El par del motor de inducción depende tanto del flujo en el entrehierro como de la velocidad, pero ninguno de los dos tienen una relación lineal, siendo este un hecho que complica el diseño del sistema de control de los

motores de inducción. Distintas técnicas para el control de los motores de inducción son propuestas en la literatura. Esos esquemas pueden ser clasificados en dos categorías principales:

- Control Escalar
 - 1. Control voltaje/frecuencia (v/f).
 - 2.- Control por corriente de estator y frecuencia de deslizamiento.
- Control Vectorial
 - 1.- Control por campo orientado (CO)
 - a. Método Indirecto
 - b. Método Directo
 - 2.- Control por par directo y vector de flujo de estator

A continuación se presentan las características principales de estos esquemas de control:

Con el fin de generar el par más alto posible por ampere de corriente de estator y por lo tanto tener el mejor uso de la capacidad de corriente del controlador, el nivel de flujo de la máquina debe ser mantenido constante y cerca de su valor nominal cuando las condiciones de operación del motor varían. Con el fin de operar a un nivel de flujo constante, los dos parámetros controlables, el voltaje de alimentación de estator u_s , y la frecuencia f , tienen que ser ajustados para cada condición de operación. Un esquema de control simple volts/hertz es suficiente. La relación, entre el voltaje de alimentación y la frecuencia, es lineal excepto a bajas velocidades. Un voltaje es provisto cuando la velocidad es pequeña para compensar la caída en la resistencia de estator. De aquí, la frecuencia está muy relacionada con la velocidad de la flecha y es impuesta por los requerimientos de velocidad del motor, el único parámetro independiente para la regulación de flujo es el voltaje de estator u_s . Las técnicas de control volts por hertz constantes están basadas en modelos estáticos del motor de inducción para operación de flujo constante.

En la técnica de corriente regulada, utilizada cuando se tienen inversores alimentados por corriente, las corrientes sinusoidales trifásicas de referencia son comparadas con los valores instantáneos de las corrientes del motor. El error es introducido después a los controladores y a una unidad lógica de modulación en ancho de pulso (PWM por sus siglas en inglés). La amplitud de la corriente de referencia es obtenida de un bloque generador de funciones. La frecuencia de estator es obtenida de la suma de una señal de frecuencia del rotor, obtenida de un codificador, y la señal de frecuencia de deslizamiento. La frecuencia de deslizamiento es obtenida ya sea de la salida del controlador de velocidad o de una tabla de deslizamiento optimizado como en el caso de

los controladores de par. Los controladores y el bloque PWM pueden ser, o bien controles por histéresis o controles PI con lógica de generación PWM.

La técnicas de control vectorial han hecho posible que se utilicen motores de inducción para aplicaciones de alto desempeño, donde tradicionalmente solo los motores de DC eran aplicados. El esquema de control vectorial posibilita el control del motor de inducción de la misma forma que el aplicado a máquinas de DC excitadas separadamente. Como en el motor de DC, el control del par del motor de inducción es logrado mediante el control de la componente de corriente del par y la componente de corriente del flujo independientemente. El método directo de control vectorial se apoya en la generación de señales vectoriales unitarias del estator o de las señales de flujo en el entrehierro. Las señales en el entrehierro pueden ser medidas directamente o estimadas del voltaje de estator y las señales de corriente. Las componentes de flujo de estator pueden ser calculadas directamente de las cantidades de estator. En estos sistemas, la velocidad del rotor no es requerida para obtener la información del ángulo del campo del rotor. En el método indirecto de control vectorial, el ángulo del campo del rotor y de esta manera los vectores unitarios son obtenidos indirectamente mediante la suma de la velocidad del rotor y la frecuencia de deslizamiento.

Otro método es el esquema de control vectorial para rotor controlado por corriente y de flujo orientado. Las corrientes reales del motor son convertidas a corrientes de referencia rotando síncronamente usando la transformación de Blondel-Park. Las cantidades de DC resultantes son comparadas con las componentes de referencia del eje d y el eje q . Las salidas de los controladores son usadas para generar las señales PWM requeridas para la conmutación de los dispositivos que forman el puente del inversor que alimenta al motor. El sistema de control vectorial puede ser basado en la orientación del flujo de estator, orientación del flujo de rotor o la orientación del flujo en el entrehierro.

Cabe hacer notar que todos los esquemas de control arriba mencionados requieren un sensor de velocidad para su operación en lazo cerrado. Esto provoca algunas desventajas como mayor costo, problemas de realización e inmunidad al ruido. En la actualidad han sido propuestos, en la literatura, algunos métodos para la estimación de la velocidad usando voltaje de estator, corrientes por fase y frecuencia.[1]

1.1 Objetivo de la tesis.

El objetivo de esta tesis es incursionar al campo del control de motores de inducción, considerando las diferentes técnicas empleadas para este propósito, atendiendo una técnica escalar (v/h) y una técnica vectorial (Campo Orientado), las cuales suelen ser las más representativas a nivel industrial, con el fin de conocerlas y familiarizarse con estas, mediante el estudio de la teoría en la que se basan e implantándolas en tiempo real.

1.2 Organización de la tesis.

En el capítulo 1 se describe brevemente la estructura física del motor de inducción, se hace referencia a los dos tipos de rotor que se construyen y a la forma en que son distribuidos los embobinados. Adicionalmente se hace referencia al principio de operación de estos motores y se muestra un modelo físico y un circuito eléctrico equivalente. El modelo matemático del motor de inducción trifásico se presenta posteriormente, el cual es obtenido mediante la aplicación de las ecuaciones de Euler-Lagrange. Cabe hacer notar que al utilizar este método se establece una metodología de modelado basada en un enfoque energético.

En el capítulo 2 se hace referencia al control de los motores de inducción. Se menciona un control escalar, el v/hz constante, del cual se implantaron dos tipos, uno en lazo abierto y otro en lazo cerrado, y a un control vectorial, el Control por Campo Orientado, el cual es un control donde la expresión matemática para el par se modifica de tal forma que queda semejante a la de un motor de DC con excitación separada, procediéndose después a controlar al motor mediante las corrientes de estator que son *análogas* a las corrientes de un motor de DC. Estas corrientes se modifican para poder variar el flujo de campo, en el control por campo, manteniendo la corriente de armadura fija. Cabe mencionar que este controlador no se implantó en tiempo real debido a las características del inversor disponible para llevar a cabo los experimentos, como se explicará más adelante. Por último, se presentan las simulaciones de los controladores propuestos.

En el capítulo 3 es mostrado el banco de pruebas que se utilizó para la realización de los experimentos, se explica el funcionamiento general de todo el sistema, además de cada uno de los elementos que lo componen.

En el capítulo 4 se muestran los resultados experimentales de los controles

implantados en este trabajo de tesis.

El Apéndice A hace referencia a las transformaciones empleadas para la conversión del modelo matemático del motor de inducción trifásico al modelo bifásico, se explica porqué es posible hacer estas transformaciones y porqué es útil emplearlas.

En el Apéndice B se muestra el motor de DC, con el fin de hacer la analogía con el motor de inducción en el Control por Campo Orientado. Se establecen también las bases que posibilitan hacer estas analogías. Se hace énfasis en la representación matemática del par y como este es representado, en el motor de inducción, para que tome una forma parecida a la del motor de DC con excitación separada.

En el Apéndice C se incluyen los listados de los programas desarrollados para las simulaciones. Además, se muestran los diagramas de las tarjetas sensoras.

Capítulo 2

Motor de Inducción

La máquina polifásica de inducción fue inventada hacia 1889 por Tesla y se compone de dos partes principales, un estator y un rotor que están separados entre sí por una pequeña capa de aire uniforme conocida como *entrehierro*. Ambos circuitos, rotor y estator, conducen corriente alterna que es alimentada directamente al estator a través de sus terminales y al rotor por inducción (de ahí el origen de su nombre), produciéndose la corriente y el campo magnético del rotor sin que existan conexiones físicas por medio de conductores. Un motor de inducción se distingue por que *no necesita corriente de excitación de corriente continua* para funcionar.

Aunque es posible que una máquina de inducción pueda funcionar como motor o como generador, son tantas sus desventajas como generador que es raro usarla como tal. Por esta razón, es común que al referirse a las máquinas de inducción se les nombre como motores de inducción.

El estator está compuesto de un núcleo de acero laminado el cual tiene en su superficie un conjunto de ranuras en las que se distribuyen uno o varios embobinados dependiendo del tipo de motor. En el caso de un motor monofásico el estator tendrá al menos un embobinado, en un motor bifásico tendrá dos y en uno trifásico, tres; en la práctica cada embobinado consta de varias bobinas distribuidas a lo largo de la periferia del estator. En un estator trifásico de dos polos, los embobinados están distribuidos cada 120° mecánicos (geométricos), mientras que para un motor de p número de polos, se distribuyen cada 120° eléctricos, donde cada grado eléctrico equivale a $\frac{p}{2}$ grados mecánicos. Cabe aclarar que el número de polos p , del estator, es par [10].

El rotor de un motor de inducción puede ser de dos tipos, uno conocido

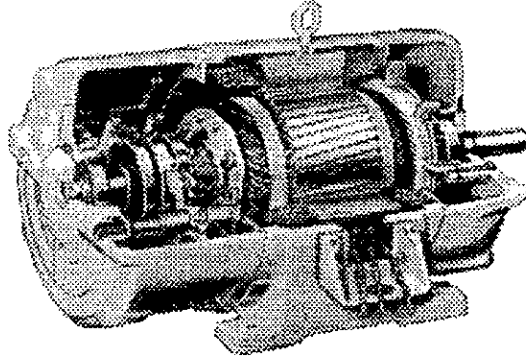


Figura 2.1: Vista en corte de un motor jaula de ardilla.

como *jaula de ardilla* y el otro como *rotor devanado*. El rotor de *jaula de ardilla*, consta de un núcleo de acero laminado ranurado y barras de cobre o aluminio insertadas en las ranuras del mismo, las cuales son cortocircuitadas en ambos extremos por anillos del mismo material, que, si tienen impedancia cero, hacen que la suma de las fuerzas contraelectromotrices (f.e.m.) inducidas y las caídas de voltaje entre los extremos de cada barra sean iguales a cero. Generalmente, para la construcción de este tipo de rotores se ensambla primero el núcleo laminado y se ajusta firmemente sobre el eje, para luego verter el material conductor fundido, de modo que adopte la forma de las ranuras. Se puede observar además, que las ranuras no son paralelas al eje sino que están inclinadas, lo que resulta en una operación más suave y silenciosa.[6]

En las figuras 2.1 y 2.2 se pueden ver las vistas en corte de un motor de inducción típico jaula de ardilla y de uno de rotor devanado respectivamente.

En el caso del *rotor devanado*, también se tiene un núcleo de acero laminado sobre el cual se hacen uno o varios embobinados con alambre de cobre u otro material conductor, de la misma forma que el estator. Las tres fases del arrollamiento de este rotor, usualmente se conectan en estrella y sus extremos se conectan a unos anillos rozantes montados en el eje. Las terminales de estos embobinados se conectan a anillos montados sobre el eje del conjunto, los cuales a su vez se pueden conectar por medio de escobillas a un circuito externo, que generalmente es un banco de resistencias. Con ellas se pueden controlar las condiciones de arranque y la velocidad de giro.

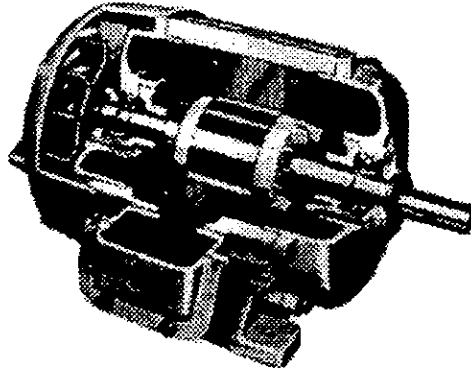


Figura 2.2: Vista en corte de un motor de rotor devanado.

2.1 Principio de operación.

El principio de operación de los motores de inducción está basado en la ley de Ampere, que establece que al circular una corriente eléctrica \mathbf{i} , a través de un conductor recto de longitud l , dentro de un campo magnético uniforme con densidad de flujo \mathbf{B} , perpendicular a la corriente, se producirá una fuerza \mathbf{F} perpendicular a ambos. Lo anterior se puede expresar en forma vectorial como:

$$\mathbf{F} = l(\mathbf{i} \times \mathbf{B})$$

donde \mathbf{i} tiene la dirección del conductor. Si la fuerza producida es tangente a la superficie de una estructura circular capaz de rotar alrededor de su eje, como un rotor, se producirá un par que lo hará girar. Lo anterior constituye el principio de conversión de energía eléctrica a mecánica.

Para que se produzca dicho par es necesario que se cumplan tres requisitos eléctricos:

- a) Que exista un campo magnético giratorio, producido por el estator o por el rotor, que enlace magnéticamente a ambos.
- b) Que fluya una corriente eléctrica a través de un conductor colocado en la superficie del otro miembro del rotor.
- c) Que exista una relación de fases adecuada entre el campo magnético y la corriente.

2.2 Modelo físico y circuito equivalente.

Como se mencionó anteriormente, para que un motor funcione adecuadamente es necesario que circule una corriente eléctrica a través de un conductor colocado en el rotor, la cual es resultado del voltaje inducido en este por un campo magnético generado en el estator. De lo anterior se observa que un motor de inducción tiene el mismo principio de operación que un transformador, en donde la bobina primaria será el estator y la secundaria el rotor, por lo cual el motor de inducción puede analizarse como un transformador, pero con algunas diferencias:

1.- En el motor de inducción se tiene un núcleo de hierro discontinuo, ya que existe una distancia entre el estator y el rotor (entrehierro).

2.- En el motor de inducción el devanado secundario (rotor) no es fijo con respecto al devanado primario (estator) sino giratorio, lo cual trae como consecuencia que la impedancia del rotor se vea afectada por el deslizamiento (s). El deslizamiento es la diferencia entre la velocidad síncrona y la velocidad real del motor, en valor por unidad.

En un motor trifásico, las tres fases del estator son idénticas entre sí, por lo que se puede considerar el circuito de una sola de ellas para su análisis, lo cual también es válido para el rotor.

De acuerdo con los puntos anteriores el modelo físico que representa una fase del motor de inducción puede verse como se muestra en la figura 2.3.

En esta figura, la separación de los núcleos representa al entrehierro, la impedancia mostrada es una impedancia externa que está conectada en serie con la resistencia de la bobina secundaria para representar el efecto del giro del rotor.

El modelo físico puede representarse con el circuito equivalente mostrado en la figura 2.4

La impedancia magnética o debida al flujo magnético es entonces, para el motor de inducción, igual a la reactancia X_m , pudiendo despreciarse la resistencia R_c . Así el circuito equivalente puede reducirse al mostrado en la figura 2.5.

A partir de este circuito se puede ilustrar el principio de operación ya antes explicado, donde el flujo magnético λ , generado por el flujo de corriente en el estator (debido al voltaje u_1), gira a la velocidad síncrona respecto al estator. Como consecuencia, un voltaje e_1 se induce en cada fase del rotor, con una frecuencia f .

Después de hacer el análisis matemático al circuito y aplicando algunas

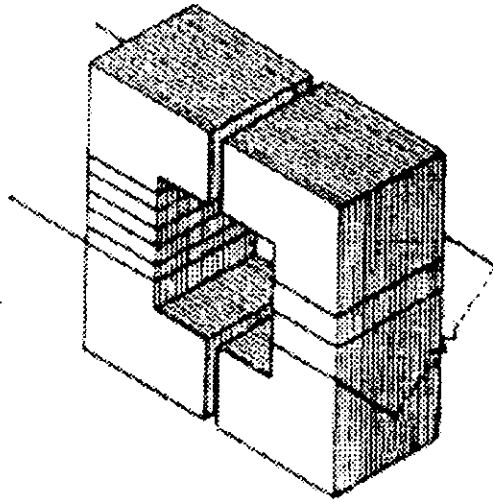


Figura 2.3: Modelo físico equivalente de una fase del motor de inducción.

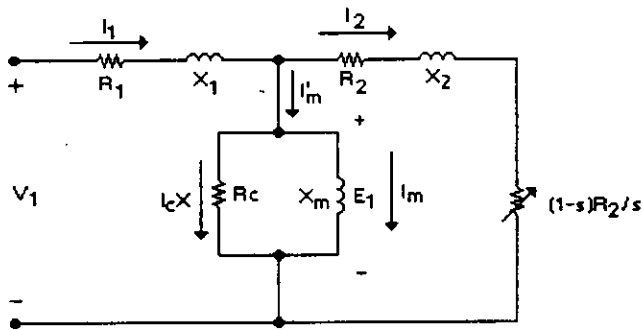


Figura 2.4: Circuito eléctrico equivalente del motor de inducción.

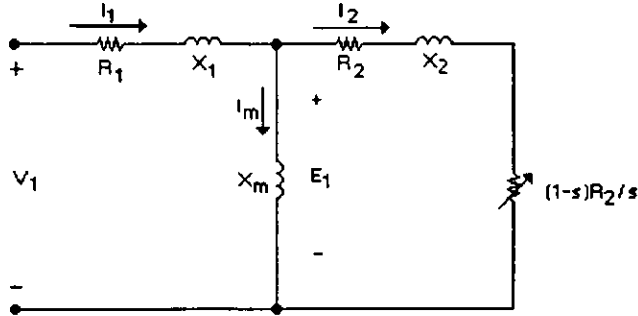


Figura 2.5: Circuito eléctrico simplificado.

leyes físicas, se tiene un conjunto de ecuaciones, las cuales permiten visualizar la operación de un motor de inducción.

A partir de estas relaciones se pueden hacer las siguientes observaciones:

1. La velocidad síncrona de un motor de inducción puede modificarse al variar la frecuencia del voltaje de alimentación.

2. El porcentaje de pérdidas en la resistencia del rotor es pequeño, debido a que la frecuencia de deslizamiento es chica, excepto para valores pequeños de la frecuencia del voltaje de alimentación.

3. Para mantener el par a su valor nominal a cualquier frecuencia, debe mantenerse el flujo en el entrehierro constante, por lo que el voltaje de alimentación u_1 debe variar proporcionalmente con su frecuencia f .

4. Si la frecuencia de deslizamiento es pequeña, el deslizamiento s es chico y la velocidad del motor varía casi linealmente con la frecuencia del voltaje de alimentación.

5. Como la corriente del rotor es proporcional a la frecuencia de deslizamiento, para limitar la corriente de estator a su valor nominal, es necesario que esta frecuencia, en estado estable, no exceda su valor nominal.

Con base en los puntos anteriores, se puede concluir que la velocidad de un motor de inducción puede variarse controlando la frecuencia del voltaje de alimentación y manteniendo constante el flujo en el entrehierro λ , controlando la magnitud del voltaje de alimentación proporcionalmente a su frecuencia. Si el motor es controlado de esta manera, el par nominal puede mantenerse y la frecuencia de deslizamiento, las corrientes de rotor y estator y el porcentaje de pérdidas en el rotor no sobrepasarán sus valores nominales [10].

2.3 Control de motores de inducción.

A pesar de las ventajas que presentan los motores de inducción con respecto a los de CD, su uso se ha limitado a aplicaciones simples, esto debido a dos problemas principales [7]:

1.- El modelo, y por lo tanto el control, de los motores de inducción es mucho más complejo que el de los motores de C.D.

2.- Debido a la complejidad del controlador, su implementación es complicada.

El primer problema es derivado de la estructura no lineal de la máquina. Su modelo es un conjunto de ecuaciones diferenciales no lineales altamente acopladas. Además, es necesario en muchos casos trabajar con el par, el cual es una variable que está relacionada no linealmente con los estados, aparte de ser perturbada por una función desconocida, el par de carga.

Con respecto a los problemas físicos que presenta, se tiene que los devanados de rotor son cortocircuitados y por lo tanto no es posible variar el valor del voltaje en esos circuitos (ya que es cero todo el tiempo); en los motores de jaula de ardilla (los más utilizados), las variables de rotor no están disponibles para medición (es posible hacerlo, pero a un alto costo y poca eficiencia, así que usualmente se consideran no medibles).

Otro problema está relacionado con el circuito de potencia del motor, ya que los parámetros del modelo (fundamentalmente la resistencia en los devanados) varía con la operación de la máquina. Un último problema que se mencionará, es que los motores de inducción consumen una gran fracción de la potencia eléctrica utilizada en la industria, y por lo tanto los algoritmos de control deben ser diseñados con el objetivo de minimizar pérdidas.

Desde el punto de vista del control, la estructura del modelo no lineal del motor de inducción se puede resumir como:

Un sistema altamente no lineal con su salida siendo una relación no lineal de los estados y perturbada por una función desconocida. Adicionalmente, el estado completo no es disponible para medición y existe incertidumbre paramétrica. Más aún, el sistema posee menos controles que grados de libertad y la tarea de control debe ser realizada minimizando pérdidas [7].

El modelo a utilizar en esta tesis, posee las siguientes características:

- El motor de inducción de 3ϕ con el que se trabaja, está compuesto por tres devanados de estator fijos y tres devanados de rotor los cuales giran a una velocidad angular ω .

- Los devanados por fase están sinusoidalmente distribuidos y las fases se

consideran idealmente simétricas.

- Los efectos capacitivos son despreciables.
- El estator y el rotor son concéntricos, y el entrehierro posee una longitud radial constante.
- La permeabilidad de los núcleos se considera infinita.
- Se desprecian las pérdidas en el entrehierro, la saturación, partes terminales de los devanados y los efectos de las ranuras.
- Los materiales magnéticos utilizados en la construcción del motor se consideran lineales.
- Los dos neutros de los circuitos de estator y de rotor son aislados.
- Las terminales del rotor están cerradas por anillos deslizantes o bien en corto circuito internamente.

2.4 Modelo matemático del motor de inducción trifásico

Partiendo de la suposición de que se conoce la estructura de las relaciones constitutivas de cada uno de los elementos que constituyen el motor de inducción, se formulan las funciones de energía para el sistema, considerando elementos eléctricos lineales [7]. Partiendo del hecho de que un motor de inducción posee tres devanados por fase, se debe considerar entonces un vector de flujos el cual involucre a los flujos de rotor y estator

$$[\lambda_s^T, \lambda_r^T]^T = [\lambda_{s1}, \lambda_{s2}, \lambda_{s3}, \lambda_{r1}, \lambda_{r2}, \lambda_{r3}]^T \quad (2.1)$$

en donde los subíndices r y s denotan variables de rotor y estator respectivamente. De igual forma el vector de corrientes se representa como

$$\dot{q}_e = [\dot{q}_s^T, \dot{q}_r^T]^T = [\dot{q}_{s1}, \dot{q}_{s2}, \dot{q}_{s3}, \dot{q}_{r1}, \dot{q}_{r2}, \dot{q}_{r3}]^T \quad (2.2)$$

De las ecuaciones anteriores se puede formular una función de co-energía magnética la cual involucra las inductancias propias del estator así como los efectos de inductancia mutua entra ambos devanados. De esta forma la relación del flujo existente en el motor está dada como:

$$[\lambda] = \begin{bmatrix} L_s \mathbf{I}_3 & L_{sr} \mathbf{U}(q_m) \\ L_{sr} \mathbf{U}^T(q_m) & L_r \mathbf{I}_3 \end{bmatrix} \dot{q}_e = \mathbf{D}_e(q_m) \dot{q}_e \quad (2.3)$$

en donde L_s es el valor de la inductancia de estator, L_r es el valor de la inductancia de rotor y L_{sr} es el valor de la inductancia mutua entre estator y rotor. La matriz $\mathbf{D}_e(q_m)$ está dada por

$$\mathbf{D}_e(q_m) = \begin{bmatrix} L_s \mathbf{I}_3 & L_{sr} \mathbf{U}(q_m) \\ L_{sr} \mathbf{U}^T(q_m) & L_r \mathbf{I}_3 \end{bmatrix} \quad (2.4)$$

siendo $\mathbf{D}_e(q_m)$ la matriz de inductancias y $\mathbf{U}(q_m)$ representa una matriz la cual asocia el efecto que causan cada una de las inductancias entre si, estando dada por

$$\mathbf{U}(q_m) = \begin{bmatrix} \cos(q_m) & \cos(q_m + \gamma) & \cos(q_m - \gamma) \\ \cos(q_m - \gamma) & \cos(q_m) & \cos(q_m + \gamma) \\ \cos(q_m + \gamma) & \cos(q_m - \gamma) & \cos(q_m) \end{bmatrix} \quad (2.5)$$

con $\gamma = 120^\circ$. La matriz identidad \mathbf{I}_3 es de la forma

$$\mathbf{I}_3 = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (2.6)$$

Partiendo de esta expresión, la co-energía magnética almacenada por los devanados del rotor está dada como una función cuadrática de la forma

$$W'_m = \frac{1}{2} \dot{\mathbf{q}}_e^T \mathbf{D}_e(q_m) \dot{\mathbf{q}}_e \quad (2.7)$$

Los efectos disipativos se formulan a partir de la co-función de disipación de Rayleigh de tal forma que se tiene

$$F'_e = \frac{1}{2} \dot{\mathbf{q}}_e^T \mathbf{R}_e \dot{\mathbf{q}}_e \quad (2.8)$$

donde la matriz de resistencias \mathbf{R}_e tiene la estructura

$$\mathbf{R}_e = \begin{bmatrix} R_s \mathbf{I}_3 & 0 \\ 0 & R_r \mathbf{I}_3 \end{bmatrix} \quad (2.9)$$

con R_s el valor de la resistencia de estator y R_r el valor de la resistencia de rotor.

Para el subsistema mecánico la co-energía cinética almacenada , se encuentra dada por

$$T' = \frac{1}{2} J \dot{q}_m^2 \quad (2.10)$$

en donde \dot{q}_m es la velocidad del rotor y J es la inercia.

Los efectos de fricción viscosa tienen una co-función de disipación de la forma

$$F'_m = \frac{1}{2} B \dot{q}_m^2 \quad (2.11)$$

siendo B el coeficiente de amortiguamiento.

Si se consideran los efectos capacitivos despreciables, i. e. que no se almacena energía eléctrica y que la flecha del motor es rígida, i.e. no existe energía potencial almacenada, entonces el lagrangiano del sistema tiene la forma

$$\mathcal{L} = \frac{1}{2} \dot{\mathbf{q}}_e^T \mathbf{D}_e(q_m) \dot{\mathbf{q}}_e + \frac{1}{2} J \dot{q}_m^2 \quad (2.12)$$

mientras que la función de disipación de Rayleigh es expresada como

$$\mathcal{F} = \frac{1}{2} \dot{\mathbf{q}}_e^T \mathbf{R}_e \dot{\mathbf{q}}_e + \frac{1}{2} B \dot{q}_m^2 \quad (2.13)$$

Aplicando las ecuaciones Euler-Lagrange[7]

$$\frac{d}{dt} \left[\frac{\partial \mathcal{L}(q, \dot{q})}{\partial \dot{q}} \right] - \frac{\partial \mathcal{L}(q, \dot{q})}{\partial q} + \frac{\partial \mathcal{F}(\dot{q})}{\partial \dot{q}} = \mathcal{Q} \quad (2.14)$$

y evaluando primeramente para \dot{q} , se tiene que

$$\frac{\partial \mathcal{L}}{\partial \dot{q}} = \frac{\partial}{\partial \dot{q}_e} \left[\frac{1}{2} \dot{\mathbf{q}}_e^T \mathbf{D}_e(q_m) \dot{\mathbf{q}}_e \right] = \mathbf{D}_e(q_m) \dot{\mathbf{q}}_e \quad (2.15)$$

de donde

$$\begin{aligned} \frac{d}{dt} \left[\frac{\partial \mathcal{L}}{\partial \dot{q}} \right] &= \mathbf{D}_e(q_m) \ddot{\mathbf{q}}_e + \dot{\mathbf{D}}_e(q_m) \dot{\mathbf{q}}_e \\ &= \mathbf{D}_e(q_m) \ddot{\mathbf{q}}_e + \frac{\partial \mathbf{D}_e(q_m)}{\partial q_m} q_m \dot{\mathbf{q}}_e \end{aligned} \quad (2.16)$$

Los efectos de disipación están dados por

$$\frac{\partial \mathcal{F}}{\partial \dot{\mathbf{q}}_e} = \mathbf{R}_e \dot{\mathbf{q}}_e \quad (2.17)$$

por lo tanto resulta que la ecuación para el sistema eléctrico está dada por

$$\mathbf{D}_e \frac{d\dot{\mathbf{q}}_e}{dt} + \frac{\partial \mathbf{D}_e}{\partial q_m} q_m \dot{\mathbf{q}}_e + \mathbf{R}_e \dot{\mathbf{q}}_e = \mathbf{M} \mathbf{u} \quad (2.18)$$

donde $\mathbf{M} \mathbf{u}$ es el vector de fuerzas externas aplicadas al subsistema eléctrico, dado por

$$\mathbf{u} = \begin{bmatrix} u_{s1} \\ u_{s2} \\ u_{s3} \end{bmatrix} \quad (2.19)$$

y en donde \mathbf{M} posee la estructura

$$\mathbf{M} = \begin{bmatrix} \mathbf{I}_3 \\ 0 \end{bmatrix} \quad (2.20)$$

debido a que los devanados de rotor están en corto circuito y el valor de su tensión siempre es cero.

Para el sistema mecánico se tiene, partiendo del Lagrangiano, que

$$\frac{\partial \mathcal{L}}{\partial \dot{q}_m} = J \dot{q}_m \quad (2.21)$$

de donde

$$\frac{d}{dt} \left[\frac{\partial \mathcal{L}}{\partial \dot{q}_m} \right] = J \ddot{q}_m \quad (2.22)$$

mientras que

$$\frac{\partial \mathcal{L}}{\partial q_m} = \frac{1}{2} \dot{\mathbf{q}}_e \frac{\partial \mathbf{D}_e(q_m)}{\partial q_m} \dot{\mathbf{q}}_e \quad (2.23)$$

Los términos de disipación están descritos por

$$\frac{\partial \mathcal{F}}{\partial \dot{q}_m} = B \dot{q}_m \quad (2.24)$$

con lo que resulta que el modelo del subsistema mecánico está dado por

$$J\ddot{q}_m - \frac{1}{2}\dot{\mathbf{q}}_e^T \frac{\partial \mathbf{D}_e(q_m)}{\partial q_m} \dot{\mathbf{q}}_e + B\dot{q}_m = -\tau_L \quad (2.25)$$

Esta ecuación puede reescribirse como

$$J\ddot{q}_m = \tau_e - \tau_L \quad (2.26)$$

donde

$$\tau_e(\dot{q}_m, q_m) = \frac{1}{2}\dot{\mathbf{q}}_e^T \frac{\partial \mathbf{D}_e(q_m)}{\partial q_m} \dot{\mathbf{q}}_e \quad (2.27)$$

se identifica como la fuerza mecánica de origen eléctrico, la cual corresponde a la señal de interconexión entre los dos subsistemas.

Si se define

$$\mathbf{W}_1(q_m) \doteq \frac{\partial \mathbf{D}_e(q_m)}{\partial q_m} = -L_{sr} \begin{bmatrix} 0 & \mathbf{W}_{12}(q_m) \\ \mathbf{W}_{21}(q_m) & 0 \end{bmatrix} \quad (2.28)$$

con la matriz

$$\mathbf{W}_{12}(q_m) = \begin{bmatrix} \sin(q_m) & \sin(q_m + \gamma) & \sin(q_m - \gamma) \\ \sin(q_m - \gamma) & \sin(q_m) & \sin(q_m + \gamma) \\ \sin(q_m + \gamma) & \sin(q_m - \gamma) & \sin(q_m) \end{bmatrix} = \mathbf{W}_{21}^T(q_m) \quad (2.29)$$

y además se define

$$\tau_e(\dot{q}_m, q_m) \doteq \frac{1}{2}\dot{\mathbf{q}}_s^T \mathbf{W}_{12}(q_m) \dot{\mathbf{q}}_r \quad (2.30)$$

reescribiendo las ecuaciones de la parte eléctrica y mecánica, se obtiene el modelo trifásico del motor de inducción

$$\mathbf{D}_e \ddot{\mathbf{q}}_e + \mathbf{W}_1(q_m) \dot{q}_m \dot{\mathbf{q}}_e + \mathbf{R}_e \dot{\mathbf{q}}_e = \mathbf{M} \mathbf{u} \quad (2.31)$$

$$J\ddot{q}_m + B\dot{q}_m = \tau_e(\dot{q}_m, q_m) - \tau_L(q_m, \dot{q}_m) \quad (2.32)$$

Es necesario mencionar el hecho de que cualquier efecto disipativo no lineal en la flecha del motor se incluye en el par de carga, por lo que en

general esta variable dependerá tanto de la posición como de la velocidad angular del motor.

Como se puede notar en las expresiones del modelo matemático (2.31-2.32), al haber empleado el método de Euler-Lagrange se utilizaron como variables generalizadas a la carga eléctrica q_e y a la posición mecánica q_m . Haciendo una analogía para poder tener una notación más clara de estas expresiones:

La variable eléctrica generalizada q_e , representa la carga eléctrica del sistema, así que \dot{q}_e es el vector de corrientes, tanto de estator como de rotor, el cual se puede representar por \mathbf{i} . La segunda derivada de esta variable, \ddot{q}_e , puede ser representada por $\frac{d\mathbf{i}}{dt}$.

Otra variable generalizada (esta vez mecánica), q_m es la posición angular de la flecha del motor, la cual puede ser representada por θ . El término \dot{q}_m representa la derivada de la variable mecánica generalizada, siendo la velocidad angular de la flecha del motor, que se representará por la letra griega ω . Por último, el término \ddot{q}_m , representa la segunda derivada de la variable mecánica generalizada, esto es, a la aceleración de la flecha del motor, la cual es representada por el término $\frac{d\omega}{dt}$.

Con estas analogías ahora es posible reescribir el modelo matemático del motor de inducción obtenido, el cual queda de la forma:

$$\mathbf{D}_e \frac{d\mathbf{i}}{dt} + \mathbf{W}_1(\theta)\omega\mathbf{i} + \mathbf{R}_e\mathbf{i} = \mathbf{M}\mathbf{u} \quad (2.33)$$

$$J \frac{d\omega}{dt} + B\omega = \tau_e(\omega, \theta) - \tau_L(\omega, \theta)$$

El par de origen eléctrico queda expresado de la forma

$$\tau_e(\omega, \theta) = \frac{1}{2} \mathbf{i}_s^T \mathbf{W}_1(\theta) \mathbf{i}_r \quad (2.34)$$

Equivalentemente, el modelo matemático puede ser escrito en forma matricial, resultando de la forma

$$\begin{bmatrix} \mathbf{L}_s \mathbf{I}_3 & \mathbf{L}_{sr} \mathbf{U}(q_m) \\ \mathbf{L}_{sr} \mathbf{U}^T(q_m) & \mathbf{L}_r \mathbf{I}_3 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \frac{d\mathbf{i}_s}{dt} \\ \frac{d\mathbf{i}_r}{dt} \end{bmatrix} - L_{sr} \begin{bmatrix} 0 & \mathbf{W}_{12}(q_m) \\ \mathbf{W}_{21}(q_m) & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{i}_s \\ \mathbf{i}_r \end{bmatrix} \omega \quad (2.35)$$

$$+ \begin{bmatrix} R_s \mathbf{I}_3 & 0 \\ 0 & R_r \mathbf{I}_3 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{i}_s \\ \mathbf{i}_r \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \mathbf{I}_3 \\ 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_{s1} \\ u_{s2} \\ u_{s3} \end{bmatrix}$$

$$J \frac{d\omega}{dt} + B\omega = \frac{1}{2} \mathbf{i}_s^T \begin{bmatrix} 0 & \mathbf{W}_{12}(q_m) \\ \mathbf{W}_{21}(q_m) & 0 \end{bmatrix} \mathbf{i}_r - \tau_L(\omega, \theta) \quad (2.36)$$

Este modelo matemático es un conjunto de seis ecuaciones diferenciales para la parte eléctrica y una ecuación diferencial para la parte mecánica, donde se puede apreciar la estructura no lineal de este motor, así como el acoplamiento de las variables.

Capítulo 3

Esquemas de control

En este capítulo se da una explicación de los métodos de control utilizados en esta tesis y de como se diseñaron los controladores. Para esto, primero se mencionarán los controladores tipo escalar y posteriormente se hablará sobre el control vectorial.

3.1 Métodos de control escalar

Estos métodos de control se refieren al control de la magnitud de una variable solamente, siendo las señales de comando y retroalimentación cantidades de DC que son proporcionales a sus respectivas variables [3].

Existen varios métodos de control escalar dependiendo del tipo de inversor que se utilice, así, se tienen técnicas de control usando inversores alimentados por voltaje e inversores alimentados por corriente, entre otros. Para el objetivo de este trabajo, solo se hará referencia a los primeros, debido al hecho de que el inversor del que se dispone para llevar a cabo los experimentos es de este tipo.

3.1.1 Control volts/hertz.

Un simple y popular método de control de velocidad en lazo abierto es el conocido como *volts/hertz*, cuya estructura general se ilustra en la figura 3.1. El circuito de potencia consiste en una fuente trifásica de AC, un rectificador (R), un filtro LC y un inversor (I). La frecuencia f es la variable de control (definiendo la señal de control como v_f), que esta relacionada con la veloci-

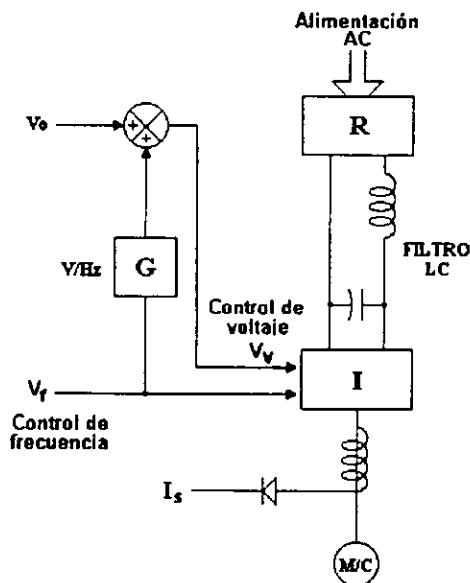


Figura 3.1: Esquema general del controlador Volts- hertz en lazo abierto.

dad del motor ω , despreciando el pequeño deslizamiento de frecuencia. El esquema es definido como control *volts/hertz* ya que la señal de control de voltaje v_v es generada directamente de la señal de frecuencia a través de una ganancia constante volts/hertz, denominada G . En la operación en estado estable, el flujo en el entrehierro del motor λ_m está relacionado aproximadamente con la relación v_v/v_f , de esta manera, manteniendo constante el índice de flujo en el entrehierro se provee una máxima sensibilidad de par con una corriente de estator que es muy similar a la de la máquina de DC. Como la frecuencia se aproxima a cero cerca de la velocidad cero, el voltaje de estator tiende a ser cero y puede ser absorbido en su gran mayoría por la resistencia de estator. Por este motivo, un voltaje auxiliar v_0 es inyectado para vencer los efectos de esta resistencia con el fin de que el índice de flujo en el entrehierro y el par generado máximo sean posibles cerca de la velocidad cero.

En operación en estado estable, si el par de carga es incrementado, el deslizamiento puede también incrementarse dentro del límite de estabilidad y un balance debe ser mantenido entre el par generado y el par de carga. Si la

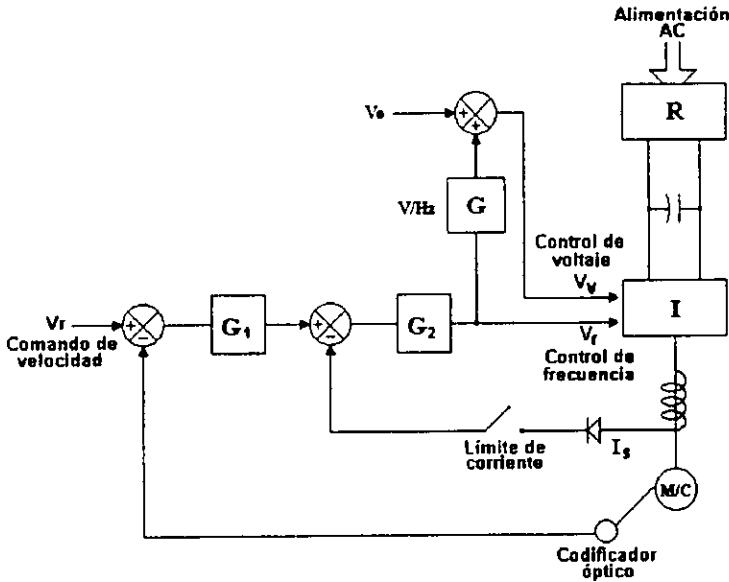


Figura 3.2: Esquema general del controlador Volts - hertz en lazo cerrado.

frecuencia de control excede la frecuencia nominal del motor, el rectificador de voltaje puede llegar a la saturación y con esto se pasa de la región de par constante a la de debilitamiento de campo. En esta región, el flujo λ_m es menor y por lo tanto el par generado puede ser disminuído por el mismo límite de corriente de estator. Con un control de voltaje en lazo abierto, las fluctuaciones de voltaje de la línea de AC y la disminución de la impedancia pueden causar fluctuaciones del flujo en el entrehierro. Estas fluctuaciones pueden ser prevenidas si se utiliza un control de voltaje en lazo cerrado (figura 3.2). Durante la operación en estado estable si el comando de frecuencia v_f es incrementado mediante un paso, el deslizamiento puede exceder el máximo par y el motor se vuelve inestable. Esta inestabilidad puede aparecer si la frecuencia es disminuída un paso. De esta manera, es necesario que durante ambas etapas, aceleración y desaceleración, la frecuencia siga a la velocidad para evitar que el deslizamiento exceda el máximo par permitido.

3.2 Métodos de control vectorial

En los métodos de control escalar el voltaje o la corriente y la frecuencia son las variables básicas de control del motor de inducción. En un controlador alimentado por voltaje, por ejemplo, el par y el flujo en el entrehierro son funciones del voltaje y la frecuencia. Este efecto de acoplamiento es responsable de la lenta respuesta del motor de inducción. Si, por ejemplo, el par es incrementado mediante el incremento de la frecuencia (i.e. el deslizamiento), el flujo tiende a decrecer. Esto es compensado mediante el lento lazo de control de flujo que suministra un voltaje adicional. Este transiente de bajada de flujo reduce la sensibilidad de par con el deslizamiento y por lo tanto alarga la respuesta en el tiempo. Este suceso se presenta igualmente en los controladores alimentados por corriente.

La limitación anterior puede ser superada mediante la aplicación de métodos de control vectorial. En estos métodos el motor de inducción es controlado como un motor de DC con excitación separada.

En una máquina de DC, las variables de control, la corriente de armadura y la corriente de campo, pueden ser consideradas como *vectores* ortogonales o desacoplados. En operación normal, la corriente de campo se determina de tal forma que se mantiene el valor del flujo de campo y el par es variado mediante la variación de la corriente de armadura. Dado que la corriente de campo, o el correspondiente flujo de campo, están desacoplados de la corriente de armadura, la sensibilidad de par queda al máximo tanto en transiente como en estado estable. Este modo de control puede ser extendido al motor de inducción si la operación de esta máquina es considerada en un marco de referencia giratorio síncrono donde las variables sinusoidales aparecen como cantidades de corriente directa. Las entradas de control para esta técnica son las corrientes i_{ds} e i_{qs} que son la componente en el eje directo y la componente en el eje de cuadratura respectivamente, de las corrientes de estator, donde ambas están en el marco de referencia giratorio síncrono. En el control vectorial, i_{ds} es análoga a la corriente de campo e i_{qs} es análoga a la corriente de armadura de una máquina de DC. El concepto básico de como estas corrientes i_{ds} e i_{qs} pueden ser establecidas como vectores de control en los métodos de control vectorial se explica en la siguiente sección, haciendo referencia al método que nos ocupa en este trabajo [3].

3.2.1 Control por campo orientado

El control por Campo Orientado (CO), es una técnica de control clásica para motores de inducción. El primero en proponerlo fue Blaschke en 1972, utilizando la representación vectorial para la magnitud y posición de corrientes de estator y flujos de rotor. [11],[8],[12].

Este tipo de control es muy importante ya que es ampliamente usado en la industria a nivel mundial, debido al hecho de que es sencillo en cuanto a estructura y a que utiliza técnicas clásicas de control. Además ha demostrado tener un buen desempeño para tareas de regulación y seguimiento.

La técnica de Campo Orientado consiste en transformar los vectores de corriente de estator \mathbf{i}_s y flujos de rotor λ_r del modelo $\alpha\beta$, a un marco de referencia móvil, el cual gira a una velocidad angular del flujo de rotor ω_r , transformándose así en el modelo dq y con ello tratar de ver al motor de inducción como un motor de corriente directa. Es decir, el control por Campo Orientado propone asemejar, vía transformación de coordenadas, la estructura no lineal del par generado por el motor de inducción a la estructura del par generado por el motor de corriente directa.

Para poder trabajar con este control, es necesario introducir una representación equivalente de la máquina en dos fases (ver el Apéndice A para las transformaciones exactas de tres a dos fases) con dos devanados de rotor y dos devanados de estator.

El modelo equivalente en dos fases es comúnmente llamado modelo $\alpha\beta$, esto debido a que se suponen los devanados de estator, de dos fases, fijos en ejes ortogonales α y β .

Así, del modelo $\alpha\beta$ se tiene:

$$L_s \frac{d\mathbf{i}_s}{dt} + L_{sr} e^{j\theta} \frac{d\mathbf{i}_r}{dt} + L_{sr} e^{j\theta} \mathbf{i}_r \omega + \mathbf{R}_s \mathbf{i}_s = \mathbf{u} \quad (3.1)$$

$$L_{sr} e^{-j\theta} \frac{d\mathbf{i}_s}{dt} + L_r \frac{d\mathbf{i}_r}{dt} - L_{sr} J e^{-j\theta} \mathbf{i}_s \omega + \mathbf{R}_r \mathbf{i}_r = 0 \quad (3.2)$$

$$J\ddot{\theta} = \tau - \tau_L \quad (3.3)$$

donde el par de origen eléctrico queda definido por:

$$\tau = \frac{1}{2} \mathbf{i}^T \mathbf{W} \mathbf{i} = \frac{1}{2} \begin{bmatrix} \mathbf{i}_s^T & \mathbf{i}_r^T \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 0 & L_{sr} J e^{j\theta} \\ -L_{sr} J e^{-j\theta} & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{i}_s^T \\ \mathbf{i}_r^T \end{bmatrix} \quad (3.4)$$

Realizando las operaciones en la ecuación anterior, se obtiene una expresión alternativa para el par:

$$\tau = L_{sr} \mathbf{i}_s^T J e^{j\theta} \mathbf{i}_r \quad (3.5)$$

Por otro lado, la expresión del flujo puede ser escrita como:

$$\lambda_r = L_{sr} e^{-j\theta} \mathbf{i}_s + L_r \mathbf{i}_r \quad (3.6)$$

de donde la derivada de esta expresión es

$$\dot{\lambda}_r = L_{sr} \left[e^{-j\theta} \frac{d\mathbf{i}_s}{dt} - J e^{-j\theta} \mathbf{i}_s \omega \right] + L_r \frac{d\mathbf{i}_r}{dt} \quad (3.7)$$

Sustituyendo esta expresión en la ecuación (3.2), se obtiene

$$\dot{\lambda}_r + \mathbf{R}_r \mathbf{i}_r = 0 \quad (3.8)$$

Despejando la corriente de rotor de la expresión (3.6)

$$\mathbf{i}_r = \frac{1}{L_r} [\lambda_r - L_{sr} e^{-j\theta} \mathbf{i}_s] \quad (3.9)$$

y sustituyendo (3.9) en (3.8)

$$\dot{\lambda}_r + \frac{\mathbf{R}_r}{L_r} \lambda_r = \frac{\mathbf{R}_r L_{sr}}{L_r} e^{-j\theta} \mathbf{i}_s \quad (3.10)$$

obteniendo la derivada de la corriente de rotor

$$\frac{d\mathbf{i}_r}{dt} = \frac{1}{L_r} \left[\dot{\lambda}_r - L_{sr} \left(e^{-j\theta} \frac{d\mathbf{i}_s}{dt} - J e^{-j\theta} \mathbf{i}_s \omega \right) \right] \quad (3.11)$$

Si se sustituye (3.9) y (3.11) en (3.1) y reacomodando, se obtiene

$$\alpha \frac{d\mathbf{i}_s}{dt} + \frac{L_{sr}}{L_r} e^{j\theta} \frac{d\lambda_r}{dt} + \frac{L_{sr}}{L_r} J e^{j\theta} \lambda_r \omega + \mathbf{R}_s \mathbf{i}_s = \mathbf{u} \quad (3.12)$$

con $\alpha = L_s - \frac{L_{sr}^2}{L_r}$.

Finalmente de (3.9) y (3.3)

$$\tau = L_{sr} \mathbf{i}_s^T J e^{j\theta} \left[\frac{1}{L_r} (\lambda_r - L_{sr} e^{-j\theta} \mathbf{i}_s) \right] \quad (3.13)$$

$$\tau = \frac{L_{sr}}{L_r} \mathbf{i}_s^T J e^{j\theta} \lambda_r \quad (3.14)$$

La estructura del controlador se presenta a continuación:

Considere el modelo del motor de inducción $\alpha\beta$, suponiendo que:

1.- Las corrientes de estator \mathbf{i}_s , la velocidad angular del rotor ω_r , los flujos de rotor λ_r y el par mecánico de origen eléctrico $\tau_{\alpha\beta}$ son disponibles para medición.

2.- Los parámetros del motor son exactamente conocidos.

Se propone $u = k_p(\mathbf{i}_s - \mathbf{i}_{sd})$, el cual es controlador proporcional y donde k_p es una constante proporcional e \mathbf{i}_{sd} es la corriente deseada.

Entonces, si se sustituye esta última expresión en la ecuación (3.12), y se despeja el término $\mathbf{i}_s - \mathbf{i}_{sd}$, la expresión queda de la forma

$$\frac{1}{k_p} \left[\alpha \frac{d\mathbf{i}_s}{dt} + \frac{L_{sr}}{L_r} e^{j\theta} \frac{d\lambda_r}{dt} + \frac{L_{sr}}{L_r} J e^{j\theta} \lambda_r \omega + \mathbf{R}_s \mathbf{i}_s \right] = \mathbf{i}_s - \mathbf{i}_{sd} \quad (3.15)$$

de aquí se puede observar que si $k_p \rightarrow \infty$ entonces el término $\frac{1}{k_p}$ tiende a cero. Así se obtendría, de la última ecuación, (3.15)

$$\mathbf{0} = \mathbf{i}_s - \mathbf{i}_{sd} \quad (3.16)$$

y, por lo tanto,

$$\mathbf{i}_s = \mathbf{i}_{sd} \quad (3.17)$$

Es posible notar de estos últimos pasos, tres puntos importantes:

i) Si se introduce un lazo interno de corrientes con ganancia infinita, entonces la dinámica del estator se desprecia.

ii) La nueva entrada de control son la corrientes \mathbf{i}_s en la ecuación (3.10).

iii) La desventaja de esta proposición es que se requiere una ganancia infinita.

Para evitar la necesidad de ganancias infinitas en el controlador proporcional, se propone:

$$u = \left(k_p + \frac{k_i}{s} \right) (\mathbf{i}_s - \mathbf{i}_{sd}) \quad (3.18)$$

el cual es un controlador PI y con el cual se logra el mismo efecto que si se utilizara $k_p = \infty$. Es decir, se obtiene el modelo reducido del motor de inducción dado por:

$$\dot{\lambda}_r + \frac{\mathbf{R}_r}{L_r} \lambda_r = \frac{\mathbf{R}_r L_{sr}}{L_r} e^{-j\theta} \mathbf{i}_s \quad (3.19)$$

$$J \ddot{\theta} = \tau - \tau_L \quad (3.20)$$

$$\tau = \frac{L_{sr}}{L_r} \mathbf{i}_s^T J e^{j\theta} \lambda_r \quad (3.21)$$

Del modelo dado por las ecuaciones (3.19) - (3.21), se observa que, aunque es de orden reducido, todavía existe la dependencia con respecto a la posición angular del vector de flujo.

Para evitar esta dependencia de la velocidad angular, la cual se supone no medible por las características antes mencionadas, se utiliza la siguiente transformación, llamada transformación de Blondel-Park (ver Apéndice A):

$$\mathbf{i}_{sdq} = e^{-j\theta} \mathbf{i}_s \implies \mathbf{i}_s = e^{j\theta} \mathbf{i}_{sdq} \quad (3.22)$$

la cual, si es sustituida en el modelo (3.19) - (3.21), genera que

$$\dot{\lambda}_r + \frac{R_r}{L_r} \lambda_r = \frac{R_r L_{sr}}{L_r} \mathbf{i}_{sdq} \quad (3.23)$$

$$J\ddot{\theta} = \tau - \tau_L \quad (3.24)$$

$$\tau = \frac{L_{sr}}{L_r} \mathbf{i}_{sdq}^T J \lambda_r \quad (3.25)$$

donde, definiendo $v = \mathbf{i}_{sdq}^T$, se tiene que

$$\dot{\lambda}_r + \frac{R_r}{L_r} \lambda_r = \frac{R_r L_{sr}}{L_r} v \quad (3.26)$$

$$J\ddot{\theta} = \tau - \tau_L \quad (3.27)$$

$$\tau = \frac{L_{sr}}{L_r} v J \lambda_r \quad (3.28)$$

Estas últimas expresiones no son implantables, debido al hecho de que la posición angular del vector de flujo (θ), no es medible.

Por lo tanto se propone

$$\dot{\rho} = \frac{R_r}{\|\lambda_r\|^2} \tau \quad (3.29)$$

y se hacen dos observaciones:

- i) Por cuestiones de eficiencia se desea que $\|\lambda_r\| = \beta = cte$.
- ii) El par generado queda dado por

$$\tau = \frac{L_{sr}}{L_r} [i_{sd} \ i_{sq}]^T \begin{bmatrix} 0 & -1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \lambda_{rd} \\ \lambda_{rq} \end{bmatrix} \quad (3.30)$$

$$\tau = \frac{L_{sr}}{L_r} (-\lambda_{rq} i_{sd} + \lambda_{rd} i_{sq}) \quad (3.31)$$

El flujo deseado de rotor queda especificado por la primera observación, de la forma:

$$\begin{bmatrix} \lambda_{rdd} \\ \lambda_{rqd} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \beta \\ 0 \end{bmatrix} \implies \|\lambda_{rd}\| = \beta \quad (3.32)$$

esto en el modelo dq . El flujo en el modelo $\alpha\beta$ queda expresado como:

$$\begin{bmatrix} \lambda_{r\alpha d} \\ \lambda_{r\beta d} \end{bmatrix} = e^{j\theta} \begin{bmatrix} \beta \\ 0 \end{bmatrix} \quad (3.33)$$

siendo su derivada

$$\dot{\lambda}_{r\alpha\beta d} = J e^{j\theta} \begin{bmatrix} \beta \\ 0 \end{bmatrix} \omega \quad (3.34)$$

Ahora, si se define el comportamiento deseado para el motor como

$$\dot{\lambda}_{rd} + \frac{\mathbf{R}_r}{L_r} \lambda_{rd} = \frac{\mathbf{R}_r L_{sr}}{L_r} v_d \quad (3.35)$$

sustituyendo los datos anteriormente encontrados se obtiene

$$J e^{j\theta} \begin{bmatrix} \beta \\ 0 \end{bmatrix} \omega + \frac{\mathbf{R}_r}{L_r} e^{j\theta} \begin{bmatrix} \beta \\ 0 \end{bmatrix} = \frac{\mathbf{R}_r L_{sr}}{L_r} v_d \quad (3.36)$$

reacomodando

$$e^{j\theta} \left[\left(\frac{L_r}{\mathbf{R}_r L_{sr}} J \omega + \frac{1}{L_{sr}} \mathbf{I} \right) \begin{bmatrix} \beta \\ 0 \end{bmatrix} \right] = v_d \quad (3.37)$$

donde el término entre los corchetes exteriores es el valor deseado de la corriente en el modelo dq .

Realizando las operaciones matriciales indicadas se llega a una expresión de la forma:

$$v_d = e^{j\theta} \begin{bmatrix} \frac{\beta}{L_{sr}} \\ \frac{L_r}{L_{sr}\beta} \tau \end{bmatrix} \quad (3.38)$$

siendo esta, la expresión en el modelo dq de las corrientes deseadas. En esta ecuación se deben de tener en cuenta dos puntos importantes:

- i) La posición del vector de flujo de rotor (θ) no se puede medir.
- ii) La resistencia de rotor \mathbf{R}_r no es conocida.

Para salvar estos dos puntos se propone aproximar θ de la forma:

$$\dot{\theta}_d = \frac{\hat{\mathbf{R}}_r}{\beta^2} \tau_d ; \theta_d(0) = \theta_{d0} \quad (3.39)$$

donde

$\hat{\mathbf{R}}_r$ es el mejor estimado de \mathbf{R}_r .

β es la norma deseada de λ_r .

τ_d es el comportamiento deseado de τ .

Bajo estas condiciones, el control definido por

$$u_d = \sigma \left[-\frac{L_{sr} R_r}{L_r^2 \sigma} \lambda_d - \dot{q}_5 \dot{q}_q - \frac{L_{sr} R_r}{L_r} \frac{\dot{q}_q^2}{\lambda_d} + v_d \right] \quad (3.40)$$

$$u_q = \sigma \left[\frac{L_{sr}}{L_r \sigma} \dot{q}_5 \lambda_d + \dot{q}_5 \dot{q}_d + \frac{L_{sr} R_r}{L_r} \frac{\dot{q}_d \dot{q}_q}{\lambda_d} + v_q \right] \quad (3.41)$$

con σ igual a

$$\sigma = L_s - \frac{L_{sr}^2}{L_r} \quad (3.42)$$

y

$$v_d = -K_{p1} (\lambda_d - \lambda_{dd}) - K_{i1} \int_0^t (\lambda_d - \lambda_{dd}) d\tau \quad (3.43)$$

$$v_q = -K_{p2} (\tau_{dq} - \tau_d) - K_{i2} \int_0^t (\tau_{dq} - \tau_d) d\tau \quad (3.44)$$

$$\tau_d = -K_{p3} (\omega - \omega_d) - K_{i3} \int_0^t (\omega - \omega_d) d\tau \quad (3.45)$$

garantiza que

$$\lim_{t \rightarrow \infty} (\omega - \omega_d) = 0 \quad (3.46)$$

$$\lim_{t \rightarrow \infty} (\tau_{dq} - \tau_d) = 0 \quad (3.47)$$

$$\lim_{t \rightarrow \infty} (\lambda_d - \lambda_{dd}) = 0 \quad (3.48)$$

Se puede observar que:

- Los términos (3.40) y (3.41) tienen como finalidad cancelar las dinámicas no lineales en las ecuaciones de estado y además desacoplar a las corrientes \dot{q}_d y \dot{q}_q .

- Las ecuaciones (3.43), (3.44) y (3.45), son controles PI en cascada cuya función es controlar λ_d , T_{dq} y \dot{q}_s respectivamente. Su naturaleza anidada obliga a que el lazo interno sea mucho más rápido que el segundo y este, a su vez, que el tercero.

3.3 Simulación de los controladores

Un paso previo a la implantación de cualquier controlador es la simulación del sistema en lazo cerrado. La simulación es indispensable porque proporciona información que permite analizar las dificultades y desventajas del controlador diseñado, además de que permite modificar las características de los parámetros del sistema, de las señales de entrada, de las perturbaciones, del controlador y de todas las variables disponibles, siendo posible con esto observar los diferentes tipos de respuesta que se pueden presentar en la planta. En la simulación se debe incluir toda la información disponible del sistema bajo prueba, para evitar en lo más posible disparidades entre los resultados del sistema simulado y los del sistema físico.

Para este trabajo se utilizó un software para simulación de sistemas dinámicos no lineales llamado SIMNON en su versión 3.2. Este software tiene como principal ventaja que es relativamente fácil de utilizar, introduciéndose el modelo matemático de la planta mediante ecuaciones diferenciales. Otra ventaja es que también puede trabajar en tiempo real, lo que permite pasar del sistema simulado al sistema físico con relativa facilidad [18].

Para hacer las simulaciones de los controladores se introdujo en Simnon el modelo matemático del motor de inducción en su versión de dos fases. El hecho de que se haya simulado con el modelo del motor de dos fases fue con el fin de reducir la carga computacional, no habiendo con ello pérdida de generalidad en los resultados. En el apéndice C se puede observar el listado del programa desarrollado.

Los parámetros del motor con los que se trabajó en estas simulaciones, son:

Resistencia de estator (R_s):	0.687
Resistencia de rotor (R_r):	0.842
Inductancia de estator (L_s):	0.084
Inductancia de rotor (L_r):	0.0852
Inductancia mutua (L_{sr}):	0.0813
Coefficiente de amortiguamiento (B):	0.01
Inercia (J):	0.03

3.3.1 Control volts/hertz en lazo cerrado

De los controladores que ocupan métodos de control escalar solo se simuló el de lazo cerrado, ya que es el más representativo y el que muestra mejor el desempeño del controlador.

Como se explicó en secciones anteriores, el funcionamiento de este controlador está basado en la relación que existe entre la frecuencia y la tensión de las señales de entrada. Se realizaron dos simulaciones, una para una velocidad deseada igual al valor de la velocidad nominal del motor (376.9911 rad/s), y la segunda con un cambio de velocidad en 1 segundo.

En la figura 3.3 se muestran las velocidades deseada y real obtenidas con el controlador. Es importante observar la velocidad con la que la velocidad deseada se alcanza, prácticamente en 0.20 segundos, lo cual nos muestra que este controlador es muy bueno para regulación de velocidad, en estado estable.

En la figura 3.4 se muestra el error de velocidad, el cual es prácticamente cero después de 0.18 segundos.

En la figura 3.5 se muestran la velocidad deseada y la velocidad sensada. Esta vez se introdujo un cambio de velocidad, se pasó de las 3600 rpm (376.9911 rad/s) a las 2000 rpm (209.4395102), en 1 segundo.

La figura 3.6 muestra el error de velocidad cuando se presenta este cambio de velocidad. Se puede notar que el controlador no pudo seguir este cambio de velocidad de una forma aceptable, pero alcanza la nueva velocidad en muy poco tiempo.

Es posible observar en estas gráficas que existe un pequeño error en estado estacionario el cual es debido a dos situaciones: la primera es debido al hecho de que el voltaje v_o utilizado para compensar la caída de voltaje en la resistencia de estator no fue tomado en cuenta para la realización de estas

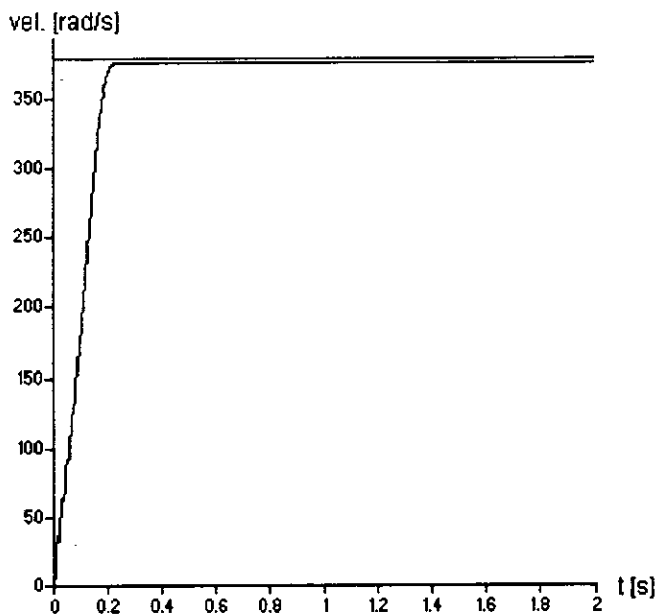


Figura 3.3: Regulación de velocidad del motor con el controlador v/hz, sin par de carga

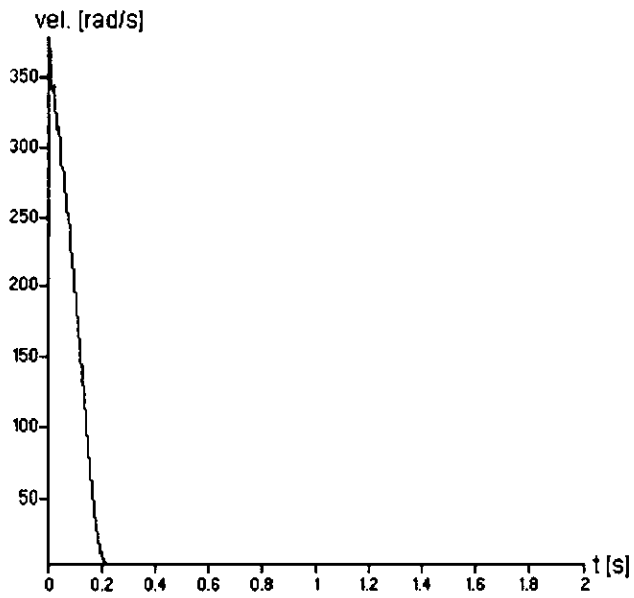


Figura 3.4: Error de velocidad con el controlador v/hz .

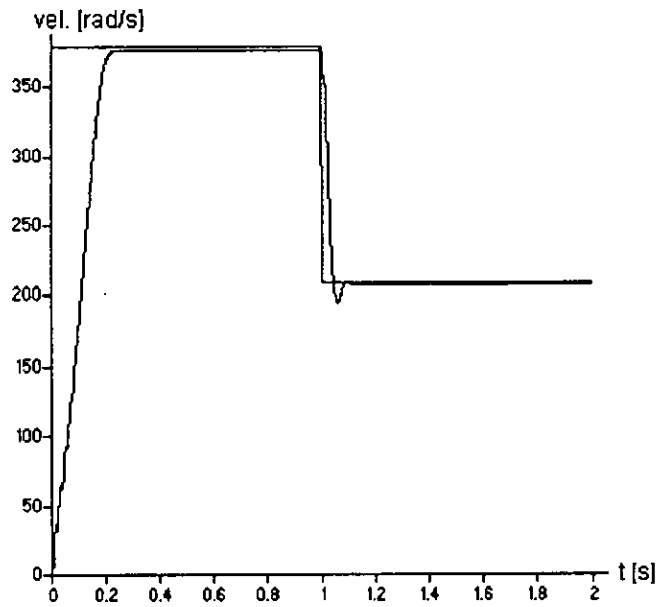


Figura 3.5: Regulación de velocidad con el controlador v/hz , con un cambio de velocidad en 1 segundo.

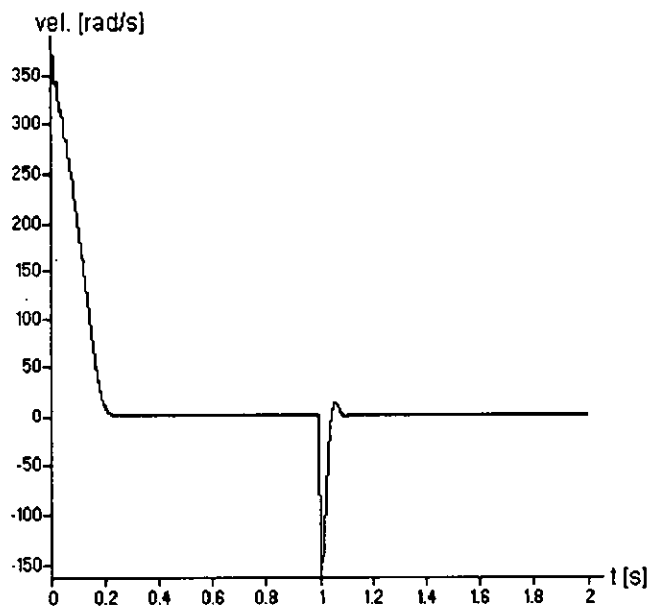


Figura 3.6: Error de velocidad cuando se introduce un cambio de ella en 1 s, en el controlador v/hz.

simulaciones y, la segunda es que, por ser este un control estático, se tienen errores debidos a la rápida dinámica del motor.

3.3.2 Control por Campo Orientado

El listado del programa diseñado para llevar a cabo la simulación de este controlador se presenta en el apéndice C de esta tesis. Se contemplaron los dos casos del controlador anterior y los resultados respectivos están mostrados en las figuras 3.7 - 3.10.

En la figura 3.7 está la grafica de la velocidad sensada y la velocidad deseada en el controlador por Campo Orientado. Puede observarse que la velocidad tarda un poco más en alcanzar la referencia que el v/hz, pero su levantamiento es más suave, lo que implica que el esfuerzo de control es más pequeño que el requerido para el controlador v/hz. Esta observación es importante ya que el esfuerzo de control es la energía que requiere el actuador para hacer que el objetivo de control se cumpla. Esta energía requerida está reflejada directamente en los costos del actuador y consumo de energía.

En la figura 3.8 se muestra el error de velocidades en este controlador. Este error es cero en 1.4 segundos. Es posible hacer que este controlador responda más rápido mediante la sintonización de las ganancias de los PI's involucrados, lo que implicaría un aumento del esfuerzo de control como se explicó anteriormente. Este ajuste de las ganancias es muy importante, porque de él depende el buen desempeño del controlador y que el sistema responda lo mejor posible.

En la gráfica 3.9 se muestran las velocidades sensada y deseada en el controlador por Campo Orientado, produciendo una variación de la velocidad deseada en 1.2 segundos. Se puede observar que la respuesta del controlador es un poco lenta, ya que tarda más en alcanzar la referencia que el v/hz pero, a diferencia de este último, no se producen los picos ni las oscilaciones alrededor de la referencia.

En la figura 3.10 está mostrado el error de velocidad para este último experimento.

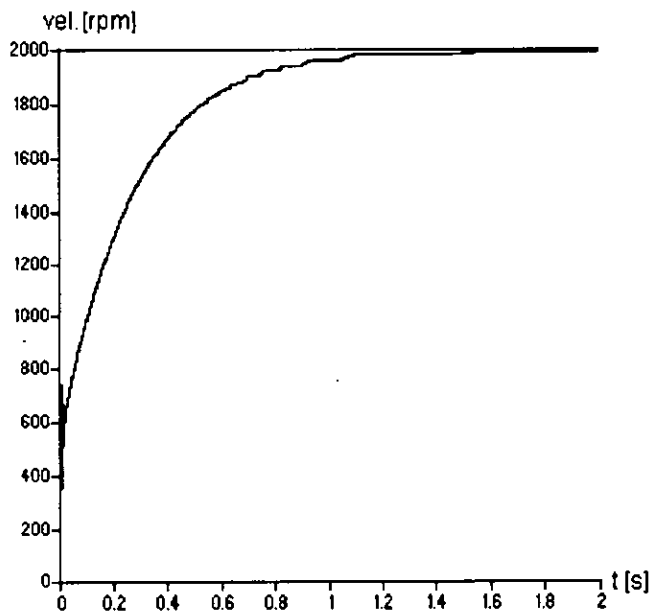


Figura 3.7: Velocidad deseada y velocidad sensada en el controlador por campo orientado.

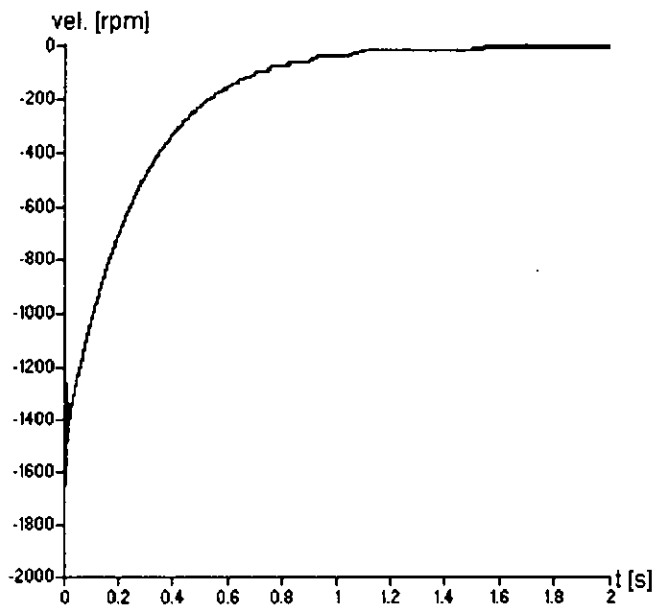


Figura 3.8: Error de velocidad en el controlador por Campo Orientado.

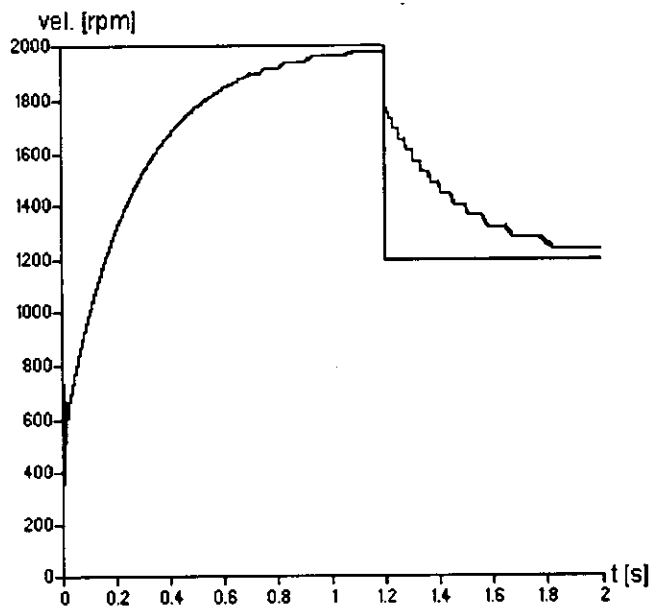


Figura 3.9: Gráfica de velocidad sensada y velocidad deseada, con un cambio de esta última en 1.2 s.

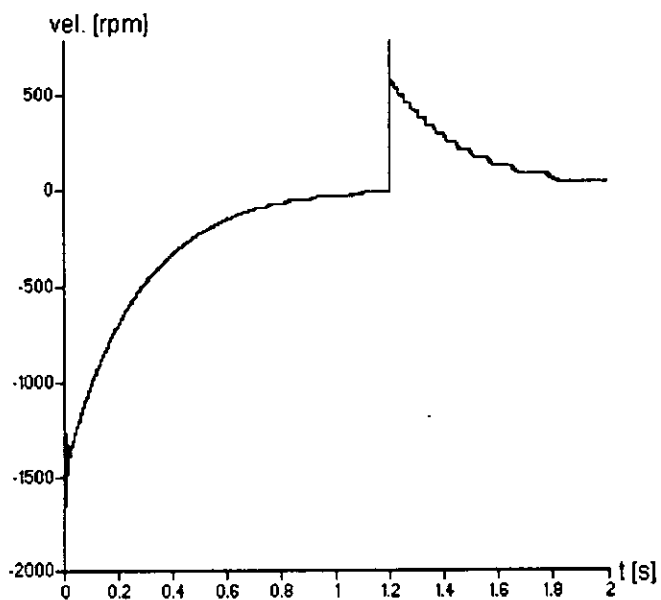


Figura 3.10: Error de velocidad en el controlador por Campo Orientado, con una variación de la velocidad deseada.

Capítulo 4

Banco de pruebas

Con el fin de valorar los resultados teóricos obtenidos, se diseñó un banco de pruebas para la realización de los experimentos, En la figura 4.1 se puede observar la estructura general de este banco. Los principales elementos con los que cuenta son:

- 1.- Motor de 1 hp.
- 2.- Inversor
- 3.- Fuente de DC
- 4.- Procesador digital de señales (*DSP* por sus siglas en inglés)
- 5.- Tarjetas sensoras

En las siguientes secciones se explicará como es su funcionamiento general además del funcionamiento particular de cada uno de sus elementos.

4.1 Estructura general

Haciendo referencia a la figura 4.1 es posible describir el funcionamiento en términos generales como sigue:

Con el sistema AC100 y la ayuda del software de diseño SystemBuild de MATRIX_X se almacena el controlador propuesto que genera las señales de control v_f y v_v con un valor máximo de 5 V, a la salida del AC100. Estas señales son transmitidas al inversor trifásico para que este genere las corrientes de estator i_{s1} , i_{s2} e i_{s3} dependiendo del nivel de voltaje de las señales de control. Estas corrientes pasan por los sensores de corriente y llegan a las fases del estator del motor de inducción trifásico. El rotor del motor de inducción va a girar a una determinada velocidad angular, que está

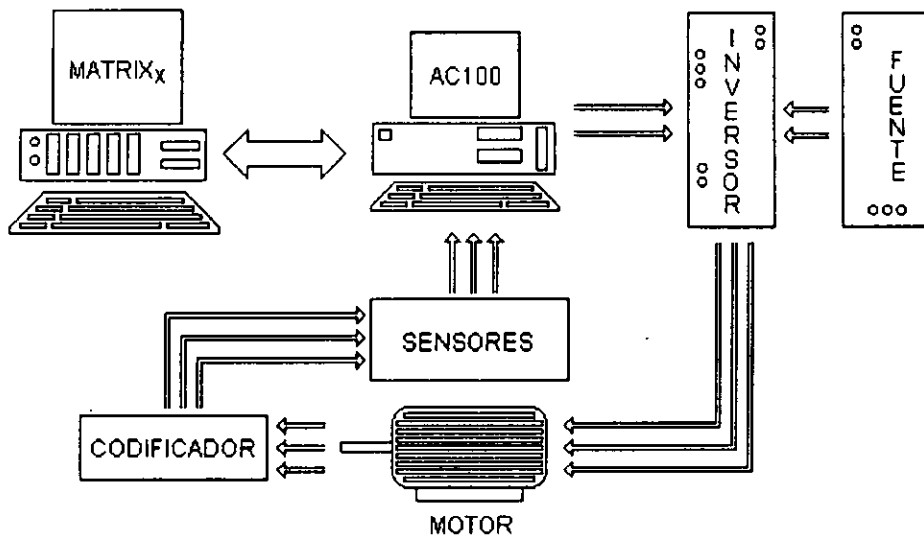


Figura 4.1: Estructura general del banco de pruebas

definida por los valores de las señales de control. Este movimiento del rotor se codifica mediante el codificador incremental óptico y las señales que salen de este son mandadas a unas tarjetas acondicionadoras llamadas sensores de posición y velocidad. A la salida de estas tarjetas se obtienen dos señales de voltaje que son análogas a la posición y a la velocidad de la flecha del rotor del motor. Estas señales son enviadas, junto con las señales de los sensores de corriente, al DSP y este las digitaliza para utilizarlas en el controlador residente, el cual hace una comparación de estas señales y las deseadas para obtener el error resultante, todo con el fin de hacer un nuevo cálculo y variar la velocidad del rotor hasta la referencia deseada.

4.2 Motor de inducción

La máquina utilizada es un motor de inducción *jaula de ardilla* trifásico, de dos polos, de 1 hp de potencia y de alta eficiencia, manufacturado por

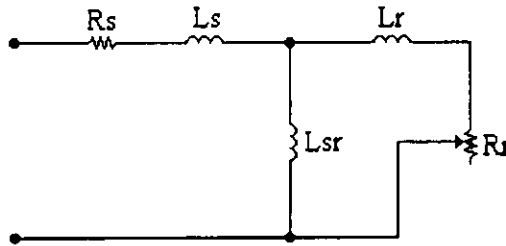


Figura 4.2: Circuito equivalente por fase del motor de inducción

BALDOR. Los datos nominales son:

Magnitud	Valor	Unidades
Velocidad	1725	rpm
Frecuencia	60	Hz
Voltaje	220	volts
Corriente	1.8	Amp
Potencia	1	hp

El circuito equivalente por fase se muestra en la figura 4.2 y los parámetros utilizados son:

Parámetro	Valor	Unidades
Resistencia de estator (R_s)	0.687	Ω
Resistencia de rotor (R_r)	0.842	Ω
Inductancia de estator (L_s)	84	mHr
Inductancia de rotor (L_r)	85.2	mHr
Inductancia mutua (L_{sr})	81.3	mHr

los cuales fueron obtenidos del manual correspondiente.

4.3 Inversor

El inversor utilizado en el banco de pruebas fue un desarrollo del Departamento de Electrónica del CENIDET (Centro Nacional de Investigación y

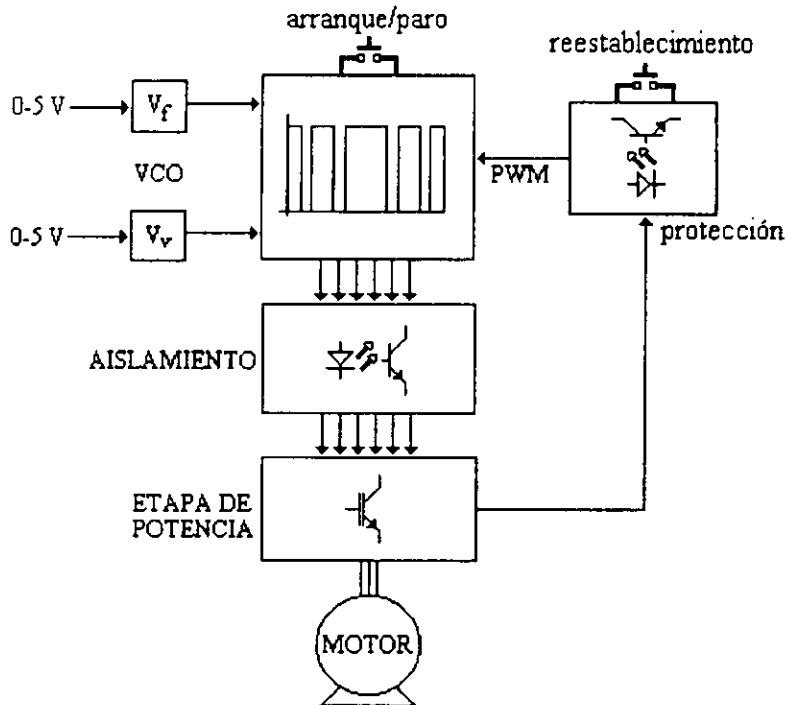


Figura 4.3: Esquema general del inversor trifásico

Desarrollo Tecnológico). El esquema de la figura 4.3 muestra el diagrama a bloques del inversor trifásico. Las especificaciones técnicas que presenta este inversor son [15]:

Potencia de salida:	3 KVA/2400 W
Corriente máxima por fase:	$8 A_{RMS}$, $15 A_{pico}$
Tensión de entrada:	$310 V_{CD}$
Tensión de salida:	3 fases, 5-220 V_{RMS} f-f
Forma de onda de la tensión de salida:	Modulación de Anchura de Pulso (PWM por sus siglas en inglés)
Armónico fundamental sin sobremodulación:	$190 V_{RMS}$
Frecuencia de salida:	0 - 60 Hz
Control de frecuencia:	0 - 5 V_{CD}
Control de tensión:	0 - 5 V_{CD}
Protección contra corto circuito:	Electrónico, con restablecimiento manual
Señalización:	Encendido/Apagado (LED) Sobrecorriente (LED)
Condiciones ambientales:	Temperatura de operación de $0^{\circ}C$ a $45^{\circ}C$ Enfriamiento por convección natural Humedad máxima del 95% no condensante.

Este inversor trifásico fue diseñado bajo una técnica llamada *Accionador con salida por tensión y onda PWM*. En esta, la tensión del bus de DC se mantiene relativamente constante, mediante la utilización de un rectificador sin controlar a la entrada; la frecuencia y la tensión de salida se controlan en el inversor mediante el uso de la técnica PWM. El esquema general de este tipo de accionador se muestra en la figura 4.4.

Esta topología tiene como ventajas que el contenido armónico se reduce significativamente en el accionador con salida por tensión y onda PWM, además que al utilizar un rectificador sin controlar a la entrada mejora el factor de potencia. Utilizando este tipo de accionador es posible una amplia y continua variación de la velocidad, prácticamente desde cero hasta la velocidad nominal del motor.

La técnica PWM seleccionada para esta aplicación fue la de tipo senoidal, ya que su implementación práctica es sencilla. Esta técnica consiste en comparar dos señales, una senoidal que se utiliza como moduladora y una triangular que se utiliza como portadora. De esta forma, mediante la variación

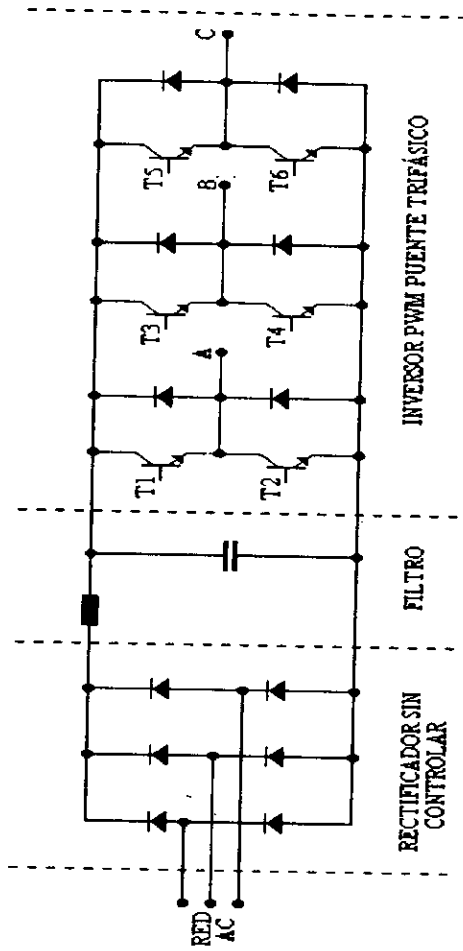


Figura 4.4: Accionador con salida por tensión y onda PWM.

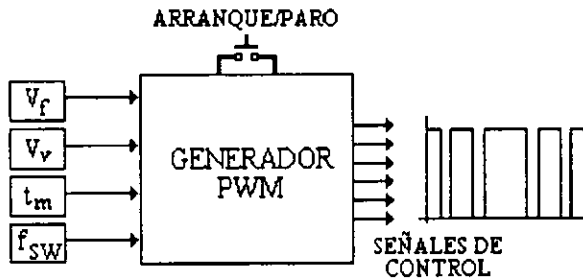


Figura 4.5: Esquema del HEF4752

de la amplitud de la señal moduladora se consiguen variaciones de la tensión de salida; mientras que la frecuencia fundamental de salida viene dada por la frecuencia de la señal moduladora [4].

Debido a las características de este inversor, es muy útil para el control escalar, donde se requieren señales balanceadas, no siéndolo para el control vectorial donde otro tipo de señales se requieren.

4.3.1 Circuito de control

El circuito de control está basado en un circuito integrado de propósito específico HEF4752, el cual está diseñado para aplicaciones de control de motores de CA trifásicos. Este integrado es completamente digital, por lo que la frecuencia de conmutación es siempre un múltiplo exacto de la frecuencia de salida del inversor, lo que da como resultado la generación de un sistema trifásico balanceado.

Este circuito genera tres señales de control, las cuales tienen un desfase de 120° . Además este circuito varía proporcionalmente la tensión de acuerdo a la frecuencia de salida, con lo que es posible obtener una curva tensión-frecuencia lineal. También, permite una variación independiente de la tensión y la frecuencia de salida, con lo que es posible generar una curva tensión-frecuencia programable, como es el caso de nuestro interés.

La figura 4.5 muestra el esquema del generador PWM trifásico HEF4752, en el cual se pueden apreciar las entradas de control de tensión (V_v) y frecuencia (V_f), que son aplicadas en forma de pulsos de reloj mediante osciladores controlados por voltaje (VCO) y, además de las necesarias para fijar la frecuencia máxima de conmutación (f_{sw}) y el tiempo muerto (t_m) que también

son aplicadas mediante pulsos de reloj pero de frecuencia fija.

4.3.2 Etapa de potencia del inversor

Los dispositivos de potencia son IGBT's, conformados en un módulo inteligente del tipo PM20CEA060 (de POWEREX). Este módulo posee integrados los seis dispositivos y una lógica de protección contra:

- Sobrecorriente
- Sobretemperatura
- Cortocircuito
- Baja tensión

Las únicas señales externas que requiere el inversor para operar son dos tensiones de 0-5 V_{DC} , una para control de tensión (v_v) y la otra para control de frecuencia (v_f). Este es otro de los motivos del porque no se pudo implantar el control vectorial, ya que este requiere que se controle cada una de las fases por separado, controlando los circuitos de disparo independientemente.

4.4 Fuente de Corriente Directa

Esta fuente convierte la señal trifásica de alterna (220 V_{AC}) a una señal de corriente directa de 310 V_{DC} , con una corriente máxima de 8 amperes. El rectificador que posee es controlado, estando formado por IGBT's, montados en dos tarjetas de uso específico manufacturadas por ENERPRO.

4.5 Procesador Digital de Señales, DSP AC100

El AC-100 es un banco de trabajo para diseño e implantación de sistemas de control. Permite el desarrollo de sistemas en tiempo real combinando un software gráfico para el modelo con un hardware de control en tiempo real.[16]

El hardware de control en tiempo real es el modelo C30 basado en el DSP TMS320C30 de punto flotante fabricado por Texas Instruments colocado en una tarjeta adaptadora para computadora IBM PC/AT. El sistema completo también incluye una estación de trabajo SUN, con plataforma UNIX. El software de diseño, que es el MatriXx SystemBuild, el software de análisis y el generador automático de autocódigo (AutoCode), residen en la estación de

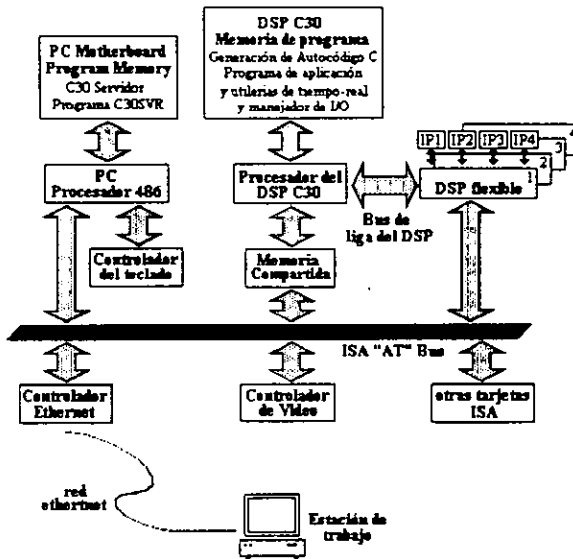


Figura 4.6: Esquema general del DSP

trabajo. Estas herramientas permiten generar el código fuente en lenguaje C desde la descripción en diagrama a bloques de los sistemas de control.

Durante la operación en tiempo real, el DSP basado en el controlador de la PC es completamente independiente de la estación de trabajo. De cualquier manera la estación de trabajo puede ser usada como un monitor gráfico de las entradas y salidas del sistema, además de poder modificar las entradas del sistema o adquirir datos en tiempo real. La PC y la estación de trabajo están conectadas vía ethernet, usando el protocolo estándar TCP/IP. Durante el desarrollo del modelo, la liga ethernet es usada para la descarga del código fuente generado desde la estación de trabajo a la PC para compilación y ligado.

Después de que la PC ha compilado y ligado el código fuente en C, el programa C30 Servidor que está corriendo en los procesadores de la PC copia la imagen resultante en binario en la memoria local del DSP y comienza la ejecución. Cuando el DSP C30 está ejecutando este código, el programa C30 Servidor comunica entre el DSP y el teclado de la PC y muestra tan bien como cualquier estación de trabajo el monitoreo del controlador en la

ethernet.

4.6 Tarjetas sensoras

Para poder implantar el esquema de control, es necesario conocer los valores de algunas magnitudes como son: posición, velocidad y corrientes de estator. Para ello se desarrollaron tres circuitos que pueden sensar estas magnitudes.

Primero se comenzará por explicar el Codificador Incremental Optico, dispositivo mediante el cual fue posible el diseño de los sensores [9].

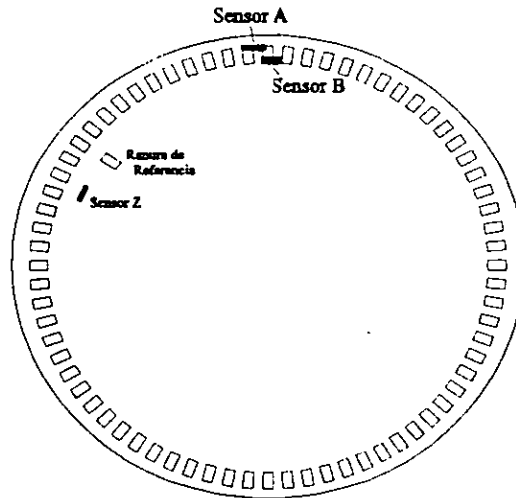
4.6.1 Codificador Incremental Optico

Para poder desarrollar las tarjetas sensoras, se utilizó un codificador incremental óptico fabricado por BEI Motion Systems. Este dispositivo está conectado directamente al motor y genera seis salidas diferentes; la señal *A* que es un tren de 1024 pulsos por cada revolución de la flecha del motor, la señal *B*, que también es un tren de 1024 pulsos por cada revolución pero defasada 90° con respecto a la señal *A*, la señal *Z*, que es un pulso positivo por cada revolución del motor y otras tres señales *A'*, *B'* y *Z'* que son las señales *A*, *B* y *Z* respectivamente, pero negadas. La figura 4.7 muestra como se conforma físicamente el codificador.

Las características básicas de este dispositivo son:

Voltaje de alimentación:	5 - 24 V_{DC}
Corriente:	175 mA máx. 125 mA típicos
CI's de salida:	4469, 8830, 7272, 7406, 7406R
Protecciones:	Reversa y sobretensión y salida en corto circuito
Iluminación:	LED
Respuesta en frecuencia:	100 KHz
Temperatura:	Opera en un rango de $0^\circ C$ a $70^\circ C$
Choque:	50 Gs para una duración de 11 ms
Vibración:	De 5 a 2000 Hz @ 20 Gs
Humedad:	98% RH sin condensación

El codificador posee una hilera concéntrica ranurada y una ranura adicional que le sirve de referencia. Al moverse el rotor del motor se generan las señales antes mencionadas.



Codificador Óptico

Figura 4.7: Representación física del codificador incremental óptico

Las aplicaciones típicas de este codificador incremental óptico son control de máquinas, control de procesos y robótica.

4.6.2 Sensor digital de posición

El objetivo de este sensor es convertir el valor del desplazamiento angular de la flecha del motor a un valor análogo de voltaje, con la ayuda del codificador, respetando la relación siguiente [9]:

$$\frac{\text{Voltaje de salida del sensor}}{\text{Posición en radianes}} = \frac{5 \text{ [V]}}{2\pi \text{ [rad]}} \quad (4.1)$$

El diagrama a bloques de la figura 4.8, muestra el funcionamiento del sensor digital de posición.

Las señales A y B que provienen del codificador se envían a una etapa de decodificación que obtiene el incremento en la posición de la flecha del motor, tomando en cuenta la dirección del movimiento. Primero se duplica el número de pulsos, mediante una compuerta XOR para obtener una mayor resolución. Después, se cuenta el número de pulsos que generados por el

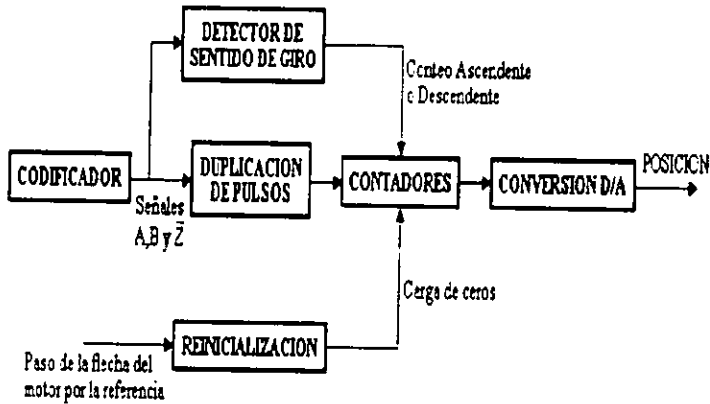


Figura 4.8: Diagrama a bloques del sensor digital de posición.

movimiento de la flecha, en forma ascendente si el giro es en sentido horario y, en forma descendente si el giro es en sentido antihorario. La información del sentido de giro se obtiene comparando las señales A y B, en función de la característica de defasamiento de estas señales. Esto se logra conectando estas dos señales a un flip-flop tipo D (74LS74); con la configuración mostrada en el diagrama electrónico, así, este biestable presenta a sus salida un 1 si el giro es en sentido horario y un 0 si el giro es en sentido antihorario. Esta señal es conectada a los contadores para indicar el modo de conteo, ascendente o descendente.

El decodificador está hecho con tres contadores binarios 74LS191 de 4 bits conectados en cascada. La señal Z' es utilizada para forzar la carga de ceros en los contadores, cuando se ha realizado un giro completo de la flecha del motor. Además es posible hacer esta misma carga manualmente, mediante la activación de un interruptor normalmente abierto.

Para realizar la conversión digital-analógica se utiliza el circuito integrado DAC1222. Este circuito integrado es un arreglo R-2R de resistencias y utiliza interruptores de corriente CMOS lo que permite bajo consumo de potencia. Las entradas digitales son compatibles con niveles lógicos DTL y TTL así como niveles lógicos CMOS.

El diagrama electrónico del sensor digital de posición está mostrado en la figura C.1 del apéndice C.

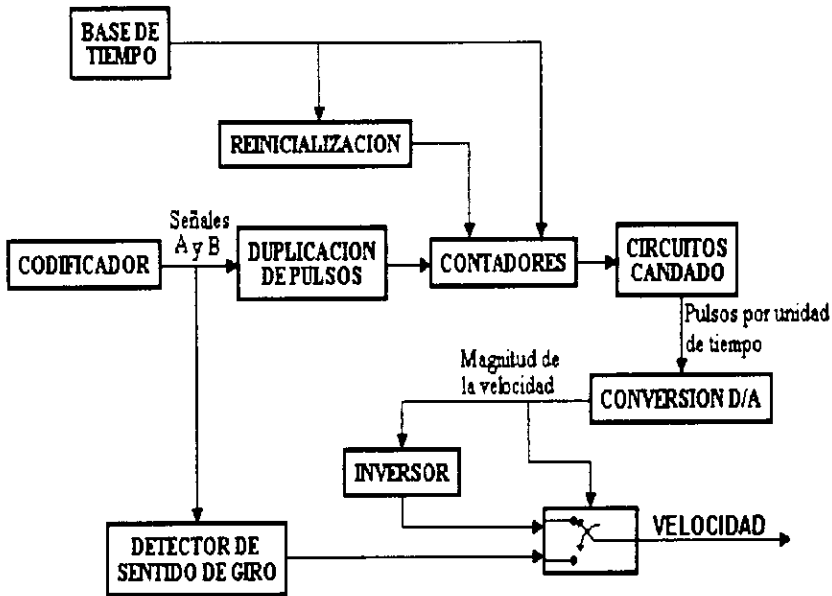


Figura 4.9: Diagrama a bloques del sensor digital de velocidad.

4.6.3 Sensor digital de velocidad

Este sensor tiene como función convertir el valor de la rapidez de la flecha del motor a un valor análogo de voltaje donde se tenga la siguiente relación lineal [9]:

$$\frac{\text{Voltaje de salida del sensor}}{\text{Velocidad en rpm}} = \frac{5 \text{ [V]}}{2026 \text{ [rpm]}} \quad (4.2)$$

donde 2026 rpm corresponde a la máxima velocidad de la flecha del motor.

El principio para determinar la velocidad consiste en contar el número de pulsos que genera el codificador incremental óptico por unidad de tiempo. La figura 4.9, muestra el diagrama a bloques del sensor digital de velocidad.

La resolución del codificador es de 1024 pulsos por revolución, esta puede ser aumentada aplicando la operación XOR a las señales A y B, con lo que se obtiene un total de 2048 pulsos por revolución.

Para contar los pulsos se requiere establecer una base de tiempo que dicte cuando empieza y cuando termina la cuenta. A la velocidad máxima se tiene

que el número de pulsos por segundo está dado por:

$$2026 \text{ rpm} \times 2048 \frac{\text{pulsos}}{\text{revolución}} = 69154.1333 \frac{\text{pulsos}}{\text{segundo}} \quad (4.3)$$

Si se desea una resolución de 12 bits (4096 pulsos) para el conteo de la velocidad máxima, la base de tiempo (determinada por el periodo t_{base}) resulta ser:

$$t_{base} = \frac{4096 \text{ pulsos}}{69154.1333 \text{ pulsos/s}} = 60 \text{ ms} \quad (4.4)$$

Con este valor de base de tiempo, la velocidad más baja que se puede detectar está dada por:

$$\left[\frac{1 \text{ pulso}}{60 \times 10^{-3} \text{ s}} \div 2048 \frac{\text{pulsos}}{\text{revolución}} \right] \times \frac{60 \text{ s}}{1 \text{ min}} = 0.488 \text{ rpm} \quad (4.5)$$

Con la base de tiempo se desea, también, activar los circuitos candado (74LS174), cuya salida está conectada a la etapa de conversión D/A, para actualizar el valor de la velocidad del sensor. Para ello, durante el estado alto de la base de tiempo se habilita la cuenta de los pulsos y durante el estado bajo se actualizan los valores de los circuitos candado y se reinicializa el conteo, por lo que se desea que el tiempo en el que el pulso se mantenga en bajo (t_{bajo}) sea despreciable comparado con el tiempo en el que el pulso se mantenga en estado alto (t_{alto}), procurando que $t_{alto} \cong t_{base}$.

Para generar la señal de la base de tiempo se utiliza el circuito integrado LM555 en configuración astable con extensión del ciclo de trabajo (es decir, que el ciclo de trabajo puede ser igual o mayor del 50%). Los tiempo alto y bajo se establecen a través de un circuito RC con diferentes tiempos de carga y descarga.

Para realizar físicamente el conteo se utilizan tres contadores binarios 74LS191 conectados en cascada. La señal de salida del LM555 activa la terminal LOAD de los contadores, así, durante el tiempo alto, permanecerá habilitada la cuenta de los pulsos que llegan a la terminal CLK del primer contador. Al llegar el tiempo bajo de la base de tiempo, se detiene la cuenta y se carga a los contadores el valor de cero, para que se reinicie la cuenta en el siguiente periodo.

Para realizar los circuitos candado se utilizaron integrados hexadecimales 74LS174. La activación de estos circuitos se da por una transición de estado bajo a alto (flanco de subida), la cual se obtiene de la función inversa de la señal de salida del circuito LM555. Con lo anterior los circuitos candado permanecerán inhabilitados hasta que se tenga un flanco de subida y, en ese momento, capturarán el último dato que tengan los contadores.

Por último, las salidas de estos circuitos candado se envían a el convertidor D/A de 12 bits, DAC1222.

El diagrama electrónico del sensor digital de velocidad se presenta en la figura C.2.

4.6.4 Sensor digital de corriente

Este sensor tiene como objetivo sensar las tres corrientes de estator y convertirlas a un valor análogo de voltaje. Para medir estas corrientes se utilizó un sensor de efecto Hall, modelo IHA-25 fabricado por F.W. BELL, el cual cuenta con las características siguientes:

Rango de medición:	0 a ± 25 A
Rango de frecuencia:	CD a 50 KHz
Voltaje de alimentación:	± 15 V @ 15 mA
Sensibilidad:	± 40 mV/A
Offset (máximo):	± 0.5 A (± 20 mV)
Peso:	25.9 g

Para acondicionar las señales que entrega este transductor se utiliza un amplificador operacional en configuración de no inversor con el fin proveer la ganancia de voltaje necesaria y adaptar la señal al rango de ± 10 V. Después, con un filtro pasobajas, se filtra la señal amplificada para eliminar el rizo de corriente generado por la conmutación de los IGBT's además del ruido mecánico que se presenta cuando está funcionando el motor. De esta forma, el sensor de corriente entrega a la salida el valor instantáneo de la corriente de cada una de las fases.

La figura C.3 muestra el diagrama electrónico de los sensores digitales de corriente.

Capítulo 5

Resultados experimentales

En este capítulo se muestran los resultados de la implantación de los controladores. Es correcto mencionar, antes de la explicación que, debido a las características del inversor utilizado en el banco de pruebas, no se pudo implantar el control por Campo Orientado, esto por el hecho de que al ser este un control vectorial, algunas veces necesita mandar señales de control que implican que no estén balanceadas las tres tensiones que alimentan al motor, lo cual no es posible hacer debido a que el inversor siempre entrega señales balanceadas proporcionales a las entradas de control que posee.

5.1 Implantación de los controladores v/Hz

5.1.1 Control volts/hertz en lazo abierto

Este tipo de control tiene como objetivo variar la velocidad del motor, mediante el cambio de dos señales de control, control de frecuencia v_f y control de voltaje v_v . La señal de control de frecuencia, tiene como finalidad variar la frecuencia de las señales de salida del inversor, prácticamente desde cero hasta la frecuencia nominal (en este caso 60 Hz), mediante la aplicación de un voltaje recíproco (rango de 0 - 5 volts) en la entrada correspondiente en el inversor. De igual forma, la señal de control de voltaje varía la amplitud de la señal fundamental de voltaje en la salida del inversor, también mediante la aplicación de un voltaje recíproco (de 0 -5 volts) en la entrada correspondiente.

Este control tiene como desventaja que, para poder hacer girar el motor a

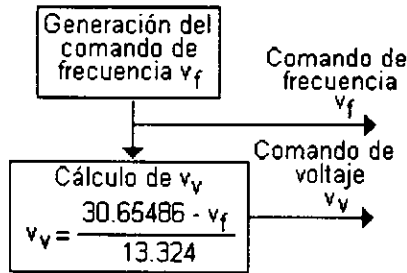


Figura 5.1: Diagrama a bloques del controlador implantado en la estación de trabajo.

una velocidad determinada, se necesitan calcular las señales v_f y v_v , a partir de las gráficas correspondientes $v_f - rpm$ y $v_v - rpm$, necesitándose hacer estos cálculos manualmente, cada que se requiera modificar la velocidad del motor.

El controlador implantado en el *DSP* mediante este método de control se muestra en la figura 5.1, y su funcionamiento es el siguiente:

La señal de comando de frecuencia (v_f) es generada directamente, mediante la variación en línea de este parámetro en el programa implantado en el *DSP*. La señal de comando de voltaje se genera mediante la señal de comando de frecuencia a través de una ganancia constante G que representa a la relación *Volts/Hertz*.

V_o es una señal de tensión que compensa el voltaje en el estator (u_s) si este es pequeño, ya que es absorbido por la resistencia de estator. Esto, con el fin de reestablecer el flujo en el entrehierro (λ_m) a su valor nominal. ($\lambda_m = u_s / \omega_r$).

Para desarrollar el control e implementarlo, se consideraron dos situaciones presentes:

1.- Debido al diseño del inversor, la señal de comando de voltaje es inversa a la de la frecuencia, es decir, con cero volts en la señal de comando de voltaje se tiene el máximo de voltaje en la salida del inversor (u_s), y con cinco volts en la señal de control de frecuencia se obtiene la máxima frecuencia de salida. Con esto, la relación

$$V/Hz = G \rightarrow V = G \times Hz \quad (5.1)$$

debe tomarse como

$$V = G/Hz \quad (5.2)$$

para que las señales sean inversamente proporcionales.

2.- Debemos tomar en cuenta que la respuesta del inversor no es lineal, es decir, la relación $v_f - v_v$ no es lineal, así como no lo son las relaciones $v_f - Hz$ y $v_f - rpm$. Por tal motivo no podemos tomar la relación $V = G/Hz$, ya que esto implicaría que se tomaran los valores nominales de voltaje y frecuencia haciendo G igual a una magnitud constante para todo el rango de valores de v_f y v_v .

Lo que se hizo fue tomar como relación la ecuación de la recta que más se adecuara a los valores teóricos. Se tomaron dos puntos de la curva $v_v - v_f$ y se determinó su ecuación de punto y pendiente, obteniendo

$$P_1(2.05, 3.34) \quad y \quad P_2(2.235, 0.875) \quad (5.3)$$

$$y = ax + b$$

$$y = -13.324x + 30.65486$$

$$x = \frac{30.65486 - y}{13.324}$$

Esta ecuación fue la que se utilizó para obtener el v_v suministrado al inversor.

En la figura 5.4 se puede observar la respuesta del sistema con este controlador. En ella es importante darse cuenta que, tal como se había observado desde la simulación, la respuesta en estado permanente del sistema es buena, a pesar de que la señal no está del todo siguiendo la referencia. También se pueden observar dos picos que, aunque no afectan el desempeño del motor, son indeseables. Estos picos son debidos a factores como el muestreo de los datos de entrada en el DSP y al hecho de que el controlador es estático y por tanto su respuesta dinámica no es de las mejores que puedan encontrarse. La medición de la velocidad en la flecha del rotor con un tacómetro dió como resultado que el controlador presentaba un error de 7 rpm's con respecto al valor de referencia.

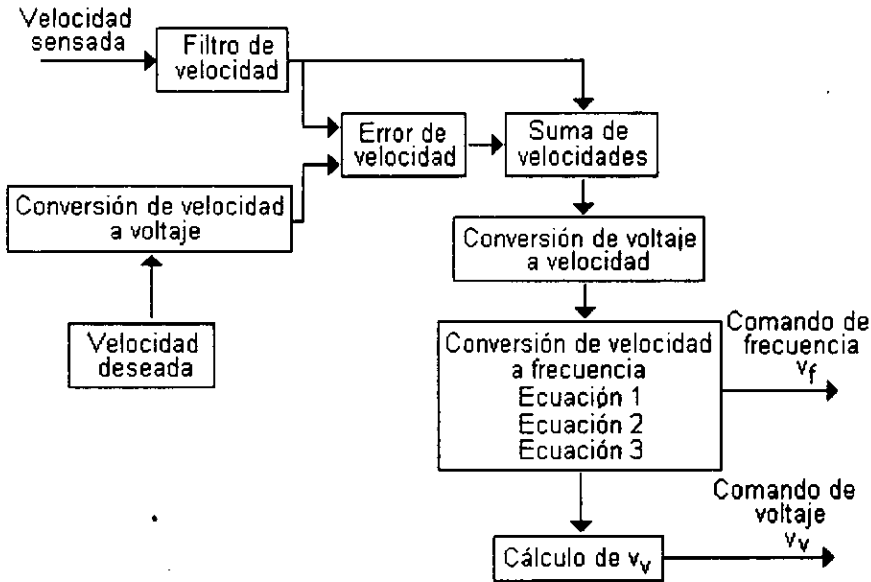


Figura 5.2: Diagrama del controlador implantado en la estación de trabajo.

5.1.2 Control volts/hertz lazo cerrado.

Con este control es posible variar la velocidad del motor, mediante la comparación de la velocidad deseada con la señal de velocidad que entrega la tarjeta sensora correspondiente.

También se sensa la corriente del motor para poder establecer un límite de corriente. Al ser rebasado este, la simulación es detenida y por tanto las dos salidas (v_f y v_v) presentan un valor de cero, lo que hace que el motor se detenga.

El diagrama implantado en la computadora es el mostrado en la figura 5.2, y su explicación es la siguiente:

Se introduce el valor de velocidad deseado (rango de 0 a 2026 rpm), mediante la entrada externa número 5, (monitor input). Este valor en rpm's se transforma a un valor análogo de voltaje, tomando en cuenta la siguiente relación

$$\omega_r = \frac{rpm \times 5}{2026} \quad (5.4)$$

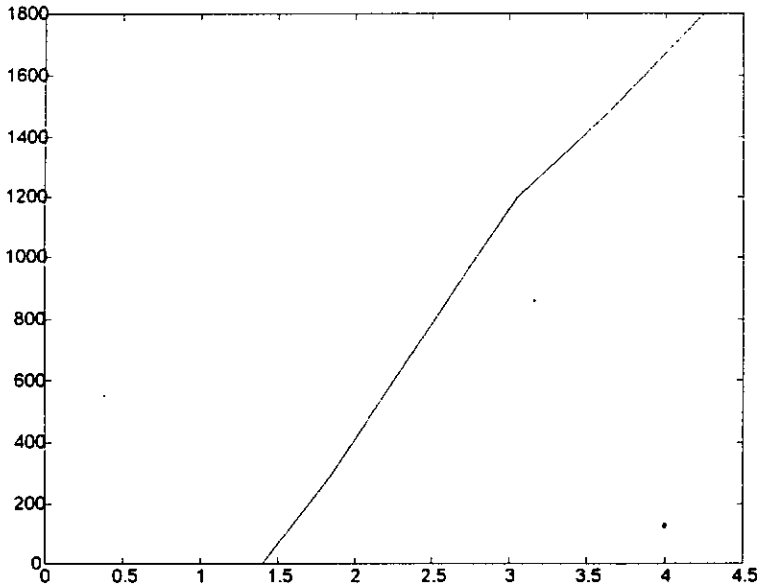


Figura 5.3: Curva v_f vs. rpm

Después se determinan el error que existe entre la velocidad deseada y la velocidad sensada que proviene del adquisidor y que está previamente filtrada.

A continuación este error se suma a la señal de velocidad sensada. Si el error es positivo ($\omega_r > \omega_o$), sucede una adición lo que implica que la velocidad va a aumentar. Si el error es negativo ($\omega_r < \omega_o$) sucede una sustracción, lo que implica que la velocidad disminuye. Obteniendo con esto la velocidad deseada.

Posteriormente se transforma esta señal a su valor análogo en rpm 's, mediante la relación

$$\omega_{rpm} = \frac{\omega_d \times 2026}{5} \quad (5.5)$$

Después se transforma las rpm 's obtenidas al valor de control de frecuencia (v_f) análogo.

Esto se realiza tomando en cuenta la curva $v_f - rpm$ la cual, al no ser lineal, obliga a que sea dividida en tres partes para poder utilizarla, la curva

$v_f - rpm$ está mostrada en la figura 5.3 y las ecuaciones de las tres rectas se obtuvieron de la siguiente forma:

Ecuación.1 (5.6)

$$P_1(1.5, 54) \quad y \quad P_2(3.0, 1176.9)$$

$$\begin{aligned} y &= ax + b \\ y &= 748.6x - 1068.9 \\ x &= \frac{y + 1068.9}{748.6} \end{aligned}$$

Ecuación.2 (5.7)

$$P_2(3.0, 1176.9) \quad y \quad P_3(4.28, 1800)$$

$$\begin{aligned} y &= ax + b \\ y &= 486.7968x - 283.4906 \\ x &= \frac{y + 283.4906}{486.7968} \end{aligned}$$

Ecuación.3 (5.8)

$$P_3(4.28, 1800) \quad y \quad P_4(5, 2040)$$

$$\begin{aligned}
 y &= ax + b \\
 y &= 333.333x + 373.333 \\
 x &= \frac{y - 373.333}{333.333}
 \end{aligned}$$

Con el valor de v_f se determina el valor de v_v de la misma forma en que se hizo en el control de lazo abierto.

Para detectar alguna sobrecorriente, se sensa una de las corrientes de estator, con la tarjeta que ha sido diseñada para este propósito. Esta tarjeta posee un sensor de efecto Hall, el cual tiene una resolución de 40 mV/A. Además la tarjeta posee un amplificador no inversor con una ganancia de 20. Con esto, si se permite que la corriente de estator tenga una máximo de 4 amperes, de la tarjeta se obtendría

$$\begin{aligned}
 1A &\rightarrow 20mV \\
 4A &\rightarrow 0.16V
 \end{aligned}$$

$$0.16 \times 20 = 3.2V \quad (5.9)$$

esos 3.2V deben ser los máximos permitidos por el control.

Después de adquirir la señal de corriente, se filtra y se pasa por un comparador, que tiene en la otra entrada el valor máximo permitido, esto lo ilustra la relación siguiente

$$I_s \geq 3.2 \quad (5.10)$$

Así, este comparador hace que mientras la relación sea falsa, se presente un cero a su salida, si en determinado momento esta relación se vuelve verdadera, la salida pasa a un nivel lógico alto (1), lo que hace que el bloque de *STOP* se habilite, deteniendo inmediatamente la simulación, lo que hace que las salidas vayan a cero y por ende que se detenga el motor.

En las figuras 5.5 y 5.6 se observa la respuesta y el error de velocidad en este controlador. En ellas es posible darse cuenta que la respuesta mejora en comparación con el controlador en lazo abierto, ya que, aunque existen todavía las oscilaciones cerca de la referencia, ya no se presentan los grandes picos que presentan en este.

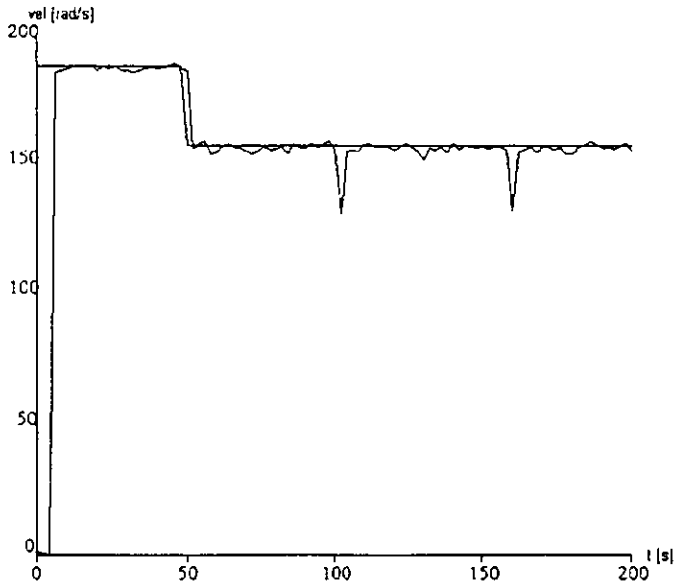


Figura 5.4: Respuesta del sistema con el controlador en lazo abierto.

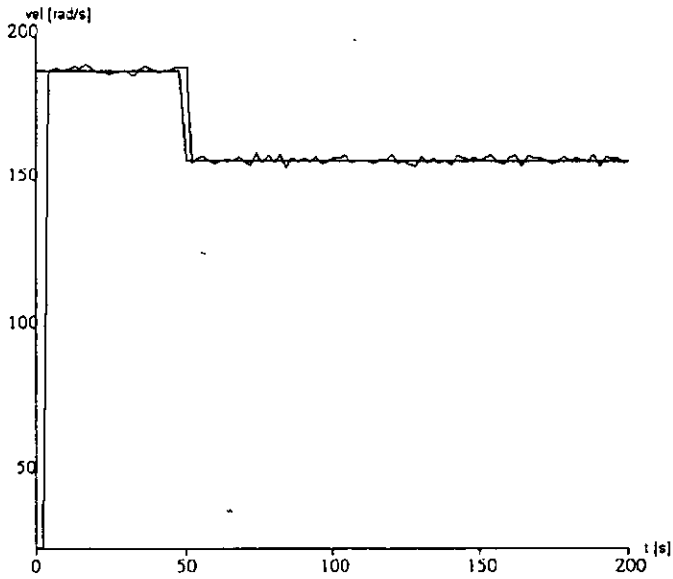


Figura 5.5: Respuesta del sistema con el controlador en lazo cerrado.



Figura 5.6: Error de velocidad en el controlador en lazo cerrado.

Capítulo 6

Conclusiones

Los objetivos principales de este trabajo fueron:

- La obtención del modelo matemático del motor de inducción trifásico.
- La explicación y fundamentación teórica de los controladores propuestos.
- La simulación y ejecución en tiempo real de los controladores diseñados.
- La confrontación de resultados teóricos y prácticos.

Con lo que respecta al primer punto, se puede mencionar que el modelo matemático obtenido mediante el método de Euler-Lagrange, es muy ventajoso ya que representa fielmente al motor físico además de que posee la suficiente flexibilidad para poder hacer las consideraciones adecuadas, que nos permiten modificar matemáticamente este modelo y así poder proponer los controladores y diseñarlos de una forma más sencilla.

Con lo que respecta al punto dos se puede mencionar que, desde un punto de vista teórico, los métodos vectoriales son más convenientes que los escalares ya que en operación en estado estable del motor no existe gran diferencia, pero en los transientes los controles escalares tienen la desventaja de que la respuesta del motor es lenta debido al hecho de que hay un debilitamiento de flujo. También es posible observar que los controladores vectoriales son un poco más complicados que los escalares, existiendo más problemas para su calibración.

Por otra parte, atendiendo ahora al tercer y cuarto puntos, se puede mencionar que el modelo matemático utilizado para las simulaciones es el modelo en dos fases, pero como se mencionó anteriormente, esto no trae ninguna pérdida de generalidad, al contrario, es mejor porque la carga computacional es reducida significativamente. El resultado de las simulaciones muestra algunas cosas que ya se esperaban, se observa que la respuesta del

control escalar es parecida a la del vectorial pero se nota que la regulación de velocidad es mejor, además de que la velocidad deseada es alcanzada en un tiempo más corto. La desventaja del controlador escalar es que su operación en transiente no es muy buena y esto compensa la desventaja que tenía el control por Campo Orientado, además el esfuerzo de control es más reducido en este último. También fue posible observar lo importante que resulta la sintonización de los controladores PI del Campo Orientado, ya que de no hacerlo bien las respuestas obtenidas son de lo más indeseables, esto dió motivos para hacer un estudio más a fondo de la sintonización presentándose los resultados en [14].

Otro punto que es importante mencionar es la utilidad de los Procesadores Digitales de Señales (*DSP* por sus siglas en inglés), estos nos permiten la implantación de los controladores de una forma muy práctica y sencilla, además, nos facilitan hacer cambios en línea, lo cual es más difícil de hacer en un controlador diseñado físicamente, ya que necesita que se tengan más componentes lo cual eleva el costo y el tiempo de implantación.

La aportación principal de este trabajo es el análisis comparativo de los controladores y la mención de la utilidad del *DSP* para la implantación de ellos.

Apéndice A

Modelos equivalentes de 2ϕ

Dada la suposición de neutros aislados en los circuitos de estator y de rotor, se establece el hecho de que una de las corrientes de estator y una de rotor son redundantes en el modelo 3ϕ . Esto se puede utilizar para obtener un modelo de orden reducido equivalente. Para esto se utiliza la transformación de Blondel obteniendo el modelo conocido como $\alpha\beta$. Después se considera la transformación de Blondel-Park, para obtener los modelos ab y dq [5][7].

A.1 Transformación de Blondel: modelo $\alpha\beta$

Si se consideran los devanados de estator de un motor de inducción de 3ϕ , suponiendo que son idénticos en las tres fases y distribuidos sinusoidalmente, entonces al alimentar corrientes en ellos, se obtendrán distribuciones también sinusoidales de corriente en la periferia del estator.

Estas distribuciones de corriente poseen un factor idéntico d y están dadas por

$$\mathcal{J}_{s1}^3 = d \sin(\theta) \dot{q}_{s1}^3 a_z \quad (\text{A.1})$$

$$\mathcal{J}_{s2}^3 = d \sin(\theta + \gamma) \dot{q}_{s2}^3 a_z \quad (\text{A.2})$$

$$\mathcal{J}_{s3}^3 = d \sin(\theta - \gamma) \dot{q}_{s3}^3 a_z \quad (\text{A.3})$$

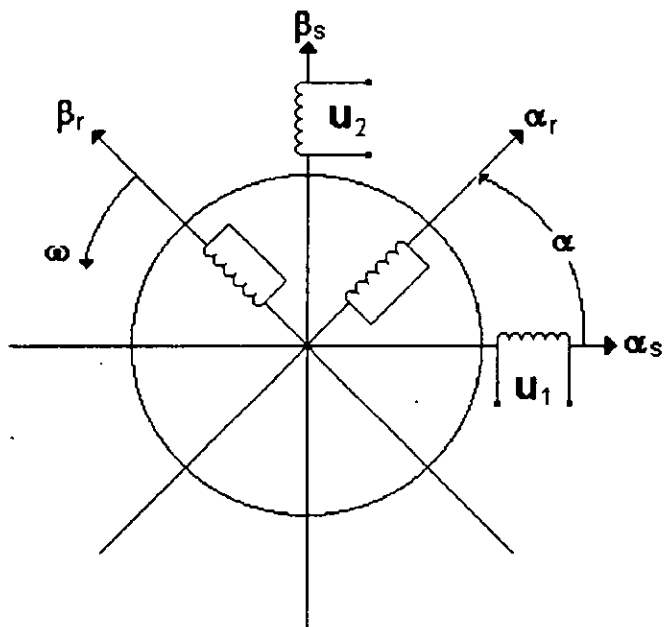


Figura A.1: Distribución de los devanados de estator y de rotor en un motor de inducción bifásico.

donde los superíndices indican variables de tres fases.

La distribución de corriente total del estator puede ser obtenida como la suma de las distribuciones individuales, de la forma

$$\mathcal{J}_{sT}^3 = d[(\dot{q}_{s1}^3 + \cos(\gamma)\dot{q}_{s2}^3 + \cos(\gamma)\dot{q}_{s3}^3) \sin(\theta) - (-\sin(\gamma)\dot{q}_{s2}^3 + \sin(\gamma)\dot{q}_{s3}^3) \cos(\theta)]a_z \quad (\text{A.4})$$

Considerando ahora una máquina de 2ϕ con devanados de estator en ejes fijos ortogonales α y β , y devanados de rotor también en ejes ortogonales pero girando a una velocidad angular ω , como se muestra en la figura A.1. Se obtiene la distribución total de corriente de estator similarmente a la máquina trifásica, de la forma

$$\mathcal{J}_{sT} = d[(\dot{q}_{s1} \sin(\theta) - \dot{q}_{s2} \cos(\theta)]a_z \quad (\text{A.5})$$

donde se suponen factores de distribución iguales y sin superíndices se indica que son variables de dos fases.

Como se desea obtener un modelo equivalente en dos fases para la máquina trifásica, se debe hacer que la distribución de corriente de esta sea igual a la distribución de corriente del motor de dos fases, esto se logra haciendo que se cumplan las siguientes condiciones

$$\begin{aligned} \dot{q}_{s1} &= \dot{q}_{s1}^3 + \cos(\gamma)\dot{q}_{s2}^3 + \cos(\gamma)\dot{q}_{s3}^3 \\ \dot{q}_{s2} &= -\sin(\gamma)\dot{q}_{s2}^3 + \sin(\gamma)\dot{q}_{s3}^3 \end{aligned} \quad (\text{A.6})$$

De estas expresiones se obtiene la *transformación de Blondel* la cual, como ya se mencionó, relaciona variables de 3ϕ con variables *equivalentes* de 2ϕ , así

$$T_{3\phi}^{2\phi} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & \cos(\gamma) & \cos(\gamma) \\ 0 & -\text{sen}(\gamma) & \text{sen}(\gamma) \end{bmatrix} \quad (\text{A.7})$$

donde el término $\frac{2}{3}$ es introducido para fines de preservación de potencia.

Como se puede observar, en esta transformación no se obtiene la corriente de *secuencia cero*, la cual, bajo las consideraciones hechas, es cero.

La transformación inversa viene dada por:

$$\left(T_{3\phi}^{2\phi}\right)^{-1} = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ \cos(\gamma) & -\text{sen}(\gamma) \\ \cos(\gamma) & \text{sen}(\gamma) \end{bmatrix} \quad (\text{A.8})$$

Este procedimiento puede ser aplicado exactamente igual a los devanados de rotor, con lo que se obtiene la transformación completa al vector de corrientes del motor de 3ϕ

$$\begin{bmatrix} \dot{q}_{s1} \\ \dot{q}_{s2} \\ \dot{q}_{r1} \\ \dot{q}_{r2} \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & \cos(\gamma) & \cos(\gamma) & 0 & 0 & 0 \\ 0 & -\text{sen}(\gamma) & \text{sen}(\gamma) & 1 & \cos(\gamma) & \cos(\gamma) \\ 0 & 0 & 0 & 0 & -\text{sen}(\gamma) & \text{sen}(\gamma) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \dot{q}_{s1}^3 \\ \dot{q}_{s2}^3 \\ \dot{q}_{s3}^3 \\ \dot{q}_{r1}^3 \\ \dot{q}_{r2}^3 \\ \dot{q}_{r3}^3 \end{bmatrix} \quad (\text{A.9})$$

Los voltajes transformados están dados por

$$\begin{bmatrix} u_1 \\ u_2 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & \cos(\gamma) & \cos(\gamma) & 0 & 0 & 0 \\ 0 & -\text{sen}(\gamma) & \text{sen}(\gamma) & 1 & \cos(\gamma) & \cos(\gamma) \\ 0 & 0 & 0 & 0 & -\text{sen}(\gamma) & \text{sen}(\gamma) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_1^3 \\ u_2^3 \\ u_3^3 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \quad (\text{A.10})$$

Aplicando las transformaciones anteriores al modelo del motor de inducción trifásico, se obtiene el modelo $\alpha\beta$ del motor como

$$\mathbf{D}_e(q_5)\ddot{\mathbf{q}}_e + \mathbf{W}_1(q_5)\dot{q}_5\dot{\mathbf{q}}_e + \mathbf{R}_e\dot{\mathbf{q}}_e = \mathbf{M}_e u \quad (\text{A.11})$$

$$J\ddot{q}_5 - \frac{1}{2}\dot{\mathbf{q}}_e^T \mathbf{W}_1 \dot{\mathbf{q}}_e + B\dot{q}_5 = -\tau_L(q_5, \dot{q}_5) \quad (\text{A.12})$$

El par mecánico de origen eléctrico queda determinado por

$$\tau_L(\dot{\mathbf{q}}_e, q_5) = \frac{1}{2}\dot{\mathbf{q}}_e^T \mathbf{W}_1 \dot{\mathbf{q}}_e \quad (\text{A.13})$$

Cabe hacer notar que el modelo anterior depende de la posición. Esto debido a que las variables de estator no están representadas en el mismo sistema de referencia que las variables de rotor. Sin embargo, la gran ventaja

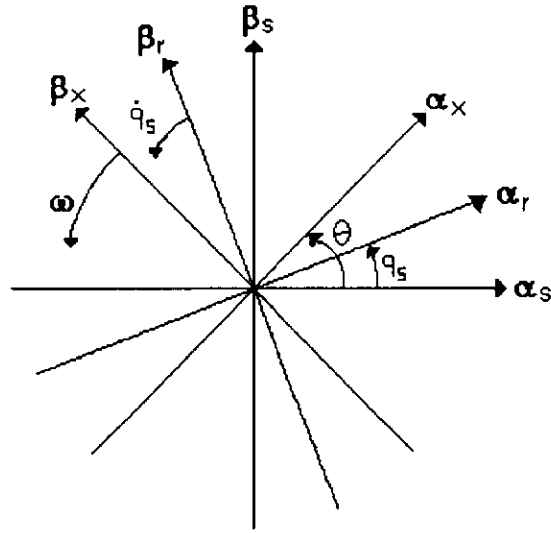


Figura A.2: Representación del marco de referencia fijo y del marco de referencia móvil.

que el modelo $\alpha\beta$ presenta, es que es una representación directa del motor *real*, por lo que su comportamiento es el mismo que el del modelo trifásico y, por lo tanto, si un controlador es diseñado considerando este modelo, este tendrá directamente su forma *implantable*.

A.2 Transformación de Blondel-Park: modelos *ab* y *dq*

Esta transformación fue introducida por R. Park en el año 1929 y es implantada con el fin de eliminar la dependencia con respecto a la posición del modelo $\alpha\beta$. Como está basada en la transformación de Blondel, fue llamada *transformación de Blondel-Park* (BP).

La idea fundamental de la transformación BP es que, en lugar de trabajar directamente con corrientes, voltajes y flujos asociados con las fases del sistema, algunas *variables auxiliares* pueden ser introducidas en el modelo del motor de inducción de tal forma que su estructura se simplifique. Estas

variables auxiliares establecen un cambio de coordenadas, que es aplicado tanto a variables de rotor como de estator, con el objetivo de obtener una representación de todas las variables en un sistema de referencia *común*. Al hacer este cambio de coordenadas, la dependencia de las inductancias con respecto de la posición desaparece.

Para poder introducir esta transformación, considérense los sistemas de referencia de estator y rotor del modelo $\alpha\beta$, el primero fijo y el segundo rotando a una velocidad \dot{q}_5 , y un tercer referencial (también ortogonal) que gira a una velocidad arbitraria ω_x . Esto es, la posición angular de este sistema de referencia, denotado por $\alpha_x\beta_x$, es una función del tiempo de la forma

$$\theta = \omega_x t + \theta(0); \quad \dot{\theta} = \omega_x, \quad \theta(0) = \theta_0 \quad (\text{A.14})$$

donde por conveniencia se supone que en el tiempo cero los ejes α_s, α_r y α_x coinciden.

La transformación de las ecuaciones, que puede ser relacionada con las relaciones angulares de los ejes mostrados en la figura A.2, pueden ser escritas como

$$f_{x1}^s = f_{s1} \cos(\theta) + q_{s2} \sin(\theta) \quad (\text{A.15})$$

$$f_{x2}^s = -f_{s1} \sin(\theta) + q_{s2} \cos(\theta) \quad (\text{A.16})$$

para las variables de estator, y

$$f_{x1}^r = f_{r1} \cos(\theta - \dot{q}_5) + q_{r2} \sin(\theta - \dot{q}_5) \quad (\text{A.17})$$

$$f_{x2}^r = -f_{r1} \sin(\theta - \dot{q}_5) + q_{r2} \cos(\theta - \dot{q}_5) \quad (\text{A.18})$$

para las variables de rotor, donde f puede representar voltaje, corriente o flujo, y el superíndice de los términos del lado izquierdo indica si las variables son de estator o rotor.

La transformación completa para variables de estator y rotor puede ser representada como

$$T_{BP} = \begin{bmatrix} e^{-j\theta} & 0 \\ 0 & e^{-j(\theta - q_5)} \end{bmatrix} \quad (\text{A.19})$$

Aplicando las propiedades de las matrices antisimétricas, se tiene

$$(T_{BP})^{-1} = \begin{bmatrix} e^{J\theta} & 0 \\ 0 & e^{J(\theta-q_5)} \end{bmatrix} \quad (\text{A.20})$$

donde

$$e^{Jq_5} = \begin{bmatrix} \cos(q_5) & -\sin(q_5) \\ \sin(q_5) & \cos(q_5) \end{bmatrix} = e^{-J^T q_5} \quad (\text{A.21})$$

Aplicando la transformación al modelo $\alpha\beta$ del motor, se obtiene

$$\mathbf{D}_{xe}\ddot{\mathbf{q}}_x + \mathbf{W}_{x1}\dot{\mathbf{q}}_x + \mathbf{R}_{xe}\dot{\mathbf{q}}_x = \mathbf{M}_{xe}u_x \quad (\text{A.22})$$

$$J\ddot{q}_5 - \frac{1}{2}\dot{\mathbf{q}}_x^T \mathbf{W}_{x2}\dot{\mathbf{q}}_x + B\dot{q}_5 = -\tau_L(q_5, \dot{q}_5) \quad (\text{A.23})$$

El par mecánico de origen eléctrico, para este caso, es

$$\tau(\dot{\mathbf{q}}_x) = \frac{1}{2}\dot{\mathbf{q}}_x^T \mathbf{W}_{x2}\dot{\mathbf{q}}_x \quad (\text{A.24})$$

Como puede observarse en este último modelo, el objetivo de eliminar la dependencia con respecto a la posición de las entradas de las matrices se cumple, lo cual establece la principal ventaja de este modelo.

Aunque el comportamiento del motor de inducción puede ser descrito en cualquier sistema coordenado, es útil seleccionar el valor de la velocidad angular ω_x tomando en cuenta el comportamiento físico de la máquina. En este sentido, existen dos valores que han sido comúnmente utilizados. Estos son, el sistema de referencia estacionario, $\omega_x = 0$ (referirse a las variables de estator), lo cual produce el llamado modelo *ab*, y el sistema de referencia que gira a velocidad síncrona, $\omega_x = \omega_a$, con ω_a la frecuencia de los voltajes aplicados, lo cual produce el modelo *dq*. Ambos modelos pueden ser obtenidos por la sustitución apropiada en (A.22,A.23) del valor de ω_x .

Algunas de las diferencias que existen entre estos dos modelos son.

Todas las señales que aparecen en el modelo *ab* son variantes con el tiempo, mientras que las variables en el modelo *dq* son cantidades constantes o de DC.

En el modelo *dq* se puede identificar el término $\omega_s = \omega_x - \dot{q}_5$ como la frecuencia de deslizamiento, la cual desde el punto de vista del control puede ser considerada como una entrada adicional.

Los controladores diseñados utilizando el modelo ab son dados en su forma implantable, mientras que para los que son diseñados con el modelo dq algunas transformaciones adicionales se requieren.

Apéndice B

Motores de corriente directa

Como se mostró en el capítulo primero, los motores de inducción pueden ser controlados de una manera muy eficiente mediante la técnica de control de campo orientado, esto debido al hecho de que la ecuación matemática que representa al par en estos motores es llevada a una expresión muy similar a la respectiva de las máquinas de DC, procediéndose después a implantar un control muy parecido al control en cascada que se aplica a estas máquinas. El fin de este apéndice es mostrar estas similitudes. Esto ha de hacerse mostrando a grandes rasgos, primero, el circuito eléctrico equivalente de las máquinas de DC, procediendo después a mostrar la obtención de la expresión matemática para el par y por mostrar algunas técnicas de control aplicadas a estas máquinas.

B.1 Circuito eléctrico equivalente

Los motores de DC son muy comunes en la industria, ya que pueden ser controlados para operar en un amplio rango de velocidad, además tienen excelentes propiedades de operación y características de control. La única desventaja es el conmutador mecánico que restringe la potencia y la velocidad del motor, además de requerir un mantenimiento periódico.

En un motor de DC hay dos devanados principales, el de armadura y el de campo. El devanado de armadura es el que se induce el voltaje y el devanado de campo es el que produce el flujo magnético principal de la máquina. En un motor de este tipo, normal, el arrollamiento de armadura está en el rotor y los arrollamientos de campo están en el estator. Debido a

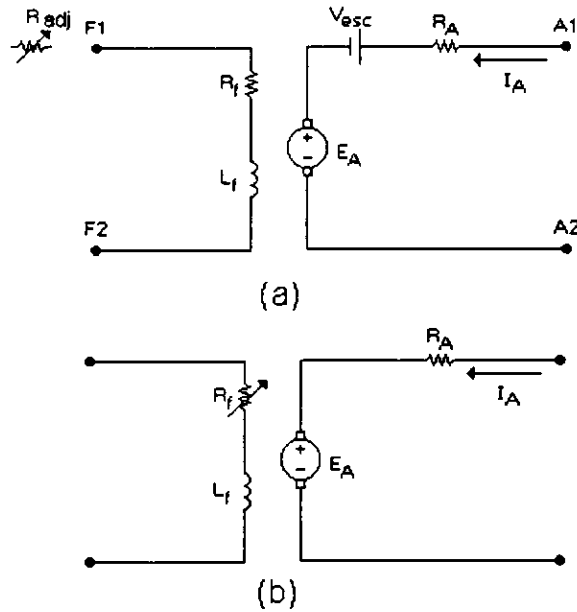


Figura B.1: Circuito equivalente del motor de DC.

que el devanado de armadura se encuentra en el rotor, a menudo al rotor se le conoce como armadura.

Existen cinco tipos principales de motores de DC de uso generalizado:

1. Motor de DC con excitación separada
2. Motor de DC en derivación
3. Motor de DC con imán permanente
4. Motor de DC serie
5. Motor de DC con excitación compuesta

Para este trabajo solo se señalará el motor de DC con excitación separada, esto debido al hecho de que es el tipo de motor que tiene las analogías con el motor de inducción necesarias para su control.

En la figura B.1 se puede observar el circuito equivalente del motor de DC, además de un circuito equivalente simplificado eliminando la caída de voltaje en las escobillas y combinando R_{aj} con la resistencia de campo.

Un motor de DC con excitación separada es un motor cuyo circuito de campo se alimenta desde una fuente de alimentación separada, de voltaje constante.

La mayoría de las máquinas de DC son semejantes a las máquinas de AC ya que en su interior tienen corrientes y voltajes de AC. Estas máquinas tienen solamente DC en su circuito exterior debido a la existencia de un mecanismo que convierte los voltajes internos de AC en voltajes de DC en las terminales. Este mecanismo es llamado colector, y por ello las máquinas de DC son conocidas también como *máquinas con colector*.

B.2 Expresión matemática del par

En los motores de DC el par producido depende de tres variables principalmente:

- El flujo magnético de la máquina
- La corriente en el interior de la máquina
- Una constante que depende de la construcción de la máquina

El par producido por la armadura de un motor es igual al producto del número de conductores Z por el par producido por el conductor. El par que se encuentra frente a un polo es

$$\tau = r i_{cond} l B \quad (B.1)$$

si en la máquina hay a ramas en paralelo, la corriente por conductor es

$$i_{cond} = \frac{i_A}{a} \quad (B.2)$$

el par sobre el conductor se expresa como

$$\tau_{cond} = \frac{r i_A l B}{a} \quad (B.3)$$

como hay Z conductores en la armadura, el par producido total es

$$\tau = \frac{Z r l B i_A}{a} \quad (B.4)$$

si el flujo por polo es

$$\phi = B A_p = \frac{B(2\pi r l)}{p} \quad (B.5)$$

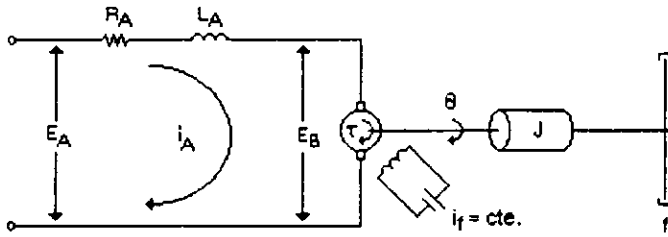


Figura B.2: Motor de DC con control de armadura.

el par total se puede escribir como

$$\tau = \frac{Zp}{2\pi a} \phi i_A \quad (\text{B.6})$$

o bien

$$\tau = K \phi i_A \quad (\text{B.7})$$

con $K = \frac{Zp}{2\pi a}$.

B.3 Control de motores de DC

Los motores de DC con excitación separada son o bien controlados en la armadura con campo fijo, controlados por el campo con corriente de armadura fija o aplicando un método de control llamado control en cascada.

Para realizar el control es necesario sensar algunas variables, como pueden ser posición, velocidad y corriente. Los controladores transforman esas señales de entrada en variables que sirven como entradas de control para las fuentes de alimentación controlables. A continuación se hace un breve análisis de los métodos de control más comunes para este tipo de máquinas.

B.3.1 Control de armadura

Sea el motor de DC con control de armadura que puede verse en la figura B.2.

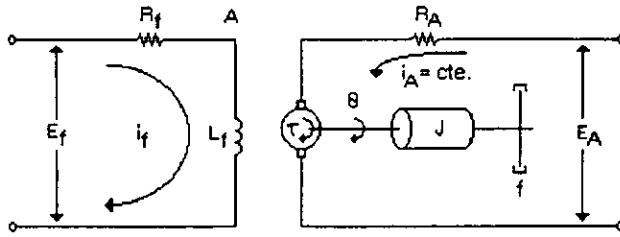


Figura B.3: Motor de DC controlado por campo.

El par desarrollado por el motor es proporcional al producto de la corriente de armadura y el flujo en el entrehierro que a su vez es proporcional a la corriente de campo o

$$\phi = K_f i_f \quad (B.8)$$

donde K_f es una constante. Por tanto, el par se puede escribir como

$$\tau = K_f i_f K i_A \quad (B.9)$$

En el motor de DC controlado en la armadura, se mantiene constante la corriente de campo. Para una corriente de campo constante el flujo se vuelve constante y el par se hace directamente proporcional a la corriente de armadura. Cuando la armadura está en rotación, se induce en ella una tensión proporcional al producto del flujo por la velocidad angular. Para un flujo constante, la tensión inducida u_B es directamente proporcional a la velocidad angular $\frac{d\theta}{dt}$.

Se controla la velocidad de un motor de DC controlado en la armadura por medio de la tensión de armadura u_A . Esta tensión es suministrada por una fuente externa.

B.3.2 Control de campo

En la figura B.3 se ve un diagrama esquemático de un motor de DC controlado por el campo. En este sistema la entrada de control es el voltaje de campo u_f , siendo una fuente externa.

En este, se mantiene constante la corriente de armadura aplicando una fuente de tensión constante a la armadura e insertando un resistor muy

grande en serie con la misma. Si la caída de tensión en esta resistencia es grande en comparación con la máxima fuerza contraelectromotriz inducida por la rotación de los devanados de armadura en el campo magnético, el efecto de esta fuerza es reducido. Luego se puede mantener aproximadamente constante la corriente de armadura. El rendimiento del motor en este funcionamiento es necesariamente bajo. Es de notar que es más difícil mantener una corriente de armadura constante que mantener una corriente constante de campo debido a la fuerza contraelectromotriz en el circuito de armadura.

El par desarrollado por el motor es proporcional al producto del flujo en el entrehierro y la corriente de armadura. Como el flujo en el entrehierro es proporcional a la corriente de campo en el caso del rango normal de operación del motor y la corriente de armadura se supone constante, el par queda en función de la corriente de campo, de la forma

$$\tau = K_2 I_f$$

donde K_2 es una constante.

B.3.3 Control en cascada

Para el estudio del control en cascada de máquinas de corriente directa este puede ser dividido en dos partes, una cuando la velocidad de operación está por abajo de la velocidad nominal y otra parte donde esta velocidad se incrementa por arriba de la nominal.[2]

Control en cascada de un motor de DC en el rango de control de armadura

Si el motor opera a una velocidad debajo de la nominal $-\omega_0 \leq \omega \leq \omega_0$, el flujo principal es mantenido a un valor nominal ϕ_{e0} con el fin de obtener la menor corriente de armadura posible y cuidarse de súbitas subidas de la carga.

En la figura B.4 se muestra el circuito de armadura del motor de DC; e_a es la fuente de voltaje interno de la fuente de alimentación. Este voltaje, que es controlado por y_a difiere del voltaje de armadura u_a debido a las impedancias internas R_i , L_i del circuito de alimentación.

De aquí se desprende un esquema de control muy efectivo, como lo es la estructura en cascada con un lazo de corriente interior y con otro lazo de

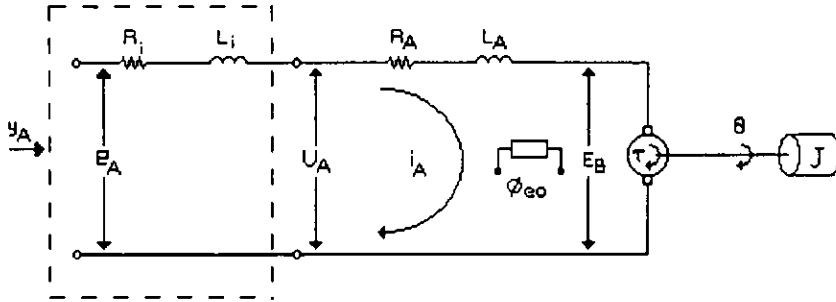


Figura B.4: Circuito de armadura.

control de velocidad sobrepuesto. Este sistema de doble lazo es muy flexible, por ejemplo, con el fin de tener control de posición, este puede ser extendido mediante un lazo de posición sobrepuesto en el lazo de control de velocidad existente. También, si la aceleración es de importancia, un lazo de control correspondiente puede ser anexado.

La idea del control en cascada se muestra en la figura B.5, donde un motor es equipado con estos lazos de control mencionados; se puede ver que la secuencia par - aceleración - velocidad - posición es algo natural.

El lazo de par (o corriente de armadura), formando la función de control más interna puede ser considerada como la inclusión de una fuente de corriente para la armadura. El controlador de corriente primario es repartido con las dinámicas de la fuente de alimentación y la armadura; de esta manera se provee una acción de control lo más rápida posible. Mediante la limitación de la referencia m_dRef (o i_aRef), el lazo de control interior también asume una función protectora. Un lazo de control de aceleración que no está mostrado en la figura, puede ser deseable con máquinas de alto desempeño dinámico. La estructura jerárquica es entonces continuada con una lazo de control de velocidad que controla el lazo interior cerrado en conjunción con el integrador subsecuente; la misma idea es otra vez extendida para un lazo de control de posición que gobierna el paso imponiendo una referencia de velocidad conveniente.

Por supuesto esta estructura multilazo puede solo funcionar bajo la suposición de que el ancho de banda del control se incrementa hacia los lazos

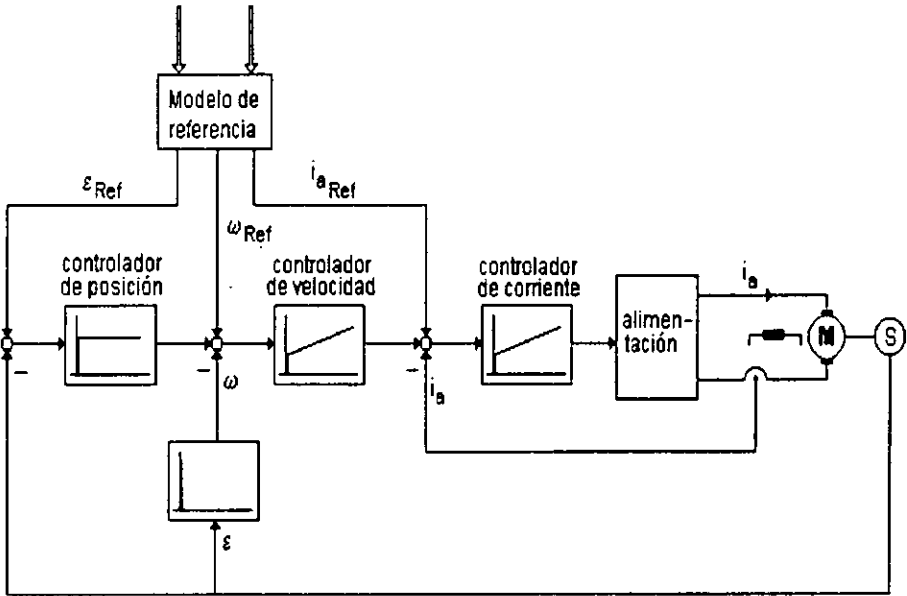


Figura B.5: Esquema general de un controlador en cascada de un motor de DC.

interiores con el lazo de corriente siendo el más rápido y el lazo de posición el más lento. Claramente el controlador de posición puede tener un buen desempeño si el lazo de velocidad ejecuta rápido los comandos que se le dan. Siguiendo este razonamiento, el diseño de los controladores se hace desde el nivel de control más lento al más rápido.

El hecho de que cada variable intermedia puede ser limitada, limitando la referencia pertinente, es la mayor ventaja del control en cascada. También, el campo de trabajo es simplificado considerablemente, dado que los lazos de control pueden ser puestos en operación uno después del otro.

Puede argumentarse que el sistema de control conteniendo demasiados lazos internos es algo lento de responder cuando se presentan cambios de la referencia. Si es importante el alto desempeño dinámico, los lazos internos pueden ser activados adicionalmente mediante señales de referencia de *Feed-forward* obtenidas de un generador de referencia con lo que esta desventaja es eliminada.

Control en cascada de un motor de corriente directa en la región de debilitamiento de campo

Si se reduce el flujo principal, un motor de corriente directa puede operar por encima de la velocidad nominal. Para un buen desempeño es importante que el motor sea mantenido ya sea con máximo campo y voltaje de armadura reducido o con máximo voltaje de armadura y voltaje de campo reducido. Dado que el motor puede operar alternativamente en alguna de estas dos regiones es apropiado escoger una estrategia de control que satisfaga ambos requerimientos y permita una transición continua y automática desde un régimen de operación a otro.

Un esquema de control que es útil en la práctica es el mostrado en la figura B.6 en su forma simplificada. Este contiene un control en cascada corriente-velocidad, actuando mediante el voltaje de armadura, como el mencionado anteriormente, además de que hay un lazo de control con el voltaje de campo como otra variable el cual tiene como propósito el limitar el voltaje inducido de armadura cuando la velocidad sube por encima de la velocidad nominal.

Como se puede observar, muchas de las consideraciones hechas para el control de los motores de DC, en especial el control en cascada, son aplicables al control por Campo Orientado para los motores de AC.

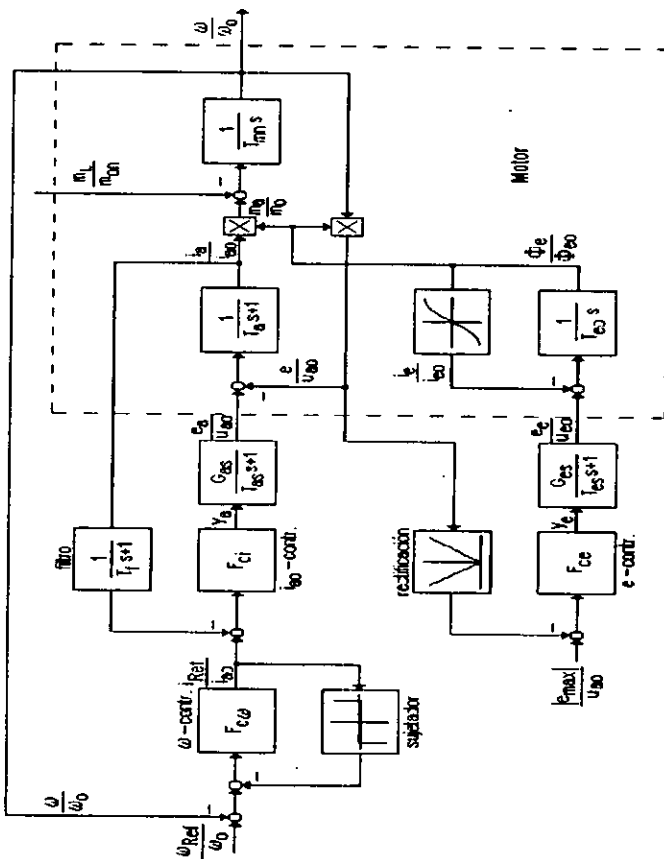


Figura B.6: Control en cascada de un motor de DC.

Apéndice C

Programas y diagramas

En este apéndice se muestran los listados de los programas que se utilizaron para la simulación de los controladores, además del listado de la implantación del modelo matemático del motor en el software de simulación.

Posteriormente se muestran los diagramas electrónicos de las tarjetas sensoras de posición, velocidad y corriente que se explican en el capítulo 3.

C.1 Listado 1: Implantación del modelo del motor de inducción en SIMNON.

CONTINUOUS SYSTEM M2F

- " Version: 1.0
- " Abstract: Modelo matemático del motor de inducción bifásico, modelado con el método de Euler-Lagrange.
- " Description:
- " Revision: 1.0
- " Author: PAUL MAYA
- " Created: 12/07/97
- " Inputs and outputs:
- " States, derivatives and time:
- " x1 y x2:= Corrientes de estator 1 y 2
- " x3 y x4:= Corrientes de rotor 1 y 2
- " X5:= Posición
- " x6:= Velocidad

```

STATE x1 x2 x3 x4 x5 x6
DER dx1 dx2 dx3 dx4 dx5 dx6
TIME t
" Initializations:
" Equations:
" Ecuaciones de las derivadas de las corrientes de estator
dx1=(1/por1)*(-As*x1+Be*x2+Lsr*Cs*x3+Lsr*Dsx4+Lr*u1)
dx2=(1/por1)*(-Be*x1-As*x2-Lsr*Dsx3+Lsr*Cs*x4+Lr*u2)
" Ecuaciones de las derivadas de las corrientes de rotor
dx3=(1/por1)*(Lsr*Cr*x1-Lsr*Dr*x2-Ar*x3-Be*x4-Ur1)
Ur1=Lsr*(u1*cos(x5)+u2*sin(x5))
dx4=(1/por1)*(Lsr*Dr*x1+Lsr*Cr*x2+Be*x3-Ar*x4+Ur2)
Ur2=Lsr*(u1*sin(x5)-u2*cos(x5))
" Velocidad y aceleración
dx5=x6
dx6=(1/J)*(Te-Tl-B*x6)
" Algunas constantes
Be=Lsr*Lsr*x6
Cs=Lr*x6*sin(x5)+Rr*cos(x5)
Ds=Lr*x6*cos(x5)-Rr*sin(x5)
Cr=Ls*x6*sin(x5)+Rs*cos(x5)
Dr=Ls*x6*cos(x5)-Rs*sin(x5)
" Par de origen eléctrico
Te=(-x1*x3-x2*x4)*sin(x5)+T2
T2=(-x1*x4+x2*x3)*cos(x5)
" Parameter values:
" Parámetros Eléctricos:
Lsr:0.0813
Ls:0.084
Lr:0.0852
Rs:0.687
Rr:0.842
u1=180*sin(2*3.141592654*60*t)
u2=-180*cos(2*3.141592654*60*t)
" Parámetros Mecánicos:
B:0.01
J:0.03
" Par de carga

```

```

Tl=if t<0.5 then 0 else 10
" Constantes:
por1=Ls*Lr-Lsr*Lsr
As=Lr*Rs
Ar=Ls*Rr
END

```

C.2 Listado 2: Implantación del controlador v/hz en SIMNON.

```

CONTINUOUS SYSTEM M2F
" Version: 1.0
" Abstract: Controlador v/hz, para el motor
" de inducción.
" Description:
" Revision: 1.0
" Author: PAUL MAYA
" Created: 12/07/97
" Inputs and outputs:
" States, derivates and time:
STATE
DER
TIME t
" Initializations:
" Controlador volts/hertz
Ew=Vd1-x6 " Error de velocidad
Cw=x6+Ew
Hz=(Cw*60)/376.9911184
Volt=2.1166666*Hz
" Señales de control
u1=Volt*sin(2*3.1415926535*Hz*t)
u2=-Volt*cos(2*3.1415926535*Hz*t)
" Velociad deseada en rpm's
Vd=if t<1 then 3600 else 2000
Vd1=Vd*((2*3.1415926535)/60)
END

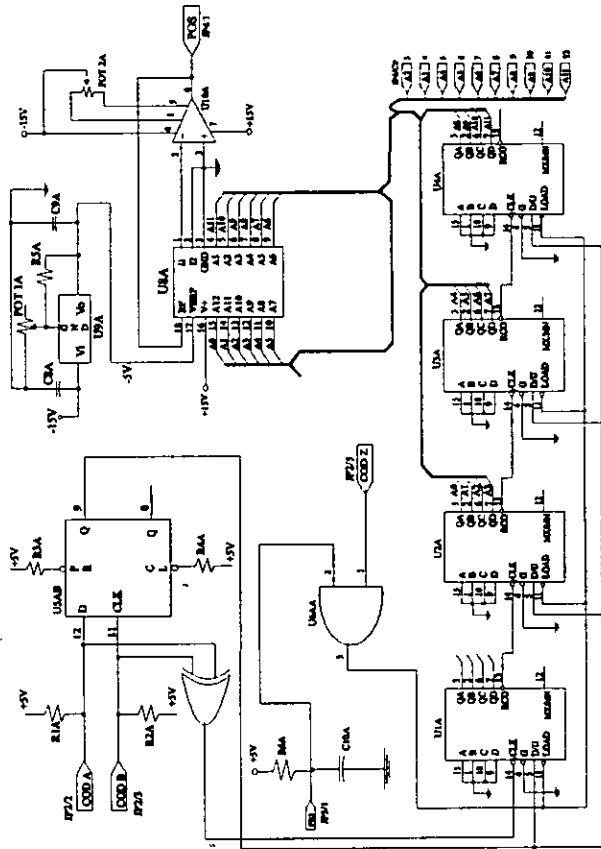
```

C.3 Listado 3: Implantación del controlador por Campo Orientado.

CONTINUOUS SYSTEM M2F

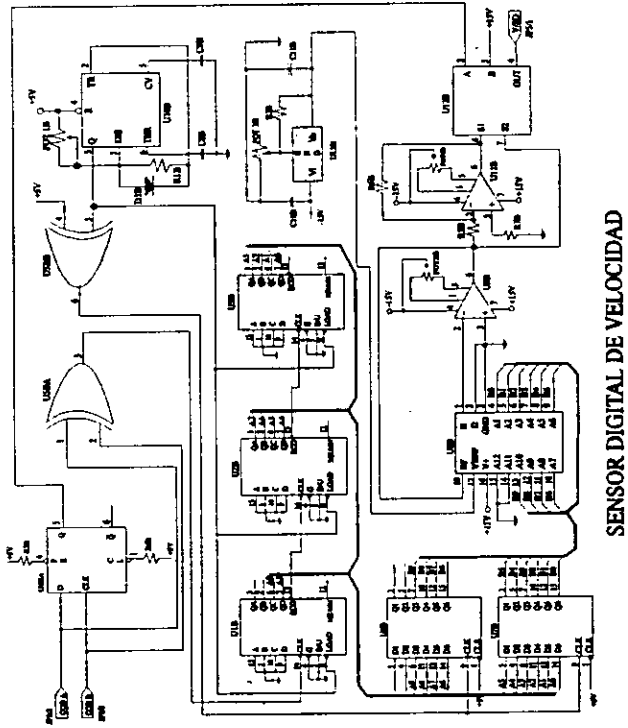
```
" Version: 1.0
" Abstract: Controlador por campo orientado
" para el motor de inducción
" Description:
" Revision: 1.0
" Author: PAUL MAYA
" Created: 12/07/97
" Inputs and outputs:
" States, derivates and time:
STATE e1 e2 rod e3
DER de1 de2 drod de3
TIME t
" Initializations:
"Control por campo orientado
u1=-kp1*(x1-x1d)-ki1*e1
de1=x1-x1d
u2=-kp2*(x2-x2d)-ki2*e2
de2=x2-x2d
"
x1d=cos(rod)*idd-sin(rod)*iqd
x2d=sin(rod)*idd+cos(rod)*iqd
"
idd=be/lsr
iqd=(lr/(lsr*be))*td
"
td=-kp3*(x5-x5d)-ki3*e3
de3=x5-x5d
"
drod=(rre/(be*be))*td
"
" Parametros del controlador
"
kp1:1000
```


kp2:1000
 kp3:20
 ki1:2000
 ki2:2000
 ki3:300
 be:10
 rre=rr
 x5d:2000
 END



SENSOR DIGITAL DE POSICIÓN

Figura C.1:



SENSOR DIGITAL DE VELOCIDAD

Figura C.2:

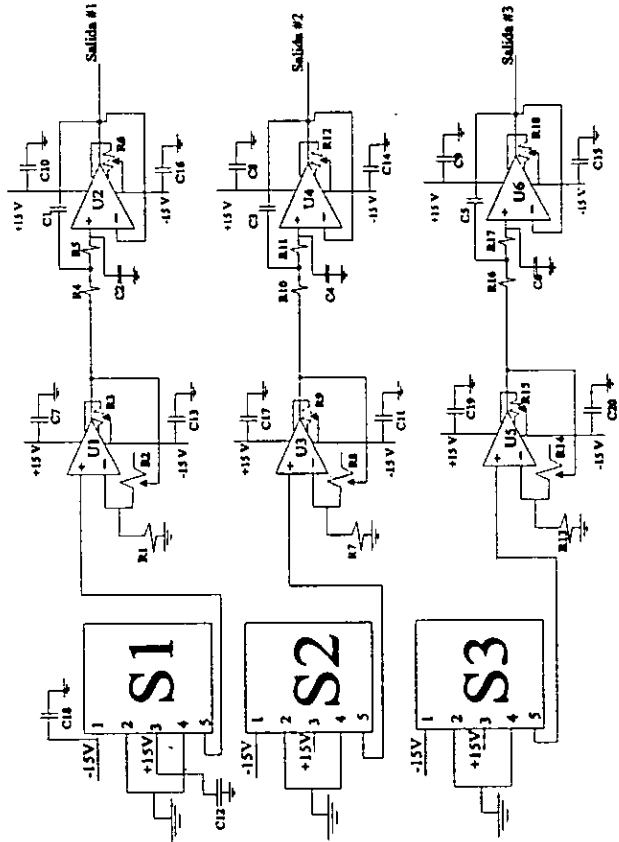


Figura C.3:

Bibliografía

- [1] K. Rajashekara y K. Matsuse, **Sensorless Control of AC Motor Drives**, Ed. IEEE press, USA 1996.
- [2] W. Leonhard, **Control of electrical drives**, Ed. IEEE Press, Germany 1990.
- [3] B. K. Bose, **Power Electronics and AC drives**, Ed. Prentice Hall, USA 1986.
- [4] M. H. Rashid, **Power Electronics: Circuits, Devices and Applications**, Ed. Prentice Hall, USA, 1993.
- [5] P. Krause, **Analysis of Electric Machinery**, Ed. Mc Graw Hill, USA, 1986
- [6] S. J. Chapman, **Máquinas Eléctricas**, Ed. Mc Graw Hill, México 1989.
- [7] G. Espinosa, **Control No Lineal de Motores de Inducción**, Tesis doctoral, UNAM, CU, 1993.
- [8] I. Campos, **Evaluación Experimental de un Controlador No Lineal para Motores de Inducción**, Tesis de maestría, UNAM, CU, 1996.
- [9] J. Mondragón y F. Rodríguez, **Versión preindustrial de un controlador electrónico de posición (aplicado a manipuladores)**, Tesis de licenciatura, UNAM, CU, 1993.
- [10] G. Carmona y E. Ruiz, **Control de velocidad de bombas hidráulicas**, Tesis de licenciatura, UNAM, CU, 1993.

- [11] F. Blaschke, **The Principle of Field Orientation as Applied to the New TRANSVEKTOR Closed-Loop Control System for Rotating-Field Machines**, Siemens Review, vol. 34, pp. 217-220, Mayo 1972.
- [12] R. Marino, S. Peresada y P. Valigi, **Adaptive Input-Output Linearizing Control of Induction Motors**, IEEE Transactions on Automatic Control, vol. 38, No. 2, pp. 208-221, February, 1993.
- [13] R. Ortega y D. Taoutaou, **Indirect Field-Oriented Speed Regulation for Induction Motors Is Globally Stable**, IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 43, No. 2, pp. 340-341, April 1996.
- [14] G. Espinosa, R. Ortega, Gi-Wum Chang y E. Méndez **On Field Oriented Control of Induction Motors: Tuning of the PI Gains for Performance Enhancement**, IEEE Transactions on Industrial Electronics, por aparecer, 1998.
- [15] CENIDET, **Manual del inversor Trifásico**, México, 1996.
- [16] Integrated Systems Inc, **AC-100 Model C30**, USA, 1994.
- [17] Hoja de datos del motor.
- [18] SSPA Systems, **SIMNON User's Guide**, Sweden, 1993.