



Universidad Autónoma de San Luis Potosí

Facultad de Ingeniería

Centro de Investigación y Estudios de Posgrado

**“IMPLEMENTACIÓN DEL CONTROL DIRECTO DEL
PAR EN LOS MOTORES DE INDUCCIÓN”**

Tesis

Que para obtener el grado de
Maestro en Ingeniería Eléctrica

Presenta:

Ing. Carlos Alberto Cruz Alvarado

Asesor:

Dr. Felipe Pazos Flores

Co-Asesor:

Dr. Víctor Manuel Cárdenas Galindo

San Luis Potosí, S.L.P. a 21 de agosto del 2003



29 de abril 2003.

**AL ING. CARLOS ALBERTO CRUZ ALVARADO
P R E S E N T E . -**

En atención a su solicitud de Temario, presentada por los Doctores Felipe Pazos Flores y Victor Manuel Cárdenas Galindo Asesores de la Tesis que desarrollará Usted, con el objeto de obtener el Grado de **Maestría en Ingeniería Eléctrica**. Me es grato comunicarle que en la Sesión de Consejo Técnico Consultivo celebrada el día 29 de abril del presente año, fue aprobado el Temario propuesto:

TEMARIO:

“IMPLEMENTACIÓN DEL CONTROL DIRECTO DEL PARA EN MOTORES DE INDUCCIÓN”

- I. DESCRIPCIÓN DEL MOTOR DE INDUCCIÓN Y SUS TÉCNICAS DE CONTROL.
- II. PRINCIPIOS Y ESTRUCTURA DEL CONTROL DIRECTO DEL PAR.
- III. IMPLEMENTACIÓN DE LA ETAPA DE POTENCIA.
- IV. DESARROLLO DE LA ETAPA DE CONTROL.
- V. RESULTADOS OBTENIDOS.
- VI. CONCLUSIONES.
- APÉNDICES.
- BIBLIOGRAFÍA.

“MODOS ET CUNCTARUM RERUM MENSURAS AUDEBO”

ING. JOSÉ ARNOLDO GONZÁLEZ ORTÍZ
DIRECTOR

UNIVERSIDAD AUTÓNOMA
DE SAN LUIS POTOSÍ
FACULTAD DE INGENIERÍA

**mog




UNIVERSIDAD AUTÓNOMA DE SAN LUIS POTOSÍ
Facultad de Ingeniería
Centro de Investigación y Estudios de Posgrado




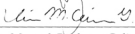
MAESTRÍA EN INGENIERÍA ELÉCTRICA
OPCIÓN CONTROL AUTOMÁTICO


IMPLEMENTACIÓN DEL CONTROL DIRECTO DEL PAR EN
MOTORES DE INDUCCIÓN

Sinodales:


Ing. Carlos Alberto Cruz Alvarado


Dr. Felipe Pazos Flores (Asesor)


Dr. Victor Manuel Cárdenas Galindo (Co-Asesor)


Dr. Ricardo Álvarez Salas

DEDICATORIA

A Dios :

Por no dejarme caer en los momentos más difíciles y por darme fuerzas para salir adelante.

A mis padres Zenaido y Graciela:

Por la confianza y la fe que han tenido en mí, lo cual me da más confianza para seguir por este camino. Gracias porque en el momento más difícil de mi vida estuvieron conmigo, en especial a mi madre.

A mi hermano Juan:

El mejor hermano y amigo, al cual no le dedico el tiempo necesario cuando me lo pide pero de algún modo comprende que no puedo estar en Matehuala siempre.

A mi esposa Lorena:

Gracias por apoyarme en mis metas, comprender mi situación y confiar en mí. Gracias por quererme, de igual manera TE AMO.

AGRADECIMIENTOS

A mi asesor el Dr. Felipe Pazos Flores por tenerme confianza y creer en mí para la realización de este trabajo de tesis.

En especial le quiero agradecer al Dr. Víctor Manuel Cárdenas Galindo por ser más que un asesor un amigo y brindarme su disposición y apoyo durante la realización de este trabajo de tesis.

A mi asesor el Dr. Ricardo Álvarez Salas, le doy las gracias por brindarme el apoyo en el momento más difícil en la realización de este trabajo de tesis.

Al Dr. Gerardo Escobar por brindarme su amistad y ayuda.

A mis compañeros Ambrocio, Homero, Jorge, Homerillo, Baudel, Martín, Juan Manuel, Salvador y Omar por esos buenos momentos que convivimos.

De igual manera agradezco la amistad de Luis, Mario, Ing. Lira, Ernesto, Pánfilo, Simuhé, Diego, Alfonso y en especial de Rubén porque en tan poco tiempo de conocernos somos muy buenos amigos.

A todos los Doctores y Secretarías que laboran en el Edificio P, por todo su apoyo.

Gracias a CONACyT por el apoyo económico para la realización de la Maestría.

ÍNDICE

Lista de símbolos	V
Resumen	IX

1. Descripción del Motor de Inducción y sus Técnicas de Control

1.1 INTRODUCCIÓN	1
1.1.1 Tipos de motores	2
1.1.2 Motores de cd	2
1.1.3 Motores de ca	3
1.2 CARACTERÍSTICAS ELECTROMECÁNICAS DEL MOTOR DE INDUCCIÓN	5
1.2.1 Principios de operación	5
1.2.2 Circuito equivalente	7
1.2.3 Par, deslizamiento e impedancia del rotor	9
1.2.4 Par y potencia	10
1.3 TÉCNICAS DE CONTROL DE LOS MOTORES DE INDUCCIÓN	12
1.3.1 Control de motores de cd	12
1.3.2 Estructuras de control para motores	14
1.3.3 Control de frecuencia utilizando PWM	14
1.3.4 Control vectorial usando PWM	16

2. Principio y Estructura del Control Directo del Par

2.1 ECUACIONES DEL MODELO DE LA MÁQUINA DE INDUCCIÓN	19
2.1.1 Descripción e hipótesis simplificatrices	19
2.1.2 Ecuaciones generales de la máquina de inducción ideal	20
2.1.3 Introducción a la noción de vector giratorio	23
2.1.4 Diagramas equivalentes de la máquina de inducción	25

2.1.5	Modelo vectorial referido al estator	26
2.1.6	Modelo vectorial en un referencial giratorio a la velocidad del campo del estator	29
2.1.7	Expresiones del par electromagnético instantáneo	30
2.2	TRANSFORMACIÓN DE PARK Y DE CONCORDIA	30
2.3	CLASIFICACION DEL CONTROL VECTORIAL	35
2.4	TEORIA DEL CONTROL DIRECTO DEL PAR	35
2.4.1	Modelo vectorial del inversor	36
2.4.2	Pilotaje directo del inversor	38
2.5	PRINCIPIOS DEL CONTROL DIRECTO DEL PAR	38
2.5.1	Principios generales del DTC	39
2.5.2	Principios de control de flujo del estator	41
2.5.3	Selección del vector de tensión V_s	42
2.5.4	Estimadores	44
2.5.5	Elaboración del vector de control	45
2.5.6	Elaboración de la tabla del control	48
2.6	ESTRUCTURA GENERAL DEL DTC	48

3. Implementación de la Etapa de Potencia

3.1	ESTRUCTURA GENERAL DE LA ETAPA DE POTENCIA	51
3.2	DESCRIPCIÓN DEL INVERSOR	53
3.2.1	Topología	53
3.2.2	El rectificador	56
3.2.3	Módulos de IGBT'S	57
3.2.4	Tiempo muerto	58
3.2.5	Circuitos impulsores	58
3.2.6	Protecciones del módulo SEMIKRON	59
3.2.7	Resistencia de carga	60
3.2.8	El snubber	62

3.3	TARJETA DE CONTROL PARA ENCENDIDO / APAGADO	63
3.4	SENSORES	64
3.5	TARJETA DE ACOPLE ANALÓGICO	66

4. Desarrollo de la etapa de control

4.1	IMPLEMENTACIÓN DEL CONTROL	69
4.2	ORGANIZACIÓN GENERAL DEL FUNCIONAMIENTO	69
4.3	EL PROCESADOR DE SEÑALES	72
4.4	INTERFASE DE ENTRADAS Y SALIDAS ANALÓGICAS	72
4.5	INTERFASE DE ENTRADAS Y SALIDAS DIGITALES	75
4.6	MÓDULO DE SEÑALES ENTRADA / SALIDA	75
4.7	PROGRAMACIÓN DE LOS ALGORITMOS DE CONTROL	76
4.7.1	Ecuaciones implementadas	78
4.7.2	Rutinas de protección	85
4.7.3	Rutina de tiempo muerto	86

5. Resultados obtenidos

5.1	RESULTADOS EXPERIMENTALES	
5.1.1	Control en Lazo Abierto	91
5.1.2	Control Directo del Par	93

6. Conclusiones

6.1	ANÁLISIS DE RESULTADOS	99
6.2	APORTACIONES	101
6.3	SUGERENCIAS PARA TRABAJOS FUTUROS	101

APÉNDICE A

A.1. PARÁMETROS DEL MOTOR DE INDUCCIÓN MARCA BALDOR	103
A.2. PARÁMETROS DEL MOTOR DE CD MARCA BALDOR	104
A.3. PARÁMETROS DEL MOTOR DE INDUCCIÓN MARCA SIEMENS	104

APÉNDICE B

B.1. CONDUCCIÓN 120°	105
B.2. PROGRAMA IMPLEMENTADO DEL PWM	108

APÉNDICE C

C.1. PROGRAMA IMPLEMENTADO EN LA ETAPA DE POTENCIA (ENCENDIDO/APAGADO)	113
C.2. FORMATOS FRACCIONALES DEL ADSP-2101	116

Bibliografía	117
---------------------	-----

LISTA DE SÍMBOLOS

E_0 :	Voltaje aplicado (volts) = voltaje de línea $\div \sqrt{3}$ para motores trifásicos;
I_1 :	Corriente del primario (amperes);
I_2 :	Corriente del secundario en términos del primario (amperes);
I_M :	Corriente de magnetización (amperes);
R_1 :	Resistencia del primario (ohms);
R_2 :	Resistencia del secundario (ohms);
X_1 :	Reactancia de fuga del primario (ohms);
X_2 :	Reactancia de fuga del secundario (ohms);
X_M :	Reactancia de magnetización (ohms);
Z_1 :	Impedancia del primario (ohms);
Z_2 :	Impedancia del secundario en términos del primario (ohms);
Z :	Impedancia de magnetización y del secundario combinadas (ohms);
s :	Deslizamiento (expresado como una fracción de la velocidad síncrona);
N :	Velocidad real;
N_S :	Velocidad síncrona del campo del estator (revoluciones por minuto);
m :	Número de fases;
f :	Frecuencia nominal (hertz);
T :	Par (N-m);
P_{gt} :	Potencia total;
P :	Potencia mecánica interna;
ω_S :	Velocidad angular síncrona del rotor;

$s_{m\acute{a}xT}$:	Deslizamiento para el par máximo;
$T_{m\acute{a}x}$:	Par máximo;
R_S :	Resistencia del estator;
v_{Sa}, v_{Sb}, v_{Sc} :	Tensiones de alimentación de las fases Sa, Sb, Sc ;
i_{Sa}, i_{Sb}, i_{Sc} :	Corrientes del estator de las fases Sa, Sb, Sc ;
$\phi_{Sa}, \phi_{Sb}, \phi_{Sc}$:	Flujos del estator con respecto a las fases Sa, Sb, Sc ;
v_{Ra}, v_{Rb}, v_{Rc} :	Tensiones de los bornes de las fases Ra, Rb, Rc ;
i_{Ra}, i_{Rb}, i_{Rc} :	Corrientes del rotor de las fases Ra, Rb, Rc ;
$\phi_{Ra}, \phi_{Rb}, \phi_{Rc}$:	Flujos del rotor con respecto a las fases Sa, Sb, Sc ;
θ :	Ángulo eléctrico entre los ejes del rotor y del estator;
Γ_{em} :	Par electromagnético;
σ :	Coefficiente de dispersión;
L_m :	Inductancia mutua rotor-estator referida al estator;
$V_{Sa}, V_{S\beta}$:	Voltajes del estator en el referencial fijo alfa y beta;
$I_{Sa}, I_{S\beta}$:	Corrientes del estator en el referencial fijo alfa y beta;
$\Phi_{Sa}, \Phi_{S\beta}$:	Flujos del estator en el referencial fijo alfa y beta;
$V_{Ra}, V_{R\beta}$:	Voltajes del rotor en el referencial fijo alfa y beta;
$I_{Ra}, I_{R\beta}$:	Corrientes del rotor en el referencial fijo alfa y beta;
$\Phi_{R\beta}, \Phi_{Ra}$:	Flujos del rotor en el referencial fijo alfa y beta;
V_{Sd}, V_{Sq} :	Voltajes del estator en el referencial giratorio d,q;
I_{Sd}, I_{Sq} :	Corrientes del estator en el referencial giratorio d,q;
Φ_{Sq}, Φ_{Sd} :	Flujos del estator en el referencial giratorio d,q;
V_{Rd}, V_{Rq} :	Voltajes del rotor en el referencial giratorio d,q;

I_{dR}, I_{qR} :	Corrientes del rotor en el referencial giratorio d,q;
Φ_{dR}, Φ_{qR} :	Flujos del rotor en el referencial giratorio d,q;
t_d :	Tiempo muerto;
U_0 :	Voltaje del bus de cd del inversor;
$i_\alpha[k], i_\beta[k]$:	Corrientes alfa y beta discretizadas;
$v_\alpha[k], v_\beta[k]$:	Voltajes alfa y beta discretizados;
$U_0[k]$:	Voltaje del bus de cd discretizado;
S_α, S_β, S_c :	Bits de control del inversor;
$\lambda_\alpha[k], \lambda_\beta[k]$:	Flujos alfa y beta discretizados;
$\Gamma_e[k]$:	Par electromagnético discretizado;
$\lambda[k]$:	Módulo del flujo discretizado;
$\theta[k]$:	Zona de la trayectoria del flujo del motor de inducción discretizado.

RESUMEN

Los motores eléctricos son utilizados ampliamente en la industria; los tres tipos básicos de motores son: el motor de corriente directa (cd), el motor de inducción y el motor síncrono. Los motores de cd habían dominado tradicionalmente en el campo de los sistemas accionadores a velocidad variable, aunque este tipo de motor presenta las desventajas de que es caro, contiene un elemento de conmutación electromecánica (escobillas), requiere mantenimiento frecuente y resulta inadecuado para trabajar en atmósferas polvorientas o explosivas; sin embargo, tiene la ventaja de que su principio de funcionamiento y de regulación de velocidad es simple.

Por otro lado el motor de inducción asíncrono presenta las ventajas de ser robusto, tiene una mayor relación potencia-peso, es adecuado para trabajar en atmósferas donde no se recomienda el motor de cd; sin embargo tiene el inconveniente de que su principio de regulación de velocidad es complejo, por lo que se utilizaba tradicionalmente en aplicaciones a velocidad fija.

Una alternativa para el control de motores de inducción es el DTC (Direct Torque Control). Esta técnica permite obtener un desempeño elevado en el control del par y del módulo del flujo de esta clase de motores, además de ser un algoritmo muy simple.

El objetivo de este trabajo es la validación experimental del DTC, por lo cual fue necesario construir un banco de pruebas para tal propósito. El banco se describe en la primera parte de la tesis.

El documento de esta tesis se compone de seis capítulos organizados como se describe a continuación.

En el capítulo 1 se presenta un análisis electromagnético del motor de inducción basado en el circuito equivalente en régimen permanente, con el propósito de establecer las ecuaciones básicas. También se analizan las características de algunas técnicas de control para motores de inducción.

En el capítulo 2 se describe el modelado del motor de inducción. Asimismo se presentan los principios y estructura del control directo del par y algunos resultados de simulación de esta técnica de control.

En el capítulo 3 se presenta la descripción de la etapa de potencia del banco de pruebas, la cual fue construida en base a un inversor de 20 kVA.

En el capítulo 4 se presenta el diseño de la etapa de control. Se describen los elementos del sistema de desarrollo construido, así como la explicación de algunas rutinas importantes implementadas en el algoritmo de control.

En el capítulo 5 se presentan los resultados experimentales obtenidos con el DTC. Se muestran los resultados en el seguimiento en el seguimiento de diferentes referencias de par y del módulo del flujo.

En el capítulo 6 se presentan las conclusiones del trabajo de tesis, así como las aportaciones y las sugerencias para trabajos futuros en esta línea de investigación.

Descripción del Motor de Inducción y sus Técnicas de Control

En el presente capítulo se deduce la teoría elemental de la máquina de inducción, la cual se emplea para explicar la curva par-deslizamiento. Se presentan también algunos esquemas de control para motores de inducción y se explican sus características.

1.1 INTRODUCCIÓN

Los motores eléctricos han sido un elemento importante en la economía industrial y comercial por más de un siglo.

Los motores eléctricos proporcionan la potencia motriz para controlar una parte considerable, y en constante crecimiento, de la industria moderna. La gama de tamaños y tipos de motores es enorme, y el número y diversidad de aplicaciones se continúa extendiendo. La computadora en la que se escribió esta tesis, por ejemplo, tiene varios motores eléctricos en su interior, en el ventilador de enfriamiento y en las unidades de disco. Existe incluso un pequeño motor que se utiliza para expulsar el disco removible de su unidad.

En el extremo más pequeño de la escala de potencia se encuentran los motores que controlan las manecillas en los relojes de pulso, un trabajo que anteriormente lo hacía un mecanismo de resorte. En el extremo superior de la escala de potencia están los motores, nominalmente clasificados en la gama de cientos de megawatts, que bombean el agua de manera ascendente para almacenamiento de energía. Algunos motores más pequeños, en el intervalo de 12 a 15 MW, hacen el trabajo de propulsores de buques crucero, un trabajo que anteriormente se hacía mediante máquinas de vapor o motores diesel muy grandes y de baja velocidad.

1.1.1 Tipos de motores

Es importante recordar que los motores eléctricos funcionan a través de la interacción del flujo magnético y la corriente eléctrica, o flujo de carga. Ellos liberan *fuerza* porque una carga que se mueve en un campo magnético produce una fuerza que resulta ser ortogonal al movimiento de la carga y al campo magnético (Ley de Laplace). Las máquinas eléctricas también producen un voltaje si el conductor en el que la corriente puede fluir se mueve a través del campo magnético (Ley de Faraday). Describir la interacción de un motor eléctrico requiere de ambos fenómenos, puesto que la conversión de energía tipificada por el *par* y la *velocidad de rotación*, también debe ser caracterizada mediante la *corriente* y el *voltaje de alimentación*.

En general, los motores eléctricos se clasifican en dos categorías: de corriente alterna (ca) y de corriente directa (cd). Dentro de estas categorías existen subdivisiones. Recientemente, con el desarrollo de componentes electrónicos de potencia económicos y confiables, las clasificaciones se han vuelto menos rigurosas.

1.1.2 Motores de cd

Los motores de cd, como su nombre lo indica, funcionan con corriente y voltaje terminal que es "*directo*" o sustancialmente constante. En tanto que es posible producir una máquina "*de cd verdadera*" en una forma por lo general conocida como "*aciclca*", con geometría homopolar. Tales máquinas tienen voltaje terminal muy bajo y, en consecuencia, corriente terminal alta, en relación con sus capacidades nominales de potencia. De este modo, toda aplicación de motores de cd han empleado un interruptor mecánico o conmutador para cambiar la corriente terminal, que es constante o de cd, a corriente alterna en el inducido de la máquina.

Por lo general, los motores de cd se han usado en dos tipos de aplicaciones. Una de estas aplicaciones es aquella en la que la fuente de poder es, en sí misma, de cd. Por esta razón los motores en los automóviles son en su totalidad de cd; desde los motores que controlan los ventiladores para enfriar el motor y la ventilación del habitáculo de pasajeros hasta el motor de arranque de la máquina.

Otra razón para utilizar motores de cd es que su característica par-velocidad ha sido, históricamente, más fácil de adaptar que las correspondientes categorías de motores de ca. Por esta razón la mayoría de los motores de servo y de tracción han sido máquinas de cd. Por ejemplo, los motores que accionaban locomotoras eran hasta hace poco, exclusivamente máquinas de cd.

Por otro lado, el conmutador mecánico y las escobillas asociadas son problemáticas por varias razones, y a consecuencia de esto, el advenimiento de los semiconductores de alta potencia más económicos han llevado a las máquinas de ca a situaciones que antes eran dominadas por las máquinas de cd. Por ejemplo, los motores de inducción se están utilizando cada vez más en la tracción de ferrocarriles. La clase de máquina conocida como de "*cd sin escobillas*", es en realidad una máquina síncrona acoplada con un conjunto de interruptores electrónicos

controlados por la posición del rotor. Tales máquinas tienen características similares a las máquinas de conmutador.

1.1.3 Motores de ca

Los motores eléctricos diseñados para funcionar con fuentes de corriente alterna (ca) se clasifican ampliamente en dos clases: de inducción y síncronos.

Los motores de ca trabajan al establecer un patrón de campo magnético que gira con respecto al estator y posteriormente emplea fuerzas electromagnéticas para arrastrar al rotor en el patrón del campo magnético rotatorio. Las máquinas síncronas por lo regular tienen un campo magnético que es estacionario con respecto al rotor y el cual gira por consiguiente a la misma velocidad que el campo magnético del estator. En los motores de inducción, el campo magnético es, como su nombre lo indica, inducido por el movimiento del rotor a través del campo magnético del estator.

El motor de inducción es utilizado en más del 90% de las aplicaciones industriales. Las máquinas de inducción son simples, robustas de bajo costo relativo. Dominan en aplicaciones a varios niveles de potencia desde las fracciones de caballo de fuerza (unos cuantos cientos de watts) hasta cientos de caballos de fuerza (quizás medio megawatt) donde las velocidades rotacionales requeridas no tienen que variar.

Los *motores síncronos* no tienen un uso tan amplio como las máquinas de inducción, porque sus rotores son más complejos y requieren de excitadores. No obstante, estos motores tienen grandes aplicaciones industriales en situaciones donde se requiere generar potencia reactiva para estabilizar el voltaje y para mejorar el factor de potencia total.

También, en capacidades nominales de varios cientos de caballos de fuerza, las máquinas síncronas son a menudo más eficientes que las máquinas de inducción y, por tanto, en ocasiones se eligen máquinas síncronas muy grandes en lugar de los motores de inducción.

Al funcionar con una fuente de ca de frecuencia fija, tanto los motores de inducción como los síncronos funcionan a una velocidad casi fija. Sin embargo, cuando se acoplan a una fuente de ca de frecuencia ajustable, las dos clases de máquinas pueden formar accionamientos de velocidad variable. Existen algunas diferencias importantes basadas en el método de control empleado [1]:

- a) *Motores de cd sin escobillas*: máquinas síncronas de imán permanente acopladas con mecanismos de conmutación controlados por la posición del rotor. Tiene características semejantes a las máquinas de colector de imán permanente.
- b) *Accionamientos de velocidad ajustable*: motores síncronos o de inducción acoplados a inversores que generan señales de frecuencia variable. La velocidad del motor es proporcional a la frecuencia.

- c) *Control vectorial*: también llamado *control orientado al campo*, se utiliza para producir servomecanismos de alto rendimiento mediante la predicción de la localización del flujo interno y la posterior inyección de corriente para interactuar de manera óptima con ese flujo.

En la última década se ha visto la generalización de los “*variadores para máquinas de inducción con control vectorial*”, lo cual ha creado un interés por este tipo de máquina, prototipo de la máquina simple y robusta. Sin embargo, la máquina de inducción cuya estructura sencilla le ha hecho obtener un éxito industrial, se vuelve relativamente compleja cuando se trata de estudiar y realizar un control más exigente. Esta es una de las razones por la que, durante varias décadas, la máquina de corriente continua fue la única fuente electromecánica de velocidad variable en razón de su facilidad de control.

La notable evolución tecnológica, en materia de semiconductores de potencia ha permitido realizar convertidores estáticos de potencia elevada, capaces de proporcionar tensiones (o corrientes) de amplitud y frecuencia variables.

Además, el desarrollo de la tecnología de control numérico ha permitido implementar el cálculo de operaciones matemáticas complejas, indispensable para lograr la facilidad de control y la calidad de la conversión electromecánica, en la máquina de corriente alterna.

De hecho, la idea es encontrar, el funcionamiento equivalente de la máquina de corriente continua (sin sus inconvenientes), para lo cual el dispositivo escobillas-colector situado al nivel de la parte electromecánica en la máquina de corriente continua, se ubica (virtualmente) al nivel del control y de la alimentación en la máquina de inducción. Por ello, la dinámica de la máquina exige algoritmos de control complejos en oposición a su simplicidad estructural.

Así, la regulación de la velocidad de la máquina de inducción se realiza simultáneamente sobre la frecuencia y la amplitud de la tensión (o la corriente) de alimentación. Por lo tanto es necesario disponer de una fuente de alimentación capaz de proporcionar una tensión de amplitud y frecuencia ajustables en valores instantáneos de acuerdo con los criterios relacionados con las características dinámicas deseadas.

En una máquina de corriente continua, el dispositivo escobillas-colector impone un referencial fijo, dado que se mantiene perpendicular al campo del estator (inductor) con respecto a un grupo de conductores inmóviles (ficticiamente). En este tipo de máquinas, el par se regula a través de dos variables desacopladas: el flujo del inductor y la corriente en el inducido (rotor). Esta particularidad le proporciona características dinámicas óptimas de control.

Para un sistema de arrastre asíncrono (con una máquina de inducción), el objetivo del control es encontrar una característica de regulación idéntica al de la máquina de corriente continua. Varios conceptos de control se desprenden de este objetivo.

Si no se busca una dinámica “sofisticada”, el control de la máquina de inducción se puede realizar a través de una acción sobre los valores de tensión (eficaz) y de la frecuencia de

alimentación. Las leyes de control propias para este tipo de control son estáticas, dado que se basan en la explotación del diagrama equivalente de la máquina (en el referencial del estator) en régimen permanente. Estas técnicas se les conoce con el nombre de **control escalar** o V/f [2], [3]. Este tipo de control no se aborda en esta tesis. Sin embargo pueden ser suficientes para los casos de cargas con grandes inercias, donde los transitorios son suficientemente lentos y el sistema funciona en un estado cuasi-estacionario.

A bajas velocidades, o si se desea trabajar con regímenes transitorios, esta solución casi no se utiliza, debido a la presencia de oscilaciones en el par, y es indispensable controlar los valores instantáneos de las variables eléctricas, con el fin de mantener el par instantáneo lo más cerca posible de su valor de consigna (referencia). Las leyes de control correspondientes a este modo de acción dinámica se agrupan con el nombre de **control vectorial**, debido al principio con el que se aplican. Este tipo de control es la base de la presente tesis.

Los principios del control vectorial han sido elaborados por F. Blaschke desde 1972 [4]. A partir de entonces, se han realizado múltiples estudios de investigación y de desarrollo sobre este tema, lo cual ha permitido el desarrollo del control vectorial en diversas aplicaciones industriales [5].

En la actualidad, existen dos grandes familias de control vectorial aplicable a las máquinas de corriente alterna (de la máquina de inducción en particular):

- El control vectorial del flujo con pilotaje del inversor de tensión por Modulación de Ancho de Pulso (MAP o PWM), vectorial en particular.
- El Control Directo del Par (DTC: Direct Torque Control) por control del flujo del estator, con un control directo del inversor de tensión.

1.2 CARACTERÍSTICAS ELECTROMECAÑICAS DEL MOTOR DE INDUCCIÓN

1.2.1 Principios de operación

Un motor de inducción es un transformador eléctrico cuyo circuito magnético se encuentra separado por un entrehierro en dos segmentos relativamente móviles, uno que corresponde al devanado primario y el otro al devanado secundario. La corriente alterna suministrada al devanado primario desde un sistema de alimentación eléctrica induce una corriente opuesta en el devanado secundario, cuando éste último se pone en corto circuito o se cierra a través de una impedancia externa. El movimiento relativo entre las estructuras primaria y secundaria se produce por las fuerzas electromagnéticas correspondientes a la potencia que es transferida por inducción a través del entrehierro. La característica esencial que distingue a la máquina de inducción de otros tipos de motores eléctricos es que las corrientes del secundario son creadas

únicamente por inducción, como en un transformador, en lugar de ser suministradas mediante una excitación de cd u otra fuente de energía externa, como en las máquinas síncronas y de cd.

Los motores de inducción se clasifican como motores de jaula de ardilla y motores de rotor devanado, en la figura 1-1 se muestran ambos tipos de rotores y en la figura 1-2 un motor de inducción completo. Los devanados secundarios en los rotores de los motores jaula de ardilla están ensamblados a partir de barras conductoras cortocircuitadas por anillos frontales. En cambio, los devanados secundarios de los motores de rotor devanado se encuentran bobinados con conductores discretos con el mismo número de polos que el devanado primario en el estator. Los devanados del rotor se encuentran terminados en los anillos colectores en la flecha del motor. Los devanados pueden estar en cortocircuito mediante el apoyo de las escobillas en los anillos colectores, o pueden estar conectados a resistores o convertidores de estado sólido para arranque y control de velocidad.



Figura 1-1 (a) Rotor devanado. (b) Rotor jaula de ardilla.

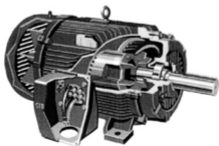


Figura 1-2 Corte de un motor de inducción típico.

1.2.2 Circuito equivalente

La figura 1-3 ilustra el circuito de motor polifásico. Las ventajas de este circuito son que facilita la derivación de fórmulas simples, esquemas o programas de computadora para el cálculo del par, factor de potencia y otras características del motor y que permite fácilmente tomar en cuenta los cambios de impedancia debidos a saturación o a múltiples jaulas de ardilla.

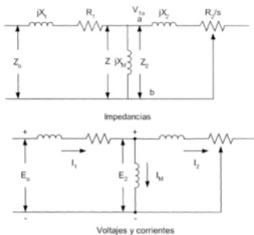


Figura 1-3 Circuito equivalente por fase del motor de inducción polifásico.

El examen del circuito revela varias relaciones simples que son útiles para propósitos de estimación. La corriente máxima se presenta en estado transitorio y es algo menor que E_0/X (donde X es igual a $X_1 + X_2$). El par máximo se presenta cuando $s = R_2/X$, aproximadamente, punto en el cual la corriente es alrededor del 70% de la corriente en reposo. De aquí, el par máximo es aproximadamente igual a $E_0^2/2X$. Esto proporciona la regla básica de que el par máximo porcentual de un motor polifásico, de bajo deslizamiento a un voltaje constante, es cerca de la mitad de la corriente porcentual de arranque.

Al elegir el valor de R_2 , el deslizamiento para el cual se presenta el par máximo puede fijarse para cualquier valor deseado. El mismo valor de par máximo es afectado, no por los cambios en R_2 , sino solamente por cambios en X y en menor grado por cambios en X_M .

La reactancia de magnetización X_M es por lo regular ocho o más veces superior a X , mientras que R_1 y R_2 son generalmente mucho menores que X , excepto en el caso de motores especiales diseñados para servicio de arranque frecuente.

El circuito equivalente de la figura 1-3 muestra que la potencia total P_{g1} transferida a través del entrehierro desde el estator es:

$$P_{g1} = mI_2^2 \frac{R_2}{s} \quad (1.1)$$

donde m es el número de fases e I_2 la corriente del secundario en términos del primario.

La pérdida total de cobre del rotor es evidentemente:

$$\text{Pérdida del cobre de rotor} = mI_2^2 R_2 \quad (1.2)$$

La potencia mecánica interna P desarrollada por el motor es por consiguiente:

$$\begin{aligned} P &= P_{g1} - \text{pérdida del cobre de rotor} = mI_2^2 \frac{R_2}{s} - mI_2^2 R_2 \\ &= mI_2^2 R_2 \frac{1-s}{s} \\ &= (1-s)P_{g1} \end{aligned} \quad (1.3)$$

Se observa que de la potencia total suministrada al motor, la fracción $1-s$ es convertida a potencia mecánica y la fracción s es disipada como pérdida de cobre del circuito del rotor. La potencia mecánica interna por fase del estator es igual a la potencia absorbida por la resistencia $R_2(1-s)/s$. El par electromagnético interno T , correspondiente a la potencia interna P , puede obtenerse al recordar que la potencia mecánica es igual al par por la velocidad angular.

Así, cuando ω_s es la velocidad angular sincrónica del rotor en radianes mecánicos por segundo:

$$P = (1-s)\omega_s T \quad (1.4)$$

con T en newtons-metros. Mediante el uso de la ecuación (1.3),

$$T = \frac{1}{\omega_s} mI_2^2 \frac{R_2}{s} \quad (1.5)$$

Para T en pies-libras y N_s en revoluciones por minuto:

$$T = \frac{7.04}{N_s} mI_2^2 \frac{R_2}{s} \quad (1.6)$$

1.2.3 Par, deslizamiento e impedancia del rotor

Cuando el rotor es estacionario, el campo magnético que gira corta los conductores del secundario cortocircuitados a velocidad síncrona e induce en ellos corrientes de frecuencia de línea. Para alimentar la caída de voltaje IR en el secundario, debe haber un componente de voltaje en fase temporal con la corriente del secundario, y por lo tanto, la corriente del secundario debe retrasarse en la posición espacial detrás del campo que gira en el entrehierro. Se produce entonces un par correspondiente al producto del campo del entrehierro mediante la corriente del secundario por el seno del ángulo de su desplazamiento de fase espacial.

En reposo, la corriente del secundario es igual al voltaje de entrehierro dividido entre la impedancia del secundario a la frecuencia de la línea, o

$$I_2 = \frac{E_2}{Z_2} = \frac{E_2}{R_2 + jX_2} \quad (1.7)$$

donde R_2 es la resistencia efectiva del secundario y X_2 es la reactancia de fuga del secundario a la frecuencia fundamental.

La velocidad a la que el campo magnético corta los conductores del secundario es igual a la diferencia entre la velocidad síncrona y la velocidad real del rotor. La razón de la velocidad del campo relativa al rotor, a la velocidad de sincronía, se conoce como el deslizamiento s :

$$s = \frac{N_s - N}{N_s}$$

o bien:

$$N = (1-s)N_s \quad (1.8)$$

donde N es la velocidad real y N_s es la velocidad síncrona del campo del estator.

A medida que aumenta la velocidad de sincronía, con un campo de entrehierro dado, el voltaje inducido en el secundario y la frecuencia disminuyen ambos en proporción a s . Así, el voltaje del secundario se convierte en sE_2 y la impedancia del secundario $R_2 + jsX_2$, o

$$I_2 = \frac{sE_2}{R_2 + jsX_2} = \frac{E_2}{\left(\frac{R_2}{s}\right) + jX_2} \quad (1.9)$$

Por consiguiente, la única manera de que el primario sea afectado por un cambio en la velocidad del rotor, es que la resistencia del secundario, vista desde el primario, varíe inversamente con el deslizamiento.

En la práctica, la resistencia y reactancia referidas del rotor, R_2 y X_2 , cambian con la frecuencia del secundario, obedeciendo la variación del "efecto de película" o el desplazamiento de corriente dentro de la parte externa de los conductores, cuando la frecuencia es alta. Este efecto se emplea para hacer que la resistencia, y por tanto el par, sea mayor en el arranque a bajas velocidades del motor, al suministrar una doble jaula, o construcción de barra profunda.

1.2.4 Par y potencia

La aplicación del teorema de Thévenin al circuito equivalente del motor de inducción da como resultado una simplificación considerable. Para la aplicación al circuito equivalente del motor de inducción, los puntos a y b se toman como fueron designados en la figura 1-3. El circuito equivalente adopta entonces las formas dadas en la figura 1-4. En lo que se refiere a los fenómenos a la derecha de los puntos a y b , los circuitos de la figura 1-3 y figura 1-4 son idénticos cuando el voltaje V_{ia} y la impedancia $R_1 + jX_1$ tienen los valores adecuados. De acuerdo al teorema de Thévenin, el voltaje fuente equivalente V_{ia} es el voltaje que aparecería a través de las terminales a y b de la figura 1-3 con los circuitos del rotor abierto y es:

$$V_{ia} = E_o - I_o (R_1 + jX_1) = E_o \frac{jX_M}{R_1 + jX_{11}} \quad (1.10)$$

donde I_M es la corriente de excitación y

$$X_{11} = X_1 + X_M$$

es la autorreactancia del estator por fase y es aproximadamente igual a la componente reactiva de la impedancia del motor de carga nula. Para la mayoría de los motores de inducción, resulta un error despreciable no tomar en cuenta la resistencia del estator en la ecuación (1.10). La impedancia equivalente de Thévenin del estator $R_1 + jX_1$ es la impedancia entre las terminales a y b de la figura 1-3, vista hacia la fuente con la fuente de voltaje en cortocircuito, y por lo tanto es:

$$\bar{R}_1 + j\bar{X}_1 = R_1 + jX_1 \text{ en paralelo con } jX_M$$

donde \bar{R}_1 y \bar{X}_1 son los nuevos valores del primario en el modelo de Thévenin.

Del circuito equivalente de Thévenin (figura 1-4) y la expresión para el par (ecuación (1.5)), se puede ver que:

$$T = \frac{1}{\omega_2} \frac{mV_{ia}^2 \left(\frac{R_2}{s} \right)}{\left(\bar{R}_1 + \frac{R_2}{s} \right)^2 + (\bar{X}_1 + X_2)^2} \quad (1.11)$$

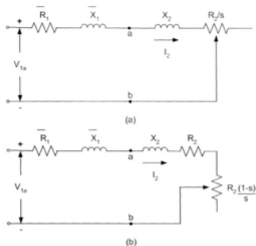


Figura 1-4 Circuitos equivalentes de motores de inducción simplificados mediante el teorema de Thévenin.

El deslizamiento para el par máximo, $s_{\max T}$, se obtiene al diferenciar la ecuación (1.11) con respecto a s e igualar a cero:

$$s_{\max T} = \frac{R_2}{\sqrt{\bar{R}_1^2 + (\bar{X}_1 + X_2)^2}}$$

El par máximo correspondiente es:

$$T = \frac{1}{\omega_s} \frac{0.5mV_{1a}^2}{\bar{R}_1 + \sqrt{\bar{R}_1^2 + (\bar{X}_1 + X_2)^2}}$$

En base a la ecuación de deslizamiento máximo se deduce que existen dos puntos de par máximo, uno positivo y otro negativo. En la figura 1-5 se muestra la forma típica de la curva par-deslizamiento, donde se puede observar el signo opuesto de los dos puntos de par máximo. El par máximo positivo es menor que el par máximo negativo, debido al término $(R_1 + R_2/s)^2$ en la ecuación (1.11).

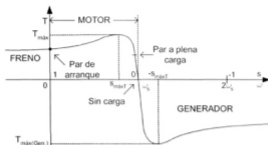


Figura 1-5 Curva típica par-deslizamiento de un motor de inducción.

1.3 TÉCNICAS DE CONTROL DE LOS MOTORES DE INDUCCIÓN

El último punto de esta sección consiste en la evolución del control directo del par (DTC) y para ésto se tratan tres estructuras de control de velocidad variable en su orden de aparición en el área de control de motores. Posteriormente, se aborda el control directo del par y se detalla en el siguiente capítulo.

Los primeros estudios realizados en control de motores se basaron en las siguientes estructuras de control [6]:

- Control de motores de cd.
- Control de frecuencia, PWM (Motores de ca).
- Control vectorial, PWM (Motores de ca).

1.3.1 Control de motores de cd

En un motor de cd, el campo magnético es creado por la corriente que circula a través del embobinado del estator. El vector que representa este campo siempre forma un ángulo recto con el vector creado por el embobinado de la armadura. Esta condición, se conoce como orientación del campo, es necesaria para generar el par máximo. El conjunto del conmutador-escobillas asegura que esta condición se mantenga sin tener en cuenta la posición del rotor.

Una vez conseguida la orientación del campo, el par de los motores de cd es controlado fácilmente variando la corriente de armadura y manteniendo constante la corriente de magnetización.

Las características más importantes en el control de motores de cd son:

- Orientación del campo vía el conmutador mecánico.
- Las variables controlables son las corriente de la armadura y corriente del campo, medida directamente del motor.
- El control del par es directo.

La ventaja de este esquema es controlar velocidad y par - las dos preocupaciones principales del usuario final - los cuales se controlan directamente a través de la corriente de la armadura; con un lazo interior se controla el par y con uno externo la velocidad (vea figura 1-6).

Algunas otras ventajas son:

- Control del par exacto y rápido.
- Respuesta de velocidad dinámica alta.
- Estructura simple de control.

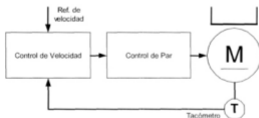


Figura 1-6 Lazo de control para motores de cd.

Inicialmente, se utilizó esta estructura para motores de cd para el control de velocidad variable porque ellos podían lograr un excelente par y tener una respuesta de velocidad fácilmente con exactitud alta.

Existen inconvenientes para el control de estos motores, los cuales son:

- Fiabilidad del motor reducida.
- Mantenimiento regular.
- Motor costoso.
- Necesidad de un encoder para la retroalimentación.

Mientras una estructura de control para motores de cd produce un par fácilmente controlable a baja velocidad y más allá de esta, mecánicamente los motores son más complejos y requieren mantenimiento regular.

1.3.2 Estructuras de control para motores de ca

La evolución de la tecnología en controles de velocidad variable de ca ha sido manejada en parte por el deseo de emular el desempeño de controles de cd, como rápida respuesta del par y exactitud de velocidad, utilizando las ventajas ofrecidas por el motor de ca normal las cuales son: tamaño pequeño, robusto, simple en su diseño, ligero y compacto, mantenimiento sencillo y bajo costo.

1.3.3 Control de frecuencia utilizando PWM

Al contrario de una estructura de cd, la técnica de control de frecuencia en ca usa parámetros generados fuera del motor como variables a controlar, las cuales son el voltaje y frecuencia.

Se alimentan voltaje y frecuencia de referencia en un modulador que simula una onda de ca seno y esto se alimenta a los bobinados del estator de los motores. Esta técnica se llama modulación de ancho de pulso (PWM), en la cual se utiliza un rectificador de diodos para generar el voltaje de cd y almacenarlo en los capacitores. El inversor controla el motor en la forma de un tren de pulsos PWM que dicta el voltaje y la frecuencia.

Significativamente, este método no usa un dispositivo para la retroalimentación que tome la velocidad o medidas de la posición de la flecha del motor y alimenta estos dentro del lazo de control (vea figura 1-7).

Las características más importantes de esta estructura de control son:

- Las variables controlables son voltaje y frecuencia.
- Simulación de una onda de ca seno variable usando un modulador.
- El flujo proporcionado con la relación V/f constante.

- Estructura de control en lazo abierto.
- La carga dicta el nivel del par.

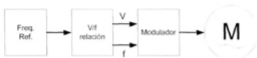


Figura 1-7 Lazo de control de un motor de ca controlando la frecuencia usando PWM.

Un arreglo semejante sin dispositivo para la retroalimentación se le llama "estructura de control de lazo-abierto".

Algunas ventajas importantes para el control de motores de ca con esta técnica son:

- Bajo costo.
- Ningún dispositivo para la retroalimentación requerido.
- Estructura simple de control.

Este tipo de estructura es conveniente para aplicaciones que no requieren altos niveles de exactitud o precisión, como bombas y ventiladores. Esta técnica se conoce como "control escalar".

Se tienen algunos inconvenientes al utilizar este tipo de control los cuales son:

- La orientación del campo no se usa.
- Los estados del motor se ignoraron.
- El par no se controla.
- Demora por el uso del modulador.

Por consiguiente, no puede controlarse par con cualquier grado de exactitud. Además, la técnica usa un modulador que básicamente reduce la velocidad de comunicación entre el voltaje y la señal de frecuencia entrante y la necesidad del motor de responder a esta señal cambiante.

1.3.4 Control vectorial usando PWM

Para emular las condiciones magnéticas que operan un motor de cd, es decir, para realizar el proceso de orientación de campo, el control flujo-vector necesita saber la posición angular espacial del flujo del rotor dentro del motor de inducción de ca.

Con un control vectorial de flujo PWM, la orientación del campo se logra por los medios electrónicos en lugar del ensamble mecánico conmutador/escobillas del motor de cd.

Primeramente, la información sobre el estado del rotor es obtenida como la velocidad del rotor y la posición angular relacionada al campo del estator por medio de un encoder. Un control que usa encoders se le llama "estructura de control de lazo cerrado" (ver figura 1-8).

Las características más importantes de esta estructura de control vectorial son:

- Control de campo orientado - simula estructuras de control de motores de cd.
- El control se realiza en base a un modelo del motor.
- Estructura de control en lazo cerrado.
- El par se controla indirectamente.

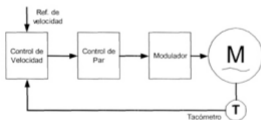


Figura 1-8 Lazo de control para un motor de ca con control vectorial usando PWM.

En la práctica, las características eléctricas de los motores son matemáticamente modeladas con el uso de microprocesadores o dsp's para procesar los datos.

El control electrónico de un control flujo-vector crea las cantidades eléctricas como el voltaje, corriente y frecuencia que son las variables a controlar y se entregan éstas al motor de inducción a través de un modulador de ca (ver figura 1-8). Por consiguiente, el par se controla indirectamente.

Se tienen algunas ventajas importantes con esta estructura de control vectorial las cuales son:

- Respuesta excelente de par.
- Control de velocidad exacto.
- Par completo a velocidad cero.
- Desempeño próximo al de un variador con un motor de cd.

Sin embargo, existen algunas desventajas importantes basadas en el método de control:

- Retroalimentación necesaria.
- Más costoso que el sistema en lazo abierto.
- El modulador necesario.

Por otro lado, aunque el motor es mecánicamente simple, el control es eléctricamente complejo.

Principios y Estructura del Control Directo del Par

En este capítulo se analiza el modelo del motor de inducción con el fin de obtener las ecuaciones necesarias para el esquema del control directo del par. De la misma manera, se da una descripción y los principios de operación del esquema de control antes mencionado.

2.1 ECUACIONES DEL MODELO DE LA MÁQUINA DE INDUCCIÓN

La teoría del modelo equivalente expuesta anteriormente es ampliamente utilizada en el análisis de máquinas de inducción en condiciones de operación estable; el análisis dinámico requiere utilizar ecuaciones de la máquina que permitan implementar el modelo para que opere en condiciones transitoria y estable.

2.1.1 Descripción e hipótesis simplificatrices

Un motor de inducción (o asíncrono) trifásico está compuesto por un estator que aloja al circuito ferromagnético en cuyas ranuras se localizan tres bobinas idénticas, de p pares de polos, cuyos ejes se encuentran separados por un ángulo eléctrico igual a $2\pi/3$. Sus devanados, compuestos por un hilo de cobre aislado, están conectados a la alimentación. Al interior de este circuito magnético gira el circuito magnético del rotor.

El circuito magnético rotórico, llamado jaula de ardilla (el más común), aloja en sus ranuras las barras de la caja rotórica (en aluminio vaciado o en cobre), cortocircuitado en sus extremidades por anillos del mismo material. Este circuito es atravesado por el árbol, el cual descansa en los cojinetes montados en los discos y ligados a la carcasa del estator.

Si el rotor contiene bobinas, éstas forman un sistema trifásico de p pares de polos, conectadas en estrella y unidas a 3 anillos sobre los cuales se montan 3 escobillas fijas accesibles en la placa de bornes y puestas en corto circuito durante los regímenes permanentes.

Las hipótesis que se admiten son:

- la perfecta simetría de la máquina,
- el entrehierro constante y el efecto de ranuras despreciable,
- la equivalencia del rotor, en corto circuito, a un devanado trifásico montado en estrella,
- ninguna influencia del efecto piel ni del calentamiento,
- repartición sinusoidal de los diferentes campos magnéticos en el entrehierro, y
- la ausencia de saturación y de pérdidas en el circuito magnético.

2.1.2 Ecuaciones generales de la máquina de inducción ideal

Con las hipótesis arriba descritas y las notaciones habituales (ver nomenclatura), las ecuaciones eléctricas matriciales de la máquina [7, 8], se escriben (figura 2-1):

- para el estator

$$\begin{bmatrix} v_{sa} \\ v_{sb} \\ v_{sc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & R_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sa} \\ i_{sb} \\ i_{sc} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \phi_{sa} \\ \phi_{sb} \\ \phi_{sc} \end{bmatrix} \quad (2.1)$$

- para el rotor

$$\begin{bmatrix} v_{ra} \\ v_{rb} \\ v_{rc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_r & 0 & 0 \\ 0 & R_r & 0 \\ 0 & 0 & R_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{ra} \\ i_{rb} \\ i_{rc} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \phi_{ra} \\ \phi_{rb} \\ \phi_{rc} \end{bmatrix} \quad (2.2)$$

donde:

R_S es la resistencia de una fase del estator

R_R es la resistencia de una fase equivalente del rotor

Las ecuaciones de los flujos, en función de las corrientes, se obtienen a partir de la matriz de inductancias $[L(\theta)]$ formada por 36 elementos no nulos, de los cuales la mitad dependen del tiempo a través del ángulo θ que representa la posición de la fase (A) del rotor con respecto a la fase (a) de estator, figura 2-1.

$$\begin{bmatrix} \phi_{sa} \\ \phi_{sb} \\ \phi_{sc} \\ \phi_{ra} \\ \phi_{rb} \\ \phi_{rc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_S & M_S & M_S & M_1 & M_2 & M_2 \\ M_S & L_S & M_S & M_2 & M_1 & M_3 \\ M_S & M_S & L_S & M_3 & M_2 & M_1 \\ M_1 & M_2 & M_3 & L_R & M_R & M_R \\ M_2 & M_1 & M_2 & M_R & L_R & M_R \\ M_2 & M_3 & M_1 & M_R & M_R & L_R \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sa} \\ i_{sb} \\ i_{sc} \\ i_{ra} \\ i_{rb} \\ i_{rc} \end{bmatrix} \quad (2.3)$$

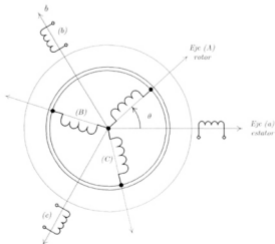


Figura 2-1 Modelo de la máquina de inducción.

Con $M_1 = M \cos \theta$, $M_2 = M \cos(\theta - 2\pi/3)$, $M_3 = M \cos(\theta + 2\pi/3)$ donde M representa el valor máximo de las inductancias mutuas entre las fases del estator y el rotor.

En la matriz $[L(\theta)]$ aparecen cuatro sub-matrices de inductancias:

$$\begin{bmatrix} \phi_{s0v} \\ \phi_{rs0v} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} [L_s] & [M_{sr}] \\ [M_{rs}] & [L_r] \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{s0v} \\ i_{r0v} \end{bmatrix}$$

con:

- La matriz de inductancias del estator $[L_s]$

$$[L_s] = \begin{bmatrix} L_s & M_s & M_s \\ M_s & L_s & M_s \\ M_s & M_s & L_s \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_{0s} + L_{\sigma s} & -\frac{L_{\sigma s}}{2} & -\frac{L_{\sigma s}}{2} \\ -\frac{L_{\sigma s}}{2} & L_{0s} + L_{\sigma s} & -\frac{L_{\sigma s}}{2} \\ -\frac{L_{\sigma s}}{2} & -\frac{L_{\sigma s}}{2} & L_{0s} + L_{\sigma s} \end{bmatrix} \quad (2.4)$$

- La matriz de inductancias del rotor $[L_r]$

$$[L_r] = \begin{bmatrix} L_r & M_r & M_r \\ M_r & L_r & M_r \\ M_r & M_r & L_r \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_{0r} + L_{\sigma r} & -\frac{L_{\sigma r}}{2} & -\frac{L_{\sigma r}}{2} \\ -\frac{L_{\sigma r}}{2} & L_{0r} + L_{\sigma r} & -\frac{L_{\sigma r}}{2} \\ -\frac{L_{\sigma r}}{2} & -\frac{L_{\sigma r}}{2} & L_{0r} + L_{\sigma r} \end{bmatrix} \quad (2.5)$$

L_{0s} y L_{0r} inductancias relacionadas a las líneas de campo que atraviesan el entrehierro

$L_{\sigma s}$ y $L_{\sigma r}$ inductancias relacionadas con el flujo de dispersión (o fuga)

- La matriz de inductancias mutuas entre el estator – rotor $[M_{sr}]$ y rotor – estator $[M_{rs}]$

$$[M_{sr}] = [M_{rs}]^T = M \begin{bmatrix} \cos\theta & \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) \\ \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\theta & \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \\ \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\theta \end{bmatrix} \quad (2.6)$$

en donde:

$$L_s = L_{0s} + L_{\sigma s} \quad \text{y} \quad M_s = -\frac{L_{\sigma s}}{2}$$

$$L_r = L_{0r} + L_{\sigma r} \quad \text{y} \quad M_r = -\frac{L_{\sigma r}}{2}$$

Finalmente, se obtiene:

$$[v_{sabc}] = [R_s][i_{sabc}] + \frac{d}{dt} \left([L_s][i_{sabc}] + [M_{sr}][i_{rabc}] \right) \quad (2.7)$$

$$[v_{rabc}] = [R_r][i_{rabc}] + \frac{d}{dt} \left([L_r][i_{rabc}] + [M_{sr}]^T [i_{sabc}] \right) \quad (2.8)$$

El par electromagnético está dado por la expresión siguiente, obtenida de las consideraciones sobre la conversión electromecánica de la energía [8]:

$$\Gamma_{em} = p \begin{bmatrix} i_{sa} & i_{sb} & i_{sc} \end{bmatrix} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{ra} \\ M_{sr} \\ i_{rc} \end{bmatrix} \quad (2.9)$$

donde p es el número de pares de polos.

2.1.3 Introducción a la noción de vector giratorio

En el estator como en el rotor, las corrientes trifásicas (equilibradas en el tiempo) que recorren sus embobinados (también trifásicos, pero equilibrados en el espacio) crean campos magnéticos trifásicos pulsantes, cuyas superposiciones generan campos magnéticos giratorios.

Resulta natural asociar, a la noción de campo giratorio, una representación con un vector giratorio. Por ejemplo, a las tres variables trifásicas $h_{S\alpha}$, $h_{S\beta}$ y $h_{S\gamma}$ se le asocia el vector \mathbf{H}_S en el referencial fijo (S), de ejes (α, β) ligado al estator, (figura 2-2).

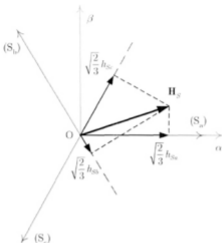


Figura 2-2 Definición del vector giratorio.

El número complejo asociado a las componentes de este vector giratorio se expresa según:

$$\mathbf{H}_S = K_T \begin{bmatrix} 1 & e^{j\frac{2\pi}{3}} & e^{j\frac{4\pi}{3}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} h_{S\alpha} \\ h_{S\beta} \\ h_{S\gamma} \end{bmatrix} \quad (2.10)$$

en donde K_T es un coeficiente cuyo valor se selecciona según la representación deseada:

$$K_T = \frac{2}{3}, \text{ para una representación que conserva las amplitudes.}$$

$$K_T = \sqrt{\frac{2}{3}}, \text{ para una representación que conserva la potencia.}$$

De manera similar se pueden definir las relaciones inversas:

$$\begin{aligned} h_{sa} &= \frac{2}{3K_f} \Re[\mathbf{H}_s] \\ h_{sb} &= \frac{2}{3K_f} \Re\left[\mathbf{H}_s \cdot e^{j\frac{2\pi}{3}}\right] \\ h_{sc} &= \frac{2}{3K_f} \Re\left[\mathbf{H}_s \cdot e^{j\frac{4\pi}{3}}\right] \end{aligned} \quad (2.11)$$

en donde $\Re[\]$ representa la parte real de la expresión entre corchetes.

Tomando en cuenta las relaciones entre las diferentes variables, resulta fácil aplicar la noción de vector giratorio a cualquier conjunto de variables trifásicas: $\mathbf{I}_s, \Phi_s, \mathbf{E}_s, \mathbf{V}_s, \Phi_r$. Así, se puede definir una transformación "vectorial" tal que:

$$\mathbf{I}_s = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & e^{j\frac{2\pi}{3}} & e^{j\frac{4\pi}{3}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sa} \\ i_{sb} \\ i_{sc} \end{bmatrix} \quad (2.12)$$

2.1.4 Diagramas equivalentes de la máquina de inducción

La representación vectorial de una variable trifásica se puede proyectar en cualquiera de los diferentes referenciales ligados a la máquina de inducción (figura 2-3):

(S) fijo, ligado al estator.

(R) giratorio, ligado al rotor.

(G) giratorio, ligado al campo magnético del estator.

Así, el vector \mathbf{X} se escribe:

- $\mathbf{X}_{(S)} = \mathbf{X}e^{j\omega t}$, en el referencial fijo (S) ligado al estator, de ejes (α, β) de tal manera que el eje α se confunde con la fase (a) del estator.
- $\mathbf{X}_{(R)} = \mathbf{X}e^{j\omega_r t}$, en el referencial (R) ligado al rotor.
- $\mathbf{X}_{(G)} = \mathbf{X}e^{j\omega_s t}$, en el referencial giratorio (G), de ejes (d, q) ligado a la velocidad del campo giratorio del estator.

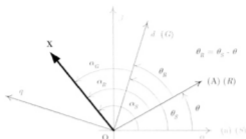


Figura 2-3 Posición de los diferentes sistemas de ejes de referencia.

A partir de las posiciones angulares relativas $\theta, \theta_s, \theta_r$ se deducen las expresiones de cambio de referencial, es decir:

- Cambio de (S) \Rightarrow (G): $\mathbf{X}_{(G)} = \mathbf{X}_{(S)} e^{j\theta_s}$
- Cambio de (R) \Rightarrow (G): $\mathbf{X}_{(G)} = \mathbf{X}_{(R)} e^{j\theta_r}$
- Cambio de (R) \Rightarrow (S): $\mathbf{X}_{(S)} = \mathbf{X}_{(R)} e^{j\theta_s}$

2.1.5 Modelo vectorial referido al estator en el referencial (S), ligado al estator

La aplicación de la transformación al modelo matricial (2.1) y (2.2) permite la obtención del primer modelo vectorial de la máquina.

Así, la tensión del estator, expresada en el referencial (S) se escribe:

$$\mathbf{V}_{S(S)} = R_S \mathbf{I}_{S(S)} + \frac{d\Phi_{S(S)}}{dt} \quad (2.13)$$

del mismo modo, la tensión del rotor, expresada en el referencial (R), ligado al rotor, se escribe:

$$\mathbf{V}_{R(R)} = 0 = R_R \mathbf{I}_{R(R)} + \frac{d\Phi_{R(R)}}{dt} \quad (2.14)$$

con las expresiones de los flujos del rotor y del estator (cualquiera que sea el referencial seleccionado):

$$\begin{aligned}\Phi_S &= L_S \mathbf{I}_S + L_m \mathbf{I}_R = L_{oS} \mathbf{I}_S + L_m \mathbf{I}_R \\ \Phi_R &= L_R \mathbf{I}_R + L_m \mathbf{I}_S = L_{oR} \mathbf{I}_R + L_m \mathbf{I}_S\end{aligned}\quad (2.15)$$

Introduciendo las inductancias cíclicas:

$$\begin{aligned}L_S &= \frac{3}{2} L_{oS} + L_m \\ L_R &= \frac{3}{2} L_{oR} + L_m\end{aligned}$$

en donde

$$\begin{aligned}\mathbf{I}_m &= \mathbf{I}_S + \mathbf{I}_R \\ \Phi_m &= L_m \mathbf{I}_m \\ L_m &= \frac{3}{2} L_{oS} = \frac{3}{2} L_{oR}\end{aligned}\quad (2.16)$$

Debido a la dificultad que presenta el rotor para acceder a sus variables eléctricas y magnéticas, se introduce una modificación a la ecuación vectorial del rotor para expresar las acciones de sus variables sobre el estator. Así, si se multiplica la ecuación del rotor (2.14) por $e^{j\theta}$, se obtiene:

$$\mathbf{V}_{R(R)} e^{j\theta} = R_R \mathbf{I}_{R(R)} e^{j\theta} + \frac{d}{dt} [\Phi_{R(R)} e^{j\theta}]$$

Aplicando la rotación $\mathbf{X}_{(S)} = \mathbf{X}_{(R)} e^{j\theta}$, que permite cambiar de referencia, y efectuando las operaciones correspondientes, se obtiene:

$$\underbrace{\mathbf{V}_{R(R)} e^{j\theta}}_{\mathbf{V}_{(S)}} = R_R \underbrace{\mathbf{I}_{R(R)} e^{j\theta}}_{\mathbf{I}_{(S)}} - j \frac{d\theta}{dt} \underbrace{\Phi_{R(R)} e^{j\theta}}_{\Phi_{(S)}} + \frac{d}{dt} \underbrace{[\Phi_{R(R)} e^{j\theta}]}_{\Phi_{(S)}}$$

La ecuación del estator no es afectada por la transformación, por lo que las ecuaciones de la máquina son, en el referencial del estator:

$$\mathbf{V}_{S(S)} = R_S \mathbf{I}_{S(S)} + \frac{d\Phi_{S(S)}}{dt} \quad (2.17)$$

$$\mathbf{V}_{R(S)} = 0 = R_R \mathbf{I}_{R(S)} + \frac{d\Phi_{R(S)}}{dt} - j\omega \Phi_{R(S)}$$

con $\omega = \frac{d\theta}{dt} = p\Omega$, donde Ω es la velocidad de rotación de la máquina.

Se puede observar en la ecuación del rotor la presencia de la fem dinámica (dependiente de ω), que recuerda la rotación del rotor en el referencial fijo. La figura 2-4 muestra el diagrama equivalente correspondiente a las ecuaciones (2.17).

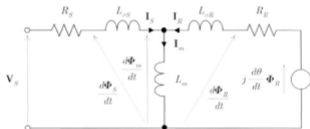


Figura 2-4 Diagrama equivalente de la máquina de inducción en el referencial del estator (S).

La expresión del par electromagnético se escribe de la forma:

$$\Gamma_{em} = pL_m \left[\mathbf{I}_{R(S)} \mathbf{I}_{S(S)} \right] \quad (2.18)$$

$$\Gamma_{em} = pL_m \Im \left[\mathbf{I}_{S(S)} \mathbf{I}_{R(S)}^* \right]$$

donde $\Im []$ designa a la parte imaginaria de la expresión entre corchetes, e $\mathbf{I}_{R(S)}^*$ representa la parte compleja conjugada del vector $\mathbf{I}_{R(S)}$.

2.1.6 Modelo vectorial en un referencial giratorio a la velocidad del campo del estator

Para expresar las ecuaciones de la máquina en el referencial giratorio (G) de ejes (d,q), ligados al campo magnético giratorio producido por las corrientes trifásicas del estator, se procede de la misma manera. Por ejemplo, para cambiar la ecuación del estator (2.13) ligada al referencial (S), hacia el referencial (G), se utiliza la expresión $\mathbf{X}_{(G)} = \mathbf{X}_{(S)} e^{j\theta_s}$, obteniendo las ecuaciones siguientes:

$$\mathbf{V}_{S(G)} = R_S \mathbf{I}_{S(G)} + \frac{d\Phi_{S(G)}}{dt} - j \frac{d\theta_s}{dt} \Phi_{S(G)} \tag{2.19}$$

$$\mathbf{V}_{R(G)} = 0 = R_R \mathbf{I}_{R(G)} + \frac{d\Phi_{R(G)}}{dt} - j \frac{d\theta_r}{dt} \Phi_{R(G)}$$

Se puede observar la presencia de las tensiones de las dos fem dinámicas que marcan la rotación del referencial con respecto al estator, y evidentemente también con respecto al rotor. Así mismo, se encuentran las relaciones entre las pulsaciones características de la máquina de inducción: $d\theta_s/dt = d\theta_r/dt + d\theta/dt$. El diagrama correspondiente se ilustra en la figura 2-5.

En este caso, la expresión del par electromagnético es:

$$\Gamma_{em} = pL_m \Im[\mathbf{I}_{S(R)} \mathbf{I}_{R(R)}^*] \tag{2.20}$$

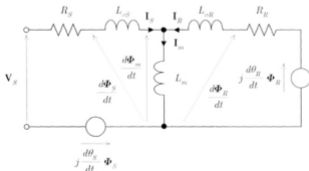


Figura 2-5 Diagrama equivalente de la máquina de inducción en el referencial giratorio (G).

2.1.7 Expresiones del par electromagnético instantáneo

A partir de la expresión de base del par (2.18) y de las ecuaciones de flujo (2.15), se deducen otras expresiones del par las cuales sirven para plantear las diferentes estrategias de control.

$$T_{em} = p \Im [\mathbf{I}_s \Phi_s^*] = p I_s \Phi_s \sin \delta_2$$

$$T_{em} = p \frac{L_m}{L_R} \Im [\mathbf{I}_s \Phi_R^*] = p \frac{L_m}{L_R} I_s \Phi_R \sin \delta_3 \quad (2.21)$$

$$T_{em} = p \frac{L_m}{\sigma L_s L_R} \Im [\Phi_s \Phi_R^*] = p \frac{L_m}{\sigma L_s L_R} \Phi_s \Phi_R \sin \delta_4$$

Todas estas expresiones ponen en evidencia que el par depende siempre de los módulos y de la orientación relativa de dos vectores. La figura 2-6 ilustra el principio.

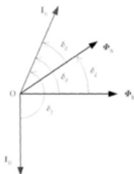


Figura 2-6 Posición relativa de los principales vectores para calcular el par.

2.2 TRANSFORMACIONES DE PARK Y CONCORDIA

- a) Ecuaciones de *CONCORDIA* (relacionadas con el referencial fijo)

Definiendo \mathbf{X} para cada vector:

$$\mathbf{X}_{(s)} = X_\alpha + jX_\beta \quad (2.22)$$

se obtienen las ecuaciones de *CONCORDIA* de la máquina de inducción aplicadas a las ecuaciones definidas por (2.17), en el referencial del estator, es decir:

⇒ para el estator

$$V_{S\alpha} = R_S I_{S\alpha} + \frac{d\Phi_{S\alpha}}{dt} \quad (2.23)$$

$$V_{S\beta} = R_S I_{S\beta} + \frac{d\Phi_{S\beta}}{dt}$$

⇒ para el rotor

$$0 = V_{R\alpha} = R_R I_{R\alpha} + \frac{d\Phi_{R\alpha}}{dt} + \frac{d\theta}{dt} \Phi_{R\beta} \quad (2.24)$$

$$0 = V_{R\beta} = R_R I_{R\beta} + \frac{d\Phi_{R\beta}}{dt} - \frac{d\theta}{dt} \Phi_{R\alpha}$$

⇒ para el par

$$\Gamma_{em} = pL_m [I_{R\alpha} I_{S\beta} - I_{R\beta} I_{S\alpha}] \quad (2.25)$$

⇒ para los flujos del estator

$$\Phi_{S\alpha} = L_{S\alpha} I_{S\alpha} + L_m I_{R\alpha} \quad (2.26)$$

$$\Phi_{S\beta} = L_{S\beta} I_{S\beta} + L_m I_{R\beta}$$

⇒ para los flujos del rotor

$$\Phi_{R\alpha} = L_R I_{R\alpha} + L_m I_{S\alpha} \quad (2.27)$$

$$\Phi_{R\beta} = L_R I_{R\beta} + L_m I_{S\beta}$$

Se puede observar las no-linealidades y los acoplos en las ecuaciones de la tensión del rotor. Estas ecuaciones también se pueden obtener directamente aplicando a las ecuaciones matriciales la transformación de *CONCORDIA* [8].

$$\begin{bmatrix} X_a \\ X_\beta \\ X_h \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} X_a \\ X_b \\ X_c \end{bmatrix} \quad (2.28)$$

$$\begin{bmatrix} X_a \\ X_b \\ X_c \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & 0 & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} X_a \\ X_\beta \\ X_h \end{bmatrix}$$

En la mayoría de los sistemas trifásicos, el sistema de variables trifásicas es balanceado, de tal forma que la suma instantánea es cero, lo que permite anular la componente homopolar de índice h.

b) Ecuaciones de *PARK* (relacionadas con el referencial giratorio)

De la misma manera, cada vector \mathbf{X} se puede descomponer en:

$$\mathbf{X}_{(G)} = X_d + jX_q \quad (2.29)$$

que aplicando a las ecuaciones (2.19) del referencial giratorio se obtienen las ecuaciones de *PARK* de la máquina de inducción, es decir:

⇒ para el estator

$$V_{sd} = R_s I_{sd} + \frac{d\Phi_{sd}}{dt} - \frac{d\theta}{dt} \Phi_{sq} \quad (2.30)$$

$$V_{sq} = R_s I_{sq} + \frac{d\Phi_{sq}}{dt} + \frac{d\theta}{dt} \Phi_{sd}$$

⇒ para el rotor

$$0 = V_{rd} = R_r I_{rd} + \frac{d\Phi_{rd}}{dt} + \frac{d\theta}{dt} \Phi_{rq} \quad (2.31)$$

$$0 = V_{rq} = R_r I_{rq} + \frac{d\Phi_{rq}}{dt} - \frac{d\theta}{dt} \Phi_{rd}$$

⇒ para el par

$$T_{em} = pL_m [I_{sq} I_{rd} - I_{sd} I_{rq}] \quad (2.32)$$

⇒ para los flujos del estator

$$\Phi_{sd} = L_s I_{sd} + L_m I_{rd}$$

$$\Phi_{sq} = L_s I_{sq} + L_m I_{rq}$$

⇒ para los flujos del rotor

$$\Phi_{rd} = L_r I_{rd} + L_m I_{sd}$$

$$\Phi_{rq} = L_r I_{rq} + L_m I_{sq}$$

Se pueden observar las no-linealidades y los acoplos en las ecuaciones de la tensión del estator y del rotor. Estas ecuaciones también se pueden obtener directamente aplicando a las ecuaciones matriciales la transformación de *PARK* [7].

$$\begin{bmatrix} X_d \\ X_q \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos \rho & \cos\left(\rho - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\rho + \frac{2\pi}{3}\right) \\ -\sin \rho & -\sin\left(\rho - \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\rho + \frac{2\pi}{3}\right) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_a \\ x_b \\ x_c \end{bmatrix} \quad (2.35)$$

El ángulo ρ corresponde a la posición de la referencia seleccionada para la transformación. La transformación inversa está dada por:

$$\begin{bmatrix} x_a \\ x_b \\ x_c \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos \rho & -\sin \rho \\ \cos\left(\rho - \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\rho - \frac{2\pi}{3}\right) \\ \cos\left(\rho + \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\rho + \frac{2\pi}{3}\right) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} X_d \\ X_q \end{bmatrix} \quad (2.36)$$

con $\rho = \theta_s$ para el estator y $\rho = \theta_r$ para el rotor.

Observación:

La transformación de *PARK* (d,q) también se puede obtener a partir de las componentes de *CONCORDIA* (α, β), realizando una rotación del ángulo ρ . El cambio de componentes de *CONCORDIA* a las de *PARK* se realiza con:

$$\begin{bmatrix} X_d \\ X_q \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos \rho & \sin \rho \\ -\sin \rho & \cos \rho \end{bmatrix} \begin{bmatrix} X_\alpha \\ X_\beta \end{bmatrix} \quad (2.37)$$

de la misma manera se define la transformación inversa:

$$\begin{bmatrix} X_\alpha \\ X_\beta \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos \rho & -\sin \rho \\ \sin \rho & \cos \rho \end{bmatrix} \begin{bmatrix} X_d \\ X_q \end{bmatrix} \quad (2.38)$$

Esto corresponde con los cambios de referencia presentados en los párrafos anteriores.

Conclusión

La presentación precedente ha permitido mostrar los diferentes modelos dinámicos de la máquina de inducción y las transformaciones que los relacionan.

La transformación de *CONCORDIA* permite pasar de una estructura trifásica (figura 2-7a) a una estructura bifásica equivalente (figura 2-7b), en donde el eje (α) está alineado con el eje (a). La rotación de un ángulo ρ permite pasar a la estructura equivalente en un referencial giratorio (figura 2-7c).

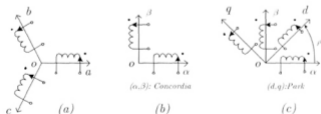


Figura 2-7 Descomposición de la transformación de PARK.

Estos modelos se utilizan para analizar el comportamiento de la máquina o para implementar diferentes funciones de control.

2.3 CLASIFICACIONES DEL CONTROL VECTORIAL

A partir de las ecuaciones (2.21) se puede apreciar que para controlar el par de la máquina de inducción es necesario controlar dos vectores: corriente/corriente, corriente/flujo o flujo/flujo, a partir del cual toma el nombre de control vectorial del par.

Al nivel del control del inversor, se ha establecido que se puede trabajar a partir de las magnitudes vectoriales instantáneas (pilotaje directo del inversor); o bien considerando un vector promedio sobre el periodo de control, T_s (pilotaje a través de una PWM vectorial).

Se pueden distinguir dos grandes familias de control vectorial:

- El control directo del par (DTC: Direct Torque Control), a través del control del flujo del estator en un referencial fijo (S) con un pilotaje directo del inversor a partir de una tabla de control.
- El control vectorial a flujo orientado, a través del control del vector \mathbf{I}_s en un referencial giratorio (G) con un pilotaje del inversor por PWM vectorial.

2.4 TEORÍA DEL CONTROL DIRECTO DEL PAR

En un principio, el control vectorial de una máquina de inducción se ha implantado a través de un control de las variables rotóricas de la máquina. La transformación de las variables de la máquina en un referencial giratorio (G) permite trabajar con variables de tipo continuo y de utilizar un sistema de regulación relativamente simple de elaborar.

Sin embargo, este tipo de control presenta algunos inconvenientes:

- Requiere de la instalación de un sensor de posición y de velocidad sobre el árbol de la máquina, para el conocimiento de una variable mecánica.
- Es muy sensible a las variaciones de los parámetros de la máquina, notablemente de la resistencia rotórica, difícil de identificar y que varía mucho durante el curso del funcionamiento.

La evolución de la tecnología de los componentes de control y la aparición en el mercado de los procesadores de señales han permitido trabajar en un tiempo real a frecuencias cada vez más elevadas. Actualmente, el interés radica en implementar un método de control más complejo que el control vectorial del flujo rotórico, este método consiste en *el control vectorial del par de una máquina de inducción por el control vectorial directo de su flujo estático*.

Una vez que se describe la complejidad teórica del método se puede apreciar que se puede prescindir de todo sensor de variables mecánicas y que el único parámetro susceptible de perturbar el control es la resistencia estática, R_s .

Además, el método sólo requiere de variables directamente accesibles de la máquina, es decir, de las tensiones y las corrientes estáticas.

En las secciones anteriores se obtuvieron las ecuaciones de la máquina, las cuales permiten definir la teoría de control.

2.4.1 Modelo vectorial del inversor

La máquina de inducción es alimentada por un inversor de tensión trifásico, en el cual el estado de los interruptores, supuestos perfectos (figura 2-8), está representado por tres variables de control booleanas S_j ($j = a, b, c$) tales que, los interruptores del mismo brazo son controlados de manera complementaria, es decir:

$S_j = 1$, si el interruptor superior está cerrado y el inferior abierto.

$S_j = 0$, si el interruptor superior está abierto y el inferior cerrado.

Se debe acondicionar de un tiempo muerto (t_g) en cada cambio de estado para evitar un cortocircuito de la fuente de alimentación del inversor con la conmutación de los dispositivos de una misma rama.

Las tensiones simples a la salida del inversor, tomadas con respecto al punto medio de la fuente de alimentación (u_0), se expresan:

$$v_{j0} = S_j U_0 - \frac{U_0}{2} \quad (2.39)$$

y las tensiones de fase de la máquina, tomadas con respecto a su punto neutro, son:

$$v_{jn} = v_{j0} - v_{m0} \quad (2.40)$$

Tomando en cuenta la noción de vector giratorio, se puede considerar que el inversor proporciona un vector de tensión. Por lo tanto, se puede definir un vector de tensiones simples de la máquina \mathbf{V}_s tal que:

$$\mathbf{V}_{S(s)} = \sqrt{\frac{2}{3}} \left[v_{an} + v_{bn} e^{j\frac{2\pi}{3}} + v_{cn} e^{j\frac{4\pi}{3}} \right] \quad (2.41)$$

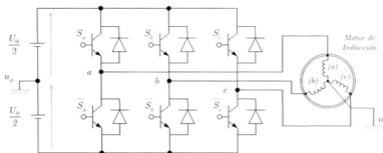


Figura 2-8 Inversor de tensión y elaboración de los vectores de tensión.

así como un vector de tensiones simples de salida del inversor $\mathbf{V}_{S n_0}$:

$$\mathbf{V}_{S n_0(s)} = \sqrt{\frac{2}{3}} \left[v_{an_0} + v_{bn_0} e^{j\frac{2\pi}{3}} + v_{cn_0} e^{j\frac{4\pi}{3}} \right] \quad (2.42)$$

Se puede demostrar fácilmente que $\mathbf{V}_S = \mathbf{V}_{S n_0}$ (puesto que $v_{an} = v_{an_0} - v_{nn_0}$, $v_{nn_0} = 0$ y que los puntos n y n_0 están conectados a tierra, es decir son el mismo punto). Por lo tanto, si se utilizan las variables de control de los interruptores S_j ($j = a, b, c$), también puede escribirse como:

$$\mathbf{V}_{S(s)} = \sqrt{\frac{2}{3}} U_0 \left[S_a + S_b e^{j\frac{2\pi}{3}} + S_c e^{j\frac{4\pi}{3}} \right] \quad (2.43)$$

Las diferentes combinaciones de las 3 variables ($S_a S_b S_c$) permiten generar 8 posiciones del vector \mathbf{V}_S , dos de los cuales corresponden al vector nulo, es decir $(S_a S_b S_c) = (000)$ o (111) ; tal como lo muestra la figura 2-9.

A partir de este modelo vectorial se pueden plantear varias estrategias de control para el pilotaje del inversor.

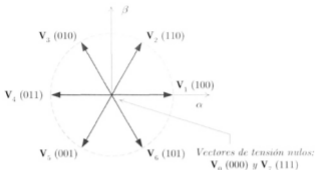


Figura 2-9 Elaboración de los vectores de tensión.

2.4.2 Pilotaje directo del inversor

El método más sencillo consiste en un pilotaje directo a través de aplicaciones sucesivas, a la periodicidad de control del inversor (T_c), de vectores V_i no nulos, y de los vectores V_0 y V_7 . Por lo que el vector de control tiene 8 posibilidades y el único elemento de regulación posible es el tiempo de aplicación de los vectores (periodo fijo de muestreo: T_m).

2.5 PRINCIPIOS DEL CONTROL DIRECTO DEL PAR

Los principios de este control fueron elaborados en los años 1985-1990 por investigadores alemanes y japoneses [9]. A partir de esa fecha, se han realizado diversas aportaciones que han permitido tener un dominio más preciso de esta técnica, la cual ha sido presentada como una alternativa del control vectorial a flujo orientado, implementado con éxito en el medio industrial, pero que presenta el inconveniente de ser sensible a la variación de parámetros de la máquina. A partir de 1995 este principio de control ha sido implementado por la compañía ABB [10], en sus variadores industriales.

El DTC se ha caracterizado por la simplicidad de su estructura, que no requiere sensores de la posición mecánica y por la dinámica en la evolución del par.

El desarrollo de esta técnica se lleva a cabo en el referencial (S), ligado al estator. Por tanto, todas las variables se expresan en el referencial fijo de ejes (α, β) , sin tener que precisar el índice (S).

2.5.1 Principios generales del DTC

Se utilizan las expresiones vectoriales de la máquina en el referencial del estator definidas en la sección 2.1.5. Así, las tensiones del estator y rotor de la máquina se escriben, a partir de (2.17):

$$\begin{aligned} \mathbf{V}_S &= R_S \mathbf{I}_S + \frac{d\Phi_S}{dt} \\ \mathbf{V}_R &= 0 = R_R \mathbf{I}_R + \frac{d\Phi_R}{dt} - j\omega_R \Phi_R \end{aligned} \quad (2.44)$$

Las expresiones de los flujos se indican por (2.14), así como las del par (2.21). Por tanto, a partir de (2.14), se puede escribir:

$$\mathbf{I}_R = \frac{1}{\sigma} \left(\frac{\Phi_R}{L_R} - \frac{L_m}{L_S L_R} \Phi_S \right) \quad (2.45)$$

donde σ es el coeficiente de dispersión, definido por: $\sigma = 1 - (L_m^2 / L_S L_R)$, por lo que (2.44) se convierte en :

$$\begin{aligned} \mathbf{V}_S &= R_S \mathbf{I}_S + \frac{d\Phi_S}{dt} \\ \frac{d\Phi_R}{dt} + \left(\frac{1}{\sigma \tau_R} - j\omega_R \right) \Phi_R &= \frac{L_m}{L_S} \frac{1}{\sigma \tau_R} \Phi_S \end{aligned} \quad (2.46)$$

donde τ_R es la constante de tiempo del rotor: $\tau_R = \frac{L_R}{R_R}$.

Estas relaciones demuestran que:

- se puede controlar al vector Φ_S a partir del vector \mathbf{V}_S , despreciando las caídas de tensión $R_S \mathbf{I}_S$.

- el flujo Φ_r sigue las variaciones de Φ_s con una constante de tiempo $\sigma\tau_r$; el rotor actúa como un "filtro de constante de tiempo $\sigma\tau_r$ " entre los flujos Φ_s y Φ_r .

Además, en régimen permanente el valor de Φ_r está dado por:

$$\Phi_r = \frac{L_m}{L_s} \frac{\Phi_s}{1 - j\omega_s \sigma\tau_r} \quad (2.47)$$

Ahora bien, si se considera la expresión obtenida en (2.21) y definiendo a γ como el ángulo entre los flujos del rotor y estator, el par es entonces:

$$T_{em} = p \frac{L_m}{\sigma L_s L_r} \Phi_s \Phi_r \sin \gamma \quad (2.48)$$

por tanto, el par depende de la amplitud de los vectores Φ_s y Φ_r y de su posición relativa.

Si se logra controlar perfectamente al flujo Φ_s , a partir de V_s , en módulo y en posición, entonces se puede controlar la amplitud y la posición relativa de Φ_s y Φ_r , y en consecuencia el par de la máquina. Esto es posible si el periodo de muestreo T_m de la tensión V_s es tal que $T_m \ll \sigma\tau_r$ (ver figura 2-10).

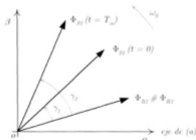


Figura 2-10 Evolución de los flujos en un transitorio.

El periodo de muestreo puede alcanzar los 100 μs y puede bajar hasta 25 μs en el mejor de los casos (para este caso se considera 100 a 50 μs , es decir $f = 10$ a 20 kHz, mientras que $\sigma\tau_r$ es del orden de una decena de milisegundos ($\cong 15 ms$)).

2.5.2 Principios de control del flujo del estator

Integrando la ecuación del estator (2.44), se obtiene:

$$\Phi_s = \int_0^t (\mathbf{V}_s - R_s \mathbf{I}_s) dt \quad (2.49)$$

Además, considerando que el vector de tensión seleccionado es constante entre dos conmutaciones de los interruptores del inversor, se tiene:

$$\Phi_s(t) = \Phi_s(0) + \mathbf{V}_s t - \int_0^t (R_s \mathbf{I}_s) dt \quad (2.50)$$

considerando que la resistencia R_s es una constante durante este periodo.

Para simplificar las ecuaciones, puede considerarse que la caída de tensión $R_s \mathbf{I}_s$ es despreciable con respecto a la tensión \mathbf{V}_s , lo cual es válido a una velocidad suficientemente elevada. Por tanto, en un intervalo $[0, T_m]$ la extremidad del vector Φ_s se desplaza sobre una recta cuya dirección esta dada por el vector \mathbf{V}_s seleccionado durante T_m , según se ilustra en la figura 2-11.

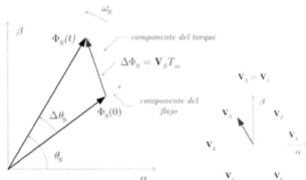


Figura 2-11 Ejemplo de la evolución de la extremidad de Φ_s cuando $R_s \mathbf{I}_s$ es despreciable.

La "componente del flujo" del vector de tensión (componente radial) hace variar la amplitud de Φ_s y la "componente de par" (componente tangencial) hace variar la posición de Φ_s .

Así, seleccionando una secuencia adecuada de los vectores \mathbf{V}_s en cada periodo de control T_m , es posible hacer que el módulo del flujo Φ_s sea prácticamente constante, haciendo que la

trayectoria de su extremidad sea casi circular, siempre y cuando el periodo de muestreo sea muy pequeño con respecto al periodo de rotación de Φ_S , lo cual es posible.

Cuando el vector de tensión \mathbf{V}_S seleccionado no es nulo la dirección de desplazamiento de la extremidad de Φ_S está dado por su derivada $d\Phi_S/dt$, que corresponde a la fuerza electromotriz \mathbf{E}_S .

Por tanto, la “*velocidad*” de desplazamiento de la extremidad de Φ_S , despreciando el término $R_S \mathbf{I}_S$, está dado por $d\Phi_S/dt \cong \mathbf{V}_S$, es decir al módulo de \mathbf{V}_S que es igual a $\sqrt{2/3}(U_n)$.

La velocidad de rotación de Φ_S depende fuertemente de la selección de \mathbf{V}_S , siendo máxima cuando \mathbf{V}_S es perpendicular a la dirección de Φ_S , y es nula si se aplica un vector de tensión nulo.

2.5.3 Selección del vector de tensión \mathbf{V}_S

La selección del vector \mathbf{V}_S depende de:

- la posición del vector Φ_S en el referencial (S),
- la variación deseada del módulo de Φ_S ,
- la variación deseada del par, y
- del sentido de rotación de Φ_S .

El espacio de variación de Φ_S en (S) se descompone en seis zonas (i), tal como lo muestra la figura 2-12.

Cuando el flujo Φ_S se encuentra en una zona i , el control del flujo y del par se asegura seleccionando uno de los 8 vectores de tensión siguientes:

- Si se selecciona un vector \mathbf{V}_{i+1} entonces Φ_S y T_{em} aumentan.
- Si se selecciona un vector \mathbf{V}_{i-1} entonces Φ_S aumenta y T_{em} disminuye.
- Si se selecciona un vector \mathbf{V}_{i+1} entonces Φ_S y T_{em} aumentan.
- Si se selecciona un vector \mathbf{V}_{i+2} entonces Φ_S y T_{em} disminuyen.

- Si se selecciona un vector V_0 o V_7 entonces se detiene la rotación de Φ_s ocasionando una disminución de T_{em} mientras que el módulo del flujo Φ_s no varía.

El nivel de eficacia de los vectores de tensión aplicados depende también de la posición del vector de flujo en la zona i .

En efecto, al inicio de la zona, los vectores V_{i+1} y V_{i+2} son perpendiculares a Φ_s , ocasionando una evolución rápida del par pero una evolución lenta del flujo Φ_s , mientras que al final de la zona, la evolución es inversa. Con los vectores V_{i-1} y V_{i+2} , corresponde una evolución lenta del par y una evolución rápida de la amplitud de Φ_s al inicio de la zona y, al final de la misma ocurre lo contrario.

Cualquiera que sea el sentido de evolución del par o del flujo, en la zona i , los dos vectores V_i y V_{i+3} nunca son utilizados. Esto se confirma por el hecho de que estos vectores tienen su "componente de flujo" máxima (ocasionando una evolución rápida de Φ_s), pero el efecto sobre el par depende de la posición de Φ_s en la zona, con un efecto nulo en medio de la zona.

El vector de tensión, a la salida del inversor, se deduce a partir de los errores de par y de flujo estimados con respecto a sus referencias, así como de la posición del vector Φ_s . Por lo tanto, se requiere de un estimador de Φ_s , en módulo y en posición, y de un estimador del par.

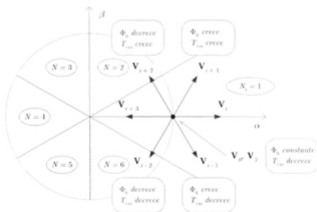


Figura 2-12 Selección del vector de tensión.

2.5.4 Estimadores

- a) **Estimación del flujo del estator.**- La estimación del flujo se puede efectuar a partir de la medición de las tensiones y corrientes del estator de la máquina.

A partir de la ecuación (2.49), se obtienen las componentes α y β del vector Φ_s :

$$\Phi_s = \Phi_{s\alpha} + j\Phi_{s\beta} \quad (2.51)$$

$$\Phi_{s\alpha} = \int_0^t (\mathbf{V}_{s\alpha} - R_s \mathbf{I}_{s\alpha}) dt \quad (2.52)$$

$$\Phi_{s\beta} = \int_0^t (\mathbf{V}_{s\beta} - R_s \mathbf{I}_{s\beta}) dt$$

Se obtiene las tensiones $V_{s\alpha}$ y $V_{s\beta}$ a partir de las señales de control (S_a, S_b, S_c), de la medición de la tensión U_0 y aplicando la transformada de *CONCORDIA*:

$$\mathbf{V}_s = V_{s\alpha} + jV_{s\beta} \quad (2.53)$$

$$V_{s\alpha} = \sqrt{\frac{2}{3}} U_0 \left[S_a - \frac{1}{2}(S_b + S_c) \right] \quad (2.54)$$

$$V_{s\beta} = \sqrt{\frac{1}{2}} U_0 (S_b - S_c)$$

Las componentes α y β de \mathbf{V}_s también pueden obtenerse a partir de la medición de las tensiones v_{an} , v_{bn} y v_{cn} , para lo cual se requieren sensores suplementarios. El control directo del inversor de tensión, sin pasar por un PWM, permite conocer en cualquier momento, el estado (abierto o cerrado) de los interruptores del inversor y reconstruir así, a partir de la medición de U_0 , la tensión \mathbf{V}_s aplicada a la máquina.

De la misma manera, las corrientes $I_{s\alpha}$ e $I_{s\beta}$ son obtenidas a partir de la medición de las corrientes reales i_{sa} , i_{sb} e i_{sc} y de la aplicación de la transformada de *CONCORDIA*:

$$\mathbf{I}_s = I_{s\alpha} + jI_{s\beta} \quad (2.55)$$

$$I_{sa} = \sqrt{\frac{3}{2}} J_{sa} \quad (2.56)$$

$$I_{s\beta} = \sqrt{\frac{1}{2}} U_b (I_{sa} + 2I_{sb})$$

Para simplificar aún más el sistema, se puede limitar la medición a sólo dos corrientes reales y calcular la tercera dado que $i_{sa} + i_{sb} + i_{sc} = 0$.

El módulo del flujo del estator esta dado por:

$$\Phi_s = \sqrt{\Phi_{sa}^2 + \Phi_{s\beta}^2} \quad (2.57)$$

La zona N_i en la que se sitúa el vector Φ_s es obtenida a partir de las componentes Φ_{sa} y $\Phi_{s\beta}$. El ángulo θ_s , entre el referencial (S) y el vector Φ_s , es igual a:

$$\theta_s = \arctan \frac{\Phi_{s\beta}}{\Phi_{sa}} \quad (2.58)$$

- b) **Estimación del par electromagnético.**- La expresión general del par (2.21), permite estimar el par electromagnético, requiriendo únicamente de las variables del flujo y corrientes del estator. A partir de las componentes α y β de estas variables, el par se puede escribir de la forma:

$$\Gamma_{em} = p [\Phi_{sa} I_{s\beta} - \Phi_{s\beta} I_{sa}] \quad (2.59)$$

2.5.5 Elaboración del vector de control

- a) **El corrector de flujo.**- El objetivo del corrector de flujo es mantener la extremidad del vector Φ_s dentro de una corona circular, como lo muestra la figura 2-13.

La salida del corrector debe indicar el sentido de la evolución del módulo de Φ_s , con el fin de seleccionar al vector de tensión correspondiente. Para esto, un corrector de histéresis de dos niveles conviene perfectamente; además, permite un buen comportamiento dinámico.

La salida del corrector, representada por la variable booleana *eflujo*, indica de manera directa si la amplitud del flujo debe aumentar (*eflujo* = 1) o disminuir (*eflujo* = 0) para

mantener la relación $|\Phi_{3,ref} - \Phi_3| \leq \Delta\Phi_3$, siendo $\Phi_{3,ref}$ la referencia del flujo y $\Delta\Phi_3$ la amplitud de la banda de histéresis del corrector.

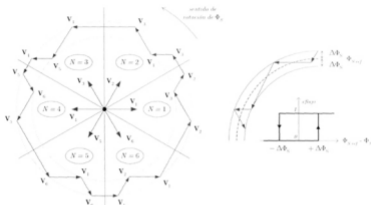


Figura 2-13 Corrector de histéresis del flujo y selección de los vectores de tensión correspondientes.

- b) **Corrector del par.** La función del corrector del par es mantener esta variable en los límites dados por $|\Gamma_{emref} - \Gamma_{em}| \leq \Delta\Gamma_{em}$, siendo Γ_{emref} la referencia del par y $\Delta\Gamma_{em}$ la amplitud de la banda de histéresis del corrector.

Sin embargo, la diferencia con el control del flujo es que el par puede ser positivo o negativo, según el sentido de rotación de la máquina. Para lo cual se pueden prever dos soluciones:

i) Corrector de 3 niveles

Permite controlar el motor en los dos sentidos de rotación, ya sea para un par positivo o negativo.

La salida del corrector, representado por la variable booleana *cpar* (figura 2-14) indica directamente si la amplitud, en valor absoluto, del par debe incrementarse (*cpar* = 1, para una consigna positiva y *cpar* = -1, para una consigna negativa) o disminuirse (*cpar* = 0).

Este tipo de corrector favorece una disminución rápida del par dado que, para disminuir el valor del par, además de los vectores nulos (detención de la rotación de Φ_s), se pueden aplicar los vectores V_{i-1} o V_{i+2} , si se escoge un sentido de rotación positivo (sentido trigonométrico).

En este caso el flujo Φ_R alcanzará más rápido al flujo Φ_s , haciendo que éste “lo espere” (aplicación de los vectores nulos) o que “vaya a su encuentro” (inversión del sentido de rotación de Φ_s).

Además, el corrector de 3 niveles permite un funcionamiento en los cuatro cuadrantes sin modificar la estructura de control.

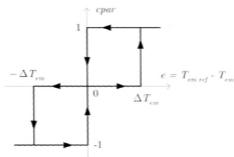


Figura 2-14 Control del par utilizando un corrector de histéresis de 3 niveles.

ii) Corrector de dos niveles

Este corrector es idéntico al utilizado para el control del módulo de Φ_s . Únicamente se utiliza en el control del par en un sólo sentido de rotación. Así, solo se pueden seleccionar los vectores V_{i-1} y V_{i+2} para provocar la evolución de Φ_s . En consecuencia, la disminución del par solo se efectúa seleccionando vectores nulos.

Para invertir el sentido de rotación de la máquina, con este tipo de corrector, es necesario recurrir a la inversión de dos de sus fases.

Sin embargo, la implementación de este corrector es más sencilla. Además, seleccionando correctamente los vectores nulos en las zonas N_i , se puede apreciar que para cada zona, existe un brazo del inversor que nunca conmuta, permitiendo

disminuir la frecuencia promedio de conmutación de los interruptores, ocasionando una disminución de las pérdidas por conmutación en el inversor.

2.5.6 Elaboración de la tabla de control

La tabla de control se construye en función del estado de las variables *cflujo*, *cpar* y de la zona N_i en que se encuentra Φ_s . La tabla se presenta en la figura 2-15.

<i>Flujo</i>	<i>Par</i>	$N = 1$	$N = 2$	$N = 3$	$N = 4$	$N = 5$	$N = 6$	<i>Corrector</i>
<i>cflujo</i> = 0	<i>cpar</i> = 1	V_3	V_1	V_5	V_6	V_1	V_2	2
	<i>cpar</i> = 0	V_0	V_7	V_6	V_2	V_0	V_7	3 niveles
	<i>cpar</i> = -1	V_5	V_0	V_1	V_2	V_5	V_4	3 niveles
<i>cflujo</i> = 1	<i>cpar</i> = 1	V_7	V_3	V_1	V_5	V_6	V_1	2
	<i>cpar</i> = 0	V_7	V_0	V_2	V_0	V_2	V_0	3 niveles
	<i>cpar</i> = -1	V_6	V_3	V_2	V_5	V_4	V_5	3 niveles

Figura 2-15 Tabla de control.

2.6 ESTRUCTURA GENERAL DEL DTC

La figura 2-16 muestra el ensamble de los elementos de control descritos en los párrafos anteriores, obteniendo la estructura general del control directo del par.

La estructura contiene los bloques funcionales siguientes:

- ❖ Un bloque de adquisiciones de los valores instantáneos de las corrientes que circulan en el estator y la tensión U_0 a la entrada del inversor. Este bloque contiene un filtro para atenuar los ruidos de la medición.
- ❖ Un bloque para el cálculo de las componentes (α, β) de los vectores de tensión, corriente y flujo.
- ❖ Un bloque para la estimación de los módulos y posición del flujo Φ_s y del par electromagnético, Γ_{em} .
- ❖ Un bloque de correctores de flujo (*cflujo*) y del par (*cpar*).

- ❖ La tabla de control que proporciona directamente el vector a aplicar (S_a, S_b, S_c).

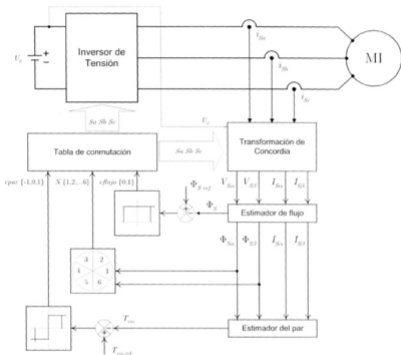


Figura 2-16 Estructura general del DTC.

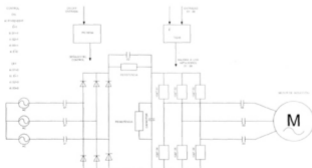
El cálculo del nuevo vector de tensión V_i a aplicar se realiza en cada periodo de muestreo, T_m .

El único parámetro de la máquina utilizado para el control es la resistencia del estator, R_s . Así, esta técnica de control es independiente de los demás parámetros de la máquina, lo cual le proporciona mayor robustez.

Implementación de la Etapa de Potencia

El uso de los inversores es muy común en aplicaciones industriales tales como: la propulsión de motores de ca de velocidad variable, la calefacción por inducción, las fuentes de respaldo y las de poder y alimentaciones ininterrumpibles de potencia. En este capítulo se presenta la implementación de la etapa de potencia del banco de pruebas, así como la instrumentación necesaria para llevar a cabo su control y algunos circuitos auxiliares.

3.1 ESTRUCTURA GENERAL DE LA ETAPA DE POTENCIA



ESQUEMA ELÉCTRICO DEL ENCENDIDO Y APAGADO DE LA ETAPA DE POTENCIA

La etapa de potencia consta de los elementos que se muestran en la figura 3-1, los cuales están montados en una base rectangular que mide 60×80 cms. Los elementos que constituyen la estructura general de la etapa de potencia son:

- ❖ Inversor: elemento principal de la etapa de potencia (contiene un rectificador y el filtro de capacitores).
- ❖ Resistencia de carga para los capacitores del bus de cd.
- ❖ Tarjeta de control para encendido y apagado de la etapa de potencia.
- ❖ Sensores de voltaje y corriente.
- ❖ Tarjeta de acople analógico (recibe el voltaje del bus de cd y las corrientes sensadas).
- ❖ Contactores.
- ❖ Conector de alimentación.

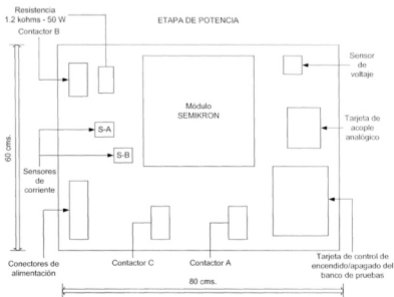


Figura 3-1 Estructura general de la etapa de potencia.

Cada uno de los bloques funcionales que contiene la estructura anterior se describen en las secciones siguientes.

3.2 DESCRIPCIÓN DEL INVERSOR

El módulo utilizado en la etapa de potencia es un sistema electrónico de potencia de IGBT's de la marca SEMIKRON el cual se muestra en la figura 3-2. Algunas características de este módulo son: máximo voltaje de entrada 600 V, corriente máxima de cada fase del inversor 30 A rms, potencia máxima 20 kVA y frecuencia de conmutación máxima de 20 kHz.



Figura 3-2 Sistema electrónico de potencia de IGBT's SEMIKRON.

3.2.1 Topología

La topología empleada es un convertidor ca-cd-ca, la cual es el inversor alimentado en tensión (VSI)[11].

En la figura 3-3 se muestra el esquema de potencia utilizado. El valor de la tensión trifásica de entrada en el rectificador es de 220 V rms, para generar en el bus de cd 310 V y por lo tanto generar a la salida una tensión línea a línea de 220 V rms. Este valor de tensión se genera con un PWM programado (conducción 120°) implementado en el ADSP-2101 [12]. Los resultados

experimentales en lazo abierto de este tipo de control se muestran en el capítulo V. En el apéndice B se describe el programa "PWM.DSP" y aspectos importantes de esta técnica.

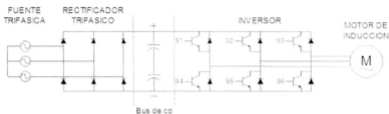


Figura 3-3 Topología del inversor utilizada.

Cabe aclarar que los niveles de voltaje alcanzados en el control directo del par (DTC) son diferentes, pero no mayores a 220 V rms, como se puede ver en los resultados experimentales mostrados en el capítulo V.

Por otro lado, es importante tomar en cuenta los valores máximos de corriente que maneja el inversor por fase (30 A rms) y su potencia (20 kVA) para determinar la máxima potencia del motor que se puede utilizar en este banco de pruebas. Para lo anterior, es importante tomar en cuenta dos aspectos:

- La corriente y voltaje máximos de trabajo de los diodos e IGBT's. Esto con el fin de manejar los dispositivos de potencia por debajo del 75% de su capacidad máxima de corriente y voltaje, tomando en cuenta las diferentes condiciones de operación del motor (régimen transitorio y permanente). Con ello se asegura su buen funcionamiento.
- El segundo aspecto es el arranque del motor, cuando no se aplique alguna técnica de control para suavizar ese arranque. El caso más crítico es arrancarlo a plena carga y en forma directa, es decir, cuando a las terminales del motor se aplica directamente la tensión nominal a la que debe trabajar. Si el motor arranca a plena carga, el bobinado tiende a absorber una cantidad de corriente muy superior a la nominal, lo que hace que las líneas de alimentación incrementen considerablemente su carga y como consecuencia directa se produzca una caída de tensión [13]. La intensidad de corriente durante la fase de arranque puede tomar valores entre 6 a 8 veces mayores que la corriente nominal del motor.

Como se mencionó anteriormente, la corriente máxima que entrega por fase el inversor son 30 A rms y su valor pico-pico es de:

$$I_{Pico} = (\sqrt{2})(30 \text{ A rms}) = 42.42 \text{ A}$$

$$I_{Pico-Pico} = (2)(\sqrt{2})(30 \text{ A rms}) = 84.85 \text{ A}$$

los diodos e IGBT's soportan una corriente pico de 50 A (esta y otras características de estos dispositivos de potencia se mencionaran en las siguientes secciones). En base a los datos anteriores, se determina que en el arranque el motor de inducción no debe exceder los 30 A rms (límite permitido por el inversor y que oscila alrededor del 75% propuesto anteriormente).

En la tabla 3-1, se muestran los datos de algunos motores de inducción que se pueden utilizar en base a la corriente de arranque. En ella se resalta la capacidad del motor utilizado en el banco de pruebas. En forma complementaria, la tabla muestra los motores de 5 HP, los cuales no se pueden utilizar por su corriente de arranque (nivel de corriente que excede el permitido por el inversor). En consecuencia, los motores de 3 HP por sus niveles de corriente de arranque, son los sugeridos para el banco de pruebas.

HP	RPM	Armazón	Corriente (A rms)			Factor de potencia (%) plena carga
			En vacío	Plena carga	Arranque	
1	3490	143TC	0.8	1.4	12	90
1	1745	143TC	1.2	1.6	12	76
1	1140	145TC	1.4	1.9	9	62
1	860	182TC	1.3	2.0	8	63
1.5	3485	143TC	0.9	2.1	17	85
1.5	1750	145TC	1.5	2.3	18	76
1.5	1160	182TC	1.6	2.4	17	71
1.5	855	184TC	1.9	2.7	14	68
2	3495	145TC	1.2	2.6	23	89
2	1735	145TC	2.0	3.0	22	77
2	1160	184TC	2.0	3.1	23	72
2	865	213TC	2.3	3.5	18	69
3	3510	182TC	1.8	3.8	33	90
3	1740	182TC	1.9	4.1	31	82
3	1165	213TC	2.4	4.2	33	80
3	865	215TC	3.2	4.9	27	71
5	3490	184TC	1.9	6.1	48	92
5	1730	184TC	3.3	6.8	48	82
5	1160	215TC	3.5	7.1	48	78
5	865	254TC	4.3	7.8	42	72

Tabla 3-1 Datos característicos típicos de motores de inducción 3 ϕ (jaula de ardilla), 220 V rms-60 Hz.

3.2.2 El rectificador

Generalmente, los impulsores de electrónica de potencia conmutada para máquinas de ca se construyen como inversores, que funcionan a partir de un voltaje de entrada de cd y que producen una forma o formas de onda de voltaje de salida de ca controladas. El bus de cd proporciona el voltaje de entrada para el inversor, el voltaje de cd se obtiene rectificando la tensión de la red. La figura 3-4 muestra el esquema eléctrico del módulo rectificador (módulo SKD 51/14) de onda completa del sistema, funcionando a partir de una conexión con la red de alimentación trifásica. Un voltaje de salida de cd con rizo u ondulación, relativamente baja, se produce a través del capacitor. Si es necesario, el nivel del voltaje de salida de cd puede ser controlado reemplazando los diodos por dispositivos controlables (SCR's). Al controlar los ángulos de disparo de estos dispositivos se permite el control de la magnitud del voltaje de salida. Naturalmente, un bus de cd puede crearse de otras formas. Para una conexión a red monofásica, puede emplearse ya sea un rectificador de onda completa monofásico o bien un rectificador controlado por ángulo de disparo [1].



Figura 3-4 Módulo rectificador SKD 51/14.

Las características eléctricas del rectificador se muestran en la tabla 3-2.

Voltaje RMS	$V_{\text{RMS}} = 600 \text{ V}$
Corriente máxima	$I_D = 50 \text{ A}$
Voltaje sostenimiento	$V_F = 1,45 \text{ V}$
Resistencia térmica unión-encapsulado	$R_{\text{thjc}} = 1,1 \text{ }^\circ\text{C/W}$
Tiempo de recuperación	$t_r = 5 \text{ } \mu\text{s}$

Tabla 3-2 Características eléctricas del módulo SKD 51/14.

3.2.3 Módulos de IGBT's

Cada uno de estos módulos es un brazo del inversor, como se muestra en la figura 3-5, y están constituidos de dos IGBT's con un diodo antiparalelo en cada IGBT, conectados en serie.



Figura 3-5 Módulo SKM 50 GB 123 D.

El IGBT es accionado con una señal de 15 V entre la compuerta y el emisor, y se abre con una señal de -15 V. Las señales de control son entregadas por el impulsor SKH1 22, que se describirá más adelante, a través de una resistencia adicional en la compuerta cuyo valor es 30 Ω . Estas resistencias se encuentran en un circuito impreso fuera de los impulsores.

El propósito de esta resistencia es limitar la velocidad de establecimiento de la corriente en la compuerta, y por consiguiente, los sobrevoltajes consecutivos por las inductancias parásitas, pero por otro lado aumentan las pérdidas de conmutación. El valor escogido siempre es un compromiso entre protección del IGBT y las pérdidas admisibles.

Las características eléctricas principales del módulo se indican en la tabla 3-3.

Tensión colector-emisor	$V_{CES} = 1200 \text{ V}$
Corriente continua de colector	$I_C = 50 \text{ A}$
Corriente pico de colector	$I_{CP} = 100 \text{ A}$
Frecuencia de conmutación	$f_{sw} = 20 \text{ kHz}$
Corriente del diodo	$I_F = 50 \text{ A}$
Tiempo de encendido	$t_{don} = 70 \text{ ns}$
Tiempo de apagado	$t_{doff} = 400 \text{ ns}$

Tabla 3-3 Características eléctricas del módulo SKM 50 GB 123 D.

3.2.4 Tiempo muerto

En un dispositivo ideal se supone que la conmutación ocurre de manera instantánea; sin embargo, en el caso real el dispositivo necesita de un cierto tiempo para pasar del estado de encendido al de apagado o viceversa. De acuerdo al circuito de la figura 3-6, donde se representa un rama del puente trifásico del inversor, se observa que es necesario intercalar un tiempo entre el apagado de un dispositivo y el encendido del otro, ya que nunca pueden estar conduciendo los dos al mismo tiempo, por que esto ocasionaría un cortocircuito en el bus de cd [11].

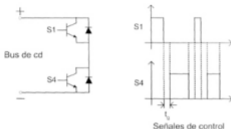


Figura 3-6 Rama del inversor mostrando las señales de control con tiempo muerto.

Al tiempo que se intercala entre el apagado de un dispositivo y el encendido del otro se le denomina tiempo muerto (t_d), el cual debe incluirse en los pulsos generados por el control implementado. En este caso los impulsores que se describen en la siguiente sección no cuentan con tiempo muerto, por lo tanto las señales que se generen en el control deben tener implícito el tiempo muerto y después llevarse a los impulsores. Se proponen dos acciones para resolver este problema, las cuales se describen en el siguiente capítulo.

3.2.5 Circuitos impulsores

Un buen impulsor es tan importante como los módulos de potencia de IGBT's. Si ellos no son adecuados se tendrá poca confiabilidad a la hora de trabajar. Los impulsores son los módulos SKHI 22. Cada uno controla una rama del inversor (ambos IGBT's en un solo módulo). Sin embargo, no proporcionan un aislamiento entre las señales de control y la etapa de potencia, por lo que se utiliza un circuito de interfaz con transistores. Esta interfaz se encuentra dentro de la tarjeta de control para encendido y apagado de la etapa de potencia (ver sección 3.3). En la figura 3-7 se muestra el esquema general del circuito de impulsores y su aislamiento entre las dos etapas.

Es posible controlar más módulos en paralelo para aumentar la capacidad actual, pero eso no se hace en esta aplicación. Los datos eléctricos del SKHI 22 se describen en la tabla 3-4.

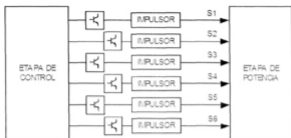


Figura 3-7 Esquema general del circuito de impulsores.

Los impulsores se alimentan con 0/15 V, y la fuente de alimentación que se usa es capaz de entregar una corriente que se encuentra por encima de la consumida por los impulsores (160 mA/corriente máxima por impulsor). Las señales de control son de lógica CMOS, 0/+15 V, un nivel de 0 V es un IGBT abierto, un nivel de 15 V es un IGBT cerrado. Los IGBT's pueden ser cerrados con un nivel mínimo de 13 V, por debajo de este nivel de voltaje no se asegura el cierre de estos dispositivos de potencia.

Tensión de alimentación para los impulsores	$V_D = 15 \text{ V}$
Corriente de alimentación para los impulsores	$I_{CIN} = 160 \text{ mA}$
Frecuencia máxima de conmutación	$f_{SW} = 50 \text{ kHz}$
Tiempo de propagación de entrada-salida (de encendido)	$t_{d(on)0} = 1.15 \text{ } \mu\text{s}$
Tiempo de propagación de entrada-salida (de apagado)	$t_{d(off)0} = 1.15 \text{ } \mu\text{s}$
Tiempo de propagación de entrada-salida del error	$t_{d(Err)} = 0.6 \text{ } \mu\text{s}$
Tiempo de reset del error	$t_{p(Err)RESET} = 9 \text{ } \mu\text{s}$
Tiempo muerto	Externo

Tabla 3-4 Características eléctricas del módulo SKHI 22.

3.2.6 Protecciones del módulo SEMIKRON

Para un mejor uso del módulo SEMIKRON y protección del usuario, el módulo cuenta con protecciones las cuales se clasifican de la siguiente manera:

- **Protecciones Pasivas:** el convertidor de potencia esta protegido por una cubierta de plástico para no estar expuesto directamente al usuario. Para realizar las conexiones de potencia cuenta con conectores tipo “banana” y para llevar los pulsos generados al inversor se tienen una serie de conectores tipo BNC. Todos los conectores antes mencionados se encuentran en forma fija en el módulo de SEMIKRON.
- **Protecciones Activas:** una protección fundamental es la poseen los impulsores (SKH122), los cuales protegen de corto circuito a los IGBT’s.

La señal de error que genera cada impulsor, cuando no se aplica tiempo muerto entre dos señales de control de un mismo brazo, es lógica negativa (-15 V), es decir, se mantiene una señal de voltaje de 15 V cuando ningún error ha ocurrido. El monitoreo de estas señales se deben integrar en el programa que se realice en la etapa de control para asegurar que el control aplicado detenga su ejecución cuando se genere un error.

Si se detecta una condición de error, los impulsores dejan de operar y las señales que se generan en la etapa de control, al entrar a los impulsores, se ignoran. El restablecimiento del error activado es llevando ambas entradas a 0, y así se suprimirá la causa del error. Con el propósito de no exponer a este tipo de errores a los impulsores, se tomo todas las precauciones necesarias en las señales de control que entran a los mismos.

Además, el módulo cuenta con una protección térmica que evita mayores temperaturas de trabajo de las soportadas por el disipador de calor. El disipador tiene colocado un sensor de temperatura (circuito integrado LM3352) en la zona donde es mas crítico su calentamiento.

3.2.7 Resistencia de carga

La resistencia R que se muestra en la figura 3-8 es conectada en serie a los capacitores, la cual tiene la función de limitar el pico de corriente de carga en los condensadores. Para una operación adecuada, los capacitores del bus de cd, se cargan inicialmente mediante un circuito de carga simple (RC).

Los capacitores utilizados son de 2200 $\mu\text{F}/400\text{ V}$. Conectados en serie, la capacitancia equivalente es de 1100 $\mu\text{F}/800\text{ V}$. Por esta razón, se realizó un análisis en el cual se determinó la resistencia de carga en base a la siguiente ecuación:

$$\tau = R \times C \quad (3.1)$$

La potencia de la resistencia se obtiene por la siguiente ecuación:

$$P_x = \frac{V_{cd}^2}{R} \quad (3.2)$$

donde:

- τ = Constante de tiempo.
- R = Resistencia para limitar el pico de corriente.
- C = Capacitancia.
- P_R = Potencia disipada por la resistencia.
- V_{CD} = Voltaje del bus de cd.

Entre la etapa de la rectificación trifásica y los capacitores se intercaló una resistencia externa la cual se obtuvo de la ecuación (3.1). Esta se conectó entre los puntos positivos del bus de cd como se muestra en la figura 3-8.

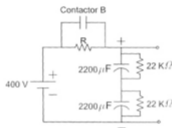


Figura 3-8 Circuito de carga RC.

El valor de la resistencia de carga se determinó en base al análisis siguiente, proponiendo una constante de tiempo inicial de 1.25 seg.:

$$C = 1100 \mu\text{F} \quad \text{si} \quad 4\tau = 5 \text{ seg.} \quad \Rightarrow \quad \tau = 1.25 \text{ seg.}$$

$$R = \frac{\tau}{C} = \frac{1.25 \text{ seg.}}{1100 \mu\text{F}} = 1.136 \text{ k}\Omega$$

Se puede notar que el valor encontrado de la resistencia no es un valor comercial, por lo tanto, se tomó la decisión elegir una resistencia de 1.2 k Ω . Dado que el valor de resistencia es un poco mayor la constante de tiempo de los capacitores cambia de la siguiente manera:

$$\tau = R \cdot C = (1.2 \text{ k}\Omega)(1100 \mu) = 1.32 \text{ seg.} \quad \Rightarrow \quad 4\tau = 5.28 \text{ seg.} \approx 6 \text{ seg.}$$

y la potencia instantánea requerida de la resistencia en base a la ecuación (3.2) es de:

$$P(t) = \frac{400\text{V}}{1.2\text{k}\Omega} = 133.33\text{ Watts}$$

Cuando el banco de pruebas se enciende, el rectificador comenzará a entregar tensión a los capacitores. Estos se cargarán en un tiempo no mayor a 6 seg., con esto se garantiza que los capacitores almacenarán la tensión máxima del bus de cd. Después de esos 6 seg., el contactor B se acciona y cortocircuita la resistencia de carga. Asegurando así, una de vida útil mayor y un tiempo de descarga más rápido para los capacitores.

Cabe mencionar que los capacitores del inversor cuentan con una resistencia de 22 k Ω en paralelo y asegura que los capacitores se descarguen en un tiempo de 46.2 seg. Con la resistencia externa que se añadió se redujo el tiempo aproximadamente a 30 seg.

La resistencia utilizada es de una potencia de 50 watts tomando en cuenta que solamente trabajara en lapsos cortos de tiempo. Para proporcionar el tiempo de carga a los capacitores se utilizó el PIC-16F84, el cual está dentro de la estructura de la tarjeta de control de encendido/apagado; en el apéndice C se muestra la subrutina para este tiempo.

3.2.8 El snubber

Cada rama del inversor posee un snubber (capacitor de 220 nF conectado en paralelo con los 2 IGBT's de cada rama), para compensar las inductancias parásitas y absorber armónicos de alta frecuencia. Ellos limitan los sobrevoltajes durante las conmutaciones, y como consecuencia las pérdidas (ver configuración del snubber en la figura 3-9).

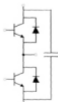


Figura 3-9 Configuración del snubber.

3.3 TARJETA DE CONTROL PARA ENCENDIDO/APAGADO

Esta tarjeta es la que gobierna las etapas de encendido y apagado en base a tiempos programados en el microcontrolador PIC-16F84, como se muestra en el diagrama de flujo de la figura 3-10. La necesidad de esta tarjeta es brindar al usuario una seguridad en el manejo de la etapa de potencia, así como, tener una buena coordinación de la etapa de potencia y control. En el apéndice C se muestra el programa implementado (*SECUENCIA.ASM*).

Se puede encender y apagar manualmente esta tarjeta, o bien, en forma digital programada en la etapa de control. En dicha tarjeta se tiene una fuente que proporciona tensiones de +15 V, -15 V y 5 V, las cuales sirven para alimentar a la misma y a otros circuitos de la etapa de potencia.



Figura 3-10 Diagrama de flujo del programa implementado en el PIC-16F84.

La secuencia de encendido, la cuál se realiza en un tiempo de 8 segundos, consta de las siguientes etapas (algunos elementos mencionados se pueden ver en la figura 3-1):

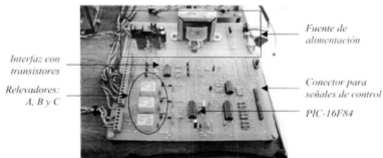
1. Activar relevador A. Aquí se cierra el contactor A el cual lleva la alimentación de la red trifásica al rectificador del módulo de SEMIKRON, esta orden se mantiene por 6 seg.

2. Activar relevador B. Cierra el contactor B el cual cortocircuita la resistencia de carga, esta acción tiene una duración de 1 seg.
3. Activar relevador C. Con esto se acciona el contactor C para llevar la alimentación del inversor al motor, manteniendo por 1 seg. esta etapa.
4. Finalmente, con los tres relevadores activados los pulsos de control de los IGBT's son amplificados antes de entregarse al inversor, esto se realiza por el circuito de aislamiento entre la etapa de control y la etapa de potencia.

La secuencia de apagado tiene una duración de 4 segundos y consta de las siguientes etapas:

1. Primeramente, los pulsos de control son interrumpidos. Con esto el inversor deja de operar.
2. Después de un segundo se desenergiza el relevador C, por lo tanto, el contactor C se abre.
3. Posteriormente se apaga el relevador A, abriendo el contactor A.
4. Finalmente, deja de operar el relevador B.

En la fotografía 3-1 se muestra la tarjeta de control para encendido-apagado.



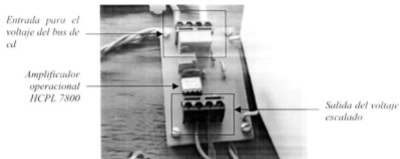
Fotografía 3-1 Tarjeta de control para encendido-apagado.

3.4 SENSORES

El sensor o elemento de medición es un dispositivo que convierte la variable de salida en otra variable adecuada, como un desplazamiento, presión o voltaje, que se utilizan para comparar la

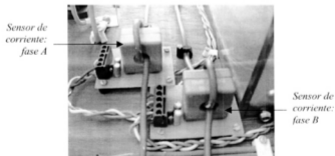
salida con la señal de referencia. Este elemento es el camino de retroalimentación en un sistema de lazo cerrado [14].

El sensor empleado para medir el voltaje del bus de cd es un amplificador operacional HCPL 7800 de Agilent Technologies. Este es una buena opción debido a sus características y proporciona un nivel de escalamiento de 1/200 (5 mV/1 V). La fotografía 3-2 muestra este sensor.



Fotografía 3-2 Sensor para medir el voltaje del bus de cd.

Los sensores de corriente utilizados para la toma de mediciones de dos de las fases de alimentación del motor proporcionan un nivel de escalamiento de 1/20 (50 mV/1 A). En este caso, se determinó que el nivel de escalamiento fuera de 1/10 (100 mV/1 A). La fotografía 3-3 muestra los sensores antes mencionados.



Fotografía 3-3 Sensores de corriente.

3.5 TARJETA DE ACOPLÉ ANALÓGICO

La tarjeta de mediciones esta compuesta por tres seguidores de voltaje, en la figura 3-11 se muestra el circuito eléctrico de dicho seguidor (parte encerrada por la línea punteada). Esta tarjeta es la interfaz entre las señales sensadas y la tarjeta de adquisición (etapa de control). El seguidor de voltaje en su entrada tiene un filtro pasa bajas con dos frecuencias de corte de 20 kHz y 50 kHz seleccionables por el usuario. La fotografía 3-4 muestra la tarjeta antes mencionada.

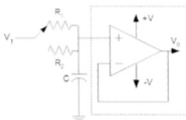
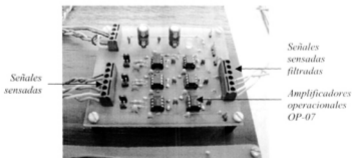


Figura 3-11 Seguidor de voltaje con filtro pasa bajas.



Fotografía 3-4 Tarjeta de acople analógico.

En este circuito el voltaje de salida iguala al voltaje de entrada, tanto en magnitud como en signo. Por lo tanto, como el nombre lo indica, el voltaje de salida sigue al voltaje de entrada o de fuente. La ganancia es unitaria, como se puede ver en la ecuación (3.3):

$$A_{Cz} = \frac{V_o}{V_i} = 1 \quad (3.3)$$

donde:

A_{Cz} = Ganancia del seguidor de voltaje.

V_i = Voltaje de entrada del seguidor de voltaje.

V_o = Voltaje de salida del seguidor de voltaje.

Desarrollo de la etapa de control

En este capítulo se describe el desarrollo de la etapa de control, la cual se basa en conocer las especificaciones más importantes de las interfases diseñadas para implementar el algoritmo de control, es decir, se detallan los principales elementos que constituyen al sistema desde la parte analógica al desarrollo del software. Asimismo, se presenta el esquema de la organización general del proceso de control y se detallan algunas rutinas importantes implementadas en el algoritmo de control.

4.1 IMPLEMENTACIÓN DEL CONTROL

Las diferentes funciones que se requieren implementar para la realización del control deben responder a problemas bien definidos; en particular, el funcionamiento en tiempo real. La dinámica del control ha sido fijada en 10 kHz, con el objetivo de estudiar todas las soluciones que permitan mejorar el control, respetando la precisión de los cálculos.

4.2 ORGANIZACIÓN GENERAL DEL FUNCIONAMIENTO

El control del inversor es realizado a una frecuencia fija (10 kHz). Por lo tanto, se deberán calcular, cada 100 μ s, una instrucción para cada uno de los brazos del inversor, realizando la adquisición de las variables de la máquina (tensión del inversor, corrientes). La secuencia de los eventos se muestra en la figura 4-1.

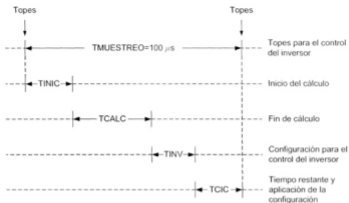


Figura 4-1 Secuencia de las operaciones.

TMUESTREO es el tiempo de muestreo para llevar a cabo el control directo del par (DTC). El tiempo de muestro establecido para esta acción es de $100 \mu s$.

TINIC es la señal "disparada" por el tope del inversor que permite diferir las adquisiciones de las variables de la máquina con el fin de evitar las mediciones muy cercanas de la conmutación de los interruptores (problema de variaciones bruscas de las señales).

TCALC tiempo de cálculo que comprende:

TACQ tiempo de adquisición de las variables de entrada.

TCALCUL tiempo de cálculo de los algoritmos de control.

TINV tiempo en el que se determina la configuración de las señales de control que se aplicaran en el siguiente periodo de muestreo.

TCIC es el tiempo restante, es decir, en esta etapa se genera una tarea cíclica la cual consume el tiempo necesario para cumplir con el tiempo de muestreo (TMUESTREO). El tiempo de esta tarea varía en cuestión a lo realizado anteriormente por las rutinas del tiempo de cálculo (TCALCUL). Al final de esta acción e inicio del siguiente tiempo de muestreo se aplicara la configuración de las señales de control necesarias.

El objetivo que se busca, es el de implementar una estructura de funcionamiento que permita probar la factibilidad del control del par. Por lo que es necesario establecer una estructura como la que se presenta en la figura 4-2.

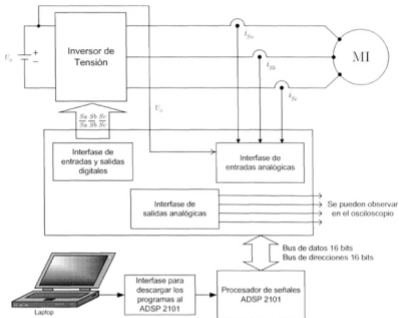


Figura 4-2 Organización general del sistema.

Es conveniente distinguir tres elementos esenciales en la organización del sistema: en primer lugar, el **procesador de señales** que permite administrar, en tiempo real, todos los cálculos necesarios para la aplicación del algoritmo de control.

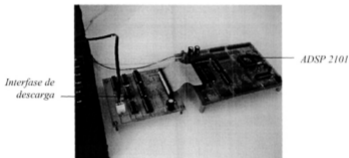
Estos cálculos se efectúan a partir de los datos que caracterizan el estado de la máquina, los cuales son enviados al procesador de señales a través de una **interfase de entrada** articulada alrededor de un secuenciador susceptible de administrar, de manera autónoma, una secuencia programable de la conversión al formato numérico de las ocho variables analógicas.

Finalmente, las señales de control calculadas son enviadas al inversor a través de una **interfase de salida**. La señales de control aplicadas al inversor ya contienen el tiempo muerto necesario, en este caso, el tiempo muerto se genera por medio del software.

4.3 EL PROCESADOR DE SEÑALES

El ADSP-2101 es un microprocesador programable con una arquitectura perfeccionada para el proceso de señales digitales (DSP) y otras aplicaciones numéricas de gran velocidad. La velocidad de procesamiento del ADSP-2101 es de 20 MHz y el tipo de formato numérico es de punto fijo. Algunos elementos importantes que contiene son: una memoria, un timer, puertos seriales y puertos paralelos.

El ADSP-2101 se programa en lenguaje ensamblador. Una vez terminado el programa se compila y se transmite al ADSP-2101. El programa compilado se transfiere de la PC al DSP a través de una interfase de descarga, tal como aparece en la fotografía 4-1. La tarjeta de descarga indica si la transferencia de información se realizó satisfactoriamente. El sistema es administrado por el procesador de señales ADSP-2101 de Analog Devices, implementado en una tarjeta que se encuentra externa a cualquier PC.



Fotografía 4-1 Tarjeta del ADSP-2101 e interfase de descarga.

La arquitectura básica del ADSP-2101 de Analog Devices, se muestra en la figura 4-3 [15]. En ella se muestran los registros básicos y el acomodo de los buses para el manejo de información.

4.4 INTERFASE DE ENTRADAS Y SALIDAS ANALÓGICAS

El uso del procesador de señales implicó la realización de una interfase de entradas de señales analógicas que convierta las variables analógicas (corrientes y tensiones) en variables numéricas.

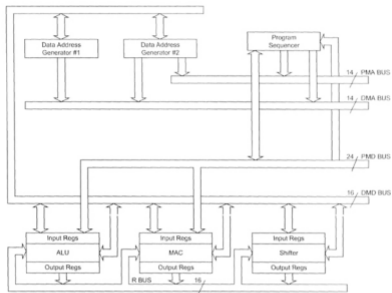


Figura 4-3 *Arquitectura básica del ADSP-2101.*

De igual manera se requirió la construcción de una segunda interfase de salidas analógicas, la cual se utiliza para convertir las variables numéricas en analógicas y poderlas observar en el osciloscopio como son los flujos, el par y las corrientes/voltajes en cuadratura.

La estructura del sistema de medición implementado permitió cierta flexibilidad en la realización de la conversión de ocho entradas analógicas. En efecto, esta es controlada por un secuenciador independiente susceptible de realizar toda la gestión suplementaria del procesador de señales, de los ciclos programados para la adquisición de datos (muestreo, retención, multiplexaje, conversión analógico – numérica).

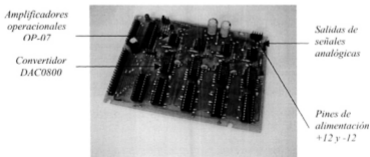
Los datos convertidos son acomodados en localidades de memoria estipulados, lo cual los hace disponibles con un mínimo de espera para el procesador de señales. También se cuenta con una etapa de filtrado (ver párrafo 3.5) para conservar solo las señales que participan en la transmisión de potencia (frecuencia de corte de 20 kHz o 50 kHz).

El convertidor analógico – digital utilizado es el AD7891 de Analog Devices, el cual contiene ocho canales multiplexados. Posee un tiempo de conversión de $1.6 \mu\text{s}$ con una resolución de 12 bits para convertir los datos bipolares comprendidos entre -2.5 V y 2.5 V . La fotografía 4-2 muestra la interfase de entradas de señales analógicas implementada.



Fotografía 4-2 Interfase de entradas analógicas.

Para el caso de la interfase de salidas analógicas, se utilizó el convertidor DAC0800. En este caso se utilizaron cuatro de estos DAC's con el fin de generar cuatro salidas analógicas con una resolución de 8 bits. La fotografía 4-3 muestra la interfase de salidas de señales analógicas implementada.



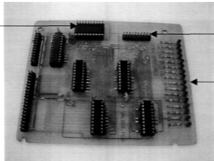
Fotografía 4-3 Interfase de salidas analógicas.

4.5 INTERFASE DE ENTRADAS Y SALIDAS DIGITALES

La interfase de salidas y entradas digitales es la que proporciona las señales de control al inversor. Se debe hacer notar que dicha interfase no proporciona el tiempo muerto de $10 \mu\text{s}$ a las señales de control. Por lo tanto, se analizaron dos métodos para resolver este problema.

El primer método se implementa por medio de hardware y el segundo por medio de software implementado dentro del algoritmo de control. El primer método consiste en implementar un circuito por medio de flip-flops para generar el tiempo muerto de las señales de control. El tomar este método implicaba realizar más circuitos independientes de las interfaces con las cuales se realiza la tarea de control. Por esta razón, se decidió usar el segundo método e implementar el tiempo muerto dentro del programa de control y con esto tener una respuesta mas rápida del tiempo muerto que se requiere aplicar, dependiendo de las señales de control que se aplicaran al inversor. La fotografía 4-4 muestra la interfase de salidas y entradas digitales implementada.

*Conector
de entradas
digitales*



*Conector
de salidas
digitales*

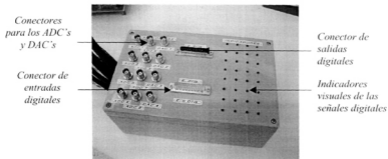
*Indicadores
visuales de las
señales digitales*

Fotografía 4-4 *Interfase de entradas y salidas digitales.*

4.6 MÓDULO DE SEÑALES ENTRADA/SALIDA

Este módulo se construyó con el fin de recibir y transmitir mas fácilmente las ocho posibles señales analógicas sensadas a la etapa de control y de igual manera tener un acceso mas fácil por medio del osciloscopio a las cuatro señales analógicas generadas.

Otra tarea de este módulo es transmitir las señales digitales de entrada o salida generadas. Dichas señales se pueden visualizar por medio de los led's indicadores con que cuenta este módulo. En la fotografía 4-5 se muestra el módulo implementado.



Fotografía 4-5 Módulo de señales entrada/salida.

4.7 PROGRAMACIÓN DE LOS ALGORITMOS DE CONTROL

La programación de la etapa de control esta realizada en un lenguaje ensamblador específico de Analog Devices, organizada en una estructura multitarea que contiene:

- Una **tarea de iniciación**, la cual permite configurar al ADSP-2101 e inicializarlo con los parámetros útiles para la tarea de cálculo.
- Una **tarea de fondo**, cuya función es consumir el tiempo restante generado por la interrupción del timer y esperar nuevamente el aviso de dicha interrupción con el fin de enviar la orden de inicio de los cálculos de las señales de control del inversor.
- Una **tarea de cálculo**, puesta en marcha por la activación de la interrupción del timer. Esta tarea realiza la adquisición de las variables de la máquina para efectuar el cálculo de las señales de control del inversor.

El diagrama de flujo del control directo del par se presenta en la figura 4-4.

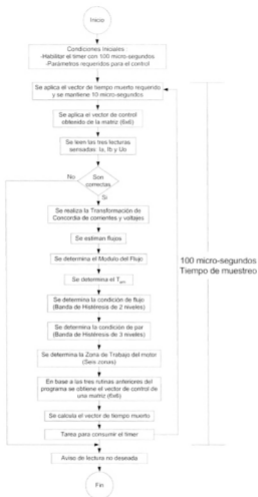


Figura 4-4 Diagrama de flujo basado en el programa del DTC.

4.7.1 Ecuaciones implementadas

En el capítulo 2 se mostraron las ecuaciones que son necesarias para implementar el control directo del par (DTC). Ahora, se mostraran estas mismas ecuaciones en su forma de ecuación de diferencias, las cuales se programaron en el ADSP-2101. Cabe mencionar, que las ecuaciones de diferencias ya tienen el tiempo de muestreo implícito.

Las ecuaciones necesarias en su forma discreta para la transformación de concordia de las corrientes son las siguientes:

$$\begin{aligned}i_b[k] &= \frac{1}{\sqrt{3}}(-i_a[k] - 2i_c[k]) \\i_a[k] &= i_a[k]\end{aligned}\tag{4.1}$$

y de los voltajes son:

$$\begin{aligned}v_a[k] &= \frac{U_o[k]}{3}[2S_a - S_b - S_c] \\v_b[k] &= \frac{U_o[k]}{\sqrt{3}}(S_c - S_b)\end{aligned}\tag{4.2}$$

Se puede observar que las corrientes i_a e i_b , ecuaciones (4.1), no dependen de estados pasados solo de mediciones presentes de las corrientes sensadas (en este caso es $i_a[k]$ e $i_b[k]$). En el caso de los voltajes v_a y v_b , ecuaciones (4.2), solamente dependen de la medición presente del voltaje del bus de cd ($U_o[k]$) y las señales de control que en ese momento se están aplicando al inversor como son S_a , S_b y S_c .

Se debe hacer notar que el valor de voltaje del bus de cd es fijo en el tiempo de muestreo. Por esta razón y para evitar algunas operaciones en el algoritmo de control lo que se decidió para encontrar los voltajes v_a y v_b fue programar una rutina en la cual se tuvieran las diferentes combinaciones de voltajes requeridos como se muestra en la tabla 4-1. La rutina programada para esta acción responde básicamente a las señales de control aplicadas al inversor.

Las constantes que aparecen en las ecuaciones se deben escalar a un formato de los establecidos por el ADSP-2101. En el apéndice C se muestra la tabla C.1. donde se describen los diferentes formatos para escalar dichas constantes y trabajarlas dentro del ADSP-2101. Los valores escalados se pueden introducir al ADSP-2101 en forma decimal, hexadecimal y binaria. Enseguida se muestran dos ejemplos de escalamiento utilizando el formato 1.15, donde se puede observar que solamente es necesaria una regla de tres para determinar el valor escalado (si el valor encontrado tiene decimales se redondea).

$S_a S_b S_c$	$v_a[k]$	$v_b[k]$
0 0 0	0	0
0 0 1	$-(1/3)U_o[k]$	$(1/\sqrt{3})U_o[k]$
0 1 0	$-(1/3)U_o[k]$	$-(1/\sqrt{3})U_o[k]$
0 1 1	$-(2/3)U_o[k]$	0
1 0 0	$(2/3)U_o[k]$	0
1 0 1	$(1/3)U_o[k]$	$(1/\sqrt{3})U_o[k]$
1 1 0	$(1/3)U_o[k]$	$-(1/\sqrt{3})U_o[k]$
1 1 1	0	0

Tabla 4-1 Patrón de voltajes v_a y v_b generados.

Formato 1.15: Se le llama así a la forma de interpretar las cantidades numéricas utilizadas en un programa que se implementa dentro del ADSP-2101. En este caso el primer bit indica la parte entera del valor escalado y los 15 bits restantes la parte decimal.

0.999969482, 0, -1
32767, 0, -32768 Decimal
7FFF, 0, 8000 Hexadecimal
2.5 V, 0, -2.5 V Rango de lectura de los ADC's

El primer ejemplo consiste en escalar el valor raíz cuadrada de 2/3 (SQRT[2/3]) el cual equivale a 0.8164 y esta dentro del rango del formato 1.15. Enseguida, se realiza la regla de tres para encontrar el valor escalado y se determina como sigue:

$$\begin{array}{r} 0.999969482 - 32767 \\ 0.81646 - X \end{array}$$

donde el valor escalado X en formato 1.15 es igual a 26754.95 en su forma decimal. Como el valor encontrado contiene decimales se redondea, es decir, el valor que se debe programar en el ADSP-2101 es 26755.

El segundo ejemplo que se plantea se basa primeramente en determinar la relación que existe entre el voltaje máximo del bus de cd del inversor y el valor obtenido por el sensor de voltaje. Como ya se dijo en el capítulo anterior, el voltaje máximo en el bus de cd es de 311 V y la relación de escalamiento del sensor de voltaje es de 5 mV/1 V, por lo que se obtiene a la salida del sensor un voltaje una señal de 1.55 V. De acuerdo con lo anterior, el valor de voltaje escalado en formato 1.15 para la señal de 1.55 V sería:

$$\begin{aligned} 32767 &- 2.5 \\ A &- 1.55 \end{aligned}$$

donde A es igual a 20315.54 aproximadamente 20316 en su forma decimal.

Para el caso de la estimación de los flujos λ_α y λ_β se tienen las siguientes ecuaciones de diferencias:

$$\begin{aligned} \lambda_\alpha[k] &= v_\alpha[k]T - R_s i_\alpha[k]T + \lambda_\alpha[k-1] \\ \lambda_\beta[k] &= v_\beta[k]T - R_s i_\beta[k]T + \lambda_\beta[k-1] \end{aligned} \quad (4.3)$$

donde R_s es la resistencia del estator y T es el tiempo de muestreo.

Se debe hacer notar que las integrales son un proceso acumulativo, es decir, dependen del resultado anterior de la integral y al inicio dependen de una condición inicial de flujo la cual es cero. Este registro donde se carga la condición inicial es el que se va modificando con los nuevos valores obtenidos para sumarse o restarse según sea el caso con el resultado presente.

Las integrales al ser procesadas en el ADSP-2101 generan un nivel de cd (offset) al resultado obtenido y visible en el osciloscopio, lo cual provoca un gran error en el proceso de control. Por esta razón, se implementó dentro del programa un filtro pasa altas con una frecuencia de corte de 1 rad/s o 0.15Hz para eliminar el nivel de cd generado. Con la frecuencia de corte propuesta, se garantiza que el nivel de cd generado por las integrales será filtrado. El filtro tiene la siguiente estructura en su forma continua:

$$\lambda_{sat}(s) = \frac{s}{s+1} \lambda_{cor}(s) \quad (4.4)$$

donde λ_{cor} es el flujo estimado no filtrado y λ_{sat} es el flujo estimado filtrado. El filtro anterior se puede manipular en un filtro pasa bajas y una constante que se le resta; con esto, se puede asumir que en realidad se trabaja con un filtro pasa bajas en el arranque del motor (transitorio), así se podrán observar las frecuencias bajas en el arranque del motor. Cuando el motor se encuentre en su etapa permanente, operando a frecuencias más altas el filtro actuara ahora como pasa altas, de esta manera, el funcionamiento del motor será el adecuado:

$$\begin{aligned} \lambda_{sat}(s) &= \frac{s}{s+1} \lambda_{cor}(s) \\ \lambda_{sat}(s) &= \left(1 - \frac{1}{s+1}\right) \lambda_{cor}(s) \\ \lambda_{sat}(s) &= \lambda_{cor}(s) - \frac{1}{s+1} \lambda_{cor}(s) \end{aligned} \quad (4.5)$$

Ahora, se discretiza la ecuación (4.5), tomando en cuenta el efecto del retenedor de orden cero. Primeramente, se discretiza la parte que se está restando en la ecuación (4.5). Por tanto, se tiene lo siguiente:

$$G(z) = \frac{\lambda_{sat}(z)}{\lambda_{cor}(z)} = z \left\{ \frac{1 - e^{-sT}}{s} \frac{1}{s+1} \right\} \quad (4.6)$$

donde el tiempo de muestreo T es igual a $100 \mu s$. La transformada z de la ecuación (4.6) resulta ser:

$$G(z) = \left(\frac{z-1}{z} \right) \left(\frac{(1 - e^{-T})z^{-1}}{(1-z^{-1})(1 - e^{-T}z^{-1})} \right) \quad (4.7)$$

$$G(z) = \frac{1 - e^{-T}}{z - e^{-T}}$$

Después, de haber encontrado la transformada z del filtro, se encuentra la ecuación de diferencias de la ecuación, añadiendo la constante de la ecuación (4.5). Entonces, se tiene que:

$$\lambda_{sat}(z) = \lambda_{cor}(z) - \frac{1 - e^{-T}}{z - e^{-T}} \lambda_{cor}(z)$$

$$\lambda_{sat}(z)(z - e^{-T}) = (z - e^{-T})\lambda_{cor}(z) - (1 - e^{-T})\lambda_{cor}(z) \quad (4.8)$$

$$\lambda_{sat}(z) = \frac{z-1}{z - e^{-T}} \lambda_{cor}(z)$$

Manipulando esta última expresión:

$$\lambda_{sat}(z)(z - e^{-T}) = (z-1)\lambda_{cor}(z)$$

$$\lambda_{sat}(z)(1 - e^{-T}z^{-1}) = (1 - z^{-1})\lambda_{cor}(z) \quad (4.9)$$

$$\lambda_{sat}(z) - e^{-T}\lambda_{sat}(z)z^{-1} = \lambda_{cor}(z) - \lambda_{cor}(z)z^{-1}$$

Finalmente se obtiene la siguiente ecuación de diferencias, la cual se programa en el ADSP-2101:

$$\lambda_{sat}[k] = \lambda_{cor}[k] - \lambda_{cor}[k-1] + e^{-T}\lambda_{sat}[k-1] \quad (4.10)$$

donde e^{-T} es igual a 0.99990005 aproximadamente 1.

El resultado obtenido con este filtro fue excelente, eliminando por completo el offset y provocando un retardo muy pequeño en el manejo de los datos que no afecta seriamente al

proceso de control. El resultado de este filtro se puede ver en el capítulo 5, en donde se muestran los flujos desfasados 90 grados.

Otra problemática que afectaba al resultado de las integrales fue la diferente relación de escalamiento que se tenía en los sensores de corriente y voltaje, como se detalló en el capítulo 3. La relación de escalamiento dentro del ADSP-2101 del sensor de voltaje se obtiene como sigue, tomando en cuenta que los ADC's son de una resolución de 12 bits:

$$x = 2^{11}/2^{15} = 1/2^4 = 1/16$$

$$1/16 \cdot 2.5 \text{ V}$$

$$K_v = 5 \text{ mV}$$

donde K_v es la relación del sensor de voltaje en el ADSP-2101 y es igual a 1/8000.

Para la relación de escalamiento de los sensores de corriente se sigue el mismo razonamiento y se llega a lo siguiente:

$$1/16 \cdot 2.5 \text{ V}$$

$$K_i = 100 \text{ mV}$$

donde K_i es la relación de los sensores de corriente en el ADSP-2101 y es igual a 1/400.

De lo anterior, se nota que existe una gran diferencia en la relación de escalamiento dentro del ADSP-2101, lo cual, provoca que al momento de procesar las operaciones no exista una equivalencia en las unidades. Debido a esto, se determinó multiplicar por una ganancia de 20 en el algoritmo de control todos los factores que involucraran el factor K_v y con esto llegar a la siguiente igualdad:

$$K_v = 20(K_v) = 1/400$$

Con la ganancia encontrada se asegura que el mapeo que se realiza dentro del ADSP-2101 de las señales escaladas tienen la misma relación de escalamiento.

Todo lo visto anteriormente es la parte más crítica en el proceso de control, y por lo tanto, es en la que se debe de tener mas cuidado para que el algoritmo de control sea seguro y eficiente.

Para la estimación del par y el módulo del flujo se tienen las siguientes ecuaciones las cuales dependen de los resultados presentes en el proceso de control.

$$\Gamma_c[k] = \frac{3}{2} p (\lambda_p[k] i_o[k] - \lambda_o[k] i_i[k])$$

$$\lambda[k] = \sqrt{\lambda_o^2[k] + \lambda_i^2[k]}$$
(4.11)

donde p es el número de polos.

Otra rutina importante programada en el proceso de control fue el determinar la zona de la trayectoria del flujo del estator. Como se dijo anteriormente se plantean seis zonas de la trayectoria del flujo del estator las cuales podemos observar en la figura 4-5.

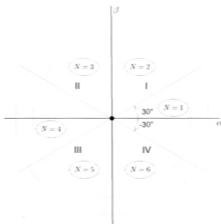


Figura 4-5 Zonas de la trayectoria del flujo del estator en el plano α, β .

La zona de la trayectoria del flujo del motor se determina por la siguiente expresión:

$$\theta[k] = \tan^{-1} \frac{\lambda_{\beta}[k]}{\lambda_{\alpha}[k]} \quad (4.12)$$

En la figura 4-5 se observan los cuatro cuadrantes en los que se trabaja, en base a esto se puede determinar que el flujo λ_{α} es positivo del lado derecho y negativo del lado izquierdo. Esta es la primera condición en la que se basa la rutina, para la determinación de la zona al estimar el flujo λ_{α} . Enseguida se procede a dividir la zona uno y cuatro en dos partes de 30 grados cada una, como se puede ver en la figura 4-5. Tomando en cuenta todas estas condiciones se programó la siguiente rutina para determinar la zona de la trayectoria del flujo del estator.

```

si flujoalfa >= 0
  si flujobeta >= [TAN (30)]flujoalfa zona = 2;
  si no flujobeta < -[TAN (30)]flujoalfa zona = 6;
  si no zona = 1;
  fin (salir de la rutina);
si no

```

```

si flujobeta < [TAN (30)]flujoalfa zona = 5;
si no flujobeta >= -[TAN (30)]flujoalfa zona = 3;
si no zona = 4;
fin (salir de la rutina);
fin (salir de la rutina);

```

Por último, se determinaron los escalamientos necesarios en el formato 1.15 para el par y el módulo del flujo. Con ello se pueden generar las diferentes referencias de par y el módulo del flujo para programarlas en el algoritmo de control. Para esto se realizó, la simulación en MATLAB de los distintos cálculos que se llevan a cabo en el proceso de control, la cual se muestra en la figura 4-6.

Con la simulación de la figura 4-6 se extrapolaron los resultados para obtener las reglas bajo las cuales se generaran las referencias necesarias del par y el módulo del flujo. De acuerdo a dicha simulación, se obtuvieron las siguientes reglas:

- Para el flujo:

1 Weber real \Rightarrow 3355 (Valor decimal en el ADSP-2101 en formato 1.15)

- Para el par:

1 N/m real \Rightarrow 26 (Valor decimal en el ADSP-2101 en formato 1.15)

En base a las reglas establecidas se muestran valores de referencia de par y del módulo del flujo los cuales son utilizados en los resultados experimentales mostrados en el capítulo 5.

Primeramente se determina la referencia para un par de 2 N/m la cual es:

$$\begin{array}{l} 1 \text{ N/m} - 26 \\ 2 \text{ N/m} - X \end{array}$$

donde el valor de referencia de par a programarse será $X = 52$.

En el caso de la referencia del módulo del flujo es necesario 0.2 Weber. Utilizando la regla establecida se tiene lo siguiente:

$$\begin{array}{l} 1 \text{ Weber} - 3355 \\ 0.2 \text{ Weber} - X \end{array}$$

donde el valor de referencia de el módulo del flujo será $X = 671$.

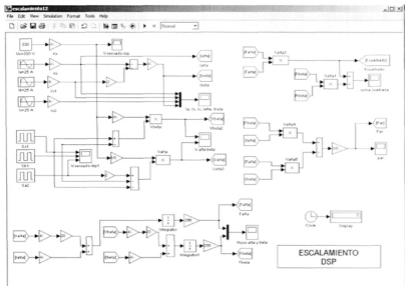


Figura 4-6 Simulación de los escalamientos dentro del ADSP-2101.

4.7.2 Rutinas de protección

En este caso se realizaron dos rutinas de protección para la lectura de cada sensor de corriente. Lo que se logró con esta rutina es no tener una elevación de corriente superior a la permitida por el motor en el arranque y que la pueda soportar el inversor. La corriente de arranque que se estipula en el programa de control para esta rutina es la proporcionada por el fabricante en el manual del motor. En el momento que la rutina detecta un nivel de corriente superior a la del arranque el ADSP-2101 deja de funcionar y el proceso de control se detiene.

La rutina tiene la estructura siguiente:

```

si corrientedearranque >= 0
    si corrientedearranque > corrienteestipulada;
        brinca paro;
        fin (salir de rutina);
si no corrientedearranque <= 0
    si corrientedearranque < corrienteestipulada;

```

brinca paro;
 fin (salir de rutina);
 fin (salir de rutina);

paro: deja de funcionar el ADSP-2101.

4.7.3 Rutina de tiempo muerto

La rutina de tiempo muerto que se programó en el ADSP-2101, se realizó en base al siguiente ejemplo y la figura 4-7:

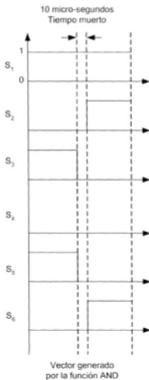


Figura 4-7 Señales de control y generación del tiempo muerto.

Basándose en la figura 4-7, se supone que en la corrida presente del programa del control directo del par se aplica el siguiente tren de pulsos correspondiente al vector de control:

$$(1, 0, 1, 0, 1, 0) = (S_1, S_2, S_3, S_4, S_5, S_6)$$

y en esa corrida se obtiene el vector de control siguiente a aplicarse el cual es:

$$(1, 1, 0, 0, 0, 0) = (S_1, S_2, S_3, S_4, S_5, S_6)$$

Para generar el tiempo muerto entre los vectores de control se realiza una función AND entre ellos y resulta el siguiente vector de tiempo muerto el cual se ilustra en la figura 4-7:

$$(1, 0, 0, 0, 0, 0) = (S_1, S_2, S_3, S_4, S_5, S_6)$$

Resultados obtenidos

En el presente capítulo se describen las pruebas realizadas del control directo del par en el banco de pruebas y los resultados de las mismas, tales como: formas de onda de la transformación de Concordia de corrientes, voltajes y flujos; así como, el seguimiento a un escalón de referencia de par, las señales de control aplicadas al inversor y el tiempo muerto necesario. Además, se presenta una prueba en lazo abierto de un patrón PWM a 60 Hz (conducción 120°) aplicado al inversor, con el propósito de validar el buen acoplamiento del motor de inducción y su carga (motor de cd funcionando como generador).

Las pruebas que se describen en este capítulo se efectuaron en el banco de pruebas implementado, utilizando la infraestructura del Laboratorio de Calidad de Energía y Control de Máquinas Eléctricas de la Facultad de Ingeniería de la UASLP, para lo cual se utilizó el siguiente equipo:

- Fuente de alimentación
- Osciloscopio digital
- Punta de corriente para osciloscopio
- Punta de voltaje para osciloscopio
- Tacómetro

- Banco de pruebas de electrónica de potencia
- Motor de inducción marca BALDOR (230 V, 4.1 A, 1750 R.P.M., 1.5 H.P., 60 Hz, 4 polos)
- Motor de cd marca BALDOR (180 V, 7.7 A, 1.5 H.P., 1750 R.P.M., 4 polos)

La figura 5-1 muestra el esquema motor-carga implementado, en el que puede apreciarse una máquina de cd acoplada directamente a la flecha del motor trifásico, en donde la máquina de cd se utiliza como generador suministrando potencia a una carga puramente resistiva. En el apéndice A se muestran los parámetros que caracterizan al motor de inducción y a la máquina de cd.

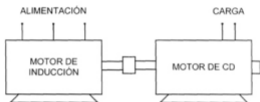


Figura 5-1 Esquema motor carga implementado.

En la fotografía 5-1 se muestra el motor de inducción y el motor de cd de la marca BALDOR acoplados.



Fotografía 5-1 Motor de inducción y motor de cd acoplados.

5.1 RESULTADOS EXPERIMENTALES

5.1.1 Control en Lazo Abierto

Esta prueba consiste en aplicar al inversor un patrón PWM programado a 60 Hz (conducción 120°). En el apéndice B se muestra la teoría referente a esta técnica PWM y la figura B.1 muestra las señales de control programadas. Además, se muestran las formas de onda de voltaje generadas bajo este patrón. Las formas de onda de voltajes mostradas son los voltajes línea-línea y los voltajes línea-neutro.

En la figura 5-2 se muestra el patrón de pulsos S_1 , S_2 y S_3 que se aplican al inversor (ver también figura 3-3). Si se compara el patrón de pulsos que se muestra en el apéndice B con la siguiente figura, se observa que son idénticos. Además, se puede ver que los ciclos de trabajo de los pulsos tienen una duración en tiempo de 5.54 ms, tiempo propuesto en la figura B.1.

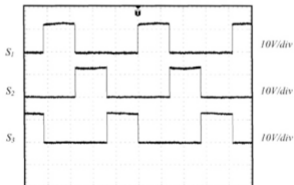


Figura 5-2 Señales de control S_1 , S_2 y S_3 del PWM programado (conducción 120°) [10V/div, 4ms/div].

Como ya se mencionó en el capítulo 3, resulta necesario intercalar un tiempo muerto entre el apagado de un dispositivo y el encendido del otro de la misma rama. En la figura 5-3 se muestra el tiempo muerto intercalado entre las señales de control S_1 y S_4 , el cual tiene un valor de 2.77 ms y es el propuesto en la figura B.1 del apéndice B.

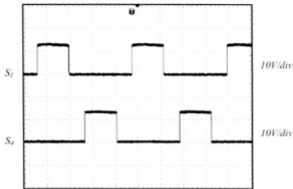


Figura 5-3 Señales de control mostrando el tiempo muerto intercalado [10V/div, 4ms/div].

Para validar el acoplamiento de los motores se muestran los resultados de la figura 5-4. Se observa que las corrientes de las fases A, B y C del motor de inducción están balanceadas. Si existiera una sobremodulación en la corrientes nos indicaría que los motores no se encuentran bien alineados en su acoplamiento. Las corrientes tiene un valor de $2.1 A_{RMS}$ a una frecuencia de 60 Hz y esta por debajo del valor de corriente estipulado en la placa del motor de inducción el cual es de $4.4 A_{RMS}$. Las formas de onda de corriente que se presentan es operando el motor con su carga a una velocidad de 1750 rpm.

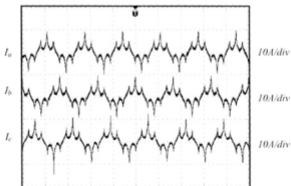


Figura 5-4 Corrientes de las fase A, B y C a 1750 rpm (60 Hz) [10A/div, 10ms/div].

Como se puede observar en la figura anterior las formas de onda de corriente tienen algunos picos los cuales se deben a los armónicos que se presentan, es decir, se tiene la fundamental a 60 Hz pero también se tienen el 3ro. y 5to. armónico de gran amplitud que al sumarse genera la forma de onda mostrada. En la figura 5-5 se muestra dos señales de control (S_1 y S_4) de una misma rama y la corriente de la fase A.

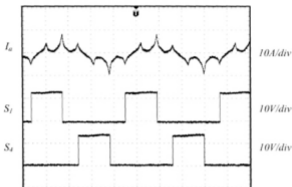


Figura 5-5 Commutaciones de los IGBT's [10A/div, 10V/div, 4ms/div].

5.1.2 Control Directo del Par

A continuación se muestran los resultados para un escalón de referencia de par el cual contiene tres diferentes niveles de par y el comportamiento del flujo bajo la referencia estipulada. Las referencias utilizadas se programan dentro del algoritmo de control.

Los tres niveles de par por los que esta formado el escalón de referencia son: 3.8 N/m, 7.6 N/m y 2.5 N/m (100, 200 y 39 en valor decimal dentro del ADSP-2101) y una delta de par utilizada en la banda de histéresis de 1 N/m (26 en ADSP-2101). En la figura 5-6 se muestra el seguimiento del par ante la referencia que se propone y una de las corrientes transformadas (en este caso es la corriente alfa). En el arranque del motor de inducción, el tiempo necesario para que el par estimado alcance la referencia es de aproximadamente 2 ms. De igual manera se observa que no se tiene un control de los rizados en la banda de histéresis, es decir, algunas veces el par se devuelve a su banda de histéresis cuando esta muy por encima de la delta de par estipulada y en otras el par responde rápidamente cuando apenas sale de alguna delta de par. Esto sucede más que nada por el tamaño de la delta de par estipulada, es decir, si la delta es muy pequeña los rizados serán un poco más controlados dentro de la banda de histéresis, pero si la delta se amplía los rizados empiezan a perder el control dentro de la banda de histéresis. Como se puede observar, la corriente alfa responde en su amplitud a los cambios de par, presentándose su valor máximo cuando el par es de 7.6 N/m siendo ese valor de $3.8 A_{rms}$.

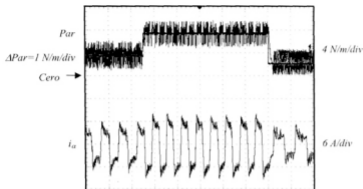


Figura 5-6 Seguimiento del par a un escalón y la corriente alfa [4 N/m/div, 6 A/div, 20ms/div].

Ahora, se muestra en la figura 5-7 la transformación de Concordia del voltaje alfa, con el objeto de mostrar los diferentes niveles de voltaje que se manejan en la tabla 4-1 del capítulo 4. En dicha figura se pueden notar las conmutaciones necesarias para la construcción del voltaje alfa para las distintas referencias de par.

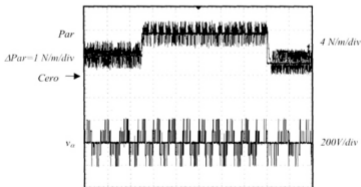


Figura 5-7 Seguimiento del par a un escalón y el voltaje alfa [4 N/m/div, 200V/div, 20ms/div].

Como referencia del módulo del flujo se utilizó 0.17 Webers (106 en ADSP-2101) con una delta de flujo de 0.02 Webers (1 en ADSP-2101). A continuación se muestran la figura 5-8 y la

figura 5-9, donde se puede apreciar el flujo alfa y beta para la referencia planteada, así como su gráfica flujo_α vs. flujo_β.

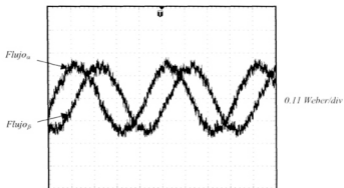


Figura 5-8 Flujos alfa y beta [0.11Weber/div, 2ms/div].

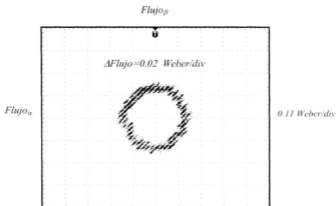


Figura 5-9 Flujo_α vs. Flujo_β [0.11Weber/div, 2ms/div].

En la figura 5-10 se aprecia la secuencia del patrón de pulsos para los IGBT's S_1 , S_2 y S_3 . En la figura 5-11 se muestra el patrón de pulsos de la rama 1 de los IGBT's S_1 y S_4 (S_4 es el negado de S_1) que se aplican al inversor.

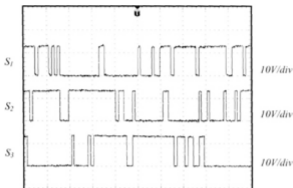


Figura 5-10 Patrón de pulsos S_1 , S_2 y S_3 [10V/div, 1ms/div].

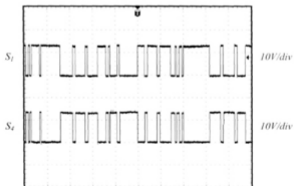


Figura 5-11 Patrón de pulsos S_1 y S_4 [10V/div, 1ms/div].

Los patrones de pulsos de las figuras 5-10 y 5-11 muestran el pilotaje directo del inversor de acuerdo con la tabla de control del capítulo 2 (ver figura 2-15).

Como última imagen de los resultados experimentales del control directo del par se muestra la figura 5-12, en la cual se observa el tiempo muerto implementado para el encendido y apagado de los IGBT's. El tiempo muerto intercalado entre las señales de control S_1 y S_2 es de $10 \mu\text{s}$. Este tiempo se determinó en base a las características del inversor, en especial de los IGBT's.

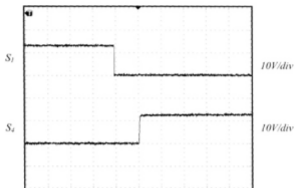
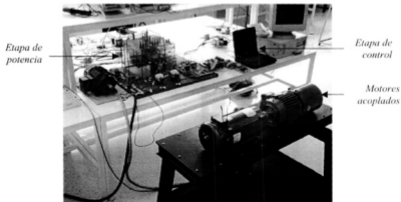


Figura 5-12 Señales de control mostrando el tiempo muerto intercalado [10V/div, 10 μs /div].

En la fotografía 5-2 se muestra el banco de pruebas implementado (prototipo final), en la cual se observa la etapa de potencia, etapa de control y los motores acoplados.



Fotografía 5-2 Banco de pruebas implementado.

Conclusiones

En este capítulo se presentan las conclusiones y la aportación de este trabajo de tesis, así como las sugerencias para desarrollos futuros en el área de investigación experimental de control de motores de inducción.

6.1 ANÁLISIS DE RESULTADOS

Se construyó un banco de pruebas teniendo como objetivo que este fuera lo mas flexible y seguro posible. Se valida en el banco de pruebas el algoritmo de control del DTC (Control Directo del Par). Actualmente el control puede ser llevado a cabo mediante dos sistemas de desarrollo diferentes:

- Sistema basado en el ADSP-2101 (utilizado en esta tesis).
- Sistema dSPACE.

Los resultados experimentales del control en lazo abierto muestran que los motores (motor de inducción y motor de corriente directa) tienen buen acoplamiento mecánico. Esto se nota en que no existe una sobre modulación de corrientes en las fases, es decir, las corrientes están balanceadas.

Los dispositivos de potencia utilizados (IGBT's) en el módulo SEMIKRON, presentan las ventajas de poder emplear una frecuencia de conmutación alta, no presentan sobretensiones en las conmutaciones de encendido y apagado, además que estas se realizan en un tiempo muy corto.

El control directo del par (DTC) implementado fue tomando en cuenta los dos estados de trabajo del motor (régimen transitorio y permanente), con el propósito de presentar una buena respuesta en el régimen transitorio del motor de inducción para alcanzar la referencia de par y módulo del flujo. Dos de las más comunes aplicaciones son en el manejo de ventiladores y bombas en las industrias de calefacción, ventilación, aire acondicionado y fabricación de alimentos (agua, comida y bebidas). En general el DTC tiene un impacto en todos los tipos de bombas.

Como se mostró en los resultados experimentales es posible controlar directamente el flujo del estator y el par teniendo una buena selección de las señales de control aplicadas al inversor. En el control directo del par (DTC) se pudo constatar que presenta las siguientes ventajas y desventajas.

Las ventajas que presenta este método son:

- ❖ El control se realiza en un marco de referencia fijo con respecto al estator, lo cual simplifica la implementación del algoritmo comparado con otras técnicas como el FOC (Field Oriented Control).
- ❖ La ausencia de un modulador PWM, lo cual genera menos problemas al implementar el tiempo muerto.
- ❖ La ausencia de controladores PID para el control del flujo y del torque, los cuales son indispensables en otros esquemas de control.
- ❖ Tiempo de respuesta mínimo en el cual el par y el flujo alcanzan la referencia estipulada.

Algunas desventajas que presenta el DTC son:

- ❖ Posibles problemas durante el arranque, como lo son el no definir adecuadamente las referencias de par y flujo correctas. Esto podría ocasionar niveles de corriente muy altos que se mantuvieran en el régimen transitorio y permanente del motor.
- ❖ Se requiere de estimadores de flujo.
- ❖ No se tiene un control en el rizo del flujo y del par dentro de las bandas de histéresis.

6.2 APORTACIONES

Con el desarrollo de este trabajo de tesis se abre el camino para el campo de investigación experimental en el área de control de motores eléctricos. La construcción del banco de pruebas contribuye significativamente al desarrollo del Laboratorio de Máquinas Eléctricas de la Universidad Autónoma de San Luis Potosí.

Este trabajo deja una pauta para el análisis experimental de diversos algoritmos de control y observación aplicados a los motores de inducción.

6.3 SUGERENCIAS PARA TRABAJOS FUTUROS

Como trabajos futuros derivados de este trabajo se proponen los siguientes:

- Programar en el algoritmo de control directo del par, un observador de flujo el cual mejoraría el desempeño del proceso de control.
- A la propuesta anterior se propone como una segunda etapa el añadir una estimación de parámetros en línea.
- Realizar un estudio comparativo de algunas técnicas de control para motores de inducción como pueden ser: el control vectorial a flujo orientado (FOC), control pasivo, control por modos deslizantes, control por linealización entrada/salida y control por “*backstepping*”.
- Realizar un manual para el manejo del banco de pruebas derivado de esta tesis.
- Realizar un estudio para mejorar la resolución de las cantidades numéricas ingresadas al algoritmo de control.

APÉNDICE

A

A.1 PARÁMETROS DEL MOTOR DE INDUCCIÓN MARCA BALDOR

En la tabla A-1 se muestran los parámetros del Motor de Inducción MCA. BALDOR con ventilación forzada:

Tensión nominal	230/460	Volts
Corriente nominal	4.1/2.1	Amperes
Velocidad nominal	1750	R.P.M.
Velocidad máxima	6000	R.P.M. max.
Potencia	1.5	H.P.
Frecuencia nominal	60	Hertz
Número de Polos	4	Polos
Resistencia del estator (R_S)	5.15	Ohms
Resistencia del rotor (R_R)	3.84	Ohms
Reactancia del estator (X_S)	6.87	Ohms
Reactancia del rotor (X_R)	5.87	Ohms
Inductancia del estator (L_S)	0.63095	Henrys
Inductancia del rotor (L_R)	0.62806	Henrys
Reactancia mutua (X_M)	231	Ohms
Inductancia mutua (L_M)	0.61273	Henrys
Encoder	1200	Pulsos por revolución

Tabla A-1 Parámetros del Motor de Inducción marca BALDOR.

A.2 PARÁMETROS DEL MOTOR DE CD MARCA BALDOR

En la tabla A-2 se muestran los parámetros del Motor de CD de Imán Permanente MCA. BALDOR:

Voltaje de armadura	180	Volts
Corriente nominal	7.7	Amperes
Potencia	1.5	H.P.
Velocidad nominal	1750	R.P.M.

Tabla A-2 *Parámetros del Motor de CD marca BALDOR.*

A.3 PARÁMETROS DEL MOTOR DE INDUCCIÓN MARCA SIEMENS

En la tabla A-3 se muestran los parámetros del Motor de Inducción marca SIEMENS:

Tensión nominal	220/440	Volts
Corriente nominal	4.4/2.2	Amperes
Velocidad nominal	1750	R.P.M.
Potencia	1.5	H.P.
Frecuencia nominal	60	Hertz
Número de polos	4	Polos
Resistencia del estator (R_s)	1.55	Ohms

Tabla A-3 *Parámetros del Motor de Inducción marca SIEMENS.*

B.1 CONDUCCIÓN 120°

En este tipo de control, cada IGBT conduce 120°. En cualquier instante del tiempo solamente conducen 2 IGBT's. Las señales de control se muestran en la figura B-1. La secuencia de conducción de los IGBT's es S5-S1, S1-S6, S6-S2, S2-S4, S4-S3, S3-S5, S5-S1. Existen tres modos de operación en un medio ciclo, para una carga conectada en estrella. Durante el modo 1 para $0 \leq \omega t \leq \pi/3$, conducen los IGBT's S1 y S5 [12].

$$v_{an} = \frac{V_{CD}}{2} \quad v_{bn} = -\frac{V_{CD}}{2} \quad v_{cn} = 0$$

Durante el modo 2 para $\pi/3 \leq \omega t \leq 2\pi/3$, conducen los IGBT's S1 y S6.

$$v_{an} = \frac{V_{CD}}{2} \quad v_{bn} = 0 \quad v_{cn} = -\frac{V_{CD}}{2}$$

Durante el modo 3 para $2\pi/3 \leq \omega t \leq 3\pi/3$, conducen los IGBT's S6 y S2.

$$v_{an} = 0 \quad v_{bn} = \frac{V_{CD}}{2} \quad v_{cn} = -\frac{V_{CD}}{2}$$

El voltaje de línea v_{ab} es igual a $\sqrt{3}v_{an}$ con un adelanto de fase de 30°. Existe un retraso de $\pi/6$ entre la desactivación de S1 y la activación de S4. Por lo tanto, no debe existir un corto circuito en la alimentación de cd a través de un IGBT superior y uno inferior. En cualquier momento, dos terminales de la carga están conectadas con la alimentación de cd y la tercera se conserva abierta. El potencial de esta terminal abierta depende de las características de la carga y es impredecible. Dado que un IGBT conduce durante 120°, para una misma condición de la carga los IGBT's se utilizan menos que en la conducción a 180°.

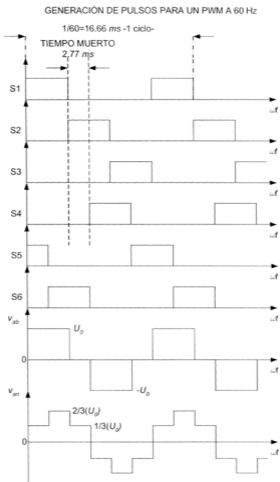


Figura B-1 Señales de control y formas de voltaje para conducción a 120°.

En la figura B-2 se muestra la forma de onda del voltaje línea-línea (V_{ab}) de alimentación del motor de inducción en la cual se puede apreciar que el nivel de voltaje es el generado por el bus de cd (311 V). También, se observa que es idéntico a las formas de onda mostradas en la figura B-1.

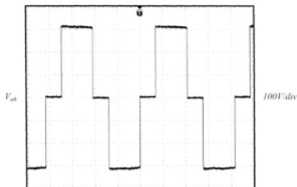


Figura B-2 Voltaje línea-línea V_{ab} [100V/div, 4ms/div].

Otra imagen de esta prueba en lazo abierto es la figura B-3, en la cual se observa la forma de onda de el voltaje línea-neutro (V_{an}). En esta imagen, se puede apreciar los diferentes niveles de voltaje marcados en la figura B-1, en la que el nivel mas alto corresponde a $220 V_{RMS}$. Se observan en la figura B-3 pequeños rizados los cuales se deben al tipo de carga, es decir, no es puramente resistiva.

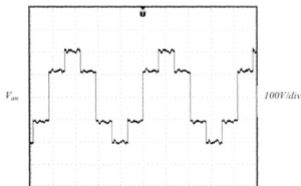


Figura B-3 Voltaje línea-neutro V_{an} [100V/div, 4ms/div].

B.2 PROGRAMA IMPLEMENTADO DEL PWM

Listado del programa *PWM.DSP* utilizado en las pruebas en lazo abierto:

```

_MODULE/RAM/BOOT=0/ABS=0 PWM_LAZO ABIERTO; {Nombre del programa      }
{***** Tabla de vectores de interrupcion *****}

    JUMP INICIO;    NOP; NOP; NOP;    {Reset vector}
    RTI;           NOP; NOP; NOP;    {IRQ2}
    RTI;           NOP; NOP; NOP;    {Trasmite SPORT0}
    RTI;           NOP; NOP; NOP;    {Recibe SPORT0}
    RTI;           NOP; NOP; NOP;    {Trasmite SPORT1}
    RTI;           NOP; NOP; NOP;    {Recibe SPORT1}
    RTI;           NOP; NOP; NOP;    {Timer}

{***** Inicialización de recursos del sistema *****}

INICIO: AX0=0x0003;
        DM(0x3FFE)=AX0;    {Estados de espera DM a 0}

        AX0=0x0018;        {Sport 0 y 1 Desactivados}
                                {y 3 estados de espera en boot memory}
        DM(0x3FFF)=AX0;

{***** Rutina para checar el funcionamiento del dsp *****}
{***** Se genera en el bit1 4 pulsos cada segundo *****}

_VAR/DM      VECES;

        AR=5;
        MY0=AR;
EXPIRE1: AR=MY0;
        AY0=1;
        AR=AR-AY0;
        IF EQ JUMP EXPIRE2;
        MY0=AR;
        JUMP CHECAR;

CHECAR:  AR=1221;
        DM(VECES)=AR;
        AX0=15;
        DM(0x0008)=AX0;

CUENTA: CNTR=16383;
        DO PULSO0 UNTIL CE;    {Espera aproximada de 1 seg.}
PULSO0: NOP;
        AY0=1;
        AR=AR-AY0;
        IF EQ JUMP EXPIRE;
        JUMP CUENTA;

```

```

EXPIRE:  AR=DM(VECES);
          AX0=0X0000;
          DM(0x0008)=AX0;
CUENTA1: CNTR=16383;
          DO PULSO1 UNTIL CE;           {Espera aproximada de 1 seg}
PULSO1:  NOP;
          AY0=1;
          AR=AR-AY0;
          IF EQ JUMP EXPIRE1;
          JUMP CUENTA1;

EXPIRE2:

{***** Programa principal *****)

ESCRIBE:  AX0=16448;                     {Tren de disparos en forma vertical}
          DM(0x0008)=AX0;               {Mandar los pulsos al inversor}

          CNTR=16383;
          DO LAZO UNTIL CE;
LAZO:    NOP;

          CNTR=16383;
          DO LAZO1 UNTIL CE;
LAZO1:  NOP;

          CNTR=16383;
          DO LAZO2 UNTIL CE;
LAZO2:  NOP;

          CNTR=6407;
          DO LAZO3 UNTIL CE;           {Espera aproximada de 2.77 ms -Tiempo Muerto-}
LAZO3:  NOP;

          AX0=16400;                   {Tren de disparos en forma vertical}
          DM(0x0008)=AX0;

          CNTR=16383;
          DO VER UNTIL CE;
VER:    NOP;

          CNTR=16383;
          DO VER1 UNTIL CE;
VER1:  NOP;

          CNTR=16383;
          DO VER2 UNTIL CE;
VER2:  NOP;

          CNTR=6407;
          DO VER3 UNTIL CE;           {Espera aproximada de 2.77 ms -Tiempo Muerto-}
VER3:  NOP;

          AX0=4112;                     {Tren de disparos en forma vertical}
          DM(0x0008)=AX0;

```

NOTA:	CNTR=16383; DO NOTA UNTIL CE; NOP;	
NOTA1:	CNTR=16383; DO NOTA1 UNTIL CE; NOP;	
NOTA2:	CNTR=16383; DO NOTA2 UNTIL CE; NOP;	
NOTA3:	CNTR=6407; DO NOTA3 UNTIL CE; NOP;	{Espera aproximada de 2.77 ms -Tiempo Muerto-}
	AX0=4352; DM(0x0008)=AX0;	{Tren de disparos en forma vertical}
CASO:	CNTR=16383; DO CASO UNTIL CE; NOP;	
CASO1:	CNTR=16383; DO CASO1 UNTIL CE; NOP;	
CASO2:	CNTR=16383; DO CASO2 UNTIL CE; NOP;	
CASO3:	CNTR=6407; DO CASO3 UNTIL CE; NOP;	{Espera aproximada de 2.77 ms -Tiempo Muerto-}
	AX0=1280; DM(0x0008)=AX0;	{Tren de disparos en forma vertical}
CAS:	CNTR=16383; DO CAS UNTIL CE; NOP;	
CAS1:	CNTR=16383; DO CAS1 UNTIL CE; NOP;	
CAS2:	CNTR=16383; DO CAS2 UNTIL CE; NOP;	
CAS3:	CNTR=6407; DO CAS3 UNTIL CE; NOP;	{Espera aproximada de 2.77 ms -Tiempo Muerto-}
	AX0=1088; DM(0x0008)=AX0;	{Tren de disparos en forma vertical}

```
CNTR=16383;
DO CASI UNTIL CE;
CASI: NOP;

CNTR=16383;
DO CASI1 UNTIL CE;
CASI1: NOP;

CNTR=16383;
DO CASI2 UNTIL CE;
CASI2: NOP;

CNTR=6407;
DO CASI3 UNTIL CE;
CASI3: NOP;           [Espera aproximada de 2.77 ms -Tiempo Muerto-]

JUMP ESCRIBE;         [Se repite el proceso del pwm]
.ENDMOD;
```


APÉNDICE

C

C.1 PROGRAMA IMPLEMENTADO EN LA ETAPA DE POTENCIA (ENCENDIDO/APAGADO)

Listado del programa *SECUENCIA.ASM* utilizado en el encendido y apagado de la etapa de potencia:

```
list      p=16f84           ; Se declara listado para PIC16F84
include   <p16f84.inc>      ; Incluir utileria

; ***** Definición de variables del sistema *****

contador1 equ 0x0C
contador2 equ 0x0D
contador3 equ 0x0E
encendido equ 0x0F
temporal  equ 0x10

; ***** Inicio del programa *****

reset    org 0x00
         goto inicio           ; Se brinca a la etiqueta de inicio

inter    org 0x04
         goto inter           ; Se brinca a la subrutina de la interrupción

; ***** Programa principal *****

inicio   call inicializa
         call retraso_1       ; Se espera 1 segundo para estabilizar sistema
habilitar
         movf PORTA,0         ; Se lee la palabra de entrada
         movwf encendido     ; Se almacena en encendido
         movlw h'03'         ; Se enmascara para dejar la palabra
         andwf encendido,1   ; Control de encendido
         movlw h'00'         ; Se verifica que comando de apagado o encendido
```



```

subwf encendido,0 ; Se resta encendido - condicion de apagado
movwf temporal ; Si hay comando de encendido
incf temporal
decfsz temporal ; Si hay comando de encendido,
goto encender ; Se realiza el proceso de encendido
goto habilitar ; Si no, regresa a esperar encendido

encender
call proceso_on ; Se llama a subrutina de encender

desactivar
movf PORTA,0 ; Se lee la palabra de entrada
movwf encendido ; Se almacena en encendido
movlw h'03' ; Se enmascara para dejar la palabra
andwf encendido,1 ; Control de encendido

movlw h'00' ; Se verifica que comando de apagado o encendido
subwf encendido,0 ; Se resta encendido - condicion de apagado
movwf temporal ; Si hay comando de encendido
incf temporal
decfsz temporal ; Si no hay comando de apagado,
goto desactivar ; Se espera a desactivar
call proceso_off ; Si si hay, realiza el apagado

goto habilitar

```

```

: .....
: ***** Subrutinas principales *****
: .....

```

```

proceso_on
movlw h'80'
movwf PORTB ; Se apagan todas las salidas en A
bsf PORTB,1 ; Se enciende el contactor de entrada

call retraso_1 ; Se da un retraso de 5 segundos
call retraso_1
call retraso_1
call retraso_1

bsf PORTB,2 ; Se enciende contactor de capacitor
call retraso_1 ; Se da un retraso de 1 segundo

bsf PORTB,3 ; Se enciende contactor de salida
call retraso_1 ; Se da un retraso de 1 segundo

bcf PORTB,7 ; Se activa las señales PWM

return

proceso_off
movlw h'07'
movwf PORTB ; Se activan todas las salidas en A
bsf PORTB,7 ; Se apagan las señales PWM
call retraso_1 ; Se da un retraso de 1 segundo

```

```

    bcf  PORTB,1           ; Se apaga contactor de entrada
    call retraso_1        ; Se da un retraso de 1 segundo

    bcf  PORTB,2           ; Se apaga contactor de salida
    call retraso_1        ; Se da un retraso de 1 segundo

    bcf  PORTB,3           ; Se apaga contactor de capacitor
    call retraso_1

    return

; *****
; ***** Subrutinas generales *****
; *****
; ***** Inicialización de recursos *****
; *****

inicializa
    cld  PORTB
    cld  PORTA
    movlw h'00'           ; Se configura el puerto B escribir
    bsf  STATUS,RP0
    movwf TRISB
    movlw h'03'           ; Se configura el puerto A para leer/escribir
    movwf TRISA

    bcf  STATUS,RP0
    movlw h'80'           ; Se apagan todas las salidas en B (E=1)
    movwf PORTB
    movlw h'00'           ; Se apagan todas las salidas en A
    movwf PORTA
    movlw h'00'           ; Se inicializa el encendido en apagado
    movwf encendido
    movlw h'00'
    movwf INTCON         ; Se apagan todas las interrupciones

    return

; ***** Conteo del sistema para retraso *****

retraso_1
    movlw d'00'           ; Contador para retraso de tiempo 1 seg.
    movwf contador1
    movlw d'180'
    movwf contador2
    movlw d'250'         ;
    movwf contador3

cuenta2 incfsz contador1,1
    goto cuenta2
    incfsz contador2,1
    goto cuenta2
    incfsz contador3,1
    goto cuenta2
    return

end

```

C.2 FORMATOS FRACCIONALES DEL ADSP-2101

La tabla C-1 muestra los rangos de números representables en forma fraccional que son posibles con 16 bits [15].

Formato	Número de bits parte entera	Número de bits parte fraccional	Valor positivo (0x7FFF) en decimal	Valor negativo (0x8000) en decimal	Valor de 1 LSB (0x0001) en decimal
1.15	1	15	0.999969482421875	-1.0	0.000030517578125
2.14	2	14	1.999938964843750	-2.0	0.000061035156250
3.13	3	13	3.999877929687500	-4.0	0.000122070312500
4.12	4	12	7.999755859375000	-8.0	0.000244140625000
5.11	5	11	15.999511718750000	-16.0	0.000488281250000
6.10	6	10	31.999023437500000	-32.0	0.000976562500000
7.9	7	9	63.998046875000000	-64.0	0.001953125000000
8.8	8	8	127.996093750000000	-128.0	0.003906250000000
9.7	9	7	255.992187500000000	-256.0	0.007812500000000
10.6	10	6	511.984375000000000	-512.0	0.015625000000000
11.5	11	5	1023.968750000000000	-1024.0	0.031250000000000
12.4	12	4	2047.937500000000000	-2048.0	0.062500000000000
13.3	13	3	4095.875000000000000	-4096.0	0.125000000000000
14.2	14	2	8191.750000000000000	-8192.0	0.250000000000000
15.1	15	1	16383.500000000000000	-16384.0	0.500000000000000
16.0	16	0	32767.000000000000000	-32768.0	1.000000000000000

Tabla C-1 *Formatos fraccionales y sus rangos.*

Bibliografía

- [1] H.W. Beaty, J.L. Kirtley, Manual del Motor Eléctrico, 1ª Edición en Español, Mc. Graw Hill, 2000.
- [2] G.O. García, R.M. Stephan, and E.H. Watanabe. Comparing the indirect field-oriented control with scalar method. In *Conference Proceedings*, pages 475-480. IEEE IECOM, Kobé, 1991.
- [3] G. Heineman. Comparaison of several control schemes for ac induction motors under steady state and dynamic conditions. In *EPE, Conference Proceedings*, pages 843-848, 1999.
- [4] F. Blaschke. The principle of field oriented as applied to the new transvector closed-loop control system for rotating machines. *Siemens Review*, Vol. 39, (4): 217-220, 1972.
- [5] W. Leonhard. 30 years space vectors, 20 years field orientation, 10 years digital signal processing with controlled ac-drives. *EPE Journal*, Vol. 1 (1 and 2):13-20 and 93-102, July, October 1991.
- [6] ABB. Direct Torque Control, the world's most advanced ac drive technology. Technical guide No.1, 1999.
- [7] J.P. Caron and J.P. Hautier. Modélisation et commande de la machine asynchrone. Technip, 1995.
- [8] J.Lesenne, F. Notelet, and G. Segulier. Introduction à l' Electrotechnique Approfondie. *Technique et Documentation*, 1991.
- [9] I. Takahashi and T. Nouguchi. A new quick response and high efficiency control strategy of an induction motor. *IEEE Industrial Application Society*, pages 820-827, 1985.
- [10] ABB Comunique de presse. Technologie de commande des moteurs: le controle directe du couple révolutionne la vitesse variable. *Technical report*, ABB, 1994.
- [11] R.A. Echavarría, Diseño e implementación de un accionador de motor de ca trifásico operando en régimen permanente, Tesis de Maestría, CENIDET, México, Junio 1995.
- [12] M. Rashid, Electrónica de Potencia, Circuitos, Dispositivos y Aplicaciones, 2ª Edición, Pearson Educación, 1995.

-
- [13] S. Chapman, Máquinas Eléctricas, 3ª Edición, Mc. Graw Hill, 2000.
- [14] K. Ogata, Ingeniería de Control Moderna, 3ª Edición, Prentice-Hall Hispanoamericana, 1998.
- [15] Analog Devices Technical Reference Books, ADSP-2100 Family User's Manual.
- [16] BALDOR MOTORS AND DRIVES, Manual Inverter Drive and Vector Drive Motors.
- [17] G. Escobar, A.M. Stankovic, E. Galvan, J.M. Carrasco, R. Ortega, A family of switching control strategies for the reduction of torque ripple in DTC, *IEEE Transactions on Automatic Control*, 2000.
- [18] R. Ortega, G. Escobar, N. Barabanov, Direct Torque Control of Induction Motors: Stability Analysis and Performance Improvement, *IEEE Transactions on Automatic Control*, Vol. XX, Month 2001.
- [19] O. Dal, Dynamic Model of Induction Motors For Vector Control, 2000.
- [20] S. Alepuz, V. Delos, J.M. Horrillo, J. Horrillo y J. Triadó, Control Vectorial de Motores de Inducción - Aplicación con DSP, Departamento de Electrónica y Automática, EUPMT, 2001.
- [21] F. Sampé, J. Rodríguez, B. Elhafidi, Control Directo del Par y del Flujo del Estator de un Motor de Inducción", Instituto Politécnico Nacional, Departamento de Ingeniería Eléctrica, 1999.
- [22] D. Telford, M.W. Dunnigan, B.W. Williams, A Comparison of Vector Control and Direct Torque Control of an Induction Machine, *IEEE Transactions on Automatic Control*, 2000.
- [23] J. Nash, Direct Torque Control, Induction Motor Vector Control Without an Encoder, *IEEE Transactions on Industry Applications*, Vol. 33, No. 2, April 1997.
- [24] D. S. Eurico, P. Regis, Direct Torque Control Strategies For Single - Phase Induction Motor Drives, XIV-Congreso Brasileño de Automática, septiembre 2002.
- [25] P. Robert, M. Juraj, H. Miroslav, Implementation of Indirect Current-Voltage Vector Control For Induction Machine Using ADSP-2101 and ADMC201 motion coprocessor, University of Zilina.
- [26] H. Barbara, D. Lorenz, Stator and Rotor Flux Based Deadbeat Direct Torque Control of an Induction Machines, *IEEE Transactions on Automatic Control*, 2001.
- [27] F. Aubépart, P. Poure, C. Girerd, F. Braun, Design and Simulation of ASIC-Based System Control: Application to Direct Torque Control of Induction Machine, *IEEE Transactions on Automatic Control*, 2001.