
INSTITUTO TECNOLÓGICO DE APIZACO
DIVISIÓN DE ESTUDIOS DE POSGRADO E INVESTIGACIÓN

**“IMPLEMENTACIÓN DIGITAL DEL CONTROL DIRECTO DEL
PAR Y DISEÑO DEL ACCIONAMIENTO ELECTRÓNICO PARA UN
MOTOR SÍNCRONO DE IMÁN PERMANENTE”**

TESIS

PARA OBTENER EL GRADO DE:
MAESTRO EN SISTEMAS COMPUTACIONALES

PRESENTA:
ING. JULIO NOEL HERNÁNDEZ PÉREZ

ASESORES:
DR. ROBERTO MORALES CAPORAL
DR. RAFAEL ORDOÑEZ FLORES

LÍNEA DE INVESTIGACIÓN:
**CONTROL DIGITAL DE ACCIONAMIENTOS ELECTRÓNICOS Y
AUTOMATIZACIÓN INTELIGENTE**

APIZACO, TLAXCALA; MÉXICO

DICIEMBRE DE 2013

“2013, Año de la Lealtad Institucional y Centenario del Ejército Mexicano”

Apizaco, Tlax., 02 de Diciembre de 2013

ASUNTO: **Aprobación del trabajo de Tesis de Maestría.**

M. en C. MARIA GUADALUPE MEDINA BARRERA
JEFA DE LA DIVISIÓN DE ESTUDIOS DE
POSGRADO E INVESTIGACIÓN.
P R E S E N T E.

Por este medio se le informa a usted, que los integrantes de la **Comisión Revisora** para el trabajo de tesis de maestría que presenta el **Ing. Julio Noel Hernández Pérez**, con número de control **M12370001** candidato al grado de **Maestro en Sistemas Computacionales** y egresado del **Instituto Tecnológico de Apizaco**, cuyo tema es *“Implementación Digital del Control Directo del Par y Diseño del Accionamiento Electrónico para un Motor Síncrono de Imán Permanente”*, fue:

A P R O B A D O

Lo anterior, al valorar el trabajo profesional presentado por el candidato y constatar que las observaciones que con anterioridad se le marcaron así como correcciones sugeridas para su mejora ya han sido realizadas.

Por lo que se avala se continúe con los trámites pertinentes para su titulación.

Sin otro particular por el momento, le envié un cordial saludo.

LA COMISIÓN REVISORA



DR. ROBERTO MORALES CAPORAL



DR. RAFAEL ORDOÑEZ FLORES



DR. JOSE CRISPIN HERNANDEZ HERNANDEZ



DR. JOSE FEDERICO RAMIREZ CRUZ

C. p.- Interesado.

“2013, Año de la Lealtad Institucional y Centenario del Ejército Mexicano”

Apizaco, Tlax., 02 de Diciembre de 2013

No. de Oficio: DEPI/916/13

ASUNTO: **Se Autoriza Impresión de Tesis de Grado.**

ING. JULIO NOEL HERNANDEZ PEREZ
CANDIDATO AL GRADO DE MAESTRO EN
SISTEMAS COMPUTACIONALES
No. de Control: **M12370001**
P R E S E N T E.

Por este medio me permito informar a usted, que por aprobación de la Comisión Revisora asignada para valorar el trabajo, mediante la Opción: **I Tesis de Grado por Proyecto de Investigación**, de la **Maestría en Sistemas Computacionales**, que presenta con el tema: *Implementación Digital del Control Directo del Par y Diseño del Accionamiento Electrónico para un Motor Síncrono de Imán Permanente* y conforme a lo establecido en el Procedimiento para la Obtención del Grado de Maestría en el Instituto Tecnológico, la División de Estudios de Posgrado e Investigación a mi cargo le emite la:

AUTORIZACIÓN DE IMPRESIÓN

Debiendo entregar un ejemplar del mismo debidamente encuadrado y seis copias en CD en formato PDF, para presentar su Acto de Recepción Profesional a la brevedad.

Sin otro particular por el momento, le envío un cordial saludo.

ATENTAMENTE

Pensar para Servir, Servir para Triunfar®



M. C. MARIA GUADALUPE MEDINA BARRERA
JEFA DE LA DIVISIÓN DE ESTUDIOS DE
POSGRADO E INVESTIGACIÓN.



Secretaría de Educación Pública
Instituto Tecnológico de Apizaco
División de Estudios de Posgrado
e Investigación

MGMB/mebr.

C.p. Expediente.



Av. Instituto Tecnológico S/N, Apizaco, C.P. 90300 Apizaco, Tlaxcala.
Tels. 01 241 417 20 10, Conmut. 101 Ext. 146,
e-mail: posgrado@itapizaco.edu.mx, www.itapizaco.edu.mx



“...I hated every minute of training, but I said, ‘Don’t quit’. Suffer now and live the rest of your life as a champion.”

Muhammad Ali

DEDICATORIA

A mis padres y hermanos, solo con su confianza, apoyo, soporte pero sobre todo afecto y amor, es como este trabajo es culminado con éxito.

A Janet, el amor de mi vida, solo con tu apoyo eh logrado llegar hasta aquí sin perder la cordura, este trabajo también es tuyo.

A Dios, por dejarme vivir para alcanzar una meta más en mi vida. Dame la fuerza para continuar y nunca darme por vencido, el valor para creer que todo es posible y la sabiduría para tomar las decisiones correctas.

AGRADECIMIENTOS

A todos los compañeros y docentes de la Maestría en Sistemas Computacionales, por sus enseñanzas y consejos muchas gracias.

Al Profesor Mario Pacas y todo su equipo de colaboradores en el Instituto de electrónica de potencia y accionamiento electrónico de la Universidad de Siegen, Alemania; gracias por recibirme en su instituto. Nunca olvidare esa gran experiencia llena conocimiento en el campo del control de máquinas eléctricas.

A María Perdomo, Fernando Ramírez y a todas las excelentes personas que conocí durante mi estancia en Alemania, gracias. Sin su apoyo habría estado perdido, ojalá algún día tenga la oportunidad de devolver al menos un poco de todo lo que ustedes hicieron por mí.

A Javier Rafael Garayoa y todos los colegas de Prodrive B.V. por darme la oportunidad de convertir un sueño en realidad, muchas gracias

Al Dr. Roberto Morales Caporal, por aceptarme entre su grupo de estudiantes, dirigir mi trabajo durante estos dos años y recordarme que el trabajo duro siempre obtiene recompensas, muchas gracias.

Al Instituto Tecnológico de Apizaco, por los medios y equipo necesarios para la realización de este trabajo de tesis, gracias.

Al CONACYT, por solventar mis estudios de maestría y darme la oportunidad de conocer personas increíbles, muchas gracias.

RESUMEN

El presente trabajo de tesis muestra la implementación digital de la técnica moderna de control de máquinas eléctricas, control directo de par, en un motor síncrono de imán permanente.

Al inicio, se presenta el modelo matemático del motor; para ello, se parte de modelos de trabajos de investigación relacionados y la hoja de datos del motor en que se desarrollan las pruebas. Por su parte, el modelo específico del motor se obtiene al realizar la identificación paramétrica de la máquina; a partir de dos técnicas distintas, a rotor bloqueado, caída de corriente y optimización por enjambre de partículas, se confirman las inductancias de la máquina. Por su parte, la técnica de generación de voltaje permite la identificación del flujo magnético del imán permanente de forma experimental.

De forma paralela, un accionamiento electrónico de potencia para el control de máquinas eléctricas es diseñado y construido. Se utilizan las características de la máquina como fundamento de diseño; diversas pruebas son presentadas, desde un disparador *Chopper*, pasando por un inversor monofásico, hasta la construcción de un inversor trifásico, el cual, es utilizado en la etapa de experimentación principal.

A continuación, una simulación del control directo del par y de las dinámicas de operación del motor bajo diversos regímenes de velocidad y par, es presentada. El funcionamiento del control directo del par es descrito, y entonces, simulado en un motor síncrono de imán permanente; dicha simulación se realiza a través del lenguaje de programación C utilizando el compilador MEX de *Matlab/Simulink*®.

Los resultados de simulación son corroborados vía experimentación. Un banco de pruebas es presentado y conectado, el sistema digital es programado con el mismo código utilizado en la simulación. Las respuestas a diferentes regímenes de operación de velocidad y par corresponden a las obtenidas en la etapa de simulación, lo que confirma el éxito del trabajo realizado.

ABSTRACT

This thesis document presents the digital implementation of the modern control technique of electrical machines, direct torque control, in a permanent magnet synchronous motor.

At the beginning, the mathematical model of the machine is presented; for this, related research works and the motor data sheet, in which the tests are developed, are used as the fundamentals for this research. Moreover, the specific model of the motor is obtained complemented to getting the parametric identification of the machine; in this case, two different techniques are presented for the stator inductance of the machine in a rotor blocked scheme, decay current and particle swarm optimization; the permanent magnet flux of the rotor is obtained with the generator mode of the machine.

In parallel, a power electronic drive for the control of electrical machines is designed and built. The features of the machine are used as design fundamentals, several tests are presented, since the Chopper drive, through the single-phase inverter, and finally the three-phase inverter, the last one is used in the main stage of experimentation.

Then, a simulation of the direct torque control and the dynamics of the machine operation, under various regimes of speed and torque, is presented. The operation of the direct torque control is described, and then, simulated in a permanent magnet synchronous machine; this simulation is done through the C programming language using the MEX compiler of Matlab/Simulink ®.

The simulation results are confirmed via experimentation. A test bench is presented and connected; the digital platform is programmed with the same code used in the simulation. The responses at different operation regimens of speed and torque correspond to those obtained in the simulation stage; this, confirms the success of the work done.

TABLA DE CONTENIDO

RESUMEN	I
ABSTRACT	II
TABLA DE CONTENIDO.....	III
ÍNDICE	IV
ÍNDICE DE FIGURAS	VII
ÍNDICE DE TABLAS.....	XI
NOMENCLATURA	XII

ÍNDICE

CAPÍTULO I: INTRODUCCIÓN.....	1
1.1 Introducción	2
1.2 Planteamiento del Problema	3
1.3 Justificación	4
1.4 Hipótesis	4
1.5 Objetivo General.....	5
1.5.1 Objetivos Específicos	5
1.6 Organización de la tesis	6
1.7 Estado del Arte.....	6
CAPÍTULO II: MOTOR SÍNCRONO DE IMÁN PERMANENTE E IDENTIFICACIÓN DE PARÁMETROS	12
2.1 Introducción	13
2.2 Trasformación de coordenadas	13
2.3 Modelo del motor síncrono de imán permanente	17
2.4 Motor seleccionado e importancia de la identificación paramétrica	18
2.5 Identificación de inductancias de la máquina	20
2.5.1 Técnica de caída de corriente	21
2.5.2 Identificación de inductancias utilizando optimización por enjambre de partículas.....	29
2.6 Identificación del flujo magnético del imán	36
CAPÍTULO III: ACCIONAMIENTO ELECTRÓNICO DE POTENCIA	42
3.1 Introducción	43
3.2 Configuración Chopper.....	44
3.2.1 Principio de operación	44
3.3 Inversor de Voltaje.....	47

3.3.1	Inversor de voltaje monofásico	47
3.3.2	Inversor de voltaje trifásico	55
3.4	Diseño de Inversor trifásico	61
3.4.1	Dispositivo de potencia de estado sólido.....	61
3.4.2	Drive de disparo	61
3.4.3	Disparo del IGBT	62
3.4.4	Circuito electrónico	63
3.4.5	Etapa Chopper	63
3.4.6	Etapa monofásica.....	64
3.4.7	Etapa trifásica	67
3.4.8	Placas electrónicas.....	67
CAPÍTULO IV: CONTROL DIRECTO DE PAR		72
4.1	Introducción	73
4.2	Principio de operación	73
4.3	Modelo de corriente	76
4.4	Modelo de voltaje	77
4.5	Determinación de los estados de flujo y par	79
4.5.1	Controlador de Flujo.....	80
4.5.2	Controlador de Par.....	80
4.5.3	Determinación del sector	81
4.6	Tabla Óptima de conmutación.....	82
4.7	Simulación de la técnica Control Directo de Par en un motor síncrono de imán permanente en Matlab/Simulink®.....	83
4.7.1	Propuesta en Matlab/Simulink®	83
4.7.2	Diagrama esquemático	84
4.7.3	Programación en lenguaje C.....	84

4.7.4	Resultados de la simulación	89
CAPÍTULO V: IMPLEMENTACIÓN DIGITAL DEL CONTROL DIRECTO DEL PAR EN UN MOTOR SÍNCRONO DE IMÁN PERMANENTE.....		95
5.1	Introducción	96
5.2	Acoplamientos y conexiones de dispositivos	97
5.3	Resultados experimentales.....	100
CAPÍTULO VI: CONCLUSIONES Y TRABAJOS FUTUROS		106
6.1	Conclusiones	107
6.2	Trabajos futuros	108
REFERENCIAS BIBLIOGRÁFICAS		109
ANEXOS I: PUBLICACIONES		113
ANEXO II: RECONOCIMIENTOS		144
ANEXOS III: VINCULACIÓN		150
ANEXO IV: NOTAS PERIODÍSTICAS		153

ÍNDICE DE FIGURAS

Fig. 2.1 Representación de transformación trifásica a bifásica (coordenadas de estator y rotor).....	14
Fig. 2.2 Representación de posiciones del imán en el rotor de un PMSM.....	16
Fig. 2.3 Circuitos equivalentes del eje d y q respectivamente.....	18
Fig. 2.4 Circuito de pruebas propuesto para la identificación de inductancias	22
Fig. 2.5 Representación del rotor para la posición en el a) Eje <i>d</i> y b) Eje <i>q</i>	23
Fig. 2.6 Diagrama a bloques de la adquisición de datos para la <i>prueba de caída de corriente</i>	25
Fig. 2.7 Setup para la prueba experimental	25
Fig. 2.8 Corriente y voltaje recabados del eje d	26
Fig. 2.9 Corriente y voltaje recabados del eje q	26
Fig. 2.10 Ajuste de curvas de corriente y voltaje para el eje d.....	27
Fig. 2.11 Ajuste de curvas de corriente y voltaje para el eje q.....	27
Fig. 2.12 Identificación de inductancia del eje d.....	28
Fig. 2.13 Identificación de inductancia del eje q.....	28
Fig. 2.14 Diagrama general del algoritmo PSO programado	29
Fig. 2.15 Representación general del movimiento de partículas	30
Fig. 2.16 Circuito de pruebas para identificación por inyección de corriente alterna.....	31
Fig. 2.17 Voltaje y corriente obtenidos de la medición por inyección de corriente alterna .	33
Fig. 2.18 Ajuste de curva por algoritmo PSO	33
Fig. 2.19 Movimiento de las partículas en el espacio de soluciones a) Iteración uno, b) Iteración tres, c) Iteración siete, d) Iteración quince.	34
Fig. 2.20 Comportamiento de la Inductancia respecto a las iteraciones del PSO	34
Fig. 2.21 Resultados del algoritmo PSO	35
Fig. 2.22 Inductancia y resistencia obtenidos por el medidor RLC	35
Fig. 2.23 Esquema general de conexiones para la prueba de identificación del flujo del imán	37
Fig. 2.24 Señales del encoder seno/coseno en configuración diferencial	38
Fig. 2.25 a) Señales provenientes del encoder y b) señales que deben ser ingresadas al DSP	38

Fig. 2.26 Circuito de acoplamiento de señal del encoder al DSP.....	39
Fig. 2.27 Placa de diseño para la obtención de las señales en cuadratura del encoder	39
Fig. 2.28 Placa de acoplamiento de encoder terminada	39
Fig. 2.29 Señal de voltaje generado observada en el osciloscopio a 377 min^{-1}	40
Fig. 2.30 Señal de voltaje generado observada en el osciloscopio a 496 min^{-1}	40
Fig. 2.31 Resultados obtenidos en la medición del voltaje generado a diferentes velocidades del PMSM.....	41
Fig. 3.1 Chopper (troceador de voltaje).....	45
Fig. 3.2 Modo de operación de Chopper y formas de onda característica	46
Fig. 3.3 Esquema general de una rama inversora.....	48
Fig. 3.4 Esquema general de rama inversora, a) Inversor de medio puente y b) Inversor de puente completo.....	48
Fig. 3.5 Sentido de la corriente vista por la carga	50
Fig. 3.6 Inversor monofásico puente completo usando transistor y diodo.....	50
Fig. 3.7 Formas de onda de voltaje y corriente en inversor puente completo	52
Fig. 3.8 SPWM y forma de onda de los disparos	53
Fig. 3.9 Perfil armónico usando SPWM.....	54
Fig. 3.10 Esquema general de un inversor trifásico de 6 pasos.....	56
Fig. 3.11 Secuencia de activación de interruptores S1, S2, S3, S4, S5 y S6 y voltaje entre fase VAB, VBC y VCA.....	56
Fig. 3.12 Secuencia de activación de voltaje de fase-neutro	58
Fig. 3.13 Secuencia de voltaje de fase obtenido a partir de voltajes polares.....	58
Fig. 3.14 Inversor trifásico de seis pasos utilizando transistor de potencia y diodo de recuperación.....	60
Fig. 3.15 Formas de onda de voltaje y corriente en inversor trifásico	60
Fig. 3.16 IGBT IRG4PC40UD	61
Fig. 3.17 Drive HCPL-316J-000E montado en tablilla tipo DIP	62
Fig. 3.18 Diagrama a bloque del aislamiento digital y potencia	62
Fig. 3.19 Conexión Chooper para un motor de CD a) placa potencia y b) motor de CD	64
Fig. 3.20 Señal de voltaje trozado visto por el motor de CD	64

Fig. 3.21 Esquema 3D para la tarjeta de rama inversora a) Vista superior y b) Vista inferior	65
Fig. 3.22 Setup de pruebas de inversor monofásico puente completo activando un foco de 60W	65
Fig. 3.23 Disparos generados en el inversor monofásico	66
Fig. 3.24 Salida del inversor monofásico ante una carga resistiva.....	66
Fig. 3.25 Esquema 3D para la tarjeta madre de inversor trifásico a) vista superior y b) vista inferior	67
Fig. 3.26 Esquema 3D del circuito activador de IGBT a) vista superior y b) vista inferior.	67
Fig. 3.27 Placa de activación	69
Fig. 3.28 Placa de inversor	69
Fig. 3.29 Placa de fuentes de activación.....	70
Fig. 3.30 Motor de inducción usado para la prueba trifásica	70
Fig. 3.31 Conexión de prueba trifásica en motor de inducción.....	71
Fig. 3.32 Señales de corriente de cada fase en el motor de inducción	71
Fig. 4.1 Comportamiento del vector de flujo del PMSM respecto a la señales de voltaje del inversor	74
Fig. 4.2 Disparo del fasor de voltaje V_1 en esquema de 180°	74
Fig. 4.3 Diagrama a bloques general de la técnica DTC	75
Fig. 4.4 Controlador de histéresis de Flujo.....	80
Fig. 4.5 Controlador de histéresis de Par.....	81
Fig. 4.6 Sectores de operación del vector espacial de voltaje y vector espacial de flujo	82
Fig. 4.7 Diagrama a bloques completo de la simulación del DTC en un PMSM	85
Fig. 4.8 Bloque de S-function configurado como controlador DTC	86
Fig. 4.9 Bloques de inversor, PMSM y sensores de corriente, par, velocidad y posición ...	87
Fig. 4.10 Código genérico de configuración del bloque S-function.....	88
Fig. 4.11 Resultados de la simulación de un DTC clásico sin lazo de control de velocidad	90
Fig. 4.12 Valores calculados de Flujo y Par electromagnético del PMSM.....	90
Fig. 4.13 Circulo de flujos producido por los valores de los componentes del vector de flujo $(\Psi_\alpha, \Psi_\beta)$	91

Fig. 4.14 Señales de corriente de fase, velocidad del PMSM en min^{-1} y señal de Par en N.m	91
Fig. 4.15 Simulación de la prueba de velocidad a desarrollarse de forma experimental	92
Fig. 4.16 Simulación de error en medición de la fase U del PMSM.....	94
Fig. 4.17 Magnitud y ángulo del flujo por modelo de corriente y voltaje con corrección ...	94
Fig. 5.1 Esquema general de conexiones para la implementación del DTC	96
Fig. 5.2 Placa de sensores de corriente a) Sensor de efecto Hall y b) Circuito de acoplamiento.....	97
Fig. 5.3 Bus de CD, a) Transformador variable, b) Puente de diodos de potencia y c) Capacitores de alto voltaje.....	98
Fig. 5.4 Banco de pruebas del PMSM, a) Borne de fases, b) Borne de encoder y c) Rotor acoplado mecánicamente.....	98
Fig. 5.5 Setup del sistema.....	99
Fig. 5.6 Corrientes de fase ante prueba de DTC sin lazo de velocidad.....	100
Fig. 5.7 Señales de salida de la prueba principal del DTC en el PMSM.....	101
Fig. 5.8 Acercamiento de las señales en el periodo de velocidad $\omega^* = 500 \text{ min}^{-1}$	101
Fig. 5.9 Acercamiento del transitorio de arranque de la máquina.....	103
Fig. 5.10 Acercamiento del transitorio de cambio de velocidad de la máquina.....	103
Fig. 5.11 Acercamiento de las señales en el periodo de velocidad $\omega^* = 100 \text{ min}^{-1}$	104
Fig. 5.12 Acercamiento de las señales en el periodo de velocidad $\omega^* = 300 \text{ min}^{-1}$	104

ÍNDICE DE TABLAS

Tabla 2.1 Datos de placa del PMSM seleccionado	19
Tabla 4.1 Descripción de voltajes de fase y línea a partir del comportamiento de inversor de voltaje	78
Tabla 4.2 Concepto general de tabla optima de disparo.....	83
Tabla 4.3 Tabla optima de disparo	83

NOMENCLATURA

α, β	Coordenadas estatoricas
d, q	Coordenadas rotatorias
f	Frecuencia
i_U, i_V, i_W	Corrientes de fase de la máquina
i_α, i_β	Componentes del fasor espacial de corriente de la máquina en coordenadas estatoricas
i_d, i_q	Componentes del fasor espacial de corriente de la máquina en coordenadas rotatorias
R_s	Resistencia de estator
L_s	Inductancia de estator
L_d, L_q	Inductancia de eje d y eje q respectivamente
P	Numero de pares de polos de la máquina
T	Periodo
U, V, W	Devanados de la máquina
u_α, u_β	Componentes del fasor espacial de voltaje en coordenadas estatoricas
u_d, u_q	Componentes del fasor espacial de voltaje en coordenadas rotatorias
U_{phase}	Voltaje de fase de la máquina
$U_{line-line}$	Voltaje de línea a línea de la máquina
U_{CD}	Bus de CD
\underline{u}	Fasor espacial de voltaje
w_1, w_2	Pesos de algoritmo de búsqueda
ω	Velocidad angular en rad/seg.
ω_e, ω_m	Velocidad eléctrica y mecánica de la máquina
π	Constante pi
γ_e, γ_m	Posición eléctrica y mecánica del rotor de la máquina
Ψ_α, Ψ_β	Componentes del flujo electromagnético de la máquina en coordenadas

	estatoricas
ψ_d, ψ_q	Componentes del fasor espacial de flujo electromagnético de la máquina en coordenadas rotatorias
$\underline{\psi}$	Fasor espacial de flujo
ψ_{PM}	Flujo del imán permanente
A	Ampers
H	Henries
V	Volts
Ω	Ohms
Hz	Hertz
min^{-1}	Revoluciones por minuto
s	Segundo

CAPÍTULO I: INTRODUCCIÓN

1.1 Introducción

Actualmente el control de velocidad y par de máquinas eléctricas de corriente alterna ha tomado importancia significativa en diversas aplicaciones industriales. El uso de sistemas que basan su operación en corriente alterna ha hecho necesario el mejoramiento continuo de dispositivos y técnicas que son utilizados para ofrecer el control de dichas máquinas [1].

El motor síncrono de imanes permanentes es ampliamente utilizado en procesos y sistemas industriales actuales donde se desea el control del par, velocidad y posición con alto desempeño [1]. Por ejemplo, los sistemas de transporte eléctrico (trolebuses, trenes o tranvías) requieren un esquema de control que permita obtener velocidades variables durante la operación del sistema. Sin embargo, los sistemas de control que ofrecen un alto desempeño y equilibrio entre fuerza y portabilidad en el control de motores suelen ser de costo elevado.

En las últimas décadas, la electrónica de potencia ha mostrado avances significativos en aplicaciones industriales debido a la posibilidad de reducción de tamaños y aumento en la capacidad de manejo de potencia del sistema a manipular. Los dispositivos de estado sólido, de los cuales se integran a los sistemas electrónicos de potencia, cuentan con la característica de ser accionados a través de sistemas digitales, por lo tanto, no están limitados a una aplicación específica.

El uso de sistemas digitales para el control de máquinas ha aumentado progresivamente desde la década de los ochenta; esto es debido al aumento de la velocidad de cómputo y capacidad en el almacenamiento de programas de complejidad relativa y la reducción en los costos por parte de los fabricantes. Dichas características han permitido en los últimos años generar variadores de velocidad de motores aplicando técnicas modernas de control de máquinas eléctricas; ya que, es posible programar dichas técnicas en los sistemas digitales que controlan los dispositivos discretos de la etapa de electrónica de potencia. De esta forma, se obtiene mayor eficiencia, rendimiento y seguridad en el control de motores.

El presente trabajo de tesis está enfocado en el diseño, desarrollo e implementación de una técnica moderna de control de máquinas eléctricas en un motor síncrono de imán permanente, utilizando sistemas digitales de última generación y un accionamiento

electrónico de diseño propio en un motor de origen comercial. El éxito de este proyecto hace posible la oferta a diversos sectores productivos un control de velocidad y par de origen nacional; así, es posible obtener beneficios como la disminución por costos de adquisición, operación y mantenimiento.

Partiendo en la definición del modelo de la máquina en la cual se desarrollan los experimentos, identificando los parámetros necesarios para la implementación de una técnica moderna de control de máquinas eléctricas, pasando por una propuesta de accionamiento electrónico, definiendo una estrategia de control digital, y por último, la generación de un prototipo de laboratorio, es posible la oferta de un dispositivo capaz de competir en desempeño, seguridad, portabilidad y robustez respecto a controles de velocidad comerciales de potencia similar.

1.2 Planteamiento del Problema

Existen dos formas de controlar la velocidad de un motor síncrono de imán permanente; la primera es cambiando el número de polos en su estructura física, lo que implica un aumento en el costo del motor al modificar sus partes. La segunda opción se logra al regular la frecuencia de la señal de corriente alterna trifásica que alimenta a la máquina.

En México, la compañía suministradora de energía eléctrica, Comisión Federal de Electricidad, brinda 60 Hz como frecuencia de línea en cada una de sus fases lo que significa una velocidad constante para el motor si se conecta directamente a la línea trifásica de suministro. Una solución a dicho problema es la implementación de un variador de frecuencia, el cual, se genera con la aplicación de electrónica de potencia y la implementación de una técnica de modulación trifásica como: la modulación del ancho de pulso sinusoidal trifásico o la modulación por vectores espaciales. Si bien las técnicas de modulación generan velocidad variable en dichas máquinas, no son capaces por si solas de controlar el par de la misma.

La solución común para la variación de par en sistemas motrices es el acoplamiento de engranajes, con ello el control de par ocurre al cambiar el número de engranes o el número de dientes de los mismos. Sin embargo, implementación de sistemas mecánicos externos al motor eleva el costo del accionamiento. Técnicas modernas de control de máquinas

eléctricas, como el control por campo orientado o el control directo del par, han sido planteadas y desarrolladas desde la década de los ochenta con el fin de ofrecer la manipulación del par en los motores trifásicos de forma puramente eléctrica.

Si bien el alto nivel de potencia de cómputo, requerido por dichas técnicas, había relegado a los controles de par a implementaciones puramente analógicas, es en las últimas décadas donde el creciente desarrollo de controladores digitales ha hecho la programación de técnicas modernas de control de máquinas eléctricas de forma digital aumentando la eficiencia y portabilidad de los accionamientos electrónicos.

1.3 Justificación

En la industria moderna, la necesidad de un variador de velocidad y par por parte de las máquinas eléctricas trifásicas, que son las encargadas de suministrar potencia a diversos procesos, se vuelve cada vez más común. Aplicaciones de tracción como: autos eléctricos, líneas de ensamblaje en serie o prótesis de última generación, necesitan manipular el par, al mismo tiempo que establecen una velocidad deseada en el sistema en el que se desarrollan. En México, dicha tecnología solo es accesible vía importación. La generación de una solución de control de velocidad y par en máquinas eléctricas, representa la oportunidad de ofrecer a la industria mexicana sistemas de control de última generación. Al mismo tiempo, es posible proponer una base de pruebas para la investigación y desarrollo de accionamientos de origen nacional.

Por otro lado, proponiendo y generando una implementación de control de par de tipo digital es posible competir en costo ante accionamientos de origen extranjero ya actualmente que los costos en sistemas electrónicos y software cuentan con una tendencia a la baja mientras que las soluciones en mecánica mantienen una tendencia a la alta.

1.4 Hipótesis

Con el planteamiento y desarrollo de una solución a base de software y electrónica de potencia se obtiene la implementación digital de la técnica moderna de control de máquinas eléctricas, control directo del par, en un motor síncrono de imán permanente bajo diferentes regímenes de operación de velocidad y par; obteniendo así, una solución de accionamiento

electrónico capaz de competir con sistemas de potencia similar y origen comercial, esto, al ser una implementación de origen nacional.

1.5 Objetivo General

Diseñar e implementar un accionamiento electrónico digital en un motor síncrono de imán permanente. Programar una técnica moderna de control en un sistema digital, que permita el uso del modelo de la máquina, y así, obtener resultados de la implementación en un prototipo de laboratorio.

1.5.1 Objetivos Específicos

- Obtener el modelo matemático de un motor síncrono de imán permanente a partir de modelos existentes en trabajos de investigación, esto con la finalidad de simular y estudiar el comportamiento del motor bajo diferentes regímenes de operación.
- Identificar los parámetros correspondientes al motor en el cual se llevarán a cabo las pruebas experimentales, esto con el fin de establecer las características actuales, propias de dicho dispositivo. Los resultados serán verificados con la implementación de más de una técnica de identificación de parámetros.
- Simular una técnica moderna de control utilizando software de simulación *Matlab/Simulink*®; de esta forma, ganar experiencia de dicha técnica en un modelo de máquina con los parámetros identificados.
- Diseñar y construir un accionamiento electrónico de potencia, que cumpla con las características requeridas por la máquina estudiada, en referencia al manejo de potencia.
- Programar la técnica moderna de control de máquinas eléctricas en un sistema digital y realizar la conexión de laboratorio correspondiente a la integración de los dispositivos diseñados; de esta forma, realizar pruebas de laboratorio que determinen el desempeño del sistema.
- Someter al prototipo a diferentes regímenes de operación con la finalidad de establecer los límites de diseño, con esto, obtener resultados experimentales de la implementación digital.

1.6 Organización de la tesis

El presente trabajo de tesis está dividido en 6 capítulos, a continuación se presenta una breve descripción de cada uno de ellos.

Capítulo I.- En este capítulo se presenta la introducción al documento de tesis, la descripción del problema, la justificación, la hipótesis, los objetivos generales y específicos y el análisis del estado del arte.

Capítulo II.- En este capítulo se presenta el modelo del motor síncrono de imán permanente, la máquina seleccionada y técnicas de identificación paramétrica de la misma.

Capítulo III.- En este capítulo se desarrolla la teoría de accionamiento electrónico de potencia, desde la etapa sencilla de disparo de una configuración Chopper hasta la construcción de un inversor trifásico de voltaje.

Capítulo IV.- En este capítulo se describe la teoría del control directo del par en un motor síncrono de imán permanente, a su vez se desarrolla la simulación de dicho sistema en el ambiente de simulación *Matlab/Simulink®*, utilizando para ello los parámetros identificados en el Capítulo II y un esquema de programación en lenguaje C.

Capítulo V.- En este capítulo se presenta el ensamblaje del prototipo de laboratorio y se corroboran los resultados obtenidos en la etapa de simulación.

Capítulo VI.- En este capítulo se describen las conclusiones obtenidas durante todo el desarrollo del presente trabajo de tesis y se sugieren los posibles trabajos futuros.

1.7 Estado del Arte

La máquina sincrónica es un convertidor electromecánico de energía con una pieza giratoria denominada rotor, la bobina se excita mediante la inyección de una corriente directa, y una pieza fija denominada estator o armadura por cuyos devanados circula corriente alterna. Las corrientes alternas que circulan por dichos devanados producen un campo magnético rotatorio que gira en el entrehierro de la máquina con la frecuencia angular de las corrientes de armadura. El rotor debe girar a la misma velocidad del campo magnético rotatorio producido en el estator para que el par electromagnético medio pueda

ser diferente de cero. Si las velocidades angulares del campo magnético rotatorio y del rotor de la máquina sincrónica son diferentes, el par eléctrico medio es nulo. Por esta razón a esta máquina se la denomina sincrónica; el rotor gira mecánicamente a la misma frecuencia del campo magnético rotatorio del estator durante la operación en régimen permanente [2].

El motor síncrono de imán permanente es una variante de la máquina síncrona y es utilizada principalmente cuando alto desempeño y alta precisión de velocidad y de par son necesarios. Ejemplos del uso de este tipo de máquinas son: manipuladores robóticos, máquinas y herramientas, enrolladoras, cadenas de producción en la industria automotriz, aeronáutica y espacial.

La industria moderna ha requerido desde sus inicios de máquinas capaces de convertir algún tipo de energía de entrada (hidráulica, eólica o eléctrica) en movimiento rotacional controlado, esto debido a los diferentes procesos necesarios para el desarrollo de productos. La aplicación de control de velocidad y par en motores de corriente alterna ha evolucionado de forma significativa en las últimas décadas. Uno de los avances más grandes en este campo es el desarrollo de la electrónica de potencia. La electrónica de potencia se puede definir como la aplicación de la electrónica de estado sólido para el control y la conversión de la energía eléctrica [3].

La electrónica de potencia combina la energía, la electrónica y el control en el accionamiento de sistemas de alta potencia, en, por ejemplo, máquinas de corriente alterna. El control se encarga del régimen transitorio y estacionario y de las características dinámicas de lazo cerrado. La energía tiene que ver con el equipo de potencia estática y rotativa para la generación, transmisión y distribución de la energía eléctrica. La electrónica se ocupa de los dispositivos y circuitos de estado sólido requeridos en el procesamiento de señales para cumplir con los objetivos de control deseados [3].

Un inversor de voltaje es un dispositivo capaz de convertir corriente directa en señales de potencia de corriente alterna, es decir, los inversores de voltaje son capaces de alimentar cargas de naturaleza alterna a partir de fuentes de corriente directa [3]. La aplicación de la electrónica de potencia enfocada al control de velocidad, par y posición de máquinas eléctricas es la generación de inversores de voltaje capaces de regular la frecuencia de línea

que alimenta al motor, de tal forma que al seguir las órdenes de alguna técnica de control, permita la obtención de una velocidad o par deseados en la salida rotacional del motor.

Los inversores están constituidos en su módulo principal de dispositivos electrónicos de estado sólido capaces de conmutar en tiempos muy pequeños una señal de entrada de corriente directa; bajo una estrategia de control ofrecen en su salida una señal de corriente alterna capaz de alimentar cargas inductivas como motores de corriente alterna. Los dispositivos electrónicos encargados de dicha operación son transistores como: el transistor bipolar de unión (BJT, por sus siglas en inglés *Bipolar Junction Transistor*), el transistor de efecto de campo (MOSFET, por sus siglas en inglés *Metal-Oxide-Semiconductor Field-Effect Transistor*) e híbridos como el transistor bipolar de compuerta aislada (IGBT, por sus siglas en inglés *Isolated Gate Bipolar Transistor*) [4].

Técnicas modernas de control para accionamientos eléctricos de velocidad variable han adquirido importancia significativa en aplicaciones industriales actuales. La importancia del uso de motores de corriente alterna radica tanto en costos de operación, portabilidad y seguridad en referencia a los motores de corriente directa. Destacan, de forma generalizada, los principales sistemas de control vectorial para motores de corriente alterna, estos son: control escalar, control por campo orientado, control directo de par y auto-control directo [5].

En la actualidad existen diversas técnicas y variaciones de las mismas para control de máquinas eléctricas siendo control por campo orientado y control directo del par las técnicas más utilizadas por los diseñadores [5] [1]. Cada técnica presenta características específicas ante el desempeño del motor síncrono de imán permanente, si bien la técnica control por campo orientado logra un buen desempeño de las dinámicas propias del motor, es con la técnica control directo del par donde dinámicas más rápidas son obtenidas al carecer del uso de la técnica de modulación de ancho de pulso. Sin embargo, el control directo del par presenta una característica no deseada en su desempeño, el “*rizado*”, resultado de su naturaleza de frecuencia variable debido al uso de controladores de histéresis [1]; una forma de disminuir el rizado es implementando controles inteligentes de velocidad, por ejemplo los basados en lógica difusa, con lo que se obtiene, al menos en

simulaciones, un mejor desempeño del motor síncrono e imán permanente ante perturbaciones como el aumento de carga durante la operación [1].

El control por campo orientado surgió en Alemania como una alternativa ante la necesidad de sustituir motores de corriente directa por motores de corriente alterna. El control por campo orientado marca el inicio de la era moderna del control de máquinas eléctricas. Basa su operación en la orientación del flujo magnético del entrehierro, o del rotor de la máquina en unos ejes de referencia rotatorio lo que permite desacoplar el flujo del par y así obtener una analogía respecto a los motores de corriente directa. El control por campo orientado puede ser utilizado en aplicaciones donde la operación en estado estable es continua y las dinámicas del par son mínimas, debido a que el par obtenido cuenta con un factor de rizado muy pequeño [5].

La técnica control directo del par es utilizada ampliamente en la industria privada siendo la marca *ABB*® la primera en desarrollar un accionamiento electrónico bajo dicha técnica. Dependiendo del tipo de máquina junto a la aplicación establecida será la resolución, precisión y desempeño requerido por el control directo del par implementado. El control directo del par puede implementarse en motores de corriente alterna (como motores síncronos y asíncronos). Cada tipo de máquina define parámetros de diseño específicos y por ende la definición del modelo matemático de la máquina se vuelve necesario para activar el control directo del par clásico [6].

La técnica control directo del par se propuso inicialmente para máquinas de inducción [7] [8], mas es aplicado también en unidades síncronas. La técnica control directo del par es diferente del método de control de vectorial convencional, donde el torque es controlado en el marco de referencia del rotor a través de lazos de control de corriente. Sin embargo la estrategia de un control directo del par convencional tiene serios problemas de rizado de torque electromagnético, además su desempeño en el estado estacionario es pobre y el inversor tiene una frecuencia de conmutación variable. Es por ello que se han propuesto diversas técnicas de mejoramiento del DTC, una de ellas es al cálculo del error del fasor de flujo (FEV, por sus siglas en inglés, *Flux Error Vector*), el cual, apoyado de una SVM permite la obtención de un menor rizado de toque, lo que significa una respuesta mejorada de toque en referencia a un DTC convencional [9].

Diversos trabajos enfocados a la implementación del control directo del par referentes a su aplicación en un motor síncrono de imán permanente se han realizado con el fin de establecer puntos de mejoramiento del sistema, uno de ellos es el establecimiento de la posición del rotor en operación a partir de estimadores no físicos, reconocimiento de los límites del ancho de banda del sistema sumado a la intención por disminuir el rizado característico de dicha técnica [10].

El rizado generado durante la implementación de la técnica control directo del par puede ser disminuido en el uso de la modulación de vector espacial (SVM, por sus siglas en inglés *Space Vector Modulation*); el beneficio es significativo, disminuyendo el rizado durante la operación de la máquina, es posible aumentar la eficiencia del sistema aunado a un mayor tiempo de vida por parte del motor. Por otro lado, una forma alternativa de determinar la posición del rotor en todo instante de operación es utilizando redes neuronales como reemplazo de los sensores físicos característicos de la implementación de un control directo del par; bajo el entrenamiento de neuronas artificiales es posible obtener estimadores de la posición que fungen como los sensores necesarios para establecer el lazo de retroalimentación necesarios para activar al sistema de control [11].

Así mismo, es posible aumentar el desempeño en simulaciones e implementaciones de estimadores y controladores para el control directo del par utilizando técnicas de Inteligencia Artificial (IA) como redes neuronales artificiales (ANN, por sus siglas en inglés, *Artificial Neural Networks*), Sistemas de lógica difusa y Redes neuro-difusas. Dichas técnicas tienen la ventaja de no estar limitadas por características propias de una máquina eléctrica convencional y teorías de control lineal. Además pueden ser más rápidas que las configuraciones convencionales. Cuando un sistema basado en IA es implementado, en general, se obtienen algunas ventajas que ofrecen mejoras significativas a la técnica [12].

Otros trabajos proponen técnicas matemáticas no lineales como una alternativa a los controladores convencionales (PI) encargados de la regulación de velocidad y par bajo la técnica control directo del par. Un ejemplo claro es la aplicación de la técnica basada en el modo deslizamiento de segundo orden, dicha técnica surge bajo la propuesta de que el cálculo de la resonancia difusa (propia de un controlador basado en lógica difusa) en línea

es muy compleja, tanto que no puede ser controlada en tiempo real. El estado del sistema puede converger a un punto de equilibrio en un tiempo limitado que rompe con las características de la variable de estructura de deslizamiento común, que en dicho estado, converge gradualmente a condiciones del plano deslizante lineal. El método de modo deslizamiento de segundo orden puede mejorar la precisión del control, decrecer la ganancia y obtener mayor robustez en el sistema. [13].

Una de las técnicas actuales para el mejoramiento del desempeño del control directo del par es el uso del control Predictivo. En dicho esquema se calculan los instantes de conmutación de dos fasores activos de voltaje en un periodo definido. La mayor ventaja de dicho esquema es la oportunidad de ofrecer una frecuencia fija al sistema disminuyendo el rizado del par mientras se ofrecen las mismas dinámicas rápidas propias del control directo del par en un motor síncrono de imán permanente [14].

El uso del control predictivo en un esquema de control directo del par puede seguir mejorándose al incluir esquemas sin sensor tanto a velocidades cercanas a cero, velocidades nominales y velocidades mayores a las nominales. Diversas técnicas como la inyección y medición de señales de voltaje, observadores de modo deslizante son utilizadas para ofrecer un esquema capaz de prescindir del sensor de posición en una implementación del control directo del par en un motor síncrono de imán permanente [15].

**CAPÍTULO II: MOTOR SÍNCRONO DE IMÁN PERMANENTE E
IDENTIFICACIÓN DE PARÁMETROS**

2.1 Introducción

El motor síncrono de imán permanente es una variante de la máquina síncrona convencional, cuyo rotor está compuesto de imanes permanentes. Su análisis puede ser descrito de la misma forma que una máquina síncrona convencional al suponer que se excita por medio de una corriente de campo con un valor constante, asegurándose de calcular los diferentes valores de las inductancias con base en la permeabilidad efectiva del rotor de imán permanente [16].

A su vez, los motores de imán permanente también pueden clasificarse en dos tipos dependiendo de la forma de onda del voltaje generado (Back-EMF, por sus siglas en inglés *Back Electromagnetic Force*) siendo el motor síncrono de imán permanente (PMSM, por sus siglas en inglés *Permanent Magnet Synchronous Machine*) aquel de Back-EMF sinusoidal, mientras que el motor de corriente directa sin escobillas (BLDC, por sus siglas en inglés *Brush Less Direct Current*) aquel que cuenta con un Back-EMF trapezoidal [16] [17].

La diferencia de Back-EMF entre ambos tipos de motor impacta directamente en el tipo de control que se pretenda implementar en ellos. El PMSM debe ser alimentado con corrientes de fase (i_u, i_v, i_w) de tipo sinusoidal mientras que el motor BLDC debe ser alimentado con corrientes de fase de tipo trapezoidal o quasi-cuadradas [17] [18].

En las últimas décadas el PMSM ha incrementado de forma progresiva y significativa su presencia en aplicaciones industriales donde alta densidad de potencia, alto contenido de par y mantenimiento reducido es necesario. Aplicaciones como manipulación robótica, sistemas de tren de potencia y cadenas de ensamblado industrial son ejemplos en los cuales el PMSM cuenta con mayor presencia. Características como baja inercia de rotor, alta eficiencia de operación, alta eficiencia en la estructura de disipación de calor y tamaño reducido son las ventajas más importantes que el PMSM ofrece [1] [19].

2.2 Transformación de coordenadas

El PMSM cuenta con una conexión en estrella similar a una máquina asíncrona con la diferencia de no contar con un devanado de rotor. Por otro lado, para modelar

matemáticamente máquinas eléctricas es común transformar los voltajes y corriente de fase de un marco de referencia trifásico a un marco de referencia bifásico con el fin de simplificar el análisis [1].

Existen dos formas de transformar de un marco de referencia trifásico (U, V, W) a un marco de referencia bifásico. La primera es utilizando coordenadas estacionarias (α, β) y la segunda se logra al utilizar las coordenadas rotativas (d, q) de la máquina. La Fig. 2.1 [20] muestra la representación general de coordenadas de estator y rotor respecto a los devanados de la máquina.

Donde γ_e y ω_e representan la posición y velocidad eléctrica del rotor, \underline{u}_s representan la variable transformada en forma de fasor, mientras que u_α, u_β y u_d, u_q son componentes de las coordenadas estacionarias y rotativas respectivamente de dicho fasor. El concepto de fasor espacial será abordado en el capítulo IV.

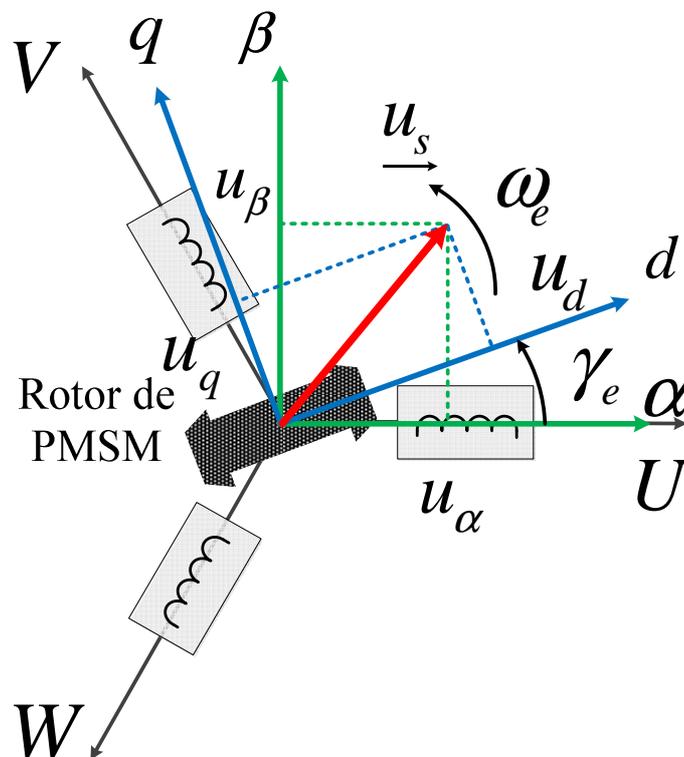


Fig. 2.1 Representación de transformación trifásica a bifásica (coordenadas de estator y rotor)

Suponiendo que S representa una cantidad del estator que se va a transformar (corriente voltaje o flujo), se escribe la transformación en forma matricial como se muestra en 2.1. Usando este concepto, se transforma de un marco de referencia trifásico estacionario a un plano bifásico rotativo [16].

$$\begin{pmatrix} S_d \\ S_q \\ S_0 \end{pmatrix} = \frac{2}{3} \begin{pmatrix} \cos(\gamma_e) & \cos(\gamma_e - \frac{2}{3}\pi) & \cos(\gamma_e + \frac{2}{3}\pi) \\ -\sin(\gamma_e) & -\sin(\gamma_e - \frac{2}{3}\pi) & -\sin(\gamma_e + \frac{2}{3}\pi) \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} S_U \\ S_V \\ S_W \end{pmatrix} \quad (2.1)$$

Y la transformación inversa como:

$$\begin{pmatrix} S_U \\ S_V \\ S_W \end{pmatrix} = \frac{2}{3} \begin{pmatrix} \cos(\gamma_e) & -\sin(\gamma_e) & 1 \\ \cos(\gamma_e - \frac{2}{3}\pi) & -\sin(\gamma_e - \frac{2}{3}\pi) & 1 \\ \cos(\gamma_e + \frac{2}{3}\pi) & -\sin(\gamma_e + \frac{2}{3}\pi) & 1 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} S_d \\ S_q \\ S_0 \end{pmatrix} \quad (2.2)$$

$$\gamma_e = P\gamma_m \quad (2.3)$$

$$\omega_e = \frac{d}{dt} \gamma_e \quad (2.4)$$

Donde γ_m representa la posición mecánica del rotor mientras que P representa el número de pares de polos de la máquina. La transformación trifásica a bifásica también puede ser expresada en referencia al estator [10] [20] por lo que se tiene:

$$\begin{pmatrix} S_\alpha \\ S_\beta \\ S_0 \end{pmatrix} = \frac{2}{3} \begin{pmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \\ 1 & 1 & 1 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} S_U \\ S_V \\ S_W \end{pmatrix} \quad (2.5)$$

Y la transformación inversa como:

$$\begin{pmatrix} S_U \\ S_V \\ S_W \end{pmatrix} = \frac{2}{3} \begin{pmatrix} 1 & 0 & 1 \\ -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} & 1 \\ -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} & 1 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} S_\alpha \\ S_\beta \\ S_0 \end{pmatrix} \quad (2.6)$$

Mientras que la relación entre los marcos de referencia bifásicos se representa como [20]:

$$\begin{pmatrix} U_d \\ U_q \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \cos(\gamma_e) & \sin(\gamma_e) \\ -\sin(\gamma_e) & \cos(\gamma_e) \end{pmatrix} \begin{pmatrix} U_\alpha \\ U_\beta \end{pmatrix} \quad (2.7)$$

Y la transformación inversa como:

$$\begin{pmatrix} U_\alpha \\ U_\beta \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \cos(\gamma_e) & -\sin(\gamma_e) \\ \sin(\gamma_e) & \cos(\gamma_e) \end{pmatrix} \begin{pmatrix} U_d \\ U_q \end{pmatrix} \quad (2.8)$$

Por otro lado, el PMSM puede clasificarse a su vez en dos tipos dependiendo de la configuración de los polos del rotor, *polos salientes* y *polos lizos*. Un PMSM de polos salientes es aquel cuyos imanes se encuentran adheridos al rotor en la superficie del mismo, mientras que, en un PMSM de polos lizos los imanes se encuentran dentro del núcleo del rotor. La Fig. 2.2 [20] muestra un esquema de representación de un PMSM de polos salientes y lizos respectivamente junto a su distribución respecto a coordenadas d, q .

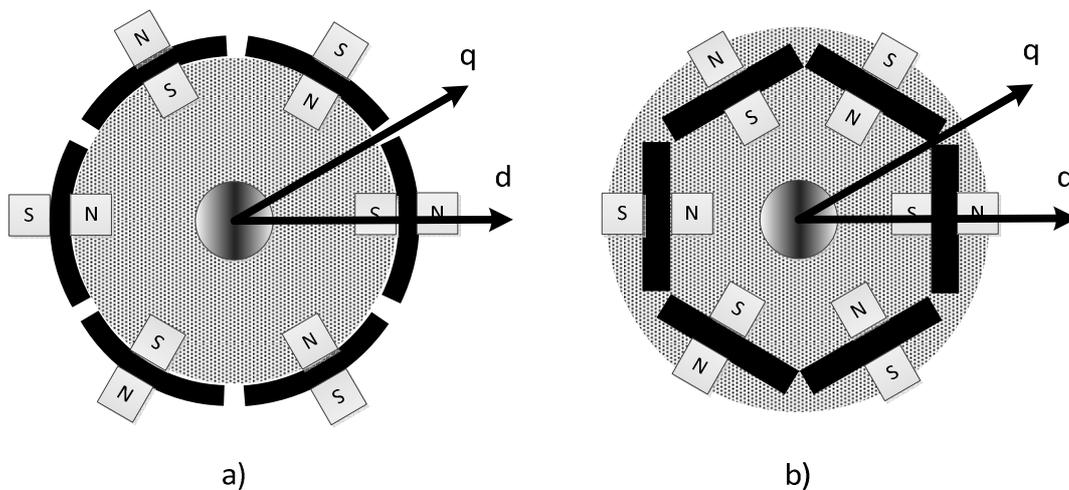


Fig. 2.2 Representación de posiciones del imán en el rotor de un PMSM

La importancia de la estructura de polos lizos y salientes radica en la variación de las inductancias magnetizantes en la máquina en representación dinámica (L_d, L_q) . En una máquina de polos salientes L_q es ligeramente superior a L_d ($L_q > L_d$) debido a la variación magnética producida por los espacios entre los imanes y el rotor; por sus parte, en una máquina de polos lizos L_q tiende a ser igual a L_d ($L_q = L_d$) debido a que la permeabilidad de los imanes es muy cercana a la del aire y, por lo tanto, la misma intensidad del flujo atraviesa al eje d y q de la máquina [14] [15].

2.3 Modelo del motor síncrono de imán permanente

El modelo del MSIP es obtenido de [1] [17] [20], las ecuaciones generales que describe al PMSM se muestran en (2.9), (2.10), (2.11) y (2.12).

$$U_d = R_s i_d + \frac{d\psi_d}{dt} - \omega_e \psi_q \quad (2.9)$$

$$U_q = R_s i_q + \frac{d\psi_q}{dt} + \omega_e \psi_d \quad (2.10)$$

$$\psi_q = L_q i_q \quad (2.11)$$

$$\psi_d = L_d i_d + \psi_{PM} \quad (2.12)$$

Donde R_s es la resistencia de estator, $L_{d,q}$, $\psi_{d,q}$ y $U_{d,q}$ representan la inductancia de estator, el flujo electromagnético del estator y el voltaje en los ejes directo y cuadratura respectivamente; mientras que ψ_{PM} representa el flujo del imán permanente.

Sustituyendo (2.7) y (2.8) en (2.5) y (2.6) [20] y resolviendo la corriente se tiene:

$$i_d = \frac{1}{L_d} \int (U_d + \omega_e L_q i_q - R_s i_d) dt \quad (2.13)$$

$$i_q = \frac{1}{L_q} \int (U_q - \omega_e L_d i_d - R_s i_q) dt \quad (2.14)$$

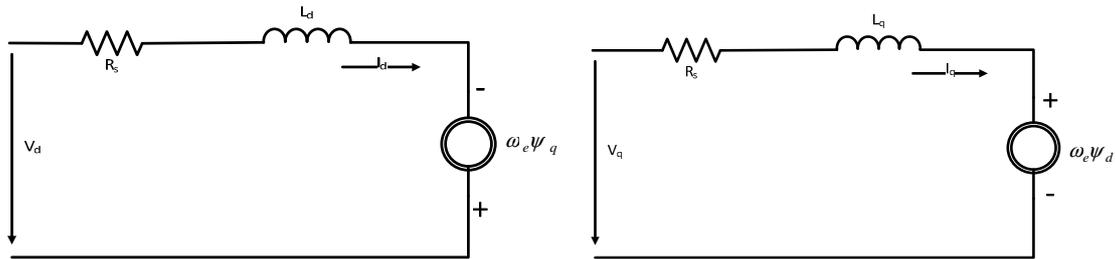


Fig. 2.3 Circuitos equivalentes del eje d y q respectivamente

Por lo tanto los circuitos equivalentes para los ejes d y q son mostrados en la Fig. 2.3 [20] mientras que el análisis del flujo y par electromagnético es mostrado en el capítulo IV.

2.4 Motor seleccionado e importancia de la identificación paramétrica

Los datos de placa y fabricante de un PMSM definen las condiciones de operación de la máquina bajo ciertos regímenes de operación, sin embargo parámetros como la inductancia, la resistencia y el flujo magnético de la misma pueden variar a lo dicho por el fabricante con respecto del tiempo y a condiciones de operación específicas. Debido a esto en ocasiones el fabricante solo da un estimado de dichos parámetros, sin embargo no especifica las condiciones de cambio de los mismos [21]. Los fabricantes ofrecen en sus hojas de datos valores nominales de operación en los cuales se encuentran:

- Voltaje nominal
- Corriente nominal
- Par nominal
- Temperatura nominal
- Velocidad nominal
- Coeficiente de viscosidad
- Número de pares de polos

Como se aprecia en (2.9) y (2.10) el desempeño del PMSM es dependiente de R_s , $L_{d,q}$ y ψ_{PM} ; por su parte, se sabe que R_s varía con respecto a la temperatura de la máquina, $L_{d,q}$ con respecto de la corriente en los devanados del estator mientras que ψ_{PM} varía respecto al tiempo de vida de la máquina ya que existe la posibilidad de desmagnetización. El cambio en dichos parámetros se refleja en la velocidad y par de la máquina cuando se implementa

un sistema de control, ya que, de ser muy distintos respecto a los mostrados por el fabricante, podría generar salidas incorrectas e incluso inseguras para el operador.

Técnicas modernas de control de máquinas eléctricas utilizan dichos parámetros para dirigir la máquina, por lo que, la identificación actualizada de dichos parámetros significa la posibilidad de implementar una técnica de control que optimice al máximo el desempeño del PMSM al contar con datos precisos del modelo del motor y su comportamiento en diferentes regímenes de operación, haciendo del sistema de control propuesto más preciso y seguro.

La máquina en la que se desarrollan las pruebas es un motor síncrono de imán permanente de la marca Siemens y modelo 1FT6062-1AF71-4AG1 cuyos datos de placa se presentan en la Tabla 2.1 [22], dicha tabla presenta los datos generales de la máquina en cuestión. Se puede observar que el motor cuenta con 3 pares de polos, un $R_s = 2.57\Omega$ y una $L_s = 0.019H$. Estos datos brindan una referencia ante las técnicas de identificación de parámetros de la máquina y serán corroborados en las secciones siguientes utilizando etapas experimentales con el fin de obtener un modelo actualizado de la máquina antes de implementar una técnica moderna de control de máquinas eléctricas.

Tabla 2.1 Datos de placa del PMSM seleccionado

1FT6062-1AF71-4AG1		
Dato	Nominal	Máximo
$\tau [N.m]$	4.7	6.0
$U [V]$	282	---
$i [A]$	3.4	4.1
IP	65	---
$m [Kg]$	9	---
$\omega_m [\min^{-1}]$	3000	9100
Encoder	IC2048S/R B25	

Las técnicas de identificación varían dependiendo del parámetro a reconocer; desde las técnicas de observación del decaimiento de voltaje entre fases y corriente de línea, hasta las técnicas inteligentes de identificación “*on line*” (cuando el rotor está girando) y “*off line*” (cuando el rotor está bloqueado). En este capítulo, técnicas de identificación fuera de línea son implementadas con el fin de corroborar dichos parámetros.

2.5 Identificación de inductancias de la máquina

En el caso de desconocer la configuración de montado de polos en el rotor la identificación de inductancias adquiere relevancia significativa ante la propuesta de control que se desea implementar. Existen diversas técnicas de identificación de inductancias para un PMSM, sin embargo la mayoría implica el uso de equipo de medición especializado o la aplicación de algoritmos de complejidad significativa.

Al sustituir (2.9) y (2.10) en (2.11) y (2.12) respectivamente, se nota que, dependiendo del eje en el cual se desarrolle la medición se debe tomar en cuenta el flujo magnético del eje complementario al ejercerse una velocidad angular en la máquina (ω_e), es decir, al medir el eje directo es indispensable conocer el flujo magnético en el eje en cuadratura para obtener los datos del primer eje y viceversa.

Las técnicas de identificación *off line* permiten utilizar equipo de medición de bajo costo ya que las ecuaciones que describen el comportamiento del PMSM se simplifican al despreciar ω_e de ellas, por ende, el procedimiento que permite identificar ciertos parámetros del PMSM, como las inductancias del motor, se torna relativamente sencillo.

De (2.9) y (2.10) y usando (2.11) y (2.12) y sabiendo que cuando el rotor se encuentra bloqueado la velocidad angular es igual a cero ($\omega_e = 0$), se tiene:

$$U_d = R_s i_d + \frac{d}{dt} (L_d i_d + \psi_{PM}) \quad (2.15)$$

$$U_q = R_s i_q + \frac{d}{dt} (L_q i_q) \quad (2.16)$$

De esta forma es posible aplicar técnicas fuera de operación en corriente directa (CD) y corriente alterna (CA) como se describe en secciones consecuentes. Con el fin de verificar los resultados obtenidos, dos técnicas de identificación de inductancias son aplicadas.

2.5.1 Técnica de caída de corriente

La primera técnica aplicada para la identificación de inductancias es la *prueba de caída de corriente* [23]. Consiste en la medición de la caída de la corriente y voltaje en los devanados del motor bajo el arreglo de conexión correspondiente al eje a medir. La observación del tiempo de descarga de corriente y la forma de onda que se describe al realizar la prueba permite la estimación de la inductancia del eje medido. Al resolver la inductancia de las ecuaciones 2.9 y 2.10 y suponiendo que $L_{d,q}$ y ψ_{PM} son constantes con respecto del tiempo se tiene:

$$L_d = \left(\frac{U_d - R_s i_d}{\frac{di_d}{dt}} \right) \quad (2.17)$$

$$L_q = \left(\frac{U_q - R_s i_q}{\frac{di_q}{dt}} \right) \quad (2.18)$$

Discretizando el sistema a partir de [23] se tiene:

$$L_{d_k} = \left(\frac{U_{d_k} - R_s i_{d_k}}{i_{d_k} - i_{d_{k-1}}} \right) \quad (2.19)$$

$$L_{q_k} = \left(\frac{U_{q_k} - R_s i_{q_k}}{i_{q_k} - i_{q_{k-1}}} \right) \quad (2.20)$$

2.5.1.1 Pruebas y resultados experimentales

En el circuito de la Fig. 2.4 se observan las conexiones realizadas para la obtención de las inductancias $L_{d,q}$. El posicionamiento del rotor depende del eje a medir. El eje directo se

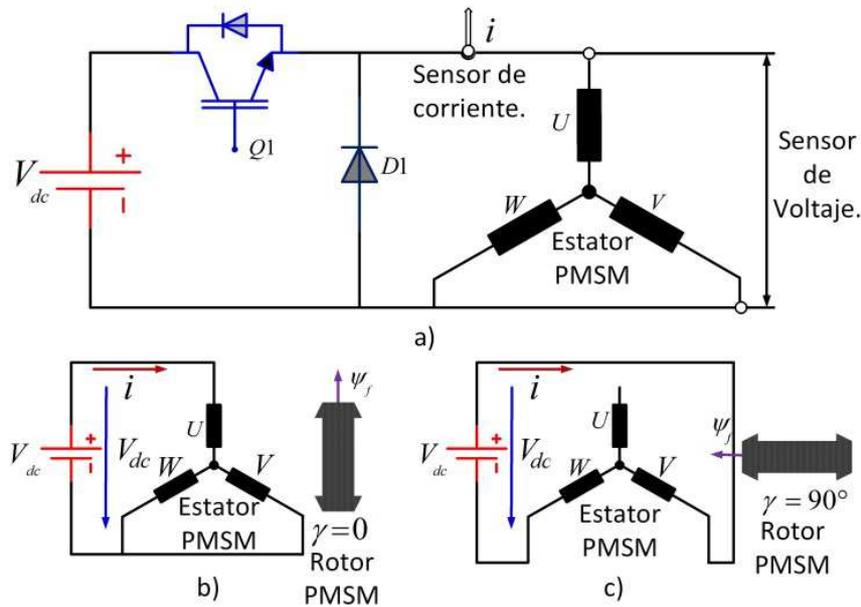


Fig. 2.4 Circuito de pruebas propuesto para la identificación de inductancias

obtiene al pasar un tren de pulsos a través del circuito de mediciones, con ello se logra un movimiento del rotor. Dicho movimiento corresponde a la polarización de un imán con respecto a la corriente inducida por el estator. Por su parte el eje en cuadratura se logra al girar el rotor 90° eléctricos con respecto a la posición del rotor en el eje directo, dicha operación se obtiene al hacer la conversión de grados eléctricos a grados mecánicos. Utilizando (2.3) y resolviendo para γ_m se tiene:

$$\gamma_m = \left(\frac{\gamma_e}{P} \right) \quad (2.21)$$

Sabiendo que la máquina utilizada cuenta con 3 pares de polos ($P=3$), la posición mecánica para el eje en cuadratura es de 30 grados ($\gamma_m = 30^\circ$). La Fig. 2.5 muestra la representación de la posición del rotor para ambos ejes. Una vez obtenidas las posiciones de los ejes d, q se procede al comienzo de la prueba. La técnica de caída de corriente consiste en inyectar corriente directa de manera pulsada entre la configuración de los devanados realizada. Al aproximarse al valor de corriente nominal el sistema deja de realizar la inyección y procede a reconocer los valores de voltaje y corriente que van en decaimiento hasta llegar a cero.

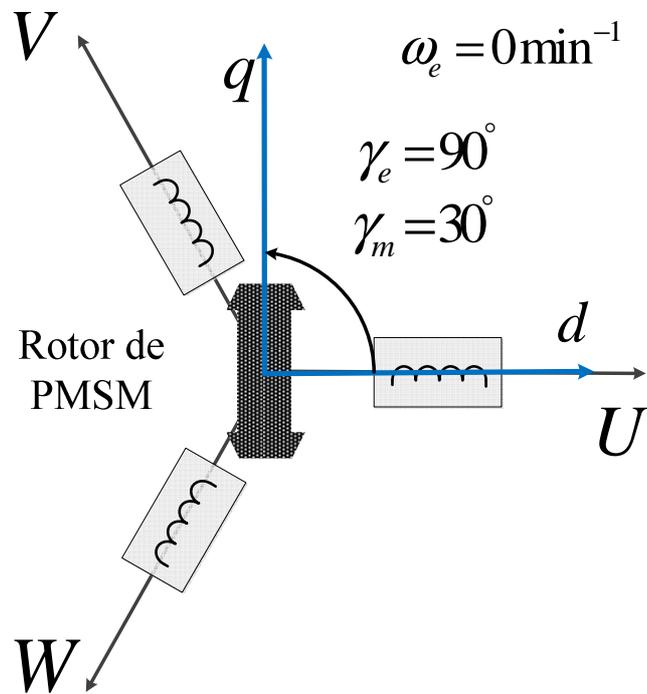
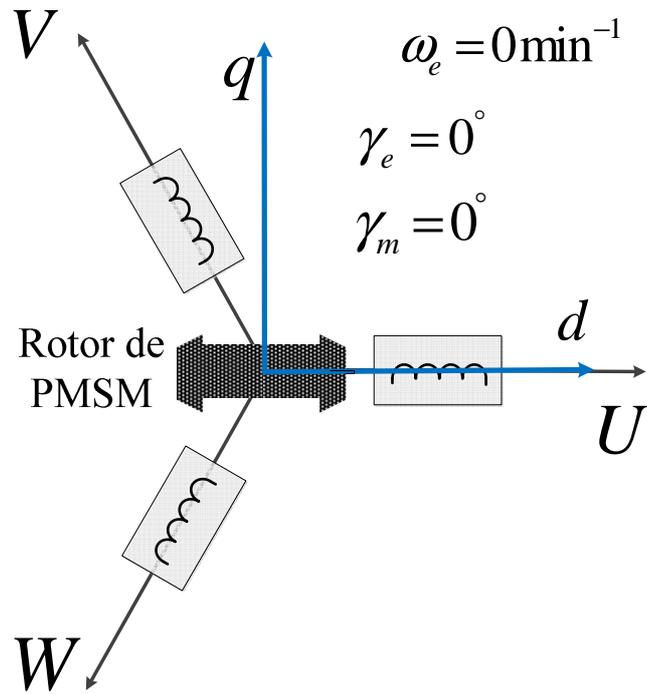


Fig. 2.5 Representación del rotor para la posición en el a) Eje d y b) Eje q

Los valores son reconocidos por el procesador digital de señales (DSP, por sus siglas en inglés *Digital Signal Processor*) TMS320F28335 [24] de *Texas Instruments*® y grabados en una base de datos en *MySQL*® a través de una comunicación serial realizada entre *Java*® y el DSP; la Fig. 2.6 muestra el diagrama a bloques del proceso de adquisición.

Se envían tres paquetes de datos, cada uno de longitud 500. Los datos son tiempo, voltaje y corriente. Posteriormente los datos son abiertos en la plataforma *Matlab*® con el fin de generar gráficas que permitan la observación del comportamiento de corriente y voltaje del PMSM. La Fig. 2.7 muestra el Setup de pruebas ensamblado, por su parte, las Fig. 2.8 y Fig. 2.9 muestran la obtención de los datos para el eje directo y cuadratura respectivamente, en dichas figuras se observa la obtención de voltaje y corriente en decaimiento por parte del puerto de conversión analógico digital (ADC, por sus siglas en inglés *Analog to Digital Converter*)

Utilizando (2.19) y (2.20) se obtiene un estimado de la inductancia del eje a medir; sin embargo el efecto de ruido observado en las mediciones junto con un comportamiento fluctuante de los datos recabados impide su ingreso directo a las ecuaciones ya que en ciertos puntos el diferencial de corriente es cercano a cero y, por ende, el resultado de inductancia obtenido tiende a ser infinito. El medio utilizado para generar las señales que deben ser ingresadas a las ecuaciones es el ajuste de curva por el método exponencial. *Matlab*® cuenta con una función que permite realizar dicho ajuste; con este método, es posible introducir los datos del comportamiento de la corriente y voltaje y obtener un estimado de la inductancia del PMSM como se observa en la Fig. 2.10 y Fig. 2.11 para el eje d y q respectivamente.

Los resultados obtenidos al procesar los datos de curva ajustada para ambos ejes se observan en la Fig. 2.12 y Fig. 2.13 para el eje d y q respectivamente. A corrientes bajas, la magnitud de la inductancia calculada para ambos ejes se encuentra muy elevada particularmente en el eje d ya que el imán se encuentra alineado con el devanado medido. Conforme la corriente aumenta la máquina comienza a obtener saturación magnética, los valores de las inductancias tienden a ser cercanos a $22mH$ cuando la corriente en los devanados es cercana a la nominal, lo cual obedece a una configuración de polos lisos en el rotor del PMSM.

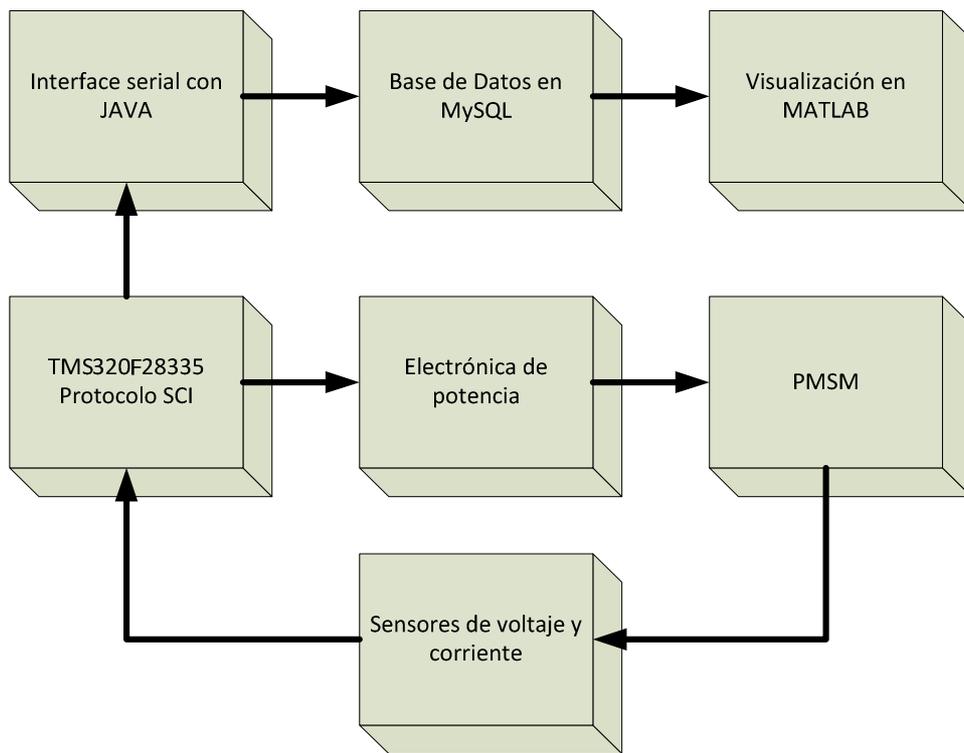


Fig. 2.6 Diagrama a bloques de la adquisición de datos para la *prueba de caída de corriente*

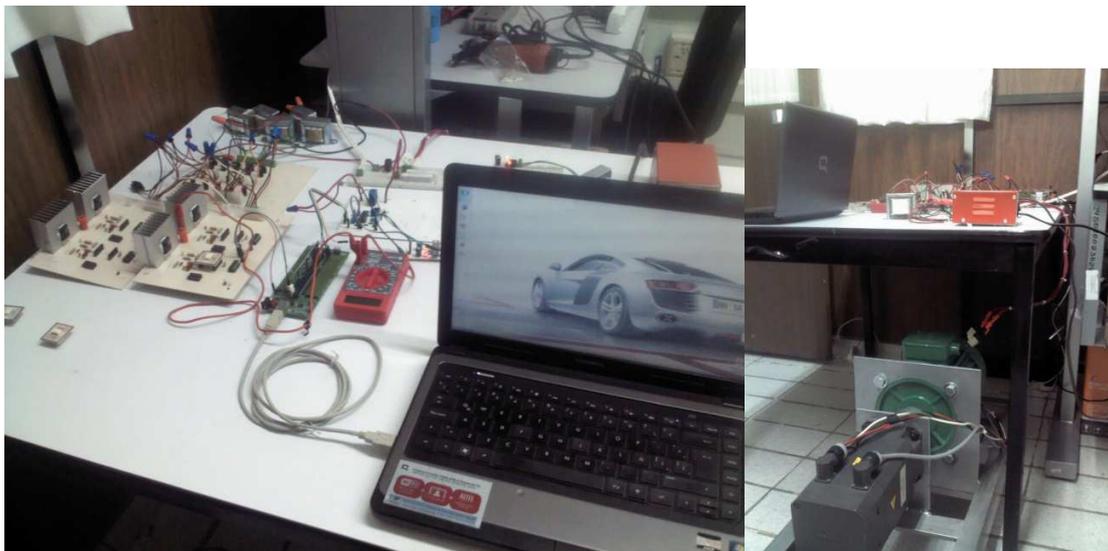


Fig. 2.7 Setup para la prueba experimental

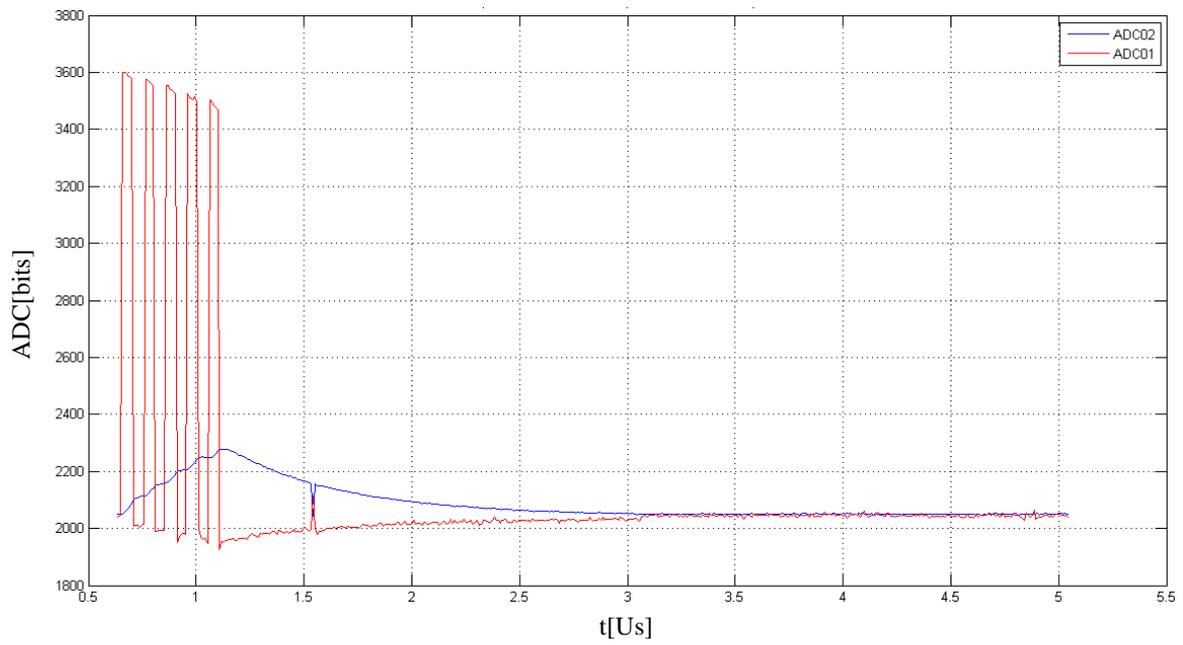


Fig. 2.8 Corriente y voltaje recabados del eje d

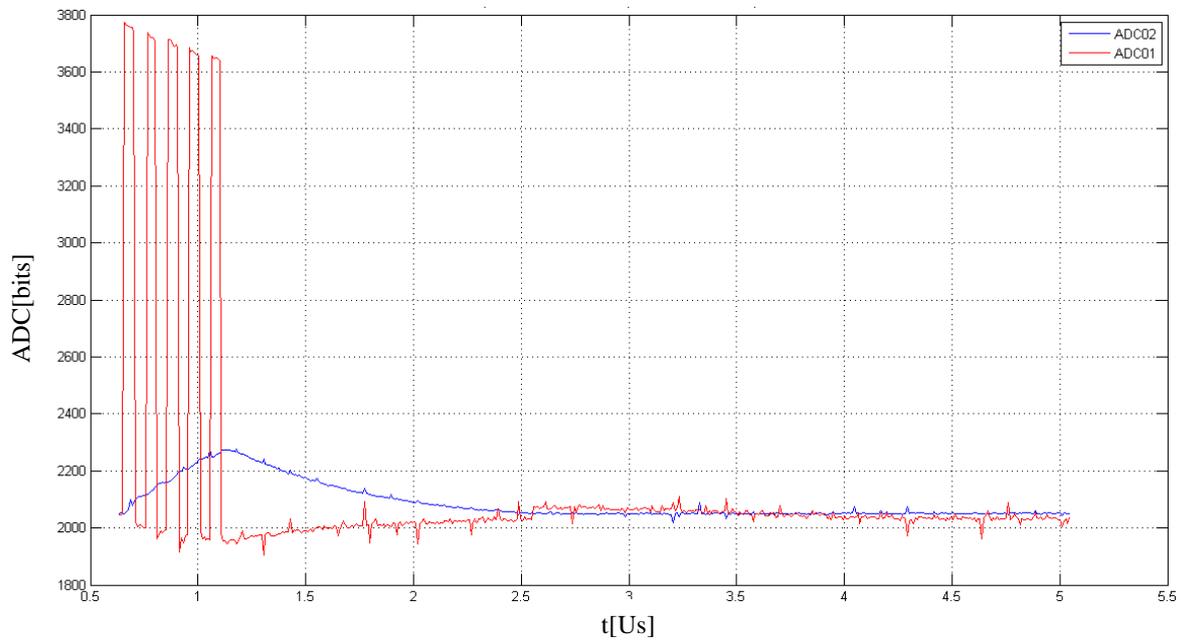


Fig. 2.9 Corriente y voltaje recabados del eje q

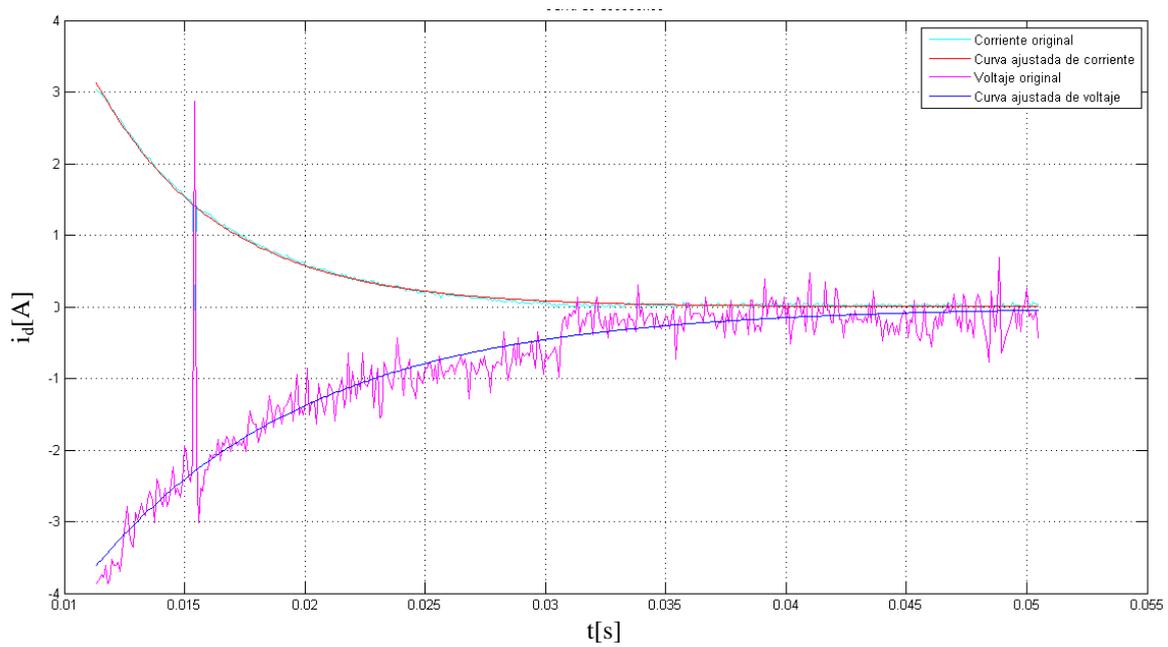


Fig. 2.10 Ajuste de curvas de corriente y voltaje para el eje d

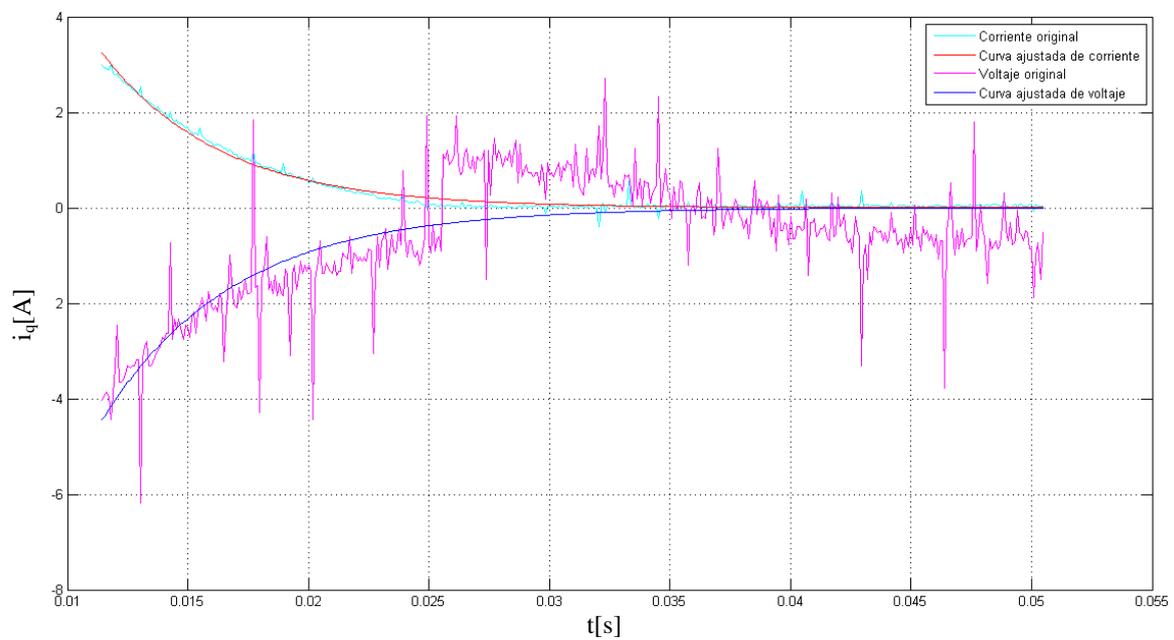


Fig. 2.11 Ajuste de curvas de corriente y voltaje para el eje q

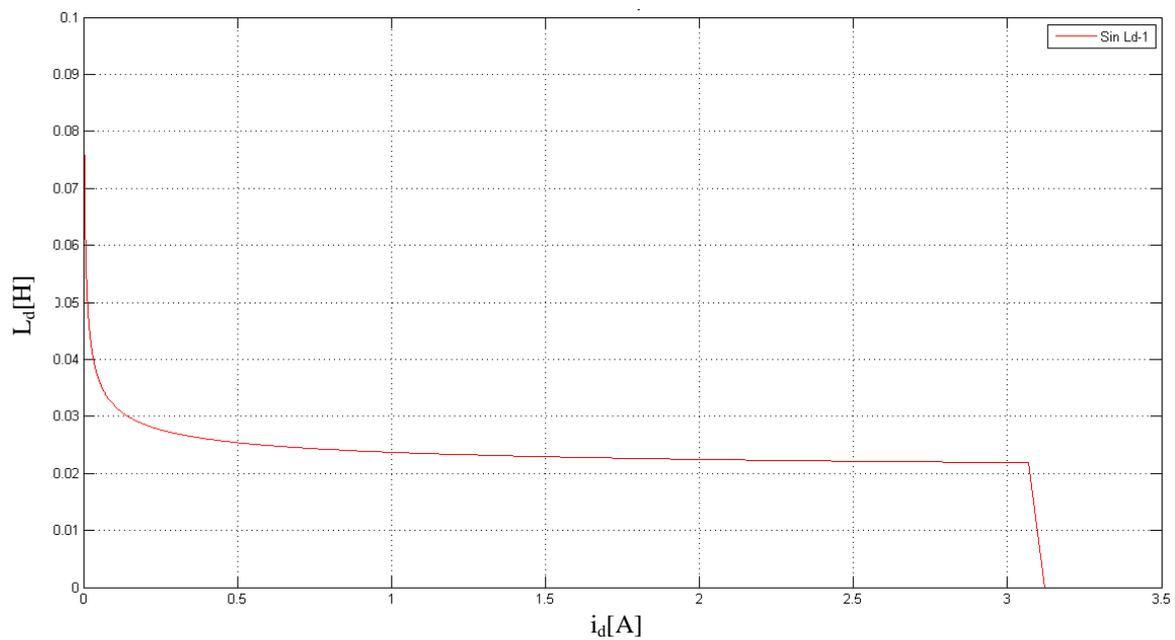


Fig. 2.12 Identificación de inductancia del eje d

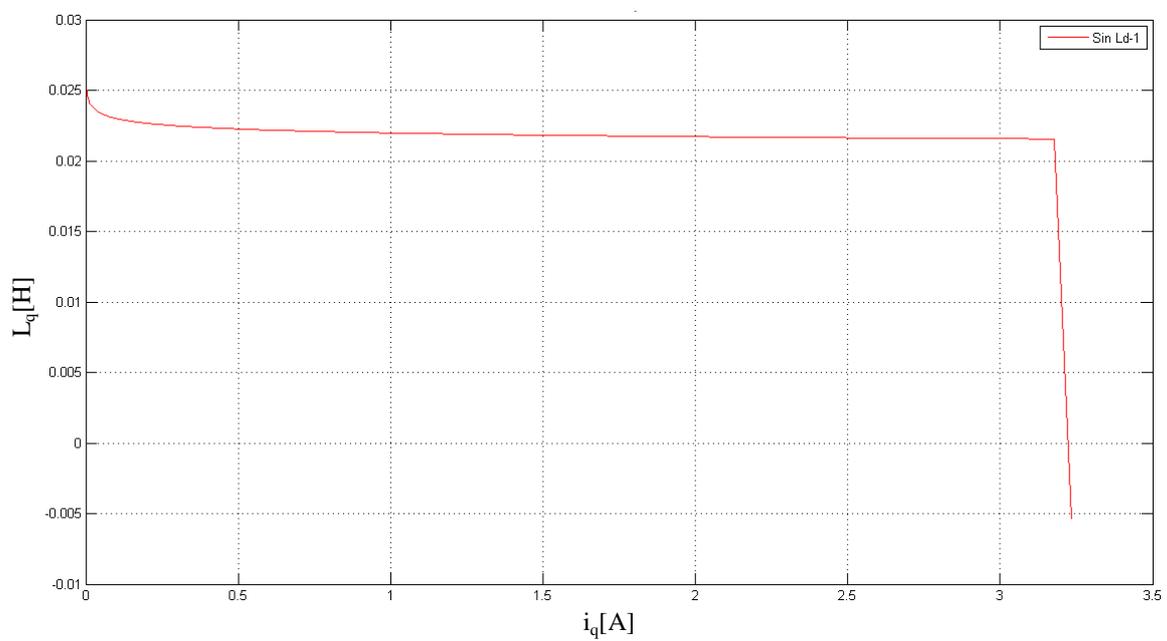


Fig. 2.13 Identificación de inductancia del eje q

2.5.2 Identificación de inductancias utilizando optimización por enjambre de partículas

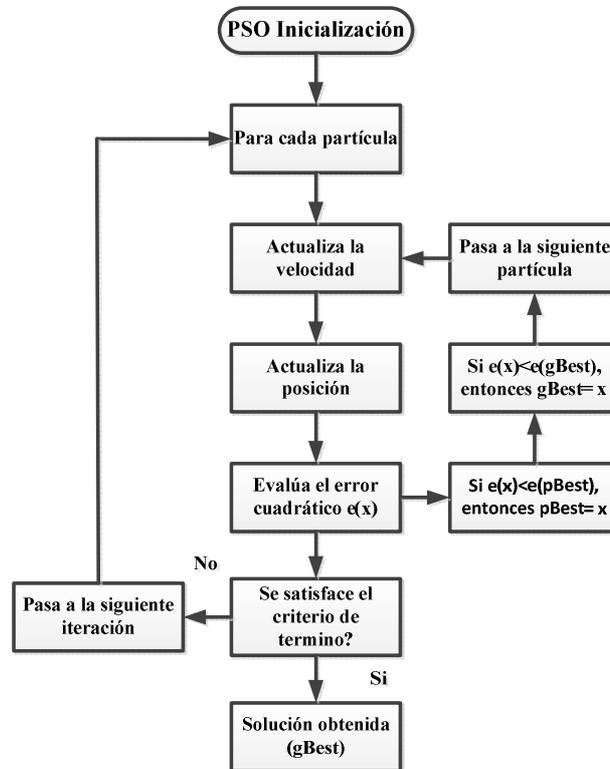


Fig. 2.14 Diagrama general del algoritmo PSO programado

La optimización por enjambre de partículas (PSO por sus siglas en inglés *Particle Swarm Optimization*) es uno de los algoritmos de búsqueda inteligentes que han tenido auge en los últimos años. Fue desarrollado por [25], y su operación general se muestra en la Fig. 2.14. Las partículas son generadas de forma aleatoria dentro de un espacio de soluciones, dichas posibles soluciones son verificadas por un criterio discriminante, causando que las partículas sigan a la que genera la mejor solución del sistema; a cada iteración, mientras las partículas siguen a la mejor, es posible encontrar una o más soluciones parciales con igual o mejor desempeño que la global anterior; cuando esto sucede la partícula con mejor desempeño parcial reemplaza a la partícula del mejor resultado global y entonces las demás partículas comienzan a seguir a la nueva mejor solución global. Para lograr esto, el sistema debe considerar dos variables de ajuste de partículas, la posición y la velocidad a la cual se mueven. La Fig. 2.15 muestra un ejemplo de movimiento para una partícula a una nueva posición respecto a la posición de la partícula de mejor desempeño global y parcial.

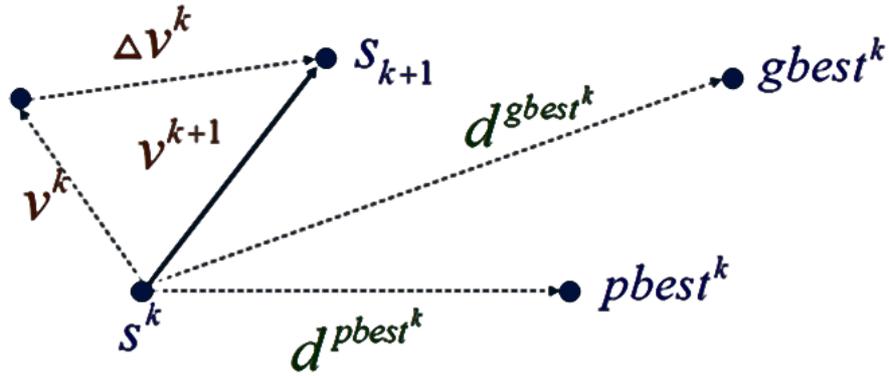


Fig. 2.15 Representación general del movimiento de partículas

Las variables de posición y velocidad se describen a continuación:

$$S_i^{k+1} = S_i^k + V_i^{k+1} \quad (2.22)$$

$$V_i^{k+1} = V_i^k + \Delta V_i^k \quad (2.23)$$

$$\Delta V^k = c_1 \text{rand}(\) (pbest^k - S_i^k) + c_2 \text{rand}(\) (gbest^k - S_i^k) \quad (2.24)$$

Donde S_i^{k+1} y S_i^k representan la posición futura y actual para la i -ésima partícula respectivamente; V_i^{k+1} , V_i^k y ΔV_i^k representan la velocidad futura, actual y el diferencial de velocidad para la i -ésima partícula respectivamente; mientras que c_1 y c_2 representan la ganancia del sistema ante la generación aleatoria de las partículas para todo el espacio de soluciones.

Si las partículas y su ganancia se plantean como pesos se tiene:

$$w_1 = c_1 \text{rand}(\) \quad (2.25)$$

$$w_2 = c_2 \text{rand}(\) \quad (2.26)$$

Sustituyendo (2.25) y (2.26) en (2.24) se plantea el diferencial de velocidad de partículas como el movimiento de los pesos en el espacio de soluciones:

$$\Delta V^k = w_1 (pbest^k - S_i^k) + w_2 (gbest^k - S_i^k) \quad (2.27)$$

El algoritmo termina cuando la condición de paro es habilitada, dicha condición de paro puede realizarse por tiempo transcurrido, por obtención de alguna magnitud de error, por la repetición del valor de n cantidad de partículas, etc [19]. Las soluciones encontradas deben satisfacer al sistema propuesto de tal forma que pueden reemplazarse los pesos por los valores obtenidos y despejar las variables de búsqueda. Usando dicho concepto, la segunda técnica de identificación de parámetros del PMSM propuesta es la técnica de inyección de CA a rotor bloqueado. Esta técnica consiste en la observación del comportamiento de la corriente y voltaje que atraviesa los devanados, en la misma configuración que en la técnica de la sección anterior, y así calcular la inductancia y la resistencia del estator a la vez utilizando para ello el concepto de PSO [26]. Para realizar esta técnica es necesario programar el algoritmo PSO de la Fig. 2.14 y armar el circuito observado en la Fig. 2.16; en dicho esquema se utiliza un transformador monofásico variable con el cual es posible limitar la salida de voltaje a 60 VCA y 60Hz. De la misma forma que la sección anterior tres paquetes de datos son enviados a través de puerto serie y grabados en una base de datos, cada vector de datos cuenta con una longitud de 500.

Analizando el circuito de pruebas de la Fig. 2.16 para el comportamiento de la corriente, suponiendo una máquina de polos lisos y discretizando en el tiempo se tiene:

$$i_{s_k} = \frac{R_s}{L_s} i_{s_{k-1}} + \frac{1}{L_s} U_{s_{k-1}} \quad (2.28)$$

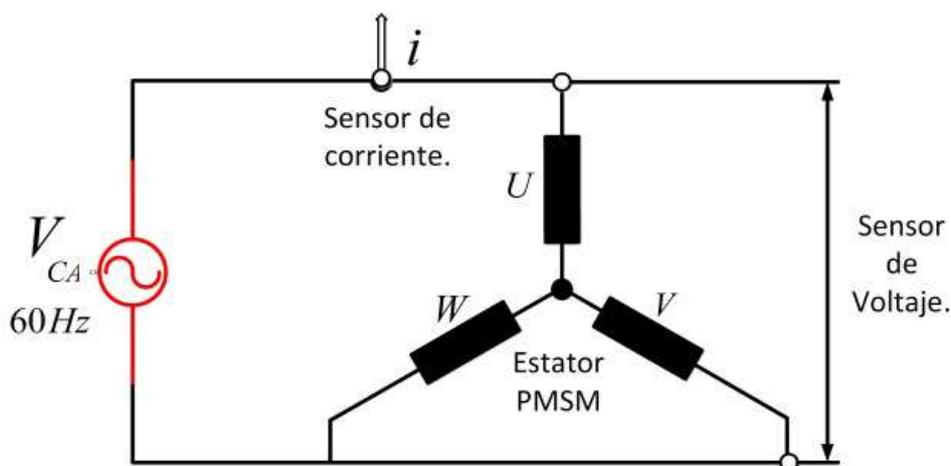


Fig. 2.16 Circuito de pruebas para identificación por inyección de corriente alterna

Si se considera a la resistencia e inductancia como variables de búsqueda es posible escribirlas como los pesos de una función de búsqueda, usando (2.28) en (2.27) se obtiene la descripción de la función de búsqueda como (2.29). De esta forma pueden ser ingresadas al algoritmo PSO para así obtener las soluciones que satisfagan la forma de onda obtenida a partir de la inyección de corriente alterna.

$$i_{s_k} = w_1 i_{s_{k-1}} + w_2 U_{s_{k-1}} \quad (2.29)$$

Ensamblando el diagrama de la Fig. 2.16 y programando el concepto de la sección anterior es posible establecer un sistema de identificación de parámetros por el uso de inyección de corriente a rotor detenido.

Se inyectan 60 VCA a la máquina y se graban los datos de corriente voltaje y tiempo en el cual se desarrollan las mediciones. Los datos obtenidos se despliegan en *Matlab*® como se observa en la Fig. 2.17. Por otro lado, el comportamiento del ajuste de la curva de corriente por algoritmo PSO se observa en la Fig. 2.18, a cada iteración se nota un empalme mayor entre ambas curvas. Por su parte la Fig. 2.19 muestra el movimiento de las partículas durante las iteraciones 1, 5, 10 y 20 en la búsqueda de los mejores pesos para el sistema respectivamente. Por otro lado la Fig. 2.20 muestra el comportamiento de la inductancia calculada con respecto al número de iteraciones generadas. Es posible notar como después de aproximadamente 15 iteraciones la mayoría de las partículas han encontrado una solución común, el algoritmo termina después de 40 iteraciones realizadas.

Los resultados obtenidos se observan en la fotografía del *Command Window* de *Matlab*® y se muestra en la Fig. 2.21. Como se puede observar el valor de inductancia, $24.7mH$, muy parecido al de la primera técnica de identificación.

Por otro lado se utilizó un medidor de inductancias RLC, con el fin de obtener una comparativa del sistema propuesto, los datos obtenidos se muestran en la Fig. 2.22 para inductancia y resistencia determinada.

Los resultados marcan que el sistema de medición es capaz de identificar la inductancia y resistencia del PMSM con un sistema de bajo costo tanto en hardware como en software. El

uso del medidor RLC corrobora la medición de ambas técnicas propuestas e implementadas tanto para la caída de corriente como ajuste de curva por PSO.

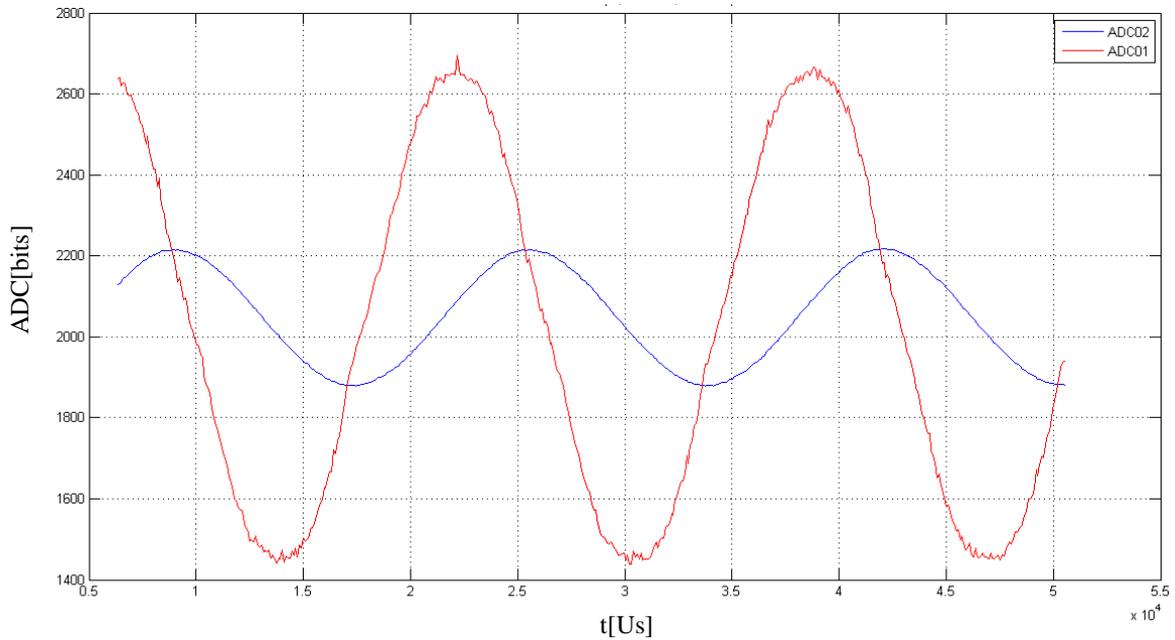


Fig. 2.17 Voltaje y corriente obtenidos de la medición por inyección de corriente alterna

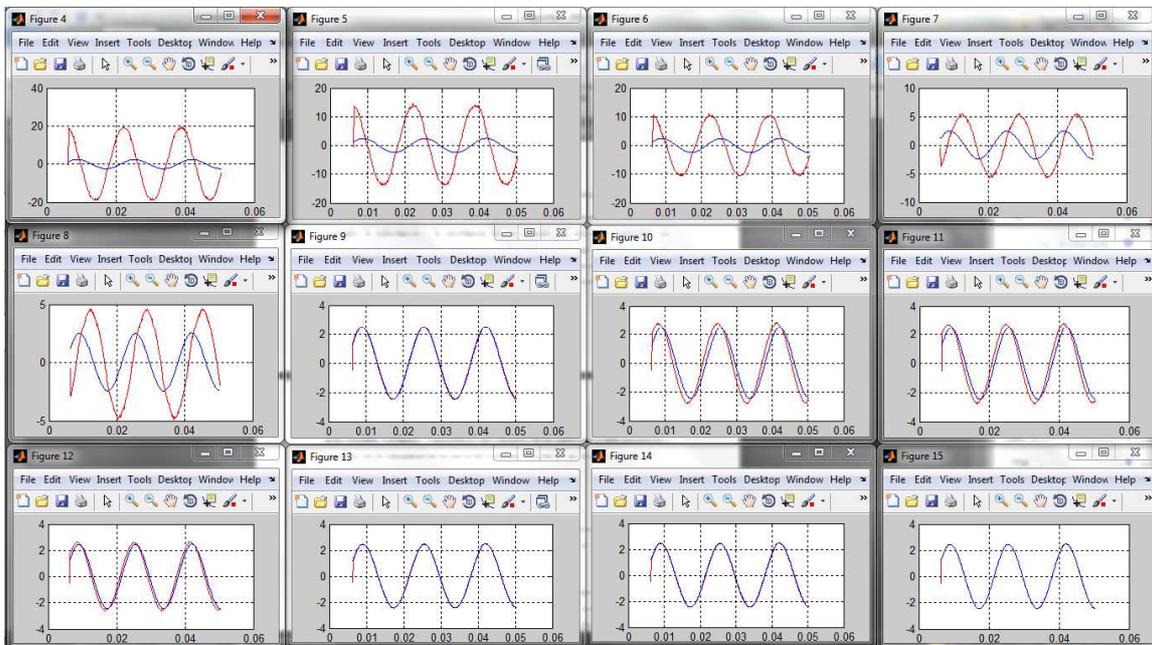


Fig. 2.18 Ajuste de curva por algoritmo PSO

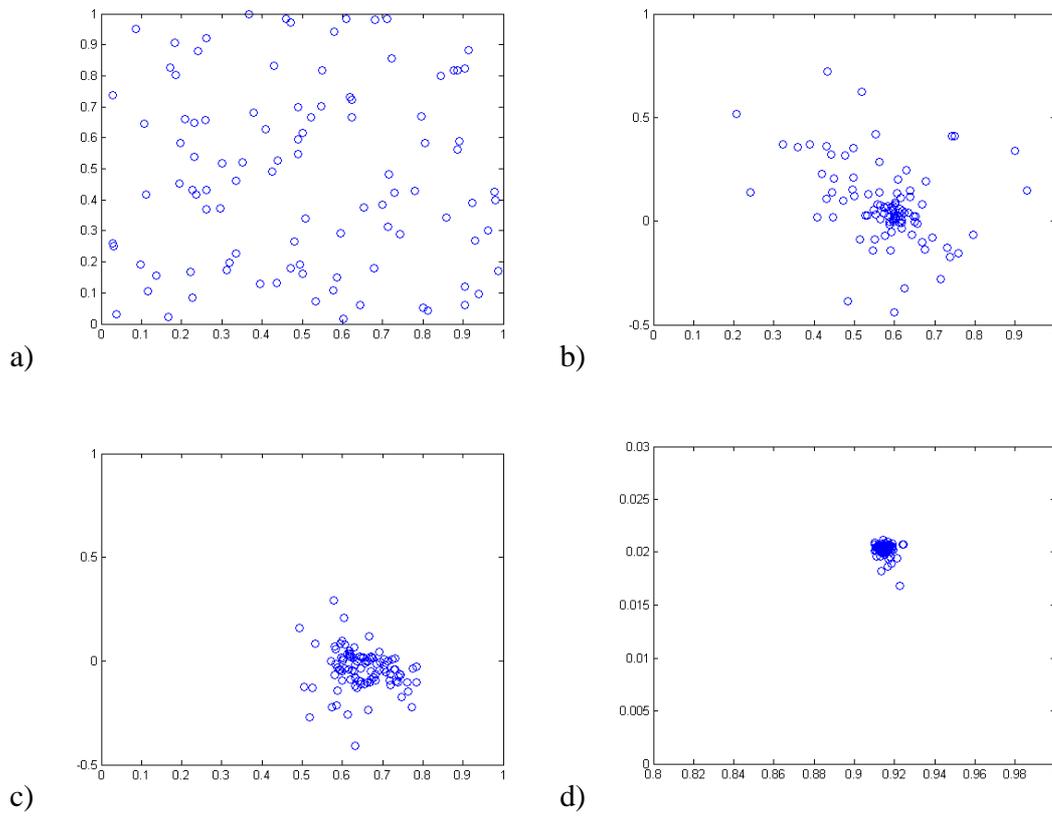


Fig. 2.19 Movimiento de las partículas en el espacio de soluciones a) Iteración uno, b) Iteración tres, c) Iteración siete, d) Iteración quince.

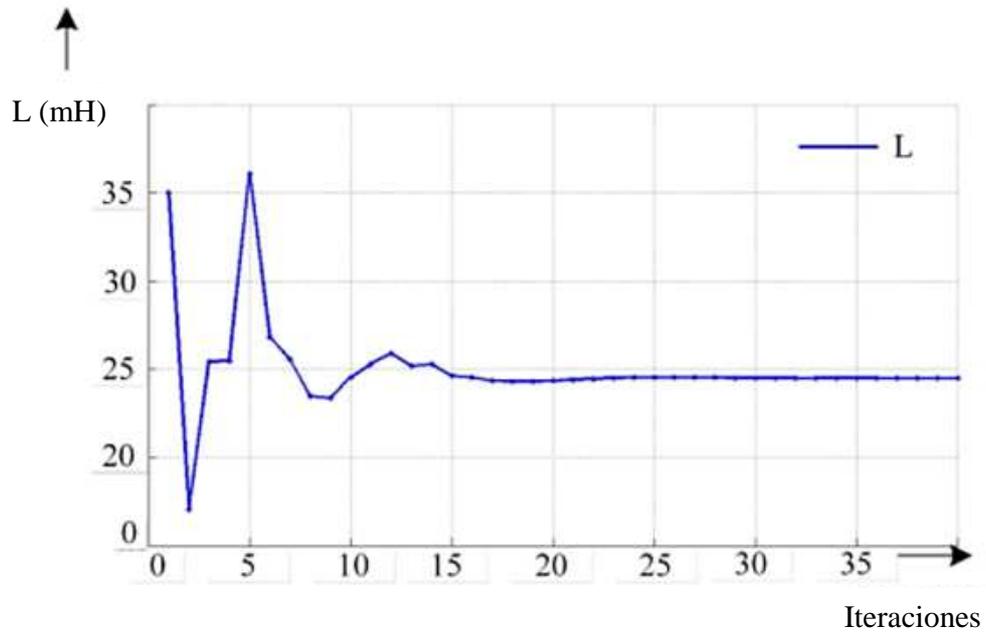


Fig. 2.20 Comportamiento de la Inductancia respecto a las iteraciones del PSO

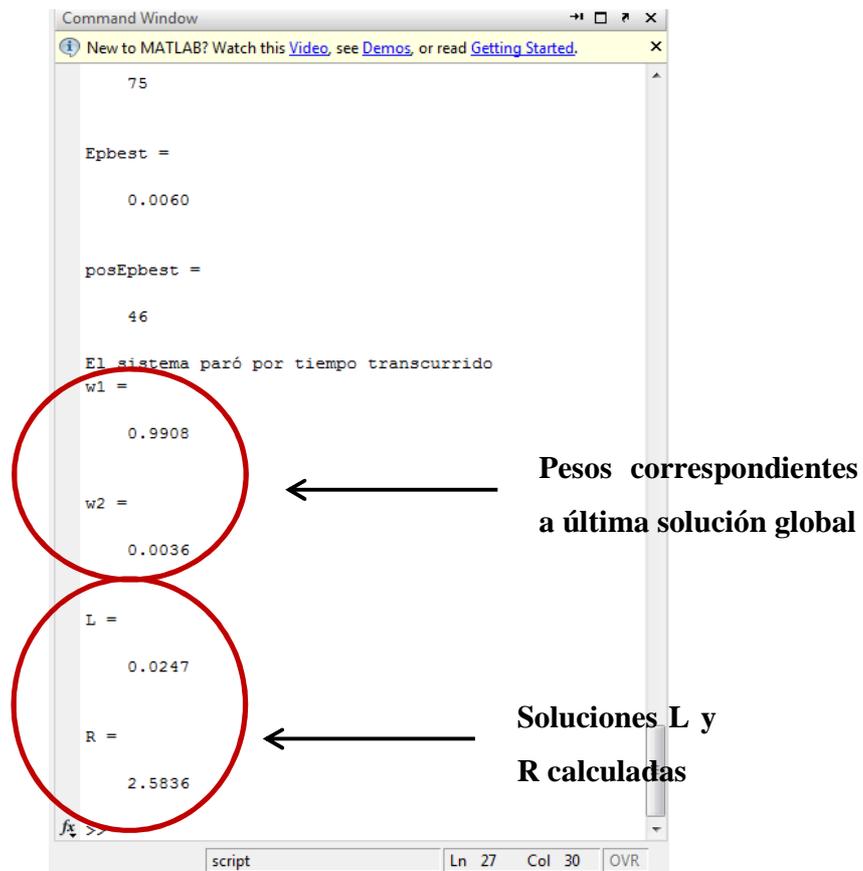


Fig. 2.21 Resultados del algoritmo PSO



Fig. 2.22 Inductancia y resistencia obtenidos por el medidor RLC

2.6 Identificación del flujo magnético del imán

El flujo magnético del imán es el tercer parámetro necesario para complementar el modelo del PMSM, si bien R_s y L_s pueden encontrarse en las hojas de datos, el flujo ψ_{PM} debe ser obtenido a partir de ensayos a diferentes velocidades.

Usando el modelo del PMSM con (2.10), (2.12) y suponiendo una generación en vacío, es decir, $i_q = 0$, se tiene:

$$U_{phase} = U_q = \omega_e \psi_{PM} \quad (2.30)$$

Usando el concepto de voltaje generado de línea a línea en (2.30) se tiene:

$$U_{line-line(RMS)} = \sqrt{\frac{3}{2}} \omega_e \psi_{PM} \quad (2.31)$$

Al resolver la ecuación (2.31) para ψ_{PM} se obtiene:

$$\psi_{PM} = \sqrt{\frac{2}{3}} \frac{U_{line-line(RMS)}}{\omega_e} \quad (2.32)$$

Si se plantea la ecuación de constante eléctrica de la PMSM como $K_e = \frac{U_{line-line(RMS)}}{\omega_e}$ en (2.32) se dice que:

$$\psi_{PM} = \sqrt{\frac{2}{3}} K_e \quad (2.33)$$

Al despejar ψ_{PM} se obtiene el método para identificar el flujo del imán de la MSIP al realizar pruebas de generación de voltaje a diferentes regímenes de velocidad.

Usando la constante eléctrica definida por el fabricante en su hoja de datos es posible establecer un punto de referencia para la etapa experimental de la siguiente sección; si

$$K_e = \frac{94V}{1000 \text{ min}^{-1}} \text{ y usando (2.33) se tiene: } \psi_{PM} = 0.2443V.s.$$

La prueba se realiza al conectar el PMSM en modo generador al hacer girar la máquina bajo diferentes regímenes de velocidad (100, 200, 300, 400, 500 y 1000 min^{-1}) y registrar el voltaje generado en las terminales U y V (U_{U-V}) utilizando para ello una máquina de inducción que se encuentra acoplada cara a cara con el PMSM. La muestra el esquema general de dicha prueba.

Para el registro de velocidad se utiliza el encoder seno/coseno diferencial integrado en la PMSM, dicho dispositivo es utilizado para medir la posición en la cual se encuentra el rotor del PMSM y por ende calcular la velocidad a la cual está girando la máquina. Las señales diferenciales del encoder no pueden ser ingresadas directamente al DSP ya que el modulo del mismo solo admite señales en cuadratura, las Fig. 2.24 y Fig. 2.25 muestra la diferencia de las señales que provienen del encoder y las señales que deben ser ingresadas al DSP respectivamente. Para utilizar los lectores de cuadratura del TMS320F28335 es necesario generar un circuito de acoplamiento diferencial cuyo diagrama electrónico se muestra en la Fig. 2.26; el diseño PCB se muestra en la Fig. 2.27 y el dispositivo ensamblado se observa en la Fig. 2.28.

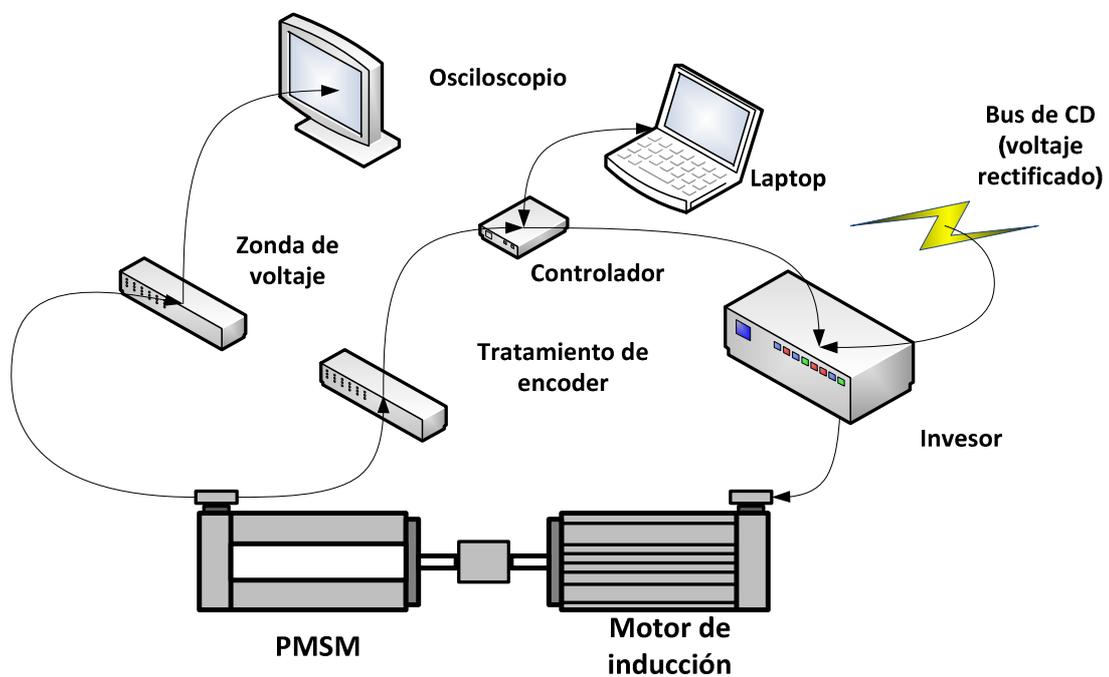


Fig. 2.23 Esquema general de conexiones para la prueba de identificación del flujo del imán

El voltaje inducido es registrado en un osciloscopio, por ejemplo los voltajes generados a 377 y 496 min^{-1} se muestran en las Fig. 2.29 y Fig. 2.30 respectivamente.

Los resultados obtenidos se muestran en la Fig. 2.31, donde se puede apreciar un valor quasi-constante en la determinación del valor del flujo del imán permanente de la máquina, el cual, es muy cercano al valor calculado con los datos del fabricante con lo que se comprueba el valor de constante eléctrica del motor.

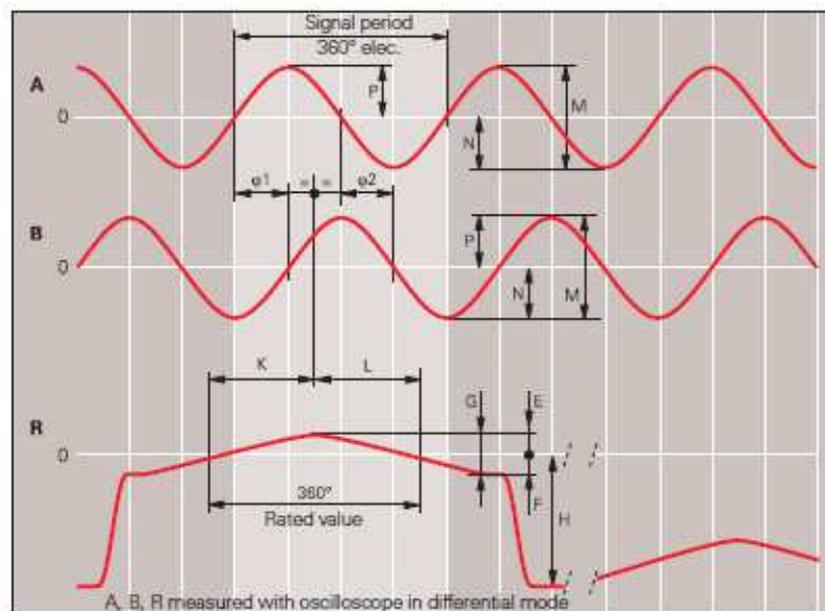


Fig. 2.24 Señales del encoder seno/coseno en configuración diferencial

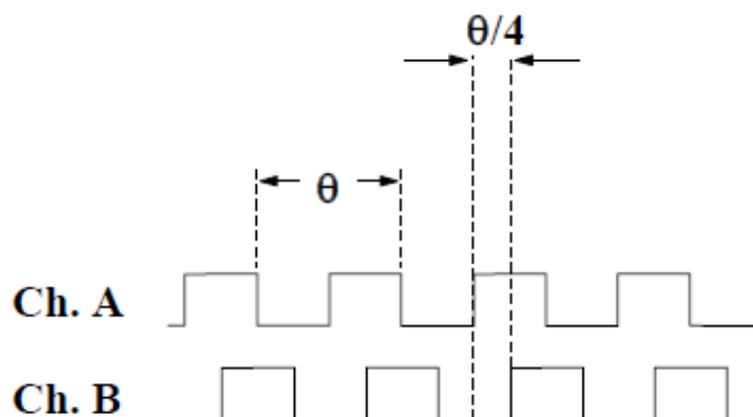


Fig. 2.25 a) Señales provenientes del encoder y b) señales que deben ser ingresadas al DSP

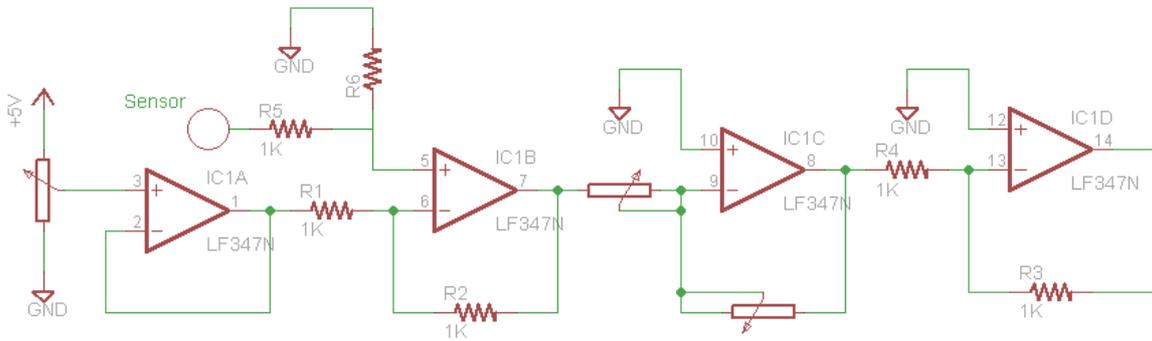


Fig. 2.26 Circuito de acoplamiento de señal del encoder al DSP

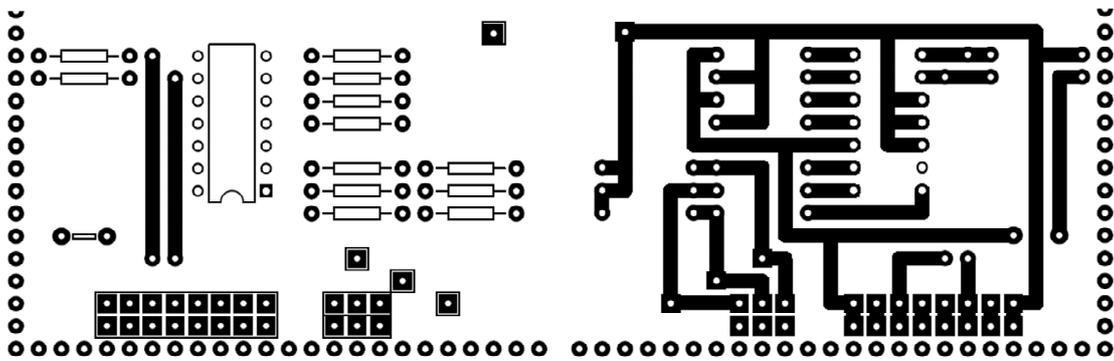


Fig. 2.27 Placa de diseño para la obtención de las señales en cuadratura del encoder

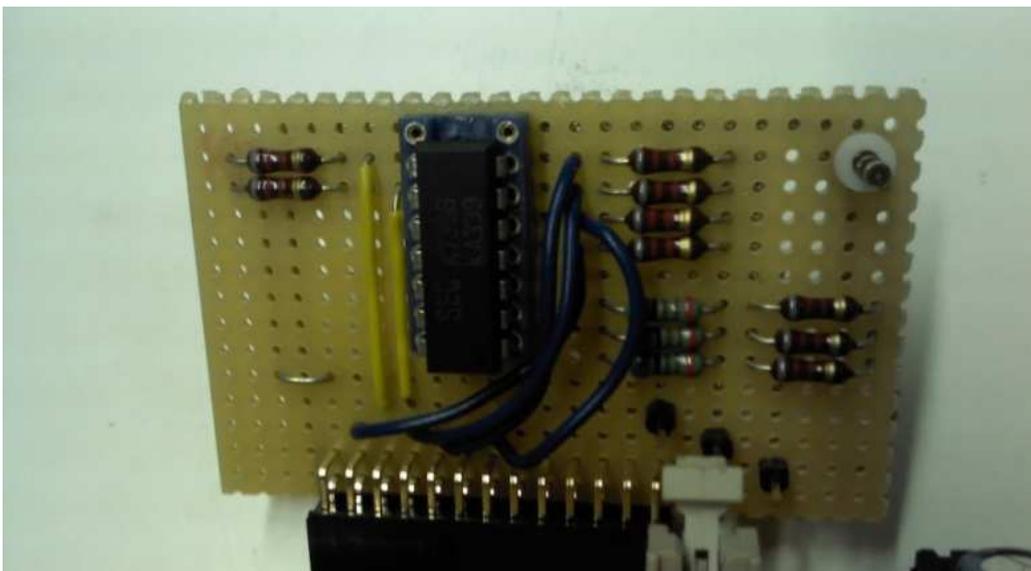


Fig. 2.28 Placa de acoplamiento de encoder terminada

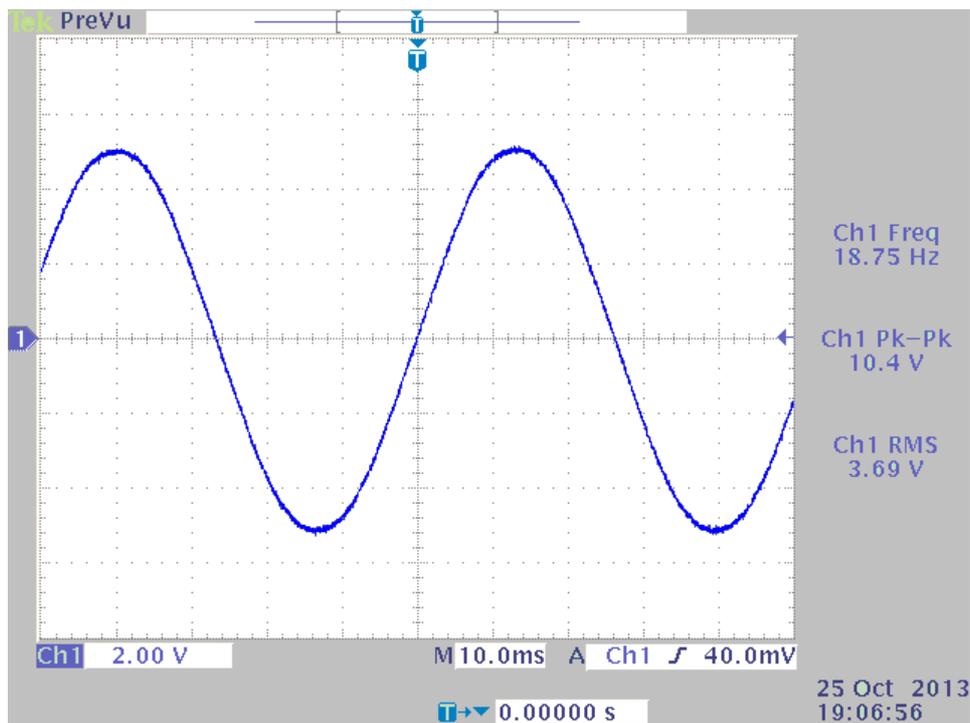


Fig. 2.29 Señal de voltaje generado observada en el osciloscopio a 377 min^{-1}

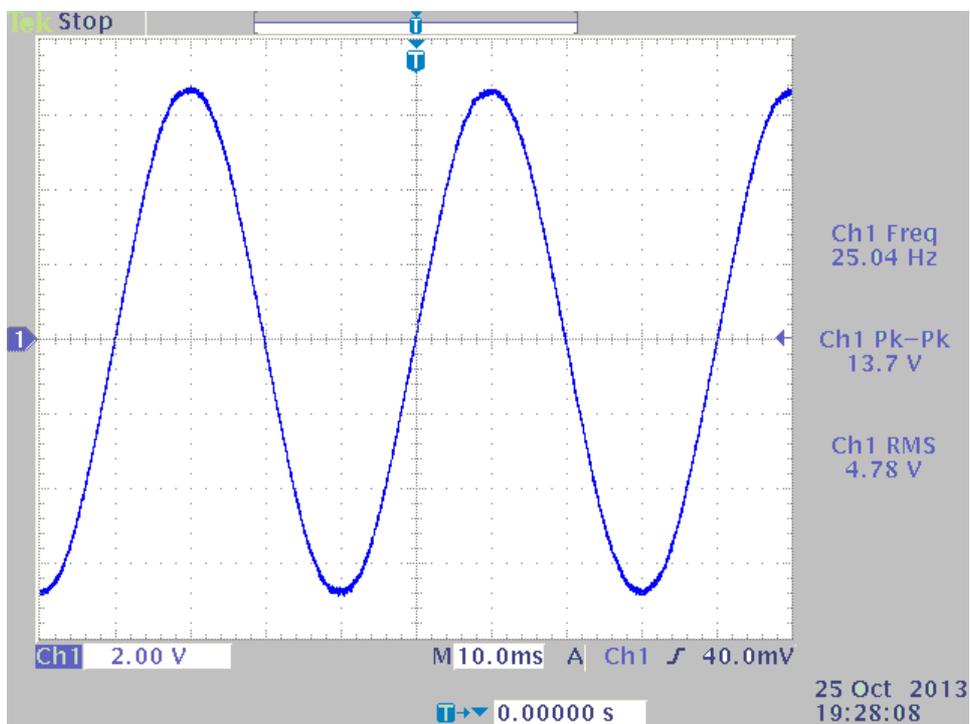


Fig. 2.30 Señal de voltaje generado observada en el osciloscopio a 496 min^{-1}

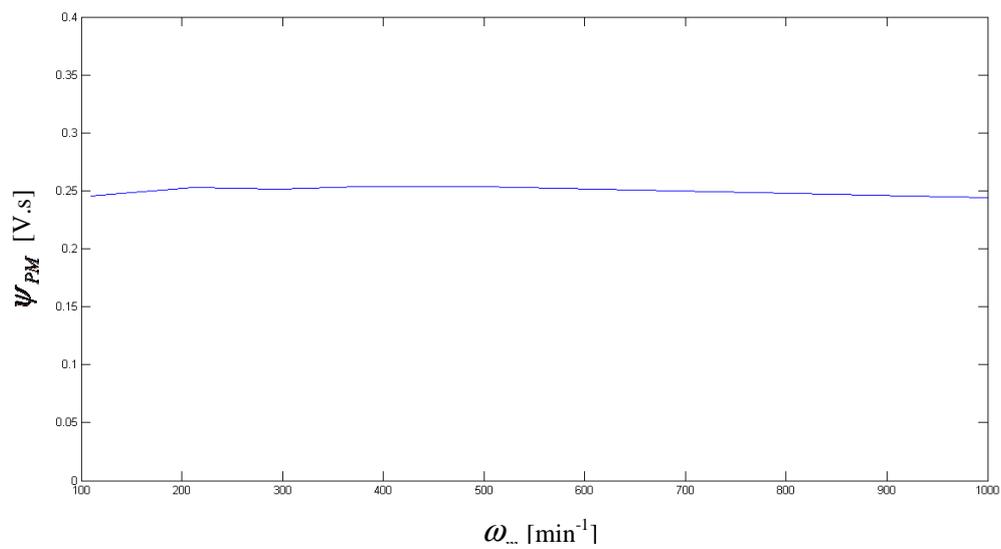


Fig. 2.31 Resultados obtenidos en la medición del voltaje generado a diferentes velocidades del PMSM

CAPÍTULO III: ACCIONAMIENTO ELECTRÓNICO DE POTENCIA

3.1 Introducción

Diversos esquemas o arreglos de dispositivos de estado sólido capaces de dirigir cargas de alta potencia son llamados *accionamientos electrónicos*. Dichos esquemas reciben un nombre específico dependiendo de la aplicación de potencia en la cual se desea incurrir. Los esquemas que serán tratados en este capítulo son el Convertidor CD-CD y algunos ejemplos de Convertidores CD-CA.

Un convertidor CD-CD es un dispositivo pulsador que convierte corriente directa (CD) a corriente directa. Su operación consiste en variar el voltaje entregado de la fuente a la carga ya sea elevando o reduciendo el voltaje de la fuente de alimentación. Este tipo de convertidor se puede considerar como el equivalente a un transformador de corriente alterna (CA) con una relación de vueltas que varía de forma continua. Al igual que un transformador, puede utilizarse como una fuente de CD *reductora* o *elevadora* de voltaje [3].

El convertidor CD-CD se utiliza ampliamente en el control de motores de tracción de automóviles eléctricos, tranvías eléctricos, grúas marinas, montacargas y elevadores de minas. Proporciona control en aceleraciones continuas, una alta eficiencia y una respuesta ante dinámicas rápidas [3].

Un convertidor CD-CA es un dispositivo capaz de convertir CD en CA a través de esquemas y técnicas de conmutación de dispositivos electrónicos de estado sólido [27]. Los convertidores CD-CA surgen de la necesidad por controlar dispositivos de CA a través de técnicas y estrategias propias de dispositivos de CD debido a la facilidad relativa en la que se desarrollan dichas técnicas y estrategias.

Un convertidor CD-CA utiliza conmutación de dispositivos de electrónica de estado sólido (BJT, IGBT, MOSFET, etc) para generar una señal de corriente alterna a partir de una fuente de corriente continua. Consiste en seccionar la señal de CD con la ayuda de los dispositivos de estado sólido para posteriormente entregar a la carga un equivalente en CA, de esta manera la carga solo obtendrá energía en intervalos de tiempo definidos por la activación y desactivación de los dispositivos de estado sólido, entonces, será posible controlar la cantidad de energía entregada a la carga.

Actualmente dispositivos digitales como el DSP hacen posible la generación de pulsos capaces de activar los convertidores CD-CD o CD-CA, y así, implementar técnicas modernas de control que permiten el uso eficiente de la energía, o en su caso, permitan dirigir cargas tan complejas como el PMSM, en el cual se basa el presente trabajo de tesis.

3.2 Configuración Chopper

Debido a la naturaleza de este proyecto de tesis no se profundizará en todos los arreglos de convertidores de CD-CD. El Chopper (*trozador*) es el arreglo más sencillo de un convertidor CD-CD en modo reductor. Un Chopper es capaz de seccionar, a partir de una fuente de CD, la señal de voltaje. Si bien es capaz de interrumpir la señal continua de CD, el Chopper no produce una señal de CA por sí solo ya que ofrece una señal de salida unipolar (positiva o negativa a la vez) hacia la carga.

3.2.1 Principio de operación

Idealmente un Chopper puede ser explicado a partir de un interruptor común y una carga resistiva como se muestra en la Fig. 3.1(a). Si el interruptor es cerrado durante un tiempo t_1 , el voltaje de entrada U_{CD} circula a través de la carga. Si el interruptor se abre durante un tiempo t_2 , el voltaje a través de la carga será igual a cero. Las formas de onda correspondientes al voltaje de salida y la corriente de la carga se muestran en Fig. 3.1(b) mientras que las ecuaciones que describen su comportamiento en el tiempo se obtienen de [3].

El voltaje promedio (u_a) de salida y la corriente de carga están dados por:

$$u_a = \frac{1}{T} \int_0^{t_1} U_o dt = \frac{t_1}{T} U_{CD} = f t_1 U_{CD} = k U_{CD} \quad (3.1)$$

$$i_a = \frac{U_a}{R} = \frac{k U_{CD}}{R} \quad (3.2)$$

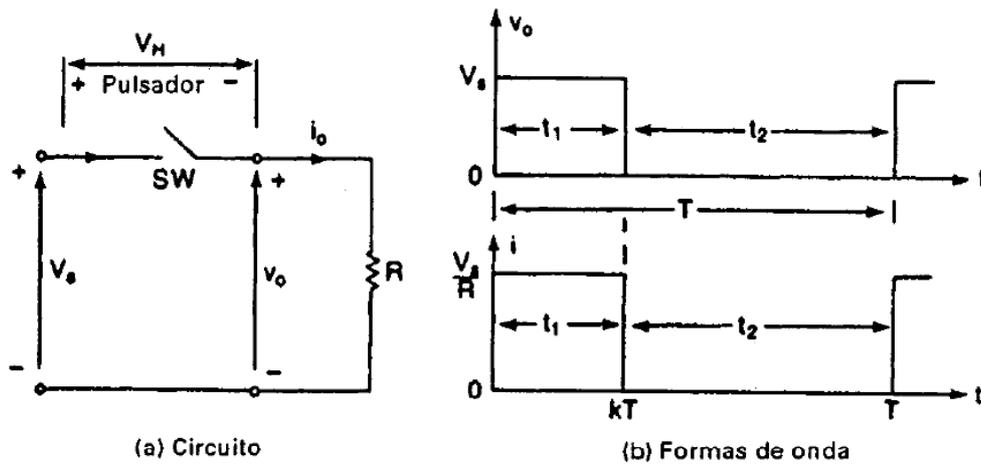


Fig. 3.1 Chopper (troceador de voltaje)

Donde T es el periodo de conmutación, $k = t_1/T$ es el ciclo de trabajo de la señal conmutada, y f es la frecuencia de conmutación.

El valor rms del voltaje de salida se determina partir de:

$$U_0 = \left(\frac{1}{T} \int_0^{kT} U_0^2 dt \right)^{\frac{1}{2}} = \sqrt{(kU_{CD})} \quad (3.3)$$

Suponiendo una interrupción sin pérdidas, la potencia de entrada al pulsador es la misma que la potencia se salida, y está dada por:

$$P_i = \frac{1}{T} \int_0^{kT} U_0 i dt = \frac{1}{T} \int_0^{kT} \frac{U_0^2}{R} dt = k \frac{U_{CD}}{R} \quad (3.4)$$

Se puede variar el ciclo de trabajo k de cero hasta 1 si se varía t_1 , T o bien f . Por lo tanto al controlar k se puede variar el voltaje de salida V_o desde 0 hasta V_{CD} , y se puede controlar el flujo de potencia bajo dos condiciones diferentes frecuencia *constante* y *variable* [3]:

- a) *Operación a frecuencia constante.* La frecuencia de pulsación f (o periodo de pulsación T) se mantiene constante variando solo el tiempo activo t_1 . El ancho de pulso se varía por lo que este tipo de control se conoce como control de modulación por ancho de pulso (PWM, por sus siglas en inglés *Pulse Width Modulation*).

b) *Operación a frecuencia variable.* Varía la frecuencia de pulsación f . Ya sea el tiempo activo, es decir t_1 , o el tiempo inactivo, t_2 , se mantiene constante, Esto se conoce como modulación por frecuencia. La frecuencia debe variarse para obtener todo el rango de salida de voltaje. Este tipo de control genera armónicos a frecuencias no predecibles y el diseño se torna complicado.

Si la carga es inductiva, como en el caso de motores de CD, el esquema del Chopper debe reacondicionarse. La figura 3.2 muestra un Chopper con una carga RL. Es posible dividir su operación en dos modos. Durante el primer modo, el pulsador es conmutado y la corriente fluye de la alimentación a la carga; mientras que durante el segundo modo, el pulsador se retira de la línea y la corriente de carga continua, fluye a través del diodo de marcha libre D_m . Los circuitos equivalentes para estos modos aparecen en la Fig. 3.2(a) mientras las formas de onda de voltaje y corriente aparecen en Fig. 3.2(b) [3].

Bajo este esquema se observan dos modos de operación, uno en modo *continuo* cuando $R/L \gg T$ o bien $Lf \gg R$ y el otro *discontinuo* si los tiempo de desactivación son muy largos, particularmente a bajas frecuencias y bajo voltaje de salida [3].

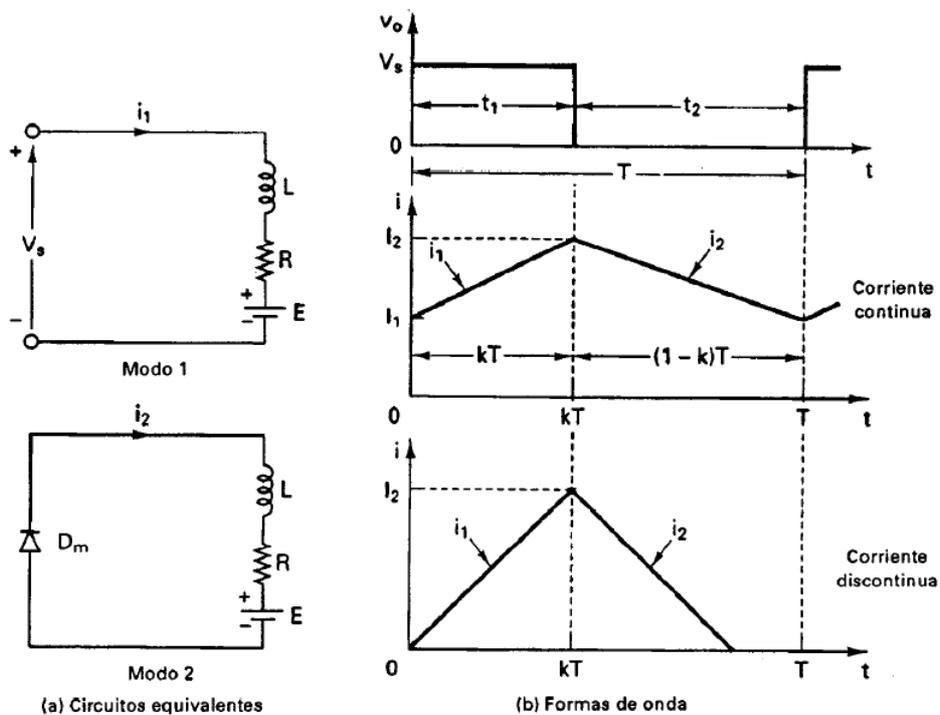


Fig. 3.2 Modo de operación de Chopper y formas de onda característica

3.3 Inversor de Voltaje

El inversor de voltaje, es una clase de accionamiento electrónico y es un dispositivo de electrónica de estado sólido que permite la conversión de CD a CA, con magnitud y frecuencia deseados [2]. Tanto el voltaje de salida como la frecuencia pueden ser fijos o variables.

Los inversores se pueden clasificar, de acuerdo a las fases, en dos tipos: inversor monofásico e inversor trifásico. Cada tipo puede ser activado por dispositivos de estado sólido de potencia. Comúnmente utiliza la estrategia PWM para producir un voltaje de salida en CA [3].

La variación de frecuencia se logra a partir de dos etapas fundamentales; la primera es el control digital, el cual se encarga de generar pulsos lógicos (0,1) a partir de la programación de una estrategia moderna de control dentro de un dispositivo controlador en intervalos de tiempos definidos, que a su vez entrega dichas señales a un circuito electrónico de potencia. La segunda parte consiste en el uso de dispositivos electrónicos de estado sólido, la configuración en la cual operan y la conmutación secuencial en la que son activados y desactivados dichos dispositivos. El resultado es la obtención de señales de alimentación de frecuencia variable para la máquina.

3.3.1 Inversor de voltaje monofásico

Si bien el inversor de voltaje monofásico no es el tema de este trabajo de tesis, es importante analizar su desempeño ante diferentes tipos de carga ya que su comportamiento básico, es en esencia, muy parecido al de un inversor trifásico que será analizado en secciones posteriores. La comprensión completa del comportamiento del inversor monofásico significa la generación de experiencia en el desarrollo de experimentos y pruebas necesarias para alcanzar los objetivos de tesis.

Un inversor monofásico es un arreglo de dispositivos capaz de convertir la señal de una fuente de CD en una señal de CA de una sola fase y de frecuencia definida. Una señal de CA monofásica, permite la manipulación de diversos dispositivos electrodomésticos de uso general como licuadoras, planchas, lavadoras o refrigeradores siempre y cuando la

frecuencia de fase y magnitud de la señal corresponda a la referida por el fabricante de dichos dispositivos.

El esquema más sencillo de un inversor monofásico es el inversor de onda cuadrada. De este esquema es posible establecer un inversor monofásico de medio puente y de puente completo; donde el medio puente utiliza una *rama inversora* y el puente completo utiliza dos ramas inversoras. Una rama inversora es un arreglo electrónico que permite el paso de los semiciclos positivo y negativo en una fase definida, se encuentra en paralelo con la fuente de alimentación de CD y está compuesta de dos elementos electrónicos de estado sólido en serie, mientras que su salida se observa en la unión de dichos dispositivos. La Fig. 3.3 [27] muestra un esquema general de una rama inversora utilizando interruptores ideales.

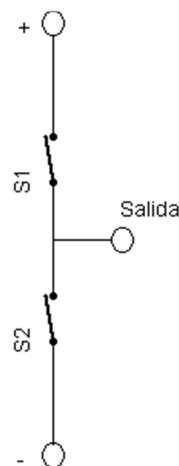


Fig. 3.3 Esquema general de una rama inversora

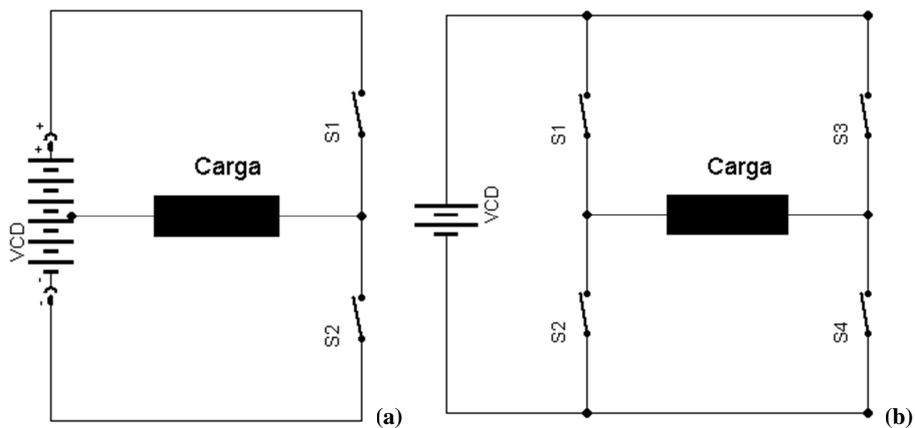


Fig. 3.4 Esquema general de rama inversora, a) Inversor de medio puente y b) Inversor de puente completo

Un inversor de onda cuadrada de medio puente es aquel que utiliza una rama inversora como la mitad del accionamiento; la otra mitad es establecida por la referencia a 0 de una fuente simétrica de voltaje a través de la carga; dicha configuración provoca que la carga solo pueda obtener los semiciclos positivo y negativo de voltaje de la fuente por vez ya que necesita de la referencia 0 y por lo tanto el voltaje eficaz visto por la carga será $\pm \frac{1}{2}U_{CD}$ en la fuente como se muestra en Fig. 3.4(a) [27].

Por otro lado un esquema de puente completo (*puente H*) permite el uso pleno del voltaje de la fuente tanto en la parte positiva como negativa en la salida del inversor monofásico. Esto significa que la carga puede ser alimentada con una señal de CA equivalente en magnitud al voltaje de entrada en CD de la fuente en el semiciclo positivo y negativo $\pm U_{CD}$ respectivamente como se muestra en el esquema de Fig. 3.4(b). El esquema de puente completo será el analizado en lo consecutivo [27].

3.3.1.1 Principio de operación

Desde el punto de vista de interruptores un inversor monofásico puede ser descrito como se muestra en Fig. 3.4(b). Dependiendo de la combinación de los interruptores será el sentido de la corriente que la carga logre observar. Por ejemplo, en Fig. 3.5(a) y (b) se observan la conducción de voltaje positivo (S1 y S4) y negativo (S2 y S3) de forma respectiva; mientras que Fig. 3.5(c) y (d) reflejan el estado de no operación debido a que la corriente no logra circular a través de la carga desde línea de potencia a común y viceversa (S1 y S3 o S2 y S4) [4]. Cabe mencionar que existen dos estados de activación no seguros en el esquema (S1 y S2 o S3 y S4). La importancia radica en el efecto producido debido a que lleva al voltaje de la fuente a corto circuito. Tiempos inactivos o tiempos muertos (*blanking time*) deben ser establecidos ente cada cambio de configuración con el fin de prevenir este tipo de falla [3].

En un esquema real los interruptores son sustituidos con algún dispositivo discreto de potencia; además, cuando la carga es inductiva, es necesario agregar diodos de recuperación debido a la corriente regresiva que queda almacenada cuando existe un cambio de polaridad en el voltaje suministrado. En la [3] se muestra un ejemplo de inversor monofásico de puente completo utilizando transistor y diodo en paralelo, si bien el punto 0

no es utilizado se muestra como referencia para una mejor comprensión de las formas de onda de voltaje y corriente consecuentes.

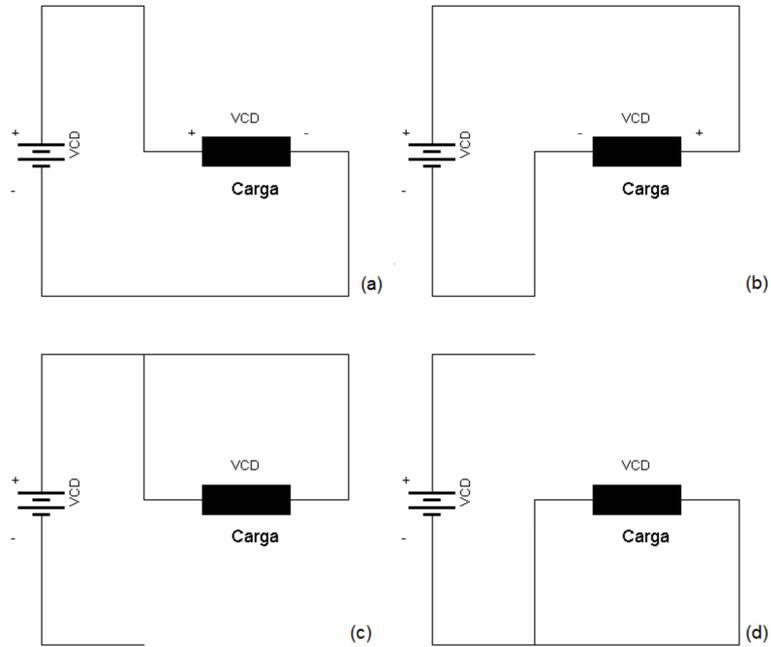


Fig. 3.5 Sentido de la corriente vista por la carga

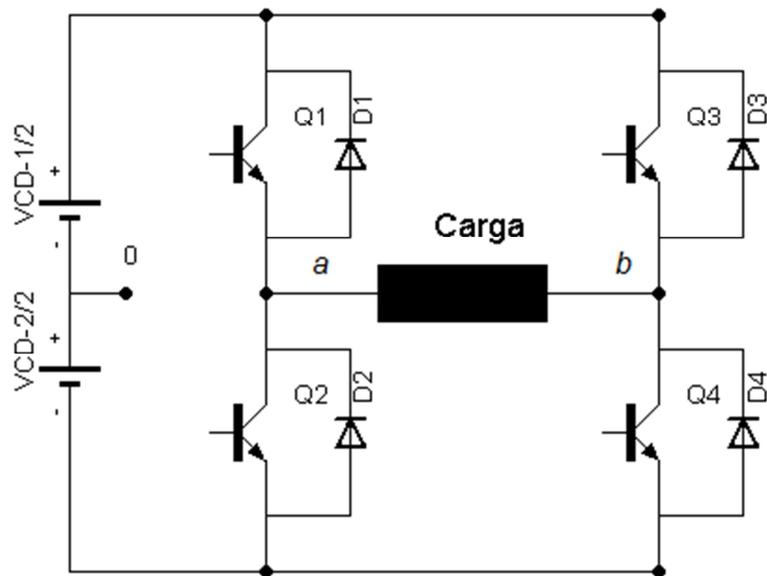


Fig. 3.6 Inversor monofásico puente completo usando transistor y diodo

3.3.1.2 Formas de onda de voltaje y corriente

En Fig. 3.6, Q1 y Q2 son activados y desactivados de manera opuesta en intervalos de 180° para energizar y desenergizar la carga. Así, es posible conectar de forma alterna la terminal a de la carga a las secciones positiva y negativa de la fuente de alimentación de CD. De la misma forma, Q3 y Q4 son conmutados de forma alterna para así conectar la terminal b de la carga a los canales positivo y negativo de la fuente de CD. [27]

Si Q1 y Q4 son conmutados en la mitad del periodo de operación $\left(\frac{T}{2}\right)$ de forma opuesta a Q2 y Q3 entonces el voltaje en las terminales a y b tendrá una forma cuadrada como se observa en la Fig. 3.7(a) [27].

Cuando la carga es inductiva y una señal de onda cuadrada alimenta a dicha carga, existe un retraso de la corriente con respecto a la señal de voltaje de la fuente. En cualquier semiciclo de operación de la señal de onda cuadrada existe una señal de corriente de polaridad opuesta a la señal de voltaje del mismo semiciclo, esto significa que la energía acumulada en la carga inductiva es devuelta a la fuente de alimentación de CD a través de los diodos del inversor. Por ejemplo en $\left(\frac{T}{2}\right)$ los transistores Q1 y Q4 están activados dando paso a una señal de voltaje positivo visto por la carga, sin embargo en el instante de activación de Q1 y Q4 también existe una corriente negativa que fluye a través de los diodos D1 y D4 hacia la fuente de CD hasta que por efecto del voltaje positivo la carga comienza a mostrar corriente positiva en los transistores Q1 y Q4 como se muestra en Fig. 3.7(b) [27].

El voltaje rms de salida y la corriente instantánea de la carga i_o se puede determinar a partir de [3] como se ve a continuación:

$$U_0 = \left(\frac{2}{T} \int_0^{T/2} U_{CD}^2 dt \right)^{\frac{1}{2}} = U_{CD} \quad (3.5)$$

$$i_0 = \sum_{n=1,3,5,\dots}^{\infty} \left(\frac{4U_{CD}}{n\pi\sqrt{R^2 + (n\omega L)^2}} \right) \text{sen}(n\omega t - \theta_n) \quad (3.6)$$

$$\theta_n = \tan^{-1} \left(\frac{n\omega L}{R} \right)$$

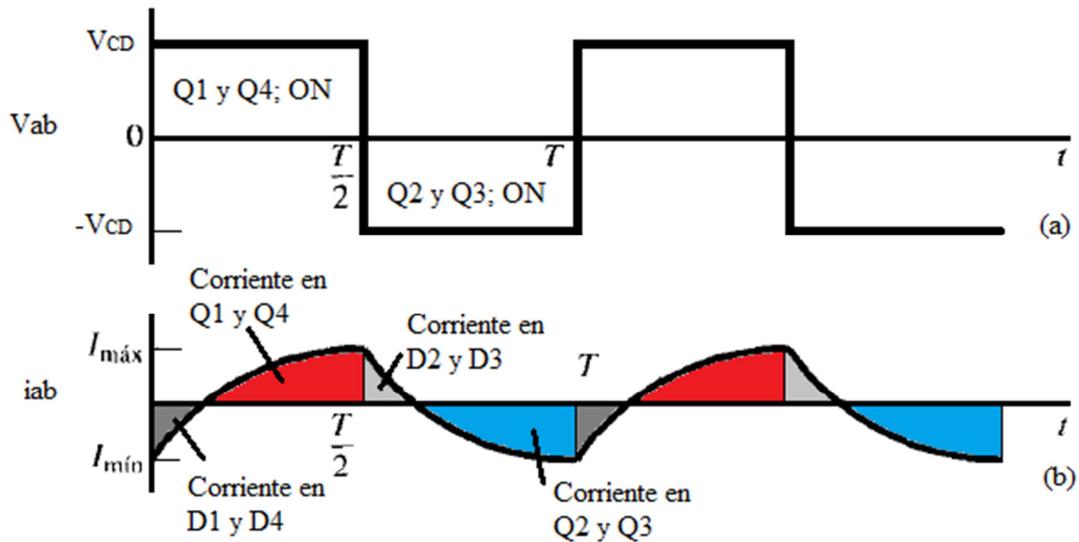


Fig. 3.7 Formas de onda de voltaje y corriente en inversor puente completo

3.3.1.3 Técnicas de modulación de un inversor monofásico

Como se observó en secciones anteriores los dispositivos de estado sólido que conforman al inversor monofásico deben ser conmutados de forma secuencial con el fin de obtener ciertas formas de onda de voltaje que, al ser inyectadas a la carga, produzcan ciertas formas de onda de corriente y así activen dicha carga. Estas secuencias de conmutación reciben el nombre de técnicas de control de voltaje. Actualmente existen diversas técnicas de control de inversores monofásicos, que bajo una aplicación específica, generan señales de salida definidas para una carga específica. Algunas técnicas de modulación para inversor monofásico, se enumeran a continuación [3]:

- Modulación de un solo ancho de pulso
- Modulación de varios anchos de pulso
- Control de desplazamiento de fase
- Modulación sinusoidal del ancho de pulso

Cada una presenta ventajas y desventajas ante la potencia efectiva que logra ofrecer el inversor a la carga. El problema fundamental es la generación de armónicos durante la modulación de la señal de salida debido al efecto de conmutación de los elementos de estado sólido. La técnica más común, por su alta eficiencia en la eliminación de armónicos de orden más bajo, es la modulación sinusoidal del ancho de pulso (SPWM, por sus siglas en inglés *Sinusoidal Pulse Width Modulation*). Debido a no ser el objetivo de este trabajo no se profundizará en la técnica SPWM solo se dará un resumen breve de su operación.

La SPWM varía cada uno de sus pulsos en proporción a la amplitud de una onda sinusoidal de referencia evaluada en el centro del mismo pulso. El factor de distorsión armónica y los armónicos de menor orden se reducen en forma significativa. Las señales de disparo, según la Fig. 3.8, se generan al comparar una señal sinusoidal de referencia con una onda portadora triangular de referencia f_c . La frecuencia de la señal de referencia f_r , determina la frecuencia de salida del inversor, f_o ; mientras que la amplitud pico, A_r , controla el índice de modulación, M , y en consecuencia, el voltaje rms de salida, U_o . El número de pulsos por medio ciclo depende de la frecuencia de la señal portadora [3]. Usando la señal de la Fig. 3.8(a) es posible obtener los disparos de los transistores Q1 y Q4 como se observa en la Fig. 3.8(b) y por ende las señal de voltaje de salida vista por la carga en Fig. 3.8(c).

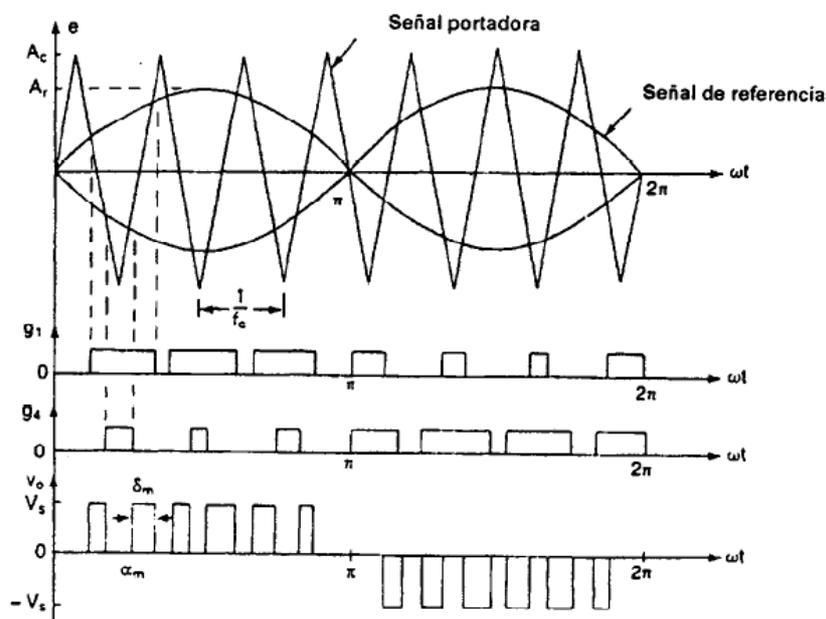


Fig. 3.8 SPWM y forma de onda de los disparos

El voltaje rms de salida puede controlarse si se varía el índice de modulación M . Es fácil observar que el área de cada pulso corresponde aproximadamente al área bajo la onda sinusoidal en los puntos medios adyacentes de los periodos inactivos de las señales de excitación. Si δ_m es el ancho de pulso de orden m ; (3.6) se puede extender para el voltaje rms de salida [3].

$$U_0 = U_{CD} \left(\sum_{m=1}^p \frac{\delta_m}{\pi} \right)^{\frac{1}{2}} \quad (3.7)$$

Este tipo de modulación elimina todas las armónicas menores o iguales a $2p-1$, tal como se observa en Fig. 3.9. El SPWM empuja las armónicas al rango de las altas frecuencias alrededor del valor de conmutación f_c y sus múltiplos, es decir, alrededor de los armónicos m_f , $2m_f$, $3m_f$ y así sucesivamente. Las frecuencias a las cuales ocurren los armónicos de voltaje se pueden relacionar por [3]:

$$f_n = (jm_f \pm k) f_c \quad (3.8)$$

Donde la armónica de orden n se iguala a la banda lateral de orden k de j veces la relación frecuencia-modulación (mf) [3].

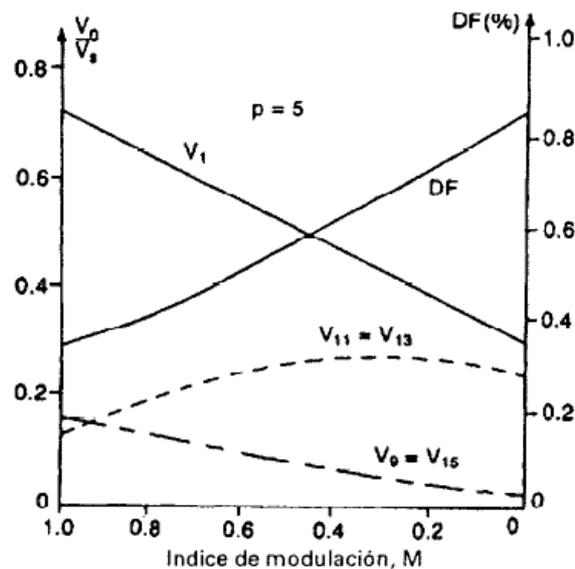


Fig. 3.9 Perfil armónico usando SPWM

En conclusión, obtener un SPWM en un sistema de control digital posible al programar la señal portadora triangular de alta frecuencia, programar la señal de referencia sinusoidal con respecto a frecuencia y fase deseadas, comparar ambas señales de forma lógica, dando como resultado tiempos de activación en la entrada de esquemas PWM y por último utilizar dichas señales PWM como la entrada de los elementos de estado sólido en un inversor monofásico.

3.3.2 Inversor de voltaje trifásico

El inversor de voltaje trifásico es, junto con el motor, la etapa más costosa de todo el proyecto de implementación. La generación de un inversor de voltaje trifásico significa contar con el dispositivo capaz de dirigir la energía a la máquina durante la operación de la técnica moderna de control de máquinas eléctricas.

Un inversor trifásico es obtenido al agregar una tercera rama paralela al inversor de puente completo, que sumado a la técnica de disparo adecuada, permite la obtención de voltaje trifásico de frecuencia variable y fase definida [27]. Dicho esquema toma el nombre de inversor trifásico de seis pasos y es el más sencillo de analizar.

Los inversores trifásicos se utilizan normalmente en aplicaciones de alta potencia como la activación de motores de CA [3]. De igual forma que en los inversores monofásicos, los elementos de potencia de cada rama deben ser conmutados 180° entre ellos para así obtener tres señales de CA defasadas 120° entre cada salida de rama [27].

3.3.2.1 Principio de operación

Desde el punto de vista de interruptores ideales la operación de un inversor trifásico de seis pasos es, en esencia, la de un inversor monofásico como se observa en la Fig. 3.10. Cuenta con el mismo sistema de conmutación en sus ramas, sin embargo opera en una secuencia de $\pi/3$ (60°) por cada uno de los seis interruptores que lo conforman (S1, S2, S3, S4, S5, S6).

La carga es conectada a la mitad de cada rama inversora de donde se obtiene cada fase, tres en total, de esta forma dependiendo de la configuración de conmutación la corriente viajará desde alguna o algunas de las tres fases, atravesará la carga (polarizándola) y regresará a la fuente de CD por alguna o algunas de las fases restantes.

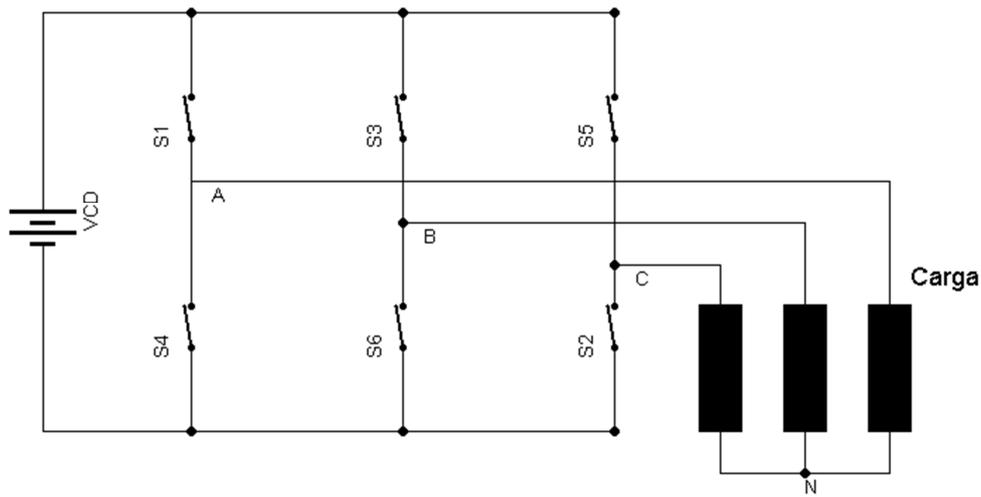


Fig. 3.10 Esquema general de un inversor trifásico de 6 pasos

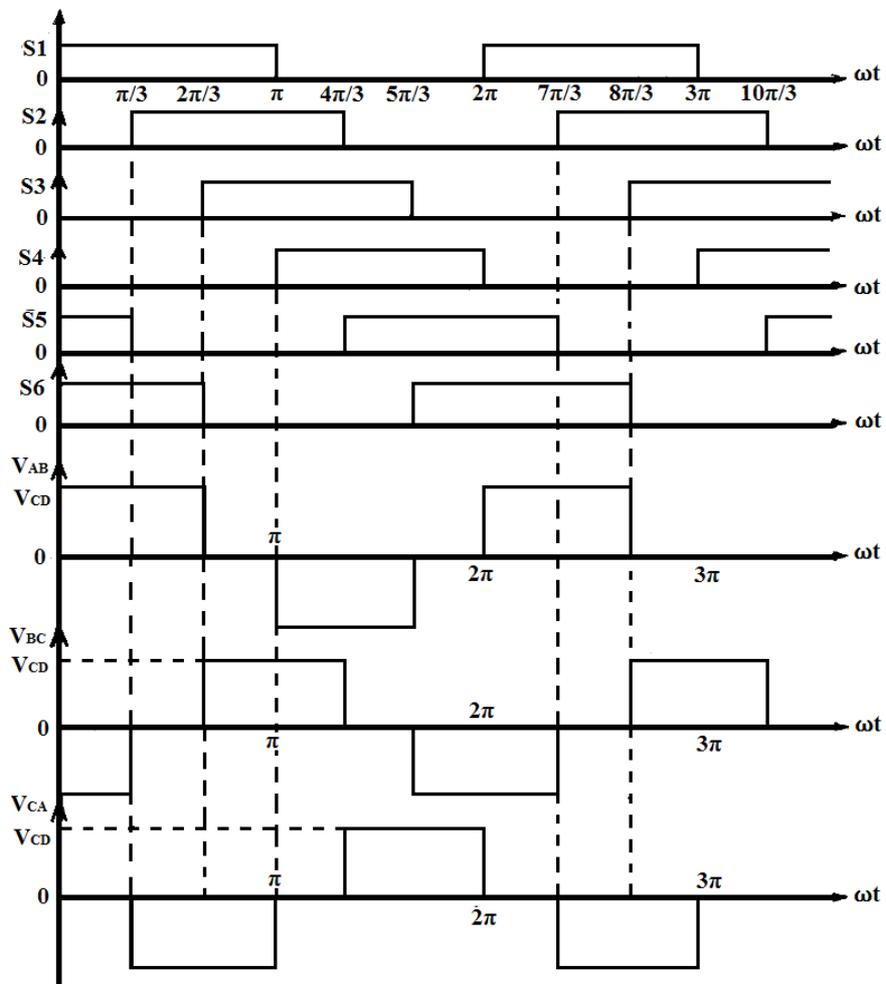


Fig. 3.11 Secuencia de activación de interruptores S1, S2, S3, S4, S5 y S6 y voltaje entre fase VAB, VBC y VCA

3.3.2.2 Formas de onda de voltaje y corriente

Usando el punto medio de la fuente de alimentación como punto de referencia 0 y asumiendo conmutación instantánea los voltajes U_{U0}, U_{V0}, U_{W0} son mostrados en la Fig. 3.11 [3]; en cualquier instante de operación tres interruptores son activados mientras que sus complementarios se encuentran desactivados, de esta forma se define los tres voltajes de fase. De igual forma que en un puente completo, el voltaje polar es $+U_{cd}/2$ para la mitad del periodo mientras el interruptor superior en la mitad del puente activado, y $-U_{cd}/2$ mientras el interruptor inferior es activado. Cada voltaje de línea es obtenido de la resta algebraica de dos voltajes polares como se observa en [27]:

$$U_{UV} = (U_{U0} - U_{V0}) \quad (3.9)$$

$$U_{VW} = (U_{V0} - U_{W0}) \quad (3.10)$$

$$U_{UW} = (U_{W0} - U_{U0}) \quad (3.11)$$

El resultado es la obtención de formas de onda de voltaje quasi-cuadradas, es decir, formas de onda que tienden a ser cuadradas en intervalos de $\pi/3$ (60°). Si las señales quasi-cuadradas alimentan una carga balanceada conectada en estrella, el voltaje de línea a neutro tendrá seis secuencias de conducción diferentes en intervalos de $\pi/3$ (60°) por cada ciclo de trabajo con lo que completará una señal periódica [27].

Utilizando una carga resistiva balanceada las secuencias de voltaje de fase a neutro se observan en la Fig. 3.12 [27]; en general, utilizando las ecuaciones de [27] es posible determinar los voltajes de cada fase en cualquier instante de operación.

$$U_{UN} = \frac{1}{3}(2U_{U0} - U_{V0} - U_{W0}) \quad (3.12)$$

$$U_{VN} = \frac{1}{3}(2U_{V0} - U_{W0} - U_{U0}) \quad (3.13)$$

$$U_{WN} = \frac{1}{3}(2U_{W0} - U_{U0} - U_{V0}) \quad (3.14)$$

$$U_{N0} = \frac{1}{3}(2U_{U0} - U_{V0} - U_{W0}) \quad (3.15)$$

Interval 1 0 → 60 degrees → 5,6,1 closed	Interval 2 60 → 120 degrees 6,1,2 closed	Interval 3 120 → 180 degrees 1,2,3 closed	Interval 4 180 → 240 degrees 2,3,4 closed	Interval 5 240 → 300 degrees 3,4,5 closed	Interval 6 300 → 360 degrees 4,5,6 closed

Fig. 3.12 Secuencia de activación de voltaje de fase-neutro

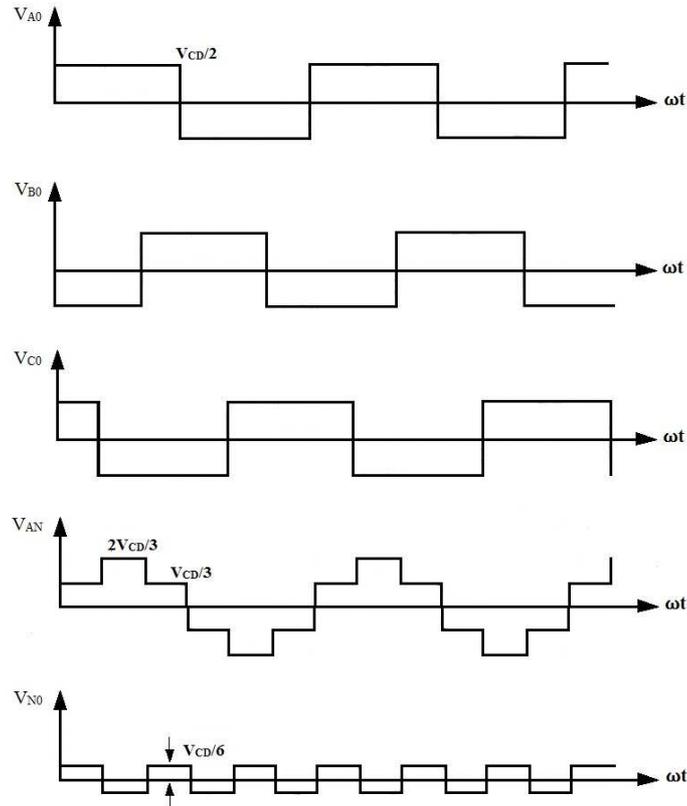


Fig. 3.13 Secuencia de voltaje de fase obtenido a partir de voltajes polares

La Fig. 3.13 [27] muestra la señal de fase U obtenida a partir de la secuencia de los intervalos de conmutación y de la ecuación 3.11.

Por otro lado, la corriente de fase es obtenida dependiendo del tipo de carga. En el caso de una carga resistiva no existe desfase entre la señal de corriente y voltaje y por lo tanto no es necesario el uso de diodos de recuperación; sin embargo cuando la carga es inductiva, al igual que en los inversores monofásicos, existe un atraso de la señal de corriente respecto a la de voltaje con lo cual los diodos se encontrarán habilitados durante una sección del ciclo de trabajo. Al conectar la carga en estrella, el voltaje de fase U con respecto a neutro es $U_{UN} = \frac{U_{UV}}{\sqrt{3}}$ con un retraso de 30° , por lo tanto, la corriente de fase i_U para una carga RL

ésta dada por la siguiente ecuación [3]:

$$i_U = \sum_{n=1,3,5,\dots}^{\infty} \left(\frac{4U_{CD}}{\sqrt{3}n\pi\sqrt{(R^2 + (n\omega L)^2)}} \cos\left(\frac{n\pi}{6}\right) \right) \text{sen}(n\omega t - \theta_n) \quad (3.16)$$

$$\theta_n = \tan^{-1}\left(\frac{n\omega L}{R}\right)$$

La Fig. 3.14 muestra un esquema de un inversor trifásico utilizando transistores de potencia y diodos de recuperación, mientras que la Fig. 3.15 muestra la corriente de fase U con respecto a la señal de voltaje de fase U . Por ejemplo, cuando el transistor Q4 está desactivado, la única trayectoria para la corriente de línea negativa i_U es a través de D1. De ahí que la terminal de carga A está conectada a la fuente de CD a través de D1 hasta que se invierta la polaridad de la corriente de la carga, de igual forma cuando Q1 está desactivado, la única trayectoria para la corriente de línea i_U positiva es a través de D4, por lo tanto la terminal de carga U está conectada con la fuente de CD a través de D4 hasta que se invierta la polaridad de la corriente en la carga y la conducción en Q4 comience y así complete el ciclo de trabajo [27].

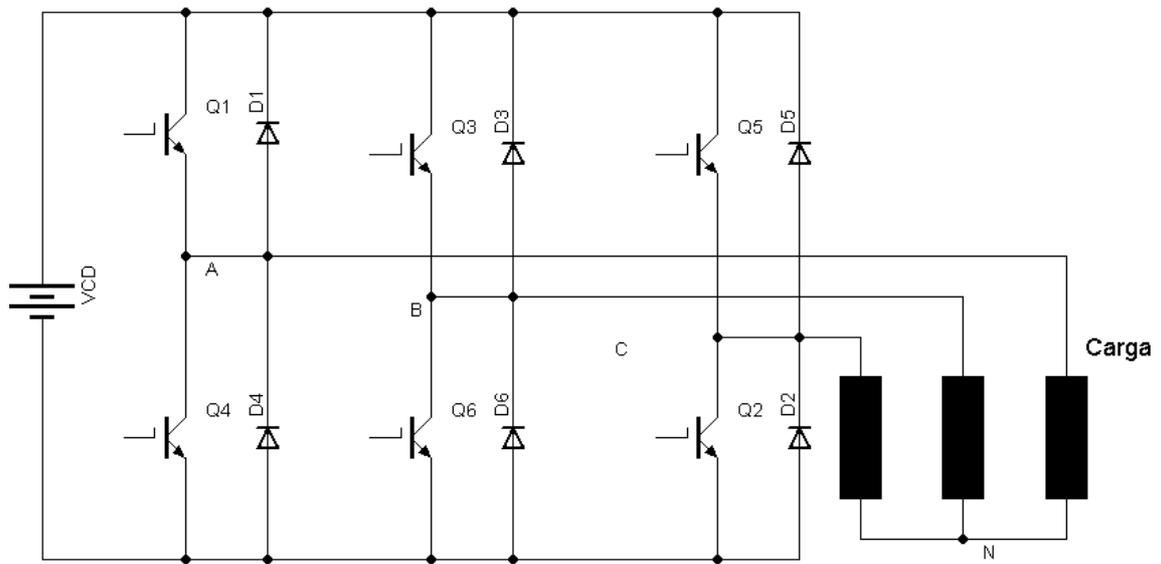


Fig. 3.14 Inversor trifásico de seis pasos utilizando transistor de potencia y diodo de recuperación

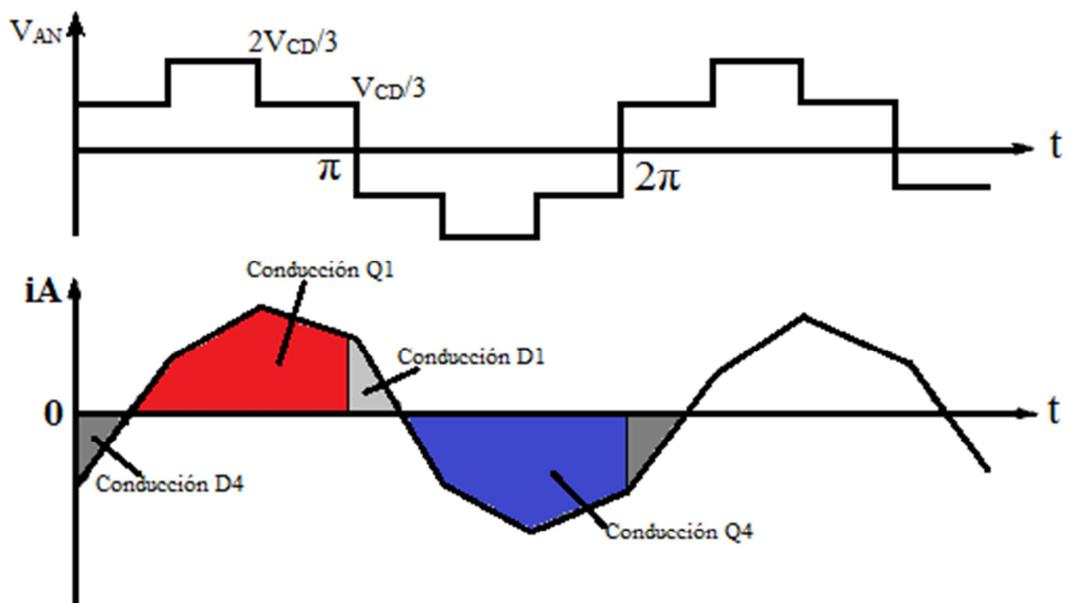


Fig. 3.15 Formas de onda de voltaje y corriente en inversor trifásico

3.4 Diseño de Inversor trifásico

El diseño del inversor trifásico queda definido por los parámetros de activación de PMSM como se analizó en la sección anterior. Los dispositivos seleccionados para dicho cometido se muestran a continuación.

3.4.1 Dispositivo de potencia de estado sólido

El dispositivo de potencia de estado sólido seleccionado es un IGBT. El modelo del IGBT seleccionado es IRG4PC40UD debido a conducir hasta 400V entre colector-emisor, soportar 40A de corriente nominal, contar con un diodo de recuperación ultra rápida del orden de los 100ns en paralelo a su colector y emisor. Debido a su naturaleza es posible activarlo por voltaje lo que hace más simple la etapa electrónica de su disparo. La Fig. 3.16 muestra una imagen del IGBT seleccionado [28].

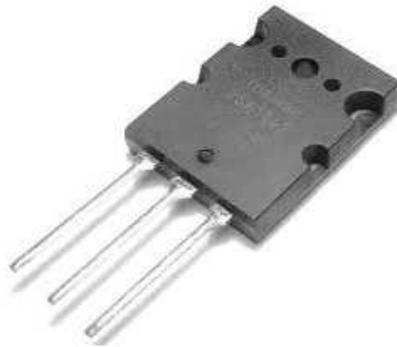


Fig. 3.16 IGBT IRG4PC40UD

3.4.2 Drive de disparo

El accionamiento del IGBT implica la unión de las etapas de control y potencia en el mismo lazo, para aislar sus funciones una de la otra es indispensable el uso de un drive (impulsor) de disparo; el drive es el dispositivo encargado de conducir las señales entregadas por el control digital y enviarlas, vía un sistema optoacoplado, al IGBT. El drive seleccionado es el HCPL-316-000E [29]. Dicho dispositivo permite una corriente pico máxima de salida de 2.5A, manejo de IGBT's de parámetros superiores a los $I_c=150A$, $V_{ce}=1200V$, aislamiento óptico y registro de estado de falla retroalimentado, compatible con CMOS/TTL y una velocidad de conmutación máxima de 500ns. La Fig. 3.17 muestra una fotografía del drive seleccionado.

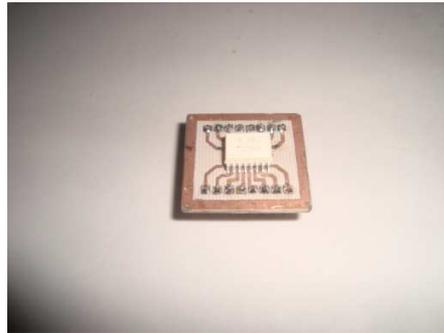


Fig. 3.17 Drive HCPL-316J-000E montado en tablilla tipo DIP

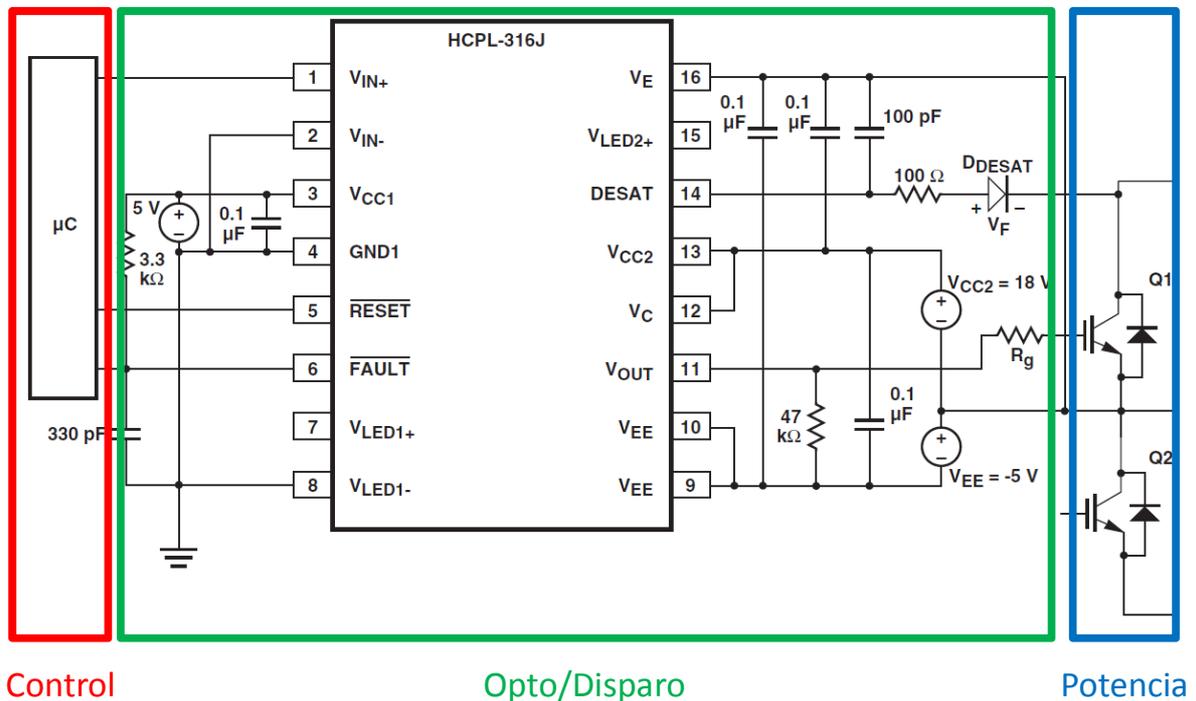


Fig. 3.18 Diagrama a bloque del aislamiento digital y potencia

3.4.3 Disparo del IGBT

La Fig. 3.18 muestra el diagrama a bloques de la generación de la señal de potencia desde sus diferentes etapas: etapa de control, aislamiento optoacoplado, generación de disparos para IGBT y por último potencia, a partir del diagrama electrónico del disparo del IGBT producido por el drive.

Cada uno de los IGBT del sistema trifásico (6 en total) necesitan de un drive independiente junto con una fuente de 15 volts en CD aislada una de las otras, es decir, cada drive debe contar con su propio *común* con el fin de prevenir fallos por corto circuito en el sistema.

El aislamiento entre las etapas de potencia y control es de suma importancia en aplicaciones de accionamientos electrónicos para motores; esto es debido a dinámica propia de las máquinas. Las corrientes necesarias para la activación de un motor de CA son, en magnitud, muy grandes con respecto a las corrientes utilizadas en la alimentación de los dispositivos digitales. De no contar con el aislamiento, la corriente de la carga podría pasar a través del sistema digital, que en consecuencia sería destruido por exceso de corriente.

3.4.4 Circuito electrónico

El diagrama electrónico general de conexiones es el mismo que el mostrado en la Fig. 3.14, donde se necesitan tres ramas de activación. Cada rama es compuesta de dos IGBT, mientras que cada uno de los transistores se encuentra dirigido por el drive de la Fig. 3.17. Durante el desarrollo del proyecto diversos diseños fueron analizados y probados con el fin de generar experiencia y así alcanzar el objetivo de ofrecer un inversor trifásico de diseño propio de bajo costo y capaz de dirigir al PMSM utilizando una técnica moderna de control de máquinas eléctricas.

3.4.5 Etapa Chopper

El primero arreglo planteado y generado es el Chopper. Ya que cada rama del inversor está construida en base a un IGBT con diodo de recuperación en paralelo, es posible hacer una analogía de dicho esquema al utilizar solo el IGBT superior de la rama en cuestión, como activador del sistema, mientras el IGBT inferior está desactivado, la Fig. 3.19(a) muestra una rama inversora generada y configurada en modo Chopper.

El diodo de recuperación inferior funge como el diodo en paralelo con la carga y al utilizar la salida de la rama (punto de prueba) y el común de la fuente de CD, como alimentación de carga, es posible activar cargas inductivas como un motor de CD. La Fig. 3.19(a) muestra las conexiones realizadas para la obtención de un circuito Chopper, mientras que la Fig. 3.19(b) muestra la conexión completa con el motor de CD; por su parte la Fig. 3.20 muestra la señal de osciloscopio referente a la señal de voltaje de fuente de CD trozada a frecuencia constante que alimenta al motor de CD, la cual fue programada en el DSP y observada en el osciloscopio a través de un dispositivo de acoplamiento de cargas con atenuación de 10:1.

3.4.6 Etapa monofásica

Como se observó en secciones anteriores, un inversor monofásico es aquel capaz de convertir una señal de corriente directa en una señal de corriente alterna al activar cierta configuración de IGBT. Usando el diagrama de la Fig. 3.6 se procedió a realizar pruebas de accionamiento para la obtención de una señal alterna a una frecuencia deseada. La Fig. 3.21 muestra el diseño de las ramas inversoras mientras que la Fig. 3.22 muestra el inversor monofásico de puente completo construido, el cual alimenta un foco de 60 W.

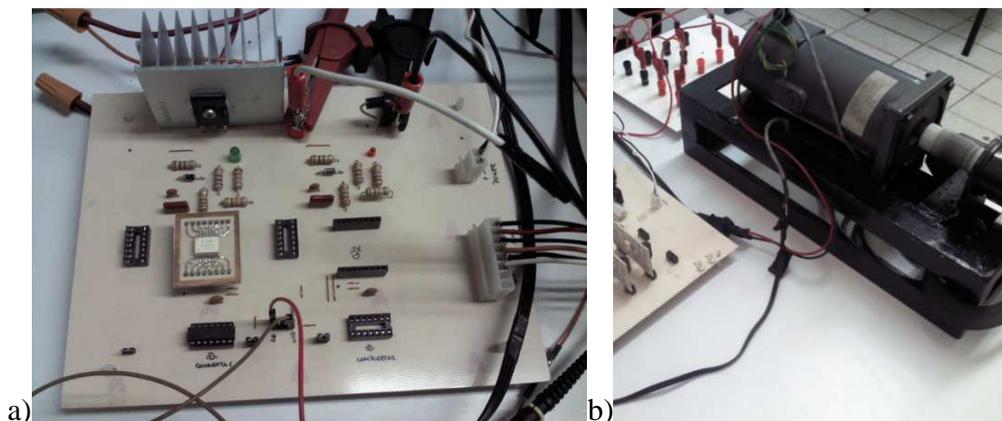


Fig. 3.19 Conexión Chopper para un motor de CD a) placa potencia y b) motor de CD

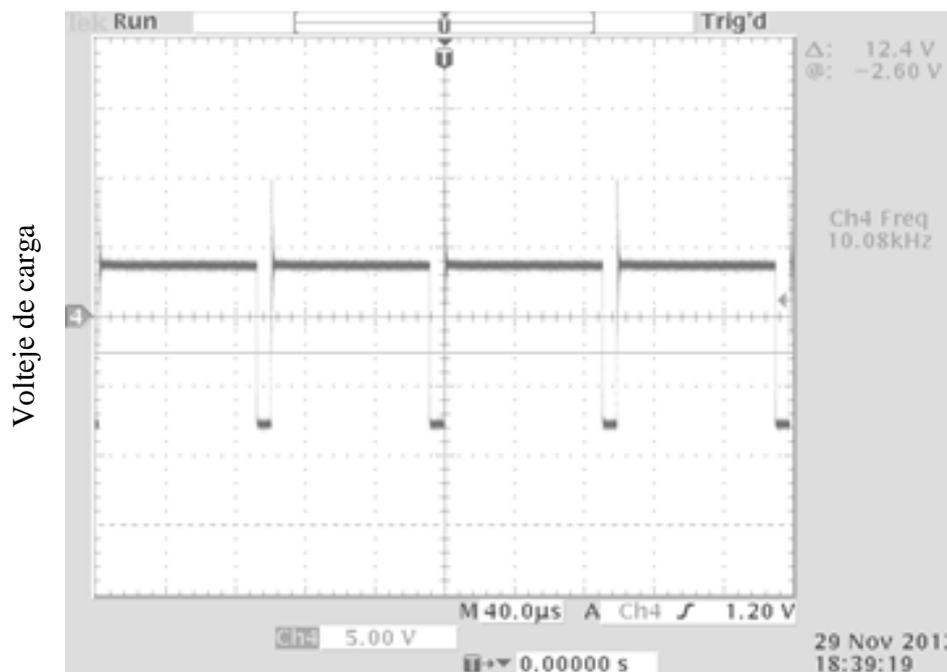


Fig. 3.20 Señal de voltaje trozado visto por el motor de CD

Por su parte, la Fig. 3.23 muestra los disparos en cada uno de los IGBT del inversor monofásico; nótese que mientras las señales de operación de los transistores Q1 y Q4 (1 y 4 respectivamente) están activas, las entregadas a los transistores Q2 y Q3 (2 y 3 respectivamente) permanecen inactivas y viceversa.

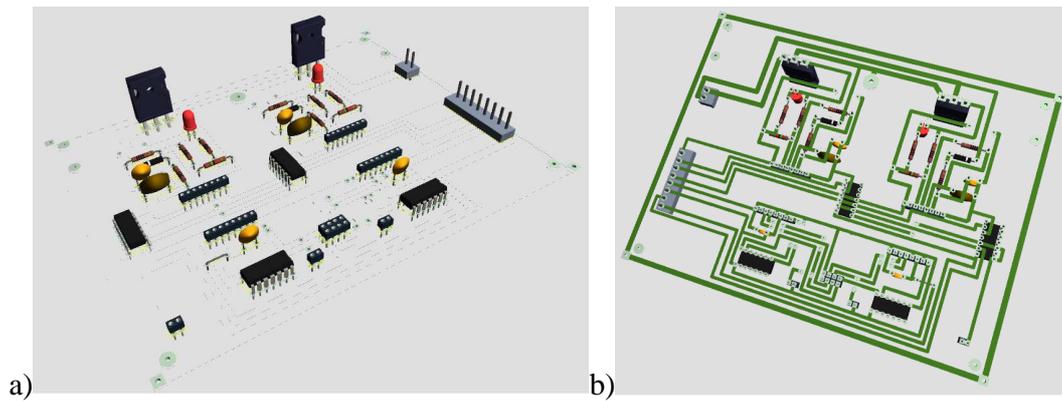


Fig. 3.21 Esquema 3D para la tarjeta de rama inversora a) Vista superior y b) Vista inferior

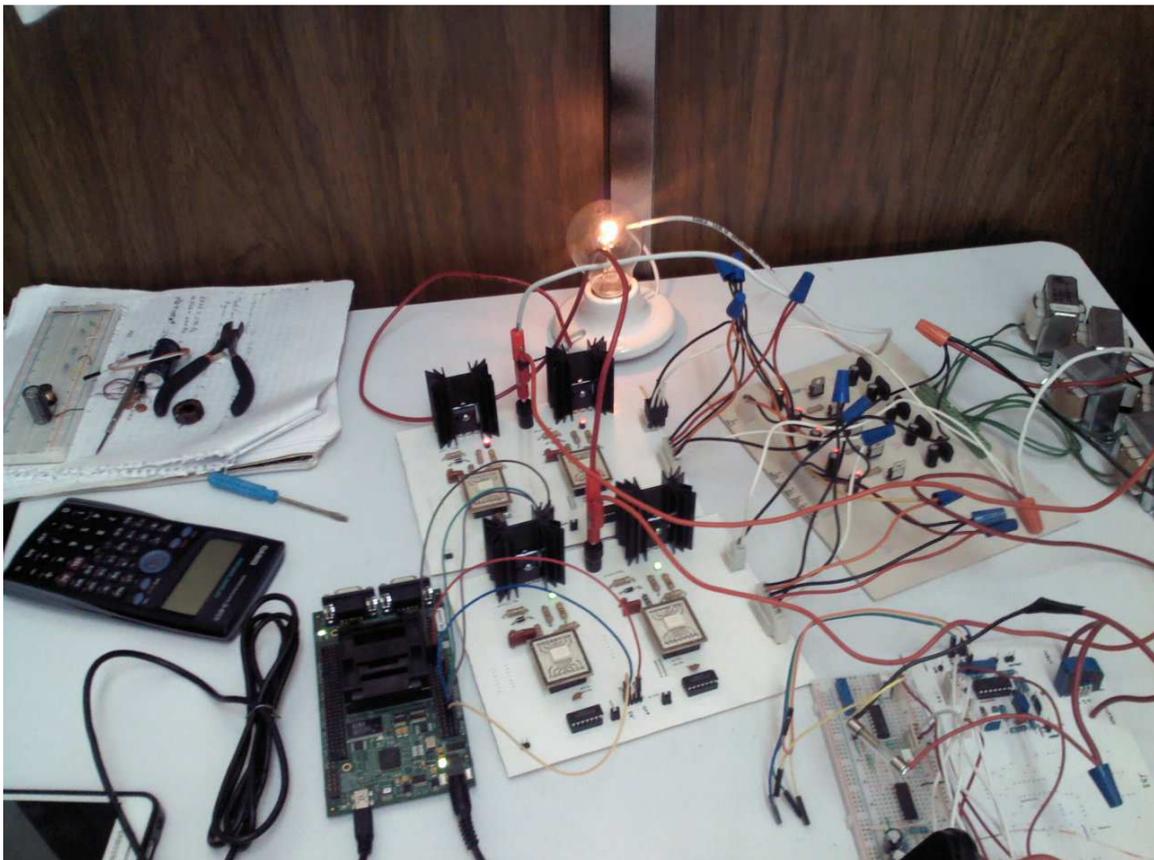


Fig. 3.22 Setup de pruebas de inversor monofásico puente completo activando un foco de 60W

El resultado de dichos disparos produce un semiciclo positivo y un semiciclo negativo en la salida del inversor para una carga resistiva de $10K\Omega$.

Puede observarse en la Fig. 3.24 la salida en forma de semiciclos positivo y negativo de exactamente la misma frecuencia a los disparos enviados a los IGBT. Nótese que la imagen del osciloscopio muestra 2V por división, esto es debido al uso del acoplador atenuador de 10:1 dejando el voltaje medido en $45 V_{pico}$ o $90 V_{pico-pico}$.

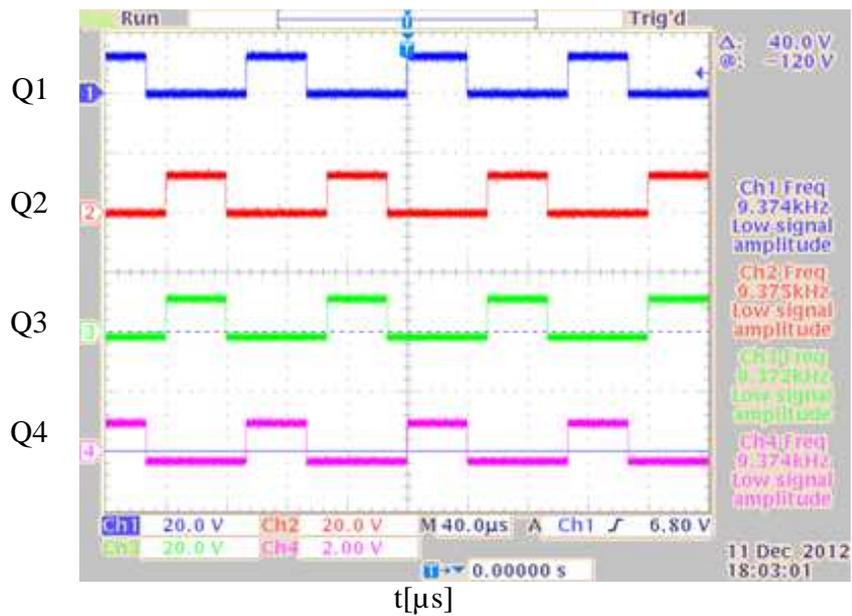


Fig. 3.23 Disparos generados en el inversor monofásico

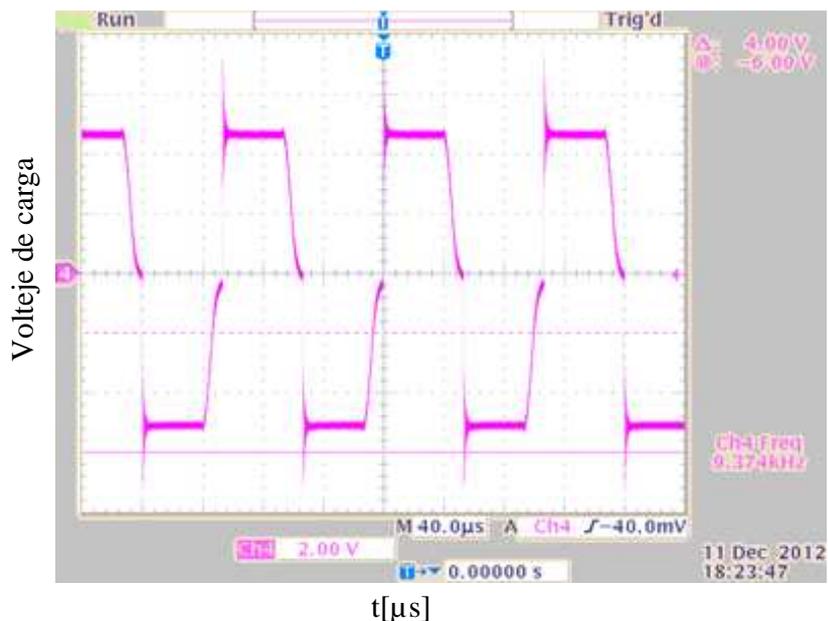


Fig. 3.24 Salida del inversor monofásico ante una carga resistiva

3.4.7 Etapa trifásica

Aunque al inicio se optó por realizar ramas independientes, debido a la necesidad de miniaturizar el accionamiento electrónico y brindar mayor seguridad durante la etapa de pruebas se desarrolló un esquema de tarjeta madre y módulos de disparo como se muestra en la Fig. 3.25 y Fig. 3.26 respectivamente.

El diseño modular permite intercambiar los activadores en caso de avería, además simplifica el espacio utilizado en el inversor trifásico al combinar secciones horizontales y verticales de placa en un mismo diseño.

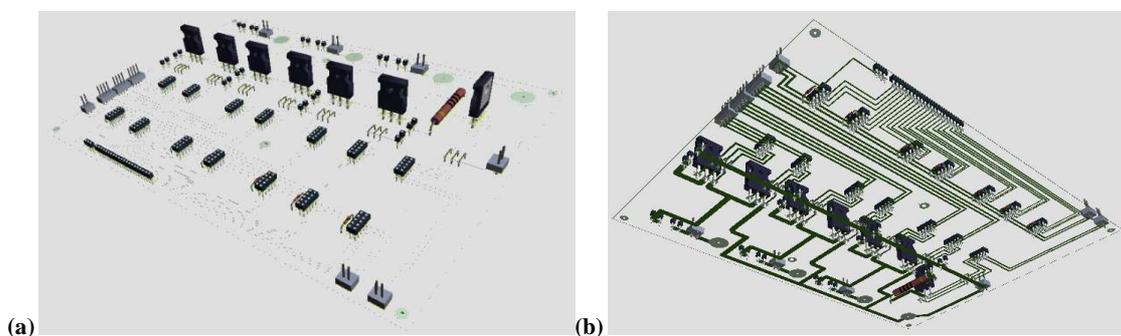


Fig. 3.25 Esquema 3D para la tarjeta madre de inversor trifásico a) vista superior y b) vista inferior

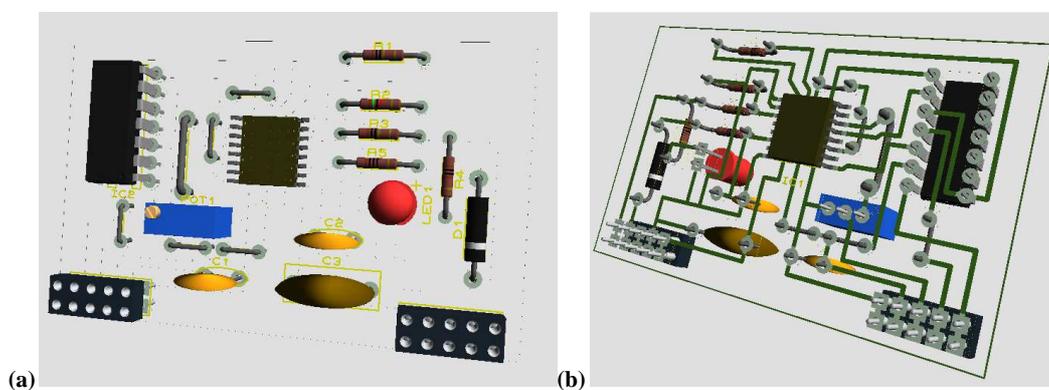


Fig. 3.26 Esquema 3D del circuito activador de IGBT a) vista superior y b) vista inferior

3.4.8 Placas electrónicas

Las placas desarrolladas para el inversor se muestran a continuación; la Fig. 3.27 muestra una de las siete placas de activación, dicha placa cuenta con:

- a) Periféricos de comunicación y alimentación (baja potencia)
- b) Periféricos de comunicación y alimentación (alta potencia)
- c) Compensación de voltaje de disparo 3.3V (DSP) – 5V (Drive)
- d) Compensación de volteje de alerta de falla 5V (Drive) - 3.3V (DSP)
- e) Circuitería de activación

La Fig. 3.28 se muestra la placa diseñada para la tarjeta madre del inversor, dicha tarjeta cuenta con:

- a) Periféricos de comunicación con el DSP
- b) Terminales de alimentación 5V, 15V y Bus de CD
- c) 3 pares de ramas inversoras compuestas de IGBT y disipador
- d) Fusibles de protección
- e) Terminales de sensor de corriente de fase
- f) Terminales de fase
- g) Slots de tarjetas de disparo

La última tarjeta diseñada es la correspondiente a las fuentes de alimentación, la Fig. 3.29 muestra dicha tarjeta, el diseño es el correspondiente a la generación de fuentes simples de 5V y de 15V (seis en total) con el fin de ofrecer las tierras aisladas a cada uno de los IGBT.

La etapa de pruebas del inversor trifásico corresponde al accionamiento de una carga trifásica, en este caso se utilizó un motor de inducción acoplado al PMSM en estudio, con el fin de observar las corrientes de fase y voltajes de línea mientras la carga se encontraba en operación. Se programó una técnica PWM sinusoidal trifásico en el DSP como la técnica de modulación para la generación de señal trifásica, como la mencionada en el capítulo anterior, dicha señal se configuró a 10Hz con un voltaje de fuente de CD de 40V.

La Fig. 3.30 muestra el motor de inducción conectado al arreglo trifásico del inversor diseñado, mientras que la Fig. 3.31 muestra el inversor trifásico ensamblado y en operación. Por su parte, la Fig. 3.32 muestra las corrientes de fase producidas por el motor tras aplicarse la señal pulsada trifásica proveniente del DSP a en las terminales de fase del motor de inducción.

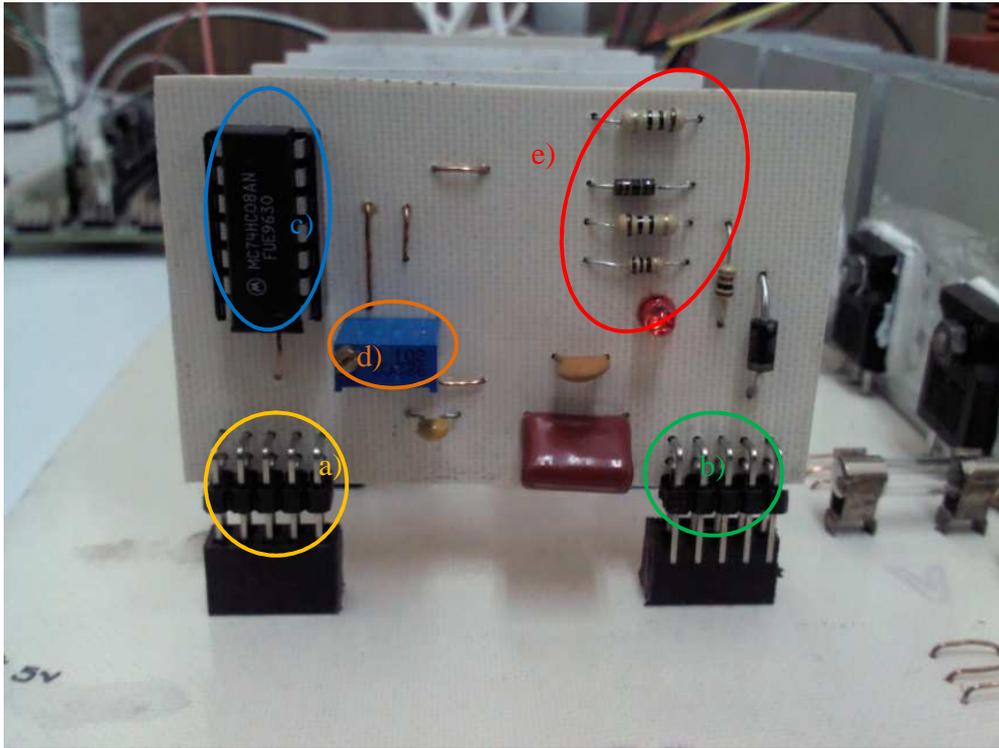


Fig. 3.27 Placa de activación

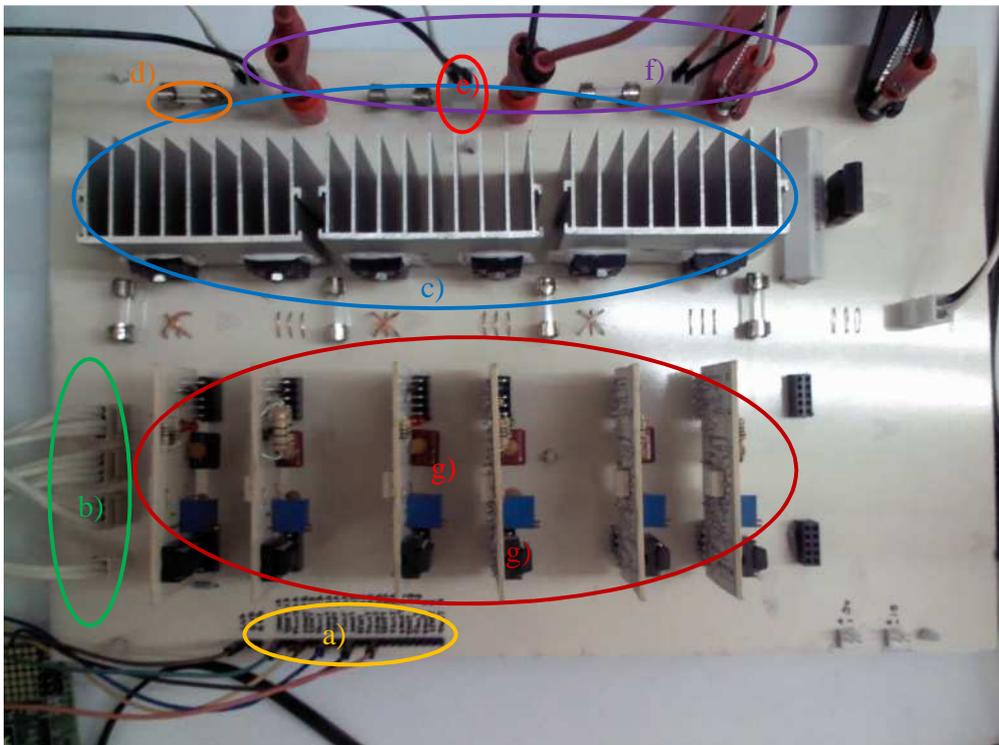


Fig. 3.28 Placa de inversor

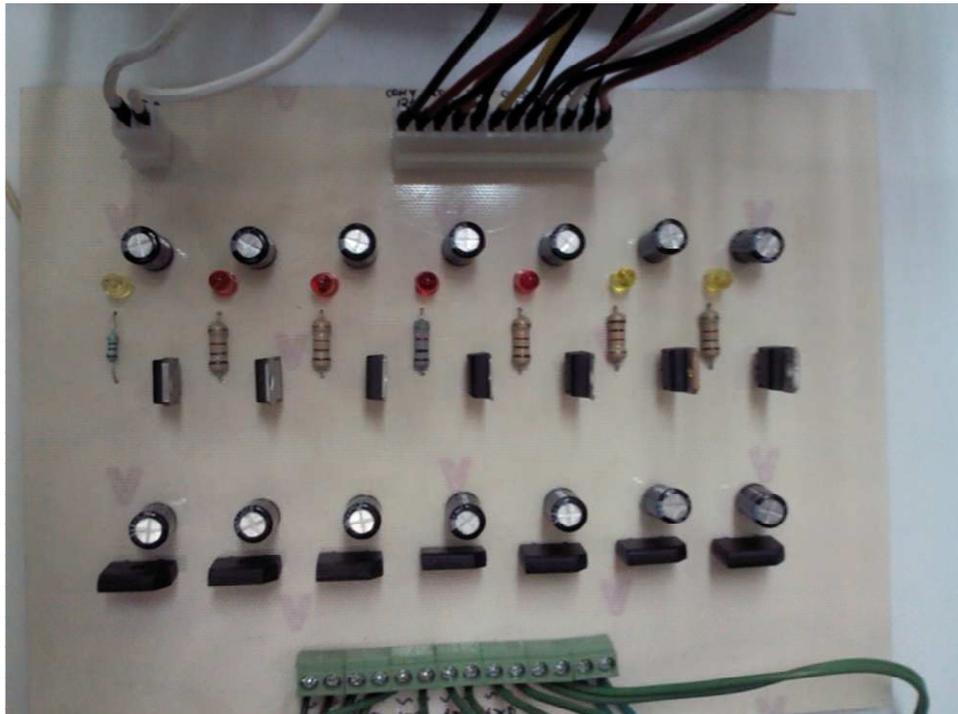


Fig. 3.29 Placa de fuentes de activación

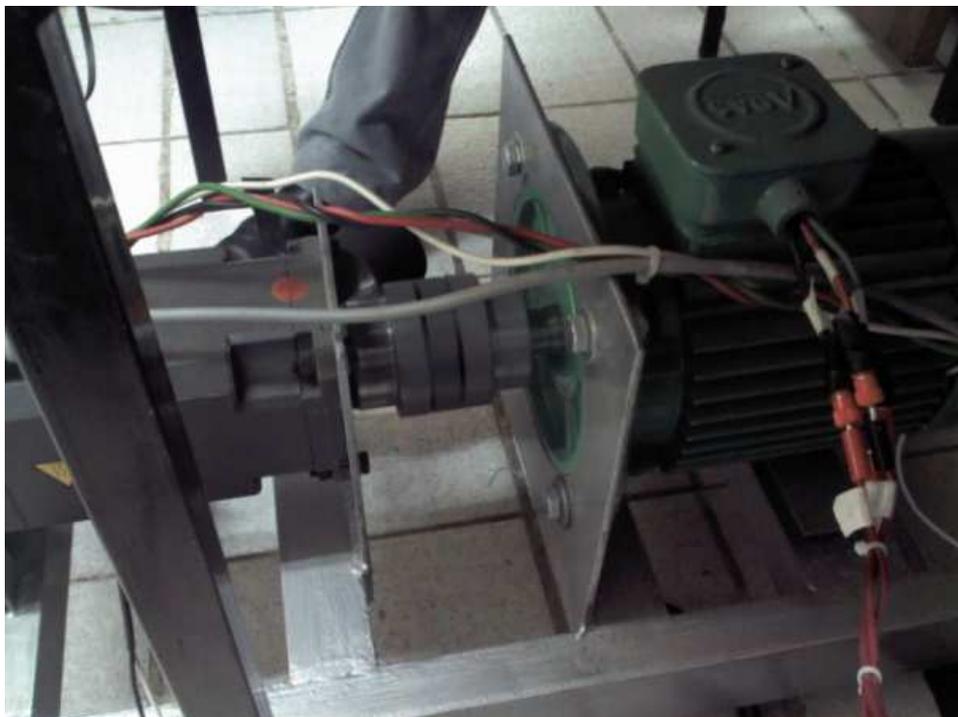


Fig. 3.30 Motor de inducción usado para la prueba trifásica

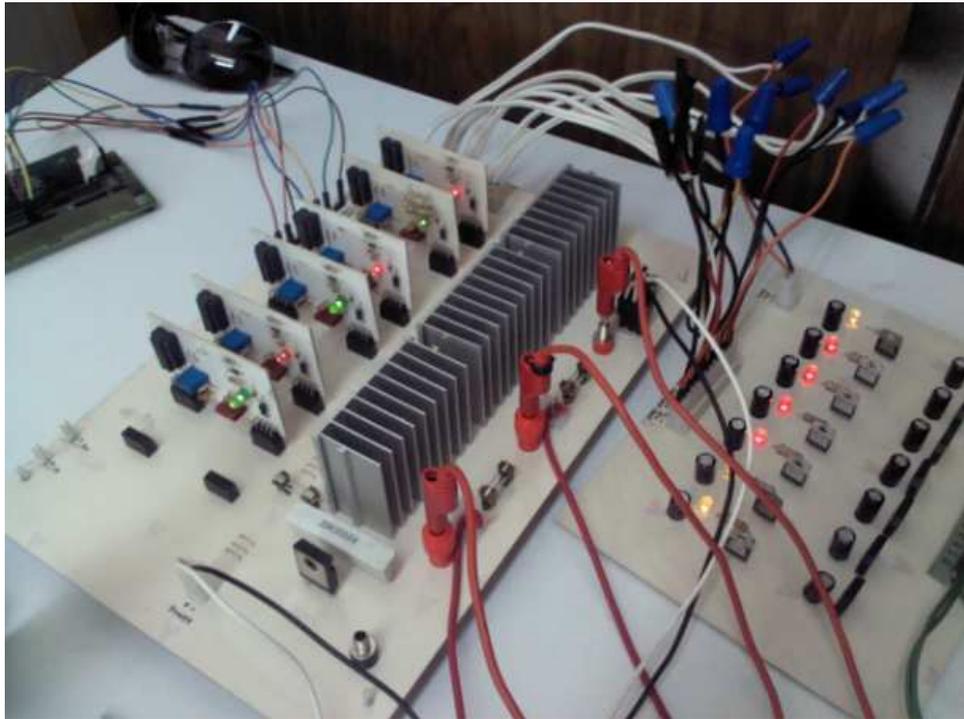


Fig. 3.31 Conexión de prueba trifásica en motor de inducción

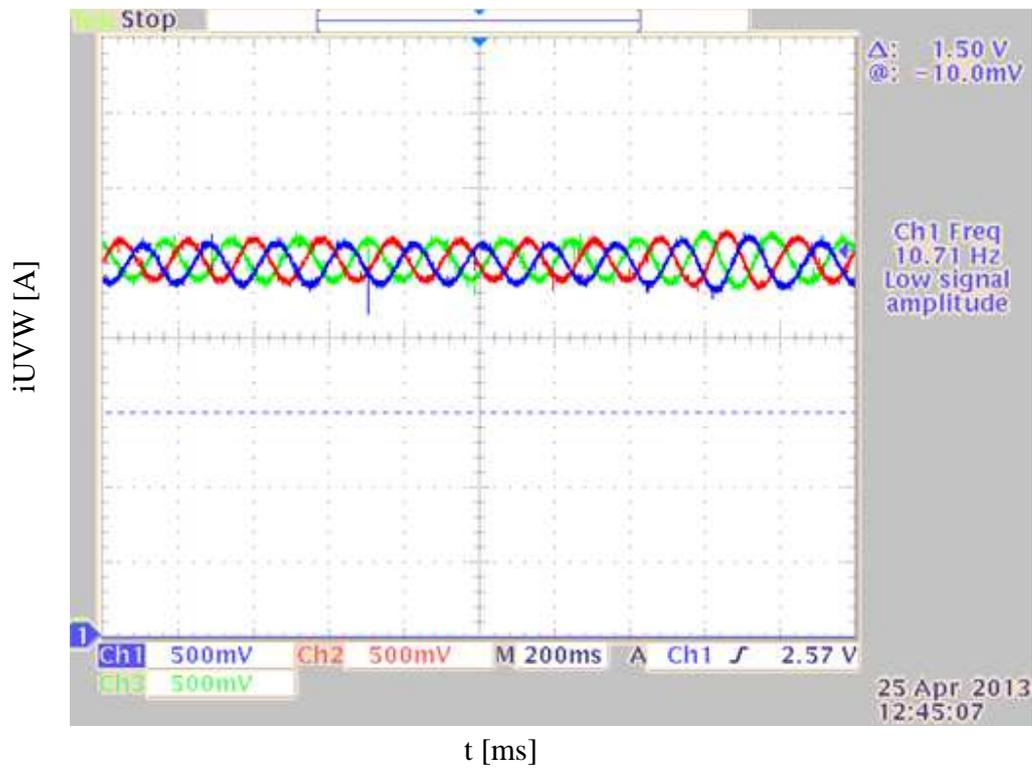


Fig. 3.32 Señales de corriente de cada fase en el motor de inducción

CAPÍTULO IV: CONTROL DIRECTO DE PAR

4.1 Introducción

A mediados de los ochenta fue desarrollada, tanto en Alemania como en Japón, una nueva técnica de control avanzado para accionamientos electrónicos de máquinas eléctricas conocido como control directo de par (DTC, por sus siglas en inglés *Direct Torque Control*) [8] [7]. Con dicha técnica se pueden obtener dinámicas de par mucho más rápidas que las generadas con otras técnicas de control, como el control por campo orientado (FOC por sus siglas en inglés *Field Oriented Control*), ya que logra prescindir de transformaciones en coordenadas estacionarias a rotativas, técnica PWM o derivados, controladores de corriente y es menos sensible a la variación paramétrica de la máquina [5].

4.2 Principio de operación

El DTC aplicado a un PMSM controla el par electromagnético de la máquina y el flujo electromagnético del estator. La magnitud del flujo electromagnético es proporcional al fasor espacial de voltaje, el cual es generado por un inversor trifásico de voltaje, aplicado a la máquina. Esto le da el nombre al DTC debido a que no es necesario controlar las señales de corrientes de la máquina ya controla directamente el par y el flujo electromagnético del estator a partir de los pulsos enviados por el inversor de voltaje [7] [30] [31].

Para lograr esto, el DTC debe seleccionar uno de los seis fasores espaciales de voltaje activos (FAV) generado por el inversor de voltaje trifásico y uno de los dos fasores de voltaje inactivos (FIV) generados por el mismo inversor. Para ello es importante seleccionar aquellos FAV que desarrollen más rápidamente el par de referencia [15]. La Fig. 4.1 [20] muestra la representación de los fasores espaciales de voltaje FAV y FIV respecto al marco de referencia estacionario (α, β) ; en dicho marco de referencia es posible generar ocho conexiones diferentes en el inversor y por ende se generan ocho fasores de voltaje $U_1(100)$, $U_2(110)$, $U_3(010)$, $U_4(011)$, $U_5(001)$ y $U_6(101)$ como FAV y $U_0(000)$ y $U_7(111)$ como FIV y por lo tanto es posible generar movimientos discretos del flujo electromagnético del estator, donde la representación “1” significa una conexión con la parte positiva de la fuente de voltaje en el inversor por parte de los devanados de estator mientras que un “0” significa una conexión con la parte negativa de la fuente de voltaje en el inversor por parte de los mismos devanados tal como se comentó en el capítulo anterior en la sección 3.3.2.2. Esto se logra al usar un esquema de disparo en 180° , el cual usa los

valores de los fasores de voltaje en la parte superior del inversor mientras que en la parte inferior se colocan los valores inversos. Por ejemplo, si se desea disparar U_1 , debe colocarse “100” en la parte superior del inversor mientras que “011” debe comandar la parte inferior del inversor, como se muestra en la Fig. 4.2. Los estados de conmutación en el inversor son definidos comúnmente como: S_U , S_V y S_W .

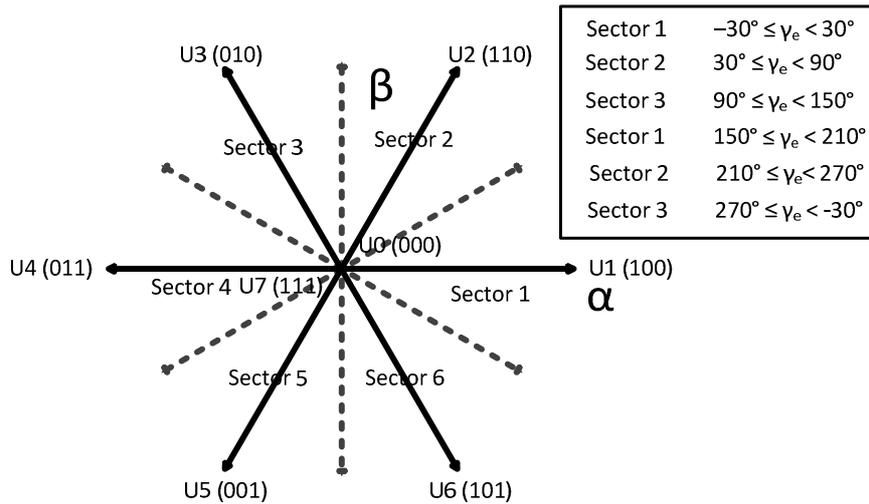


Fig. 4.1 Comportamiento del vector de flujo del PMSM respecto a la señales de voltaje del inversor

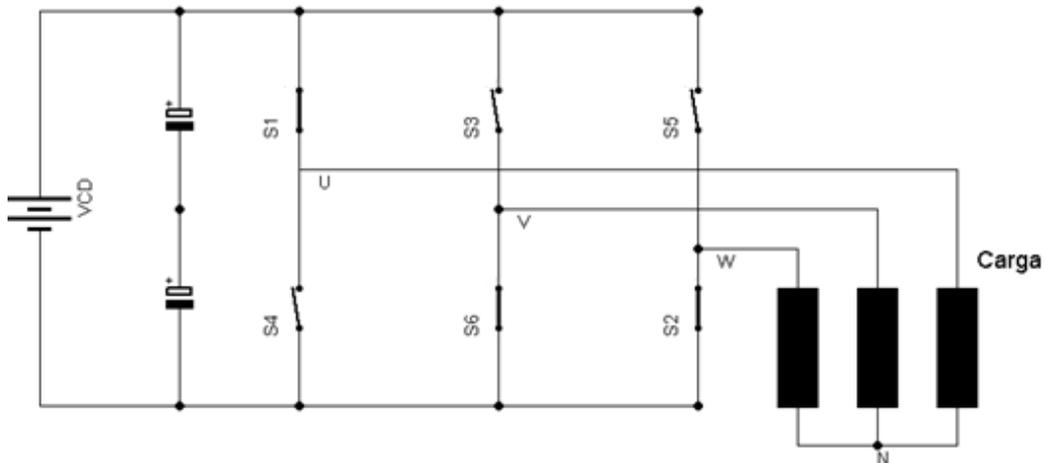


Fig. 4.2 Disparo del fasor de voltaje V_1 en esquema de 180°

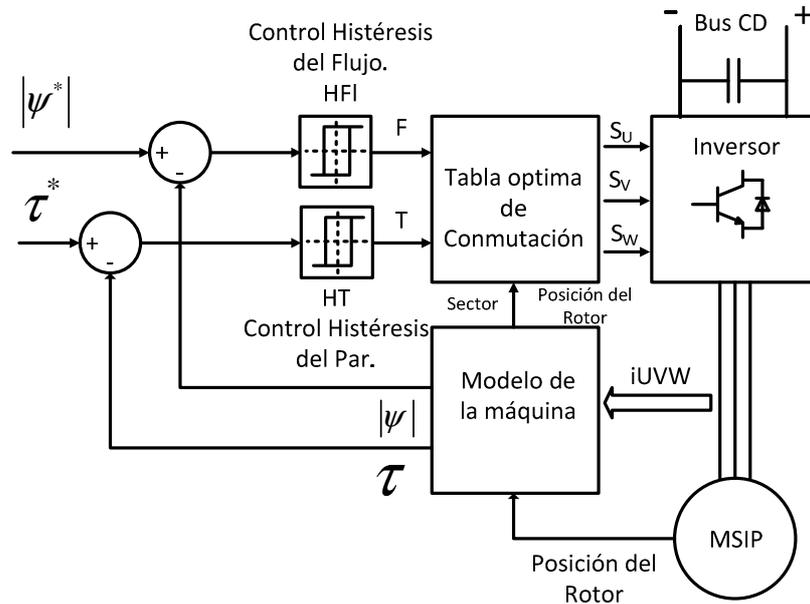


Fig. 4.3 Diagrama a bloques general de la técnica DTC

El disparo de alguno de los FAV en un instante de tiempo definido genera un flujo electromagnético de magnitud y ángulo en el estator, por lo tanto, el fasor de voltaje debe contar con la secuencia correcta de giro de forma que el fasor de flujo mantenga una magnitud constante mientras gira alrededor del plano de referencia estacionario. El fasor espacial de flujo electromagnético polarizará la máquina generando flujo electromagnético en el estator. Por otro lado, al controlar el par electromagnético se producirá movimiento en el rotor, dependiendo si el par definido es positivo o negativo el rotor contará con un sentido positivo o negativo respectivamente. Cuando el par de referencia es alcanzado junto con la referencia de la magnitud del flujo electromagnético, el cambio en el disparo del fasor espacial de voltaje debe realizarse con el fin de incrementar o decrementar el par y la magnitud del flujo electromagnético y así mantener un par constante en la máquina.

El diagrama a bloques general del DTC clásico se observa en la Fig. 4.3 [20]. Mientras que el DTC puede ser descrito en las siguientes secciones [31].

- a) Transformación del marco de referencia trifásico al bifásico ya sea en coordenadas rotativas (d, q) o coordenadas estacionarias (α, β) .

- b) Cálculo del valor instantáneo y de las componentes del fasor espacial de flujo del estator.
- c) Cálculo del valor instantáneo del par electromagnético.
- d) Estimación del sector en el cual se encuentra el vector del flujo del estator.
- e) Obtención de los estados generados en referencia al flujo y par deseados.
- f) Aplicación de la tabla óptima de conmutación y los valores de disparo hacia el inversor de voltaje.

Si bien el DTC consiste en la implementación de los pasos mencionados anteriormente, es importante definir el modelo del PMSM, mediante el cual se calcularán el par y la magnitud y ángulo del fasor espacial de flujo electromagnético. Para ello se describe a continuación el uso de los dos tipos de modelo, *modelo de corriente* y *modelo de voltaje* para los pasos a – c, mientras que los pasos d – f pueden realizarse de forma genérica.

4.3 Modelo de corriente

Usando las propiedades del PMSM [32] [9] [33], el valor de i_q es proporcional al par producido. Por lo tanto, el modelo de corriente del PMSM es el método más común para desarrollar la técnica DTC [16]. Usando las ecuaciones del par y de flujo electromagnético producido [20] y los parámetros del PMSM (R_s, L_s, ψ_{PM}), es posible generar la técnica DTC usando solo las señales de corrientes del eje directo (i_d), del eje en cuadratura (i_q) y la posición del rotor (γ).

Usando (2.1) en la transformación de corrientes trifásicas (i_U, i_V, i_W) al plano de referencia rotativo (i_d, i_q) y el hecho de que la PMSM en cuestión cuenta con polos lizos ($L_d = L_q = L_s$), el flujo magnético producido para los ejes d, q son descritos en el modelo de corriente como:

$$\psi_d = \psi_{PM} + L_s i_d \quad (4.1)$$

$$\psi_q = L_s i_q \quad (4.2)$$

Entonces el fasor de flujo de estator y par electromagnético de PMSM se define como:

$$\begin{aligned}\bar{\psi} &= \sqrt{\psi_d^2 + \psi_q^2} \\ \theta_\psi &= \tan^{-1} \left(\frac{\psi_d}{\psi_q} \right)\end{aligned}\quad (4.3)$$

$$\tau = \frac{3}{2} P \psi_{PM} i_q \quad (4.4)$$

Aplicando (2.8) las componentes del vector de flujo pueden ser descritas como:

$$\psi_\alpha = i_\alpha L_s + \psi_{PM} \cos(\gamma_e) \quad (4.5)$$

$$\psi_\beta = i_\beta L_s + \psi_{PM} \sin(\gamma_e) \quad (4.6)$$

$$\begin{aligned}\bar{\psi} &= \sqrt{\psi_\alpha^2 + \psi_\beta^2} \\ \theta_\psi &= \tan^{-1} \left(\frac{\psi_\beta}{\psi_\alpha} \right)\end{aligned}\quad (4.7)$$

$$\tau = \frac{3}{2} P (\psi_\alpha i_\beta - \psi_\beta i_\alpha) \quad (4.8)$$

Observando las ecuaciones anteriores, se determina, tanto en un marco de referencia estacionario o rotativo, los valores instantáneos del flujo electromagnético del estator y del par electromagnético producido por la PMSM; es importante mencionar que esto sólo es posible a través del uso de un esquema con sensor de la posición para ambos marcos de referencia debido a la transformación de un sistema trifásico a bifásico, sin embargo resulta simple al análisis de las ecuaciones y, por ende, su implementación.

4.4 Modelo de voltaje

Con la finalidad de obtener experiencia de una técnica sin sensor de la posición del rotor, el modelo de voltaje es planteado y estudiado como se muestra a continuación. A diferencia del modelo de corriente, el modelo de voltaje no necesita la señal de posición del rotor para su operación, solo basta con analizar las señales de corriente y voltaje de fase para determinar las componentes del vector de flujo $(\psi_\alpha, \psi_\beta)$ y par electromagnético.

Tabla 4.1 Descripción de voltajes de fase y línea a partir del comportamiento de inversor de voltaje

Señales de control	Estado de conmutación	U_{Un}	U_{Vn}	U_{Wn}	U_{α}	U_{β}
000	0	0	0	0	0	0
100	1	$\frac{2}{3}U_{DC}$	$-\frac{U_{DC}}{3}$	$-\frac{U_{DC}}{3}$	$\frac{2}{3}U_{DC}$	0
110	2	$\frac{U_{DC}}{3}$	$\frac{U_{DC}}{3}$	$-\frac{2}{3}U_{DC}$	$\frac{U_{DC}}{3}$	$\frac{U_{DC}}{\sqrt{3}}$
010	3	$-\frac{U_{DC}}{3}$	$\frac{2}{3}U_{DC}$	$-\frac{U_{DC}}{3}$	$-\frac{U_{DC}}{3}$	$\frac{U_{DC}}{\sqrt{3}}$
011	4	$-\frac{2}{3}U_{DC}$	$\frac{U_{DC}}{3}$	$\frac{U_{DC}}{3}$	$-\frac{2}{3}U_{DC}$	0
001	5	$-\frac{U_{DC}}{3}$	$-\frac{U_{DC}}{3}$	$\frac{2}{3}U_{DC}$	$-\frac{U_{DC}}{3}$	$-\frac{U_{DC}}{\sqrt{3}}$
101	6	$\frac{U_{DC}}{3}$	$-\frac{2}{3}U_{DC}$	$\frac{U_{DC}}{3}$	$\frac{U_{DC}}{3}$	$-\frac{U_{DC}}{\sqrt{3}}$
111	7	0	0	0	0	0

De igual forma que el modelo de corriente, el modelo de voltaje necesita pasar de un plano con coordenadas trifásicas a uno de coordenadas bifásicas, para ello se utiliza el concepto de (2.5) y así obtener los valores de voltaje en referencia a las coordenadas estacionarias (U_{α}, U_{β}) , sin embargo la estructura física de la máquina impide la medición en referencia a un punto neutro de conexión entre fases por lo que se considera la Tabla 4.1 [10] como medio en la estimación de U_{α}, U_{β} [10], la cual considera el mismo concepto de fasor espacial de voltaje y los FAV y FIV. De esta forma es posible estimar los valores de U_{α}, U_{β} de forma directa a partir de las señales del fasor de voltaje aplicado en el inversor trifásico y, por lo tanto, es posible prescindir de sensores de voltaje de fase o de voltaje de línea a línea.

En consecuencia, los valores instantáneos para las componentes del fasor de flujo electromagnético se describen en (4.12) y (4.13). Como se observa en dichas ecuaciones, el

uso de una integral en la determinación de los valores de flujo produce ineficiencia de dicha determinación a bajas frecuencias de operación ya que el instante de tiempo en el cual se toma la muestra es muy largo. Se utilizó un algoritmo de corrección utilizando el modelo de corriente y así obtener una mejora para el modelo de voltaje sin sensor de la posición para velocidades bajas; (4.14) y (4.15) muestran dicha corrección junto con un factor de corrección K_{comp} ajustado a 0.001. En cada iteración el modelo de corriente con sensor corrige el valor estimado propuesto con el modelo de voltaje sin sensor de la posición.

Por último, para la determinación de los valores instantáneos de la magnitud del flujo y par electromagnético se utilizan (4.10) y (4.11) respectivamente una vez más.

$$\psi_{\alpha} = \int (U_{\alpha} - R_s i_{\alpha}) \quad (4.9)$$

$$\psi_{\beta} = \int (U_{\beta} - R_s i_{\beta}) \quad (4.10)$$

$$\psi_{\alpha_Um} = \int (U_{\alpha} - R_s i_{\alpha}) + \Delta \psi_{\alpha} K_{comp} \quad (4.11)$$

$$\psi_{\beta_Um} = \int (U_{\beta} - R_s i_{\beta}) + \Delta \psi_{\beta} K_{comp} \quad (4.12)$$

Donde $\Delta \psi_{\alpha}$, $\Delta \psi_{\beta}$ se definen como:

$$\Delta \psi_{\alpha} = \psi_{\alpha_Cm} - \psi_{\alpha_Um} \quad (4.13)$$

$$\Delta \psi_{\beta} = \psi_{\beta_Cm} - \psi_{\beta_Um} \quad (4.14)$$

4.5 Determinación de los estados de flujo y par

Después de obtener los valores instantáneos de flujo y par electromagnético es necesario comparar dichos valores con los valores de referencia que son solicitados al DTC. Un valor de error es obtenido a partir de la comparación entre el valor de referencia del controlador y un valor instantáneo calculado; dicho error es introducido en un controlador de histéresis. Los controladores de histéresis permiten obtener dinámicas muy rápidas en la determinación del estado de la variable en cuestión (flujo o par), esto es importante ya que

el fasor espacial de flujo debe permanecer girando para mantener una generación de par constante. De esta forma, los controladores entregan a su salida un estado de operación que será utilizado en la siguiente etapa del DTC, *tabla óptima de conmutación*.

4.5.1 Controlador de Flujo

El controlador de histéresis del flujo se obtiene a partir de concepto de controlador de histéresis de dos niveles, la Fig. 4.4 muestra la descripción del comportamiento del controlador de histéresis, donde el estado “1” se obtiene cuando el error entre el flujo de referencia ($|\psi^*|$) y el valor de flujo estimado ($|\psi|$) supera el valor propuesto en la banda de histéresis, mientras que el valor “0” es obtenido cuando el mismo error se encuentra por debajo del valor de referencia del controlador de histéresis, donde $F=1$ significa un incremento del flujo y $F=0$ significa un decremento del flujo.

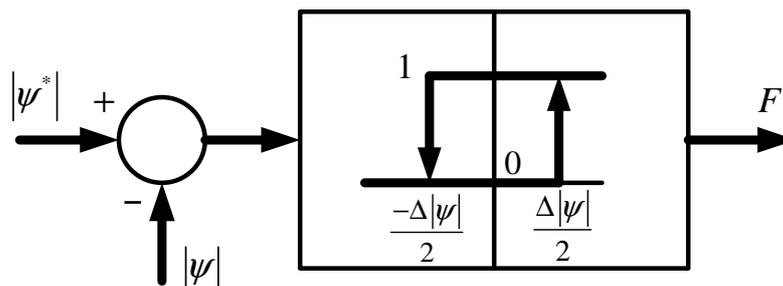


Fig. 4.4 Controlador de histéresis de Flujo

4.5.2 Controlador de Par

El controlador del Par es un controlador de histéresis de tres niveles, el estado “1” se obtiene cuando el error entre el torque de referencia y el valor del torque estimado sobrepasa la el valor positivo de la banda de referencia colocada; por su parte el valor “-1” se obtiene cuando dicho valor de error es inferior al valor negativo de la banda de histéresis; por último el estado “0” se obtiene cuando el valor de error se encuentra entre los valores positivo y negativo de la banda de histéresis, donde $T=1$ significa un incremento del par y $T=0$ significa una permanencia sin cambio y donde $T=-1$ significa un decremento del par. La Fig. 4.5 muestra el comportamiento de dicho controlador de Par.

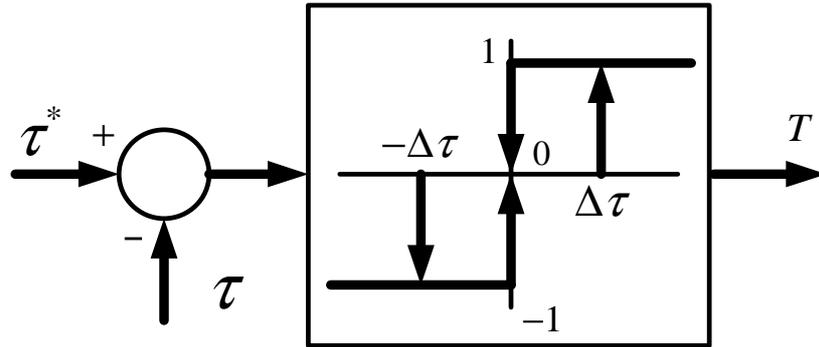


Fig. 4.5 Controlador de histéresis de Par

4.5.3 Determinación del sector

Como se mencionó en secciones anteriores, el DTC basa su desempeño en el control del par a través del flujo electromagnético generado, que a su vez se logra controlando el fasor espacial de voltaje, ya sea FAV o FIV, aplicado en el inversor de voltaje. Usando el esquema de la Fig. 4.1 y el concepto de fasor espacial de voltaje [5] [1] [11] es posible determinar el sector actual (k) en el cual gira el fasor espacial de flujo como se muestra en la Fig. 4.6, con el fin de mantener un par electromagnético constante el fasor espacial de flujo debe girar y cambiar de sector activando el fasor espacial de flujo correspondiente a la tabla óptima de conmutación, la cual se abordará en la siguiente sección.

Usando dicho concepto es posible determinar el sector en el cual se encuentra girando el fasor espacial de flujo; para ello se plantea el ángulo producido por las componentes del fasor de flujo $(\psi_\alpha, \psi_\beta)$. Esto se logra al aplicar el arco tangente entre dichas componentes en la ecuación 4.15 [17] considerando que cada sector cuenta con 60° eléctricos entre cada uno y que el ángulo arrojado se encuentra en radianes como se muestra en la Fig. 4.6 [20] al proyectarse la posición del fasor espacial flujo a partir del fasor espacial de voltaje.

$$\theta_\psi = \tan^{-1} \left(\frac{\psi_\beta}{\psi_\alpha} \right) \quad (4.15)$$

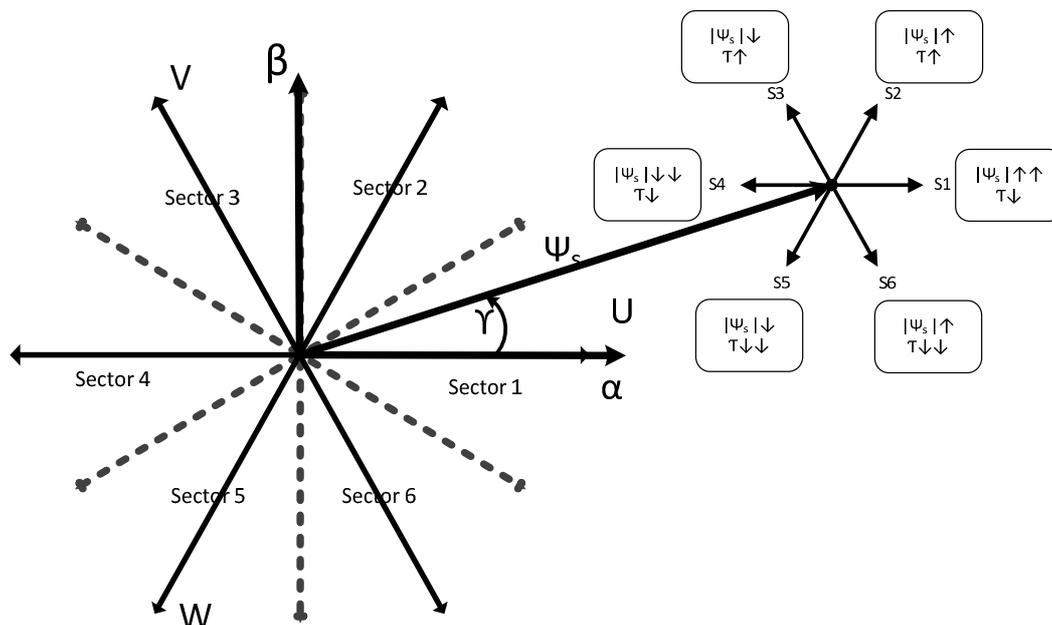


Fig. 4.6 Sectores de operación del vector espacial de voltaje y vector espacial de flujo

4.6 Tabla Óptima de conmutación

Al obtener los valores de los estados del par, flujo y sector es posible proponer una tabla óptima de disparo como la que se muestra en la Tabla 4.2 [30] [11]. La Tabla 4.2 muestra el análisis correspondiente a la generación de la tabla óptima de disparo según la referencia del sector en el que se posiciona.

Por ejemplo, si se elige el sector I, que se encuentra alineado con la fase U del estator como se muestra en Fig. 4.6, el fasor inicial $U_k = U_1$, $U_{k-1} = U_6$ y $U_{k+1} = U_2 \dots$ y, así, sucesivamente para ese sector en específico; de esta forma, el fasor U_k debe ser actualizado cada iteración. Dicha información permite disparar al inversor de voltaje con la información del U_k adecuado. Así, asumiendo que el fasor espacial de flujo se encuentra en el sector I para una rotación positiva ($\omega > 0$) los dos FAV más favorables que pueden incrementar el ángulo de flujo del estator y el par serán U_2 y U_3 , sin embargo U_2 incrementa la magnitud del flujo y U_3 la decremanta, mientras que la aplicación de un FIV detendrá el avance de la rotación del flujo, como se observa en la Tabla 4.2 [30] y la Fig. 4.6. Este mismo concepto se usa para una rotación negativa ($\omega < 0$).

Tabla 4.2 Concepto general de tabla optima de disparo

	U_{k-2}	U_{k-1}	U_k	U_{k+1}	U_{k+2}	U_{k+3}	U_0
ψ_s	↓	↑	↑↑	↑	↓	↓↓	-
τ	↓↓	↓↓	↓	↑	↑	↓	↓

Tabla 4.3 Tabla optima de disparo

Estado ψ_s	Estado τ	Sec. I	Sec. II	Sec. III	Sec. IV	Sec. V	Sec. VI
1	1	U_2	U_3	U_4	U_5	U_6	U_1
	0	U_7	U_0	U_7	U_0	U_7	U_0
	-1	U_6	U_1	U_2	U_3	U_4	U_5
0	1	U_3	U_4	U_5	U_6	U_1	U_2
	0	U_0	U_7	U_0	U_7	U_0	U_7
	-1	U_5	U_6	U_1	U_2	U_3	U_4

Por lo tanto, una secuencia correcta de los fasores espaciales de voltaje permite la rotación correcta del fasor de flujo para generar un desempeño adecuado del par electromagnético de la máquina para así alcanzar el par de referencia. La Tabla 4.3 [1] es programada en el DTC como tabla óptima de conmutación.

4.7 Simulación de la técnica Control Directo de Par en un motor síncrono de imán permanente en Matlab/Simulink®

La simulación de DTC en un PMSM significa la generación de experiencia de la técnica de control y la visualización de las señales producidas antes de la implementación real lo cual permite verificar la correcta operación de dichas secciones de DTC en la MSIP, para ello se utilizó la herramienta *Matlab/Simulink®*.

4.7.1 Propuesta en Matlab/Simulink®

Matlab/Simulink® cuenta con una librería especializada para el desarrollo de técnicas de control de máquinas eléctricas (*SIM Power Systems Toolbox*), sin embargo no cuenta con

un ejemplo concreto de un DTC en un PMSM. Por lo tanto, se optó por desarrollar ambos modelos del DTC (voltaje y corriente) y así generar resultados de simulación.

4.7.2 Diagrama esquemático

En la Fig. 4.7 se muestra el diagrama a bloques final generado para la programación y simulación de una técnica DTC en un PMSM. La programación en *Matlab/Simulink*® es comúnmente enfocada a la unión y configuración de bloques con el fin de tratar señales y distribuir las en todo el marco del sistema a programar; esto significa la oportunidad de analizar paso a paso cada una de las señales generadas y, así, depurar secciones en caso de encontrarse resultados erróneos. La programación clásica en *Matlab/Simulink*® no permite visualizar las rutinas correspondientes a cada iteración de la técnica de control que se desea programar. Por un lado, *Matlab/Simulink*® ofrece la posibilidad de la sustitución de los bloques por código con extensión MEX y así comenzar a obtener experiencia en la programación de la técnica con código fuente; de esa forma, generar experiencia antes de la programación en el DSP. Por otro lado, es posible generar y migrar código desde *Matlab/Simulink*® hacia el DSP; sin embargo, esto no permite al programador realizar pruebas minuciosas ya que el compilador genera de manera directa el código y, por lo tanto, no es posible realizar cambios en las lecturas de las señales o en las secuencias en las cuales debe dispararse el DTC en el DSP cuando se encuentra ya en la etapa de implementación.

4.7.3 Programación en lenguaje C

El DSP debe ser programado en *Code Composer Studio*® (CCS) que es el compilador que *Texas Instruments*® ofrece para los desarrolladores; el código fuente a programar se realiza en lenguaje C. Sin embargo, programar directamente la técnica DTC en el DSP sin experiencia del comportamiento de la técnica en un PMSM, incluso a potencia baja, es peligroso ya que, de existir un fallo, la corriente en el estator podría aumentar a un punto en el que la máquina o el usuario estarían en riesgo; por otro lado existe la característica del régimen de frecuencia variable propia del DTC la cual debe asegurarse no sobrepasar la frecuencia de conmutación máxima del inversor de voltaje, o de lo contrario éste estaría en riesgo de igual forma.

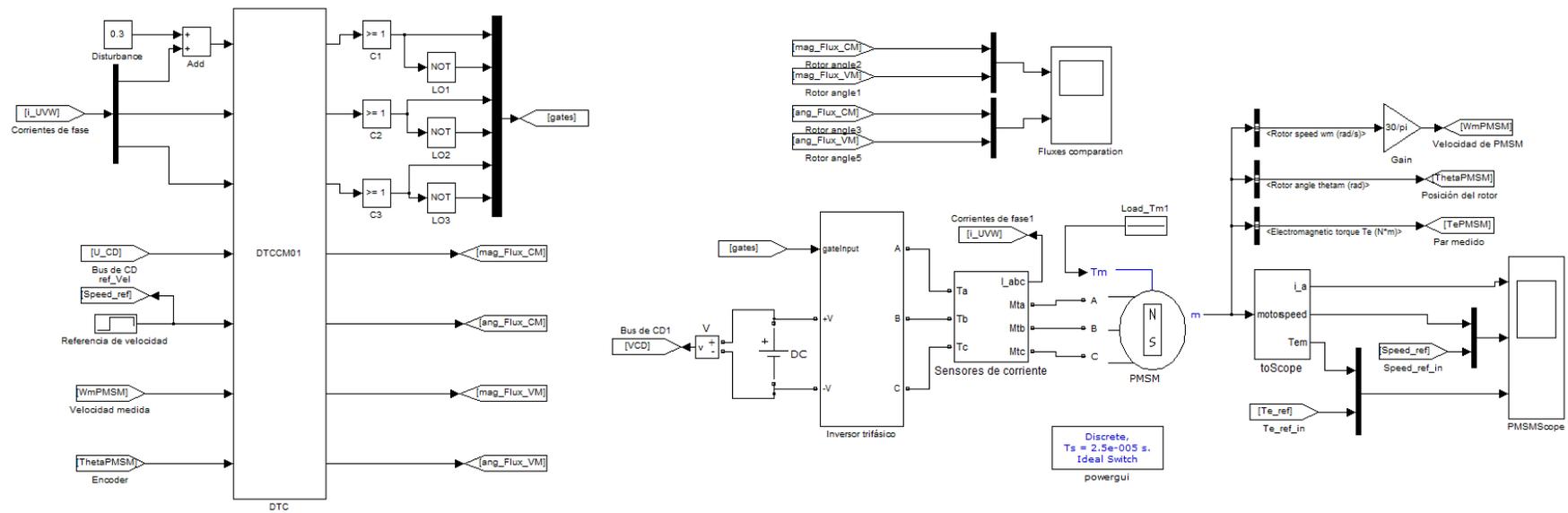


Fig. 4.7 Diagrama a bloques completo de la simulación del DTC en un PMSM

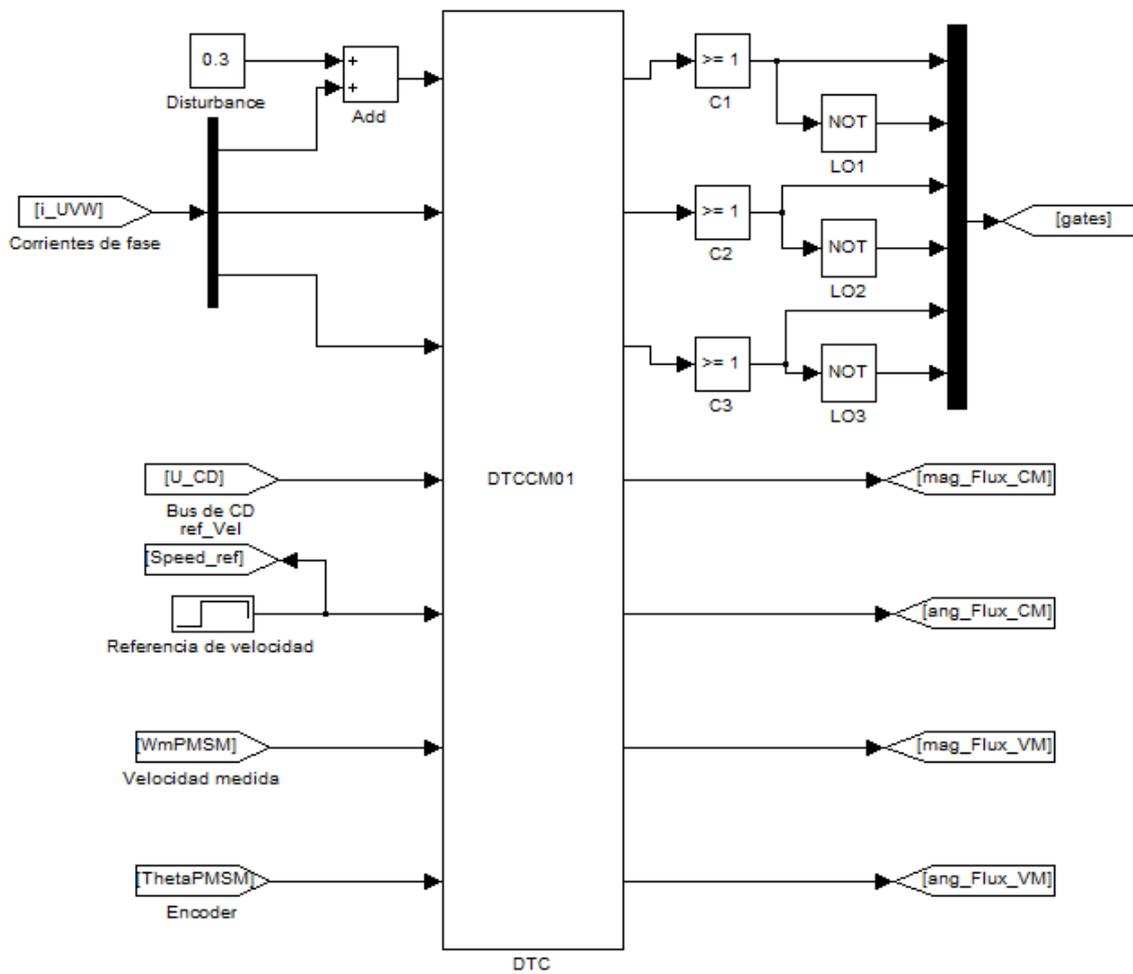


Fig. 4.8 Bloque de S-function configurado como controlador DTC

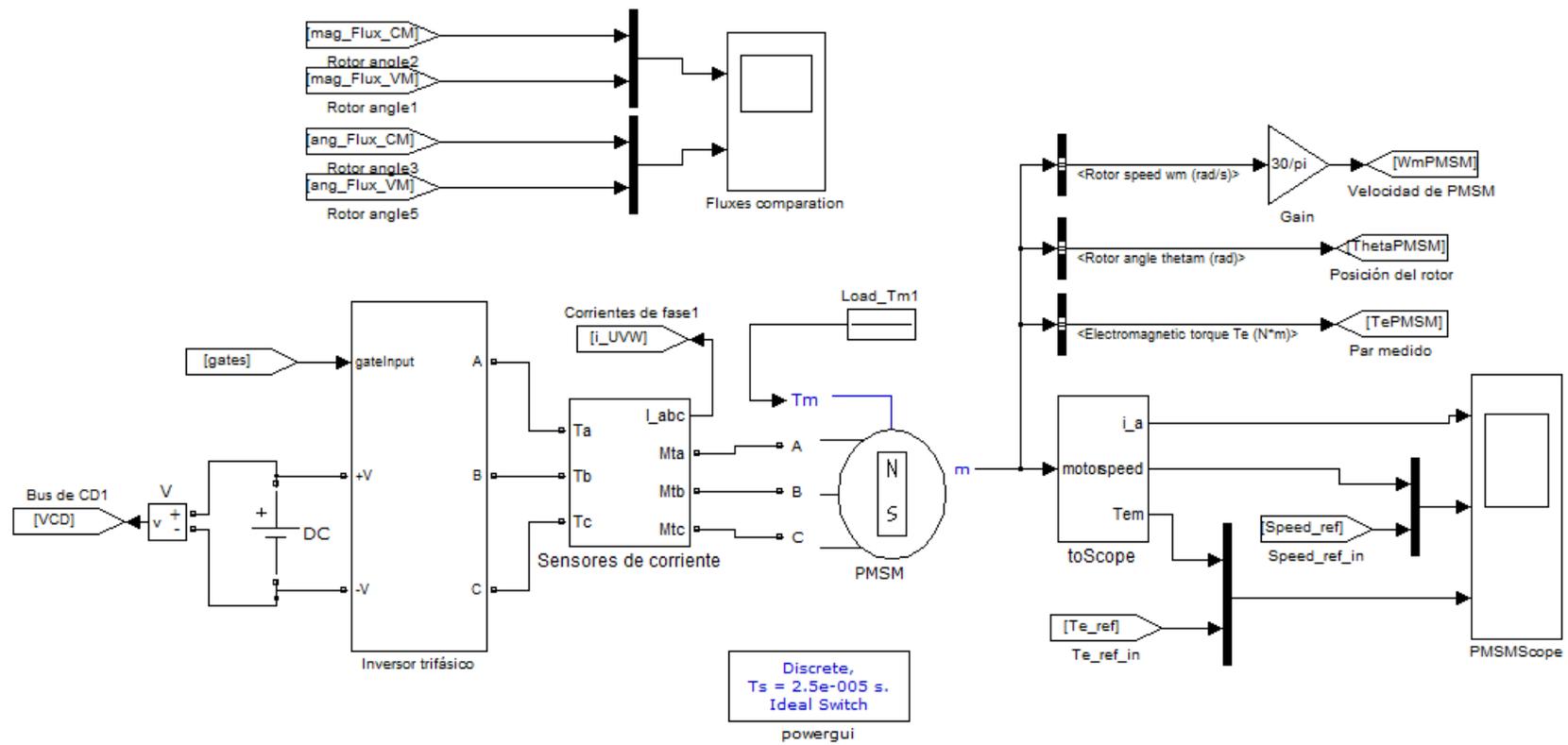


Fig. 4.9 Bloques de inversor, PMSM y sensores de corriente, par, velocidad y posición

La solución propuesta es el uso del bloque S-function de *Matlab/Simulink*®. Dicho bloque puede ser configurado como un bloque único para todo el esquema de control, a diferencia del esquema a bloques que necesita un bloque por cada operación, y es desarrollado en lenguaje C utilizando las librerías *MEX* de *Matlab/Simulink*® y el compilador de *Visual C++ 2010*® para 64 bits. La Fig. 4.8 y Fig. 4.9 muestran la división de la etapa de control y potencia de la simulación respectivamente. El bloque S-function permite la generación de una función, la cual es una descripción de un sistema dinámico. Las funciones S pueden ser escritas en C, lenguaje de MATLAB (nivel 1) y fortran. En el bloque es posible configurar el número de variables de entrada y salida, el tipo de dato de cada variable, el tiempo de muestreo, el archivo ligado al bloque, en este caso un archivo de tipo C. Con esto es posible programar un DTC en lenguaje C y probarlo directamente en la simulación para un PMSM. La configuración y el código genérico del bloque se muestran en la Fig. 4.10:

```

#define S_FUNCTION_NAME timestwo
#define S_FUNCTION_LEVEL 2
#include "simstruc.h"
static void mdlInitializeSizes(SimStruct *S){
    ssSetNumSFcnParams(S, 0);
    if (ssGetNumSFcnParams(S) != ssGetSFcnParamsCount(S)){
        return;
    }
    if (!ssSetNumInputPorts(S, 1)) return;
    ssSetInputPortWidth(S, 0, DYNAMICALLY_SIZED);
    ssSetInputPortDirectFeedThrough(S, 0, 1);

    if (!ssSetNumOutputPorts(S,1)) return;
    ssSetOutputPortWidth(S, 0, DYNAMICALLY_SIZED);
    ssSetNumSampleTimes(S, 1);
    ssSetSimStateCompliance(S, USE_DEFAULT_SIM_STATE);
    ssSetOptions(S,
        SS_OPTION_WORKS_WITH_CODE_REUSE |
        SS_OPTION_EXCEPTION_FREE_CODE |
        SS_OPTION_USE_TLC_WITH_ACCELERATOR);
}
static void mdlInitializeSampleTimes(SimStruct *S){
    ssSetSampleTime(S, 0, INHERITED_SAMPLE_TIME);
    ssSetOffsetTime(S, 0, 0.0);
    ssSetModelReferenceSampleTimeDefaultInheritance(S);
}
static void mdlOutputs(SimStruct *S, int_T tid){
    int_T i;
    real_T *y = ssGetOutputPortRealSignal(S,0);
    int_T width = ssGetOutputPortWidth(S,0);
    for (i=0; i<width; i++) {
        *y++ = 10.0*uPtrs[i];
    }
}
static void mdlTerminate(SimStruct *S){}
#ifdef MATLAB_MEX_FILE
#include "simulink.c"
#else
#include "cg_sfun.h"
#endif
}

```

←----- Encabezado del programa

←----- Inicialización de variables de entrada y salida (tamaño, tipo y número)

←----- Configuración del tiempo de muestreo

←----- Asignación de variables de entrada y salida (Cuerpo del programa principal)

←----- Definición del archivo MEX para MATLAB

Fig. 4.10 Código genérico de configuración del bloque S-function

4.7.4 Resultados de la simulación

La Fig. 4.11 muestra los primeros resultados obtenidos ante la programación del DTC en un PMSM, usando el esquema de DTC clásico. Una referencia de torque, en este caso el par nominal de la máquina, es colocada de forma positiva y negativa; el sistema no cuenta con par de carga. La consecuencia es el aumento progresivo de la velocidad del PMSM cuando la referencia del par es positiva y su decrecimiento cuando es negativa. A medida que la velocidad tiende a llegar a $\pm 2000 \text{ min}^{-1}$, la señal de torque comienza a disminuir, esto se debe a que la máquina comienza a llegar a una velocidad máxima y entra en campo saturado y, por lo tanto, decrementa el par para compensar el sistema.

La Fig. 4.12 muestra los valores calculados de flujo y par electromagnético por el algoritmo de DTC propuesto mientras que la Fig. 4.13 muestra el comportamiento de los fasores componentes del flujo $(\psi_{\alpha}, \psi_{\beta})$ y su descripción en un plano de dos dimensiones, el resultado es la generación de un círculo de flujos el cual puede usarse para describir una magnitud constante del vector de flujo que rota de forma progresiva en el plano α, β .

Por otro lado, se realizaron pruebas con un lazo de control de velocidad, para ello se generó un algoritmo de control proporcional integrativo (PI) el cual genera la referencia variable al controlador de torque y, entonces, es capaz de abatir las perturbaciones de carga para, así, generar una señal de velocidad constante del rotor de PMSM. La Fig. 4.14 muestra las señales obtenidas al colocar el lazo de control de velocidad. Al aplicarse una referencia de velocidad, el DTC de lazo de control de velocidad abate el error generado y obtiene una señal de velocidad constante en los periodos en los que la referencia permanece constante.

Se programaron 3 cambios de velocidad, el primero a 1000 min^{-1} hasta 0.025 s , el segundo a 100 min^{-1} hasta 0.8 s y el tercero de 500 min^{-1} hasta terminar la simulación; una carga de 10 N.m , aproximadamente 2 veces más grande que la carga nominal del motor, es aplicada al sistema en el periodo comprendido de 0.1 y 0.15 s .

Los resultados reflejan un alcance de la velocidad deseada en solo 0.004 s en cada uno de los cambios establecidos a la velocidad de referencia del sistema, si bien la carga frena ligeramente la velocidad del motor, ésta es abatida de forma instantánea.

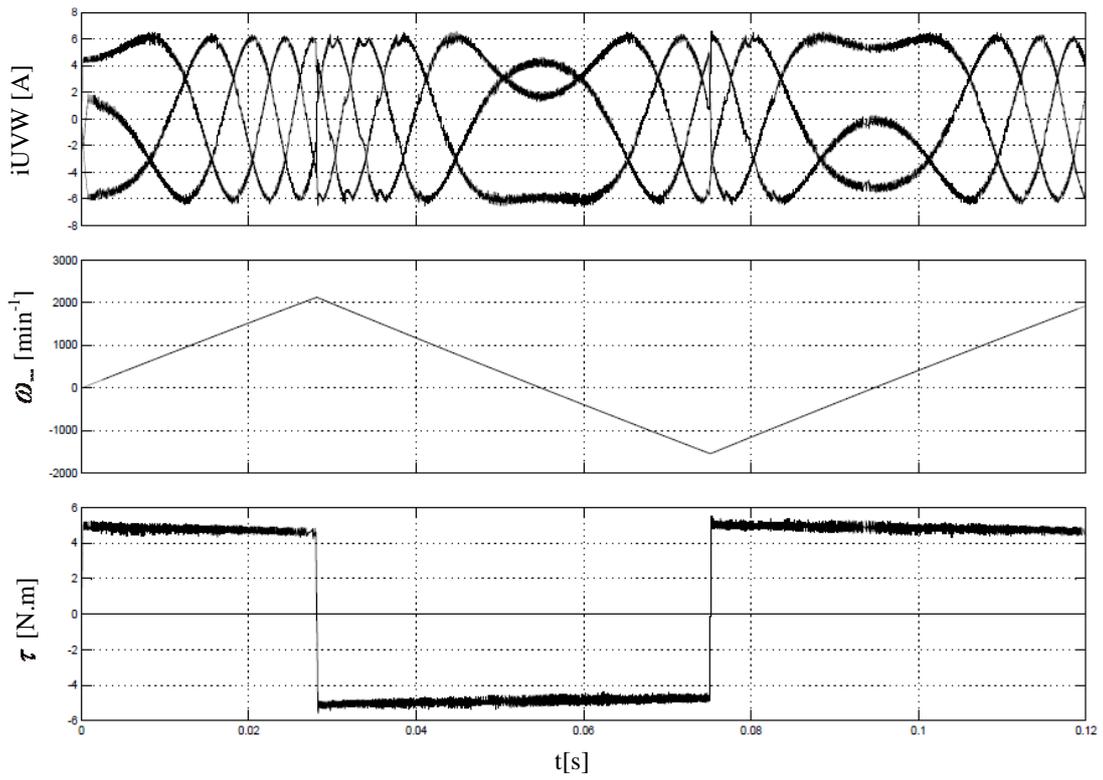


Fig. 4.11 Resultados de la simulación de un DTC clásico sin lazo de control de velocidad

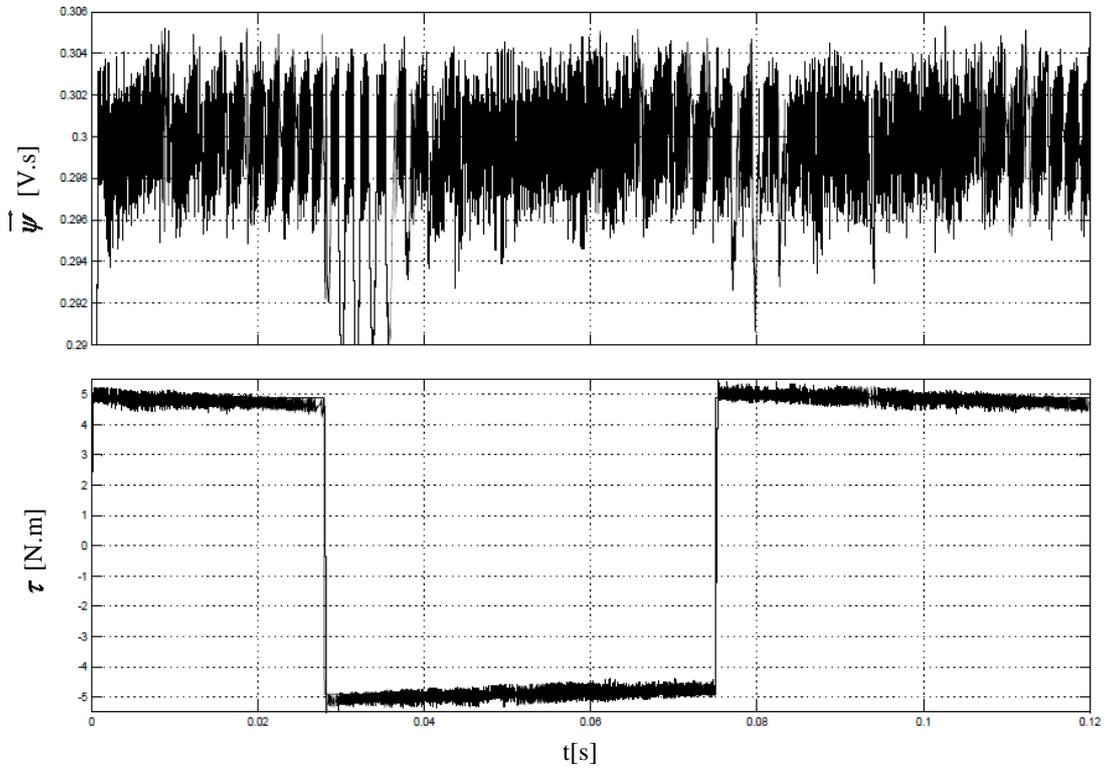


Fig. 4.12 Valores calculados de Flujo y Par electromagnético del PMSM

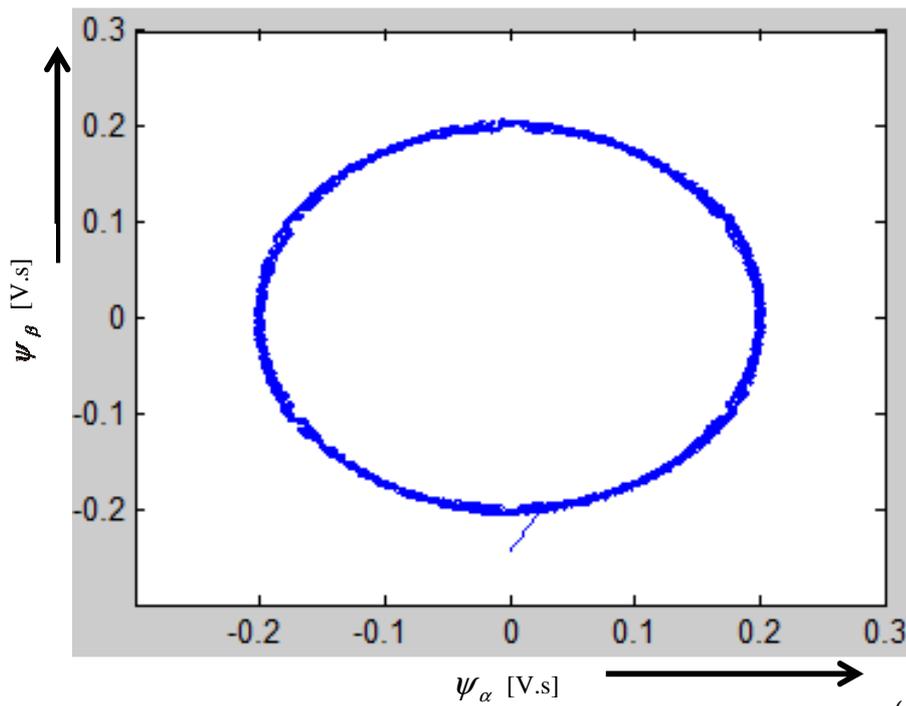


Fig. 4.13 Circulo de flujos producido por los valores de los componentes del vector de flujo $(\psi_\alpha, \psi_\beta)$

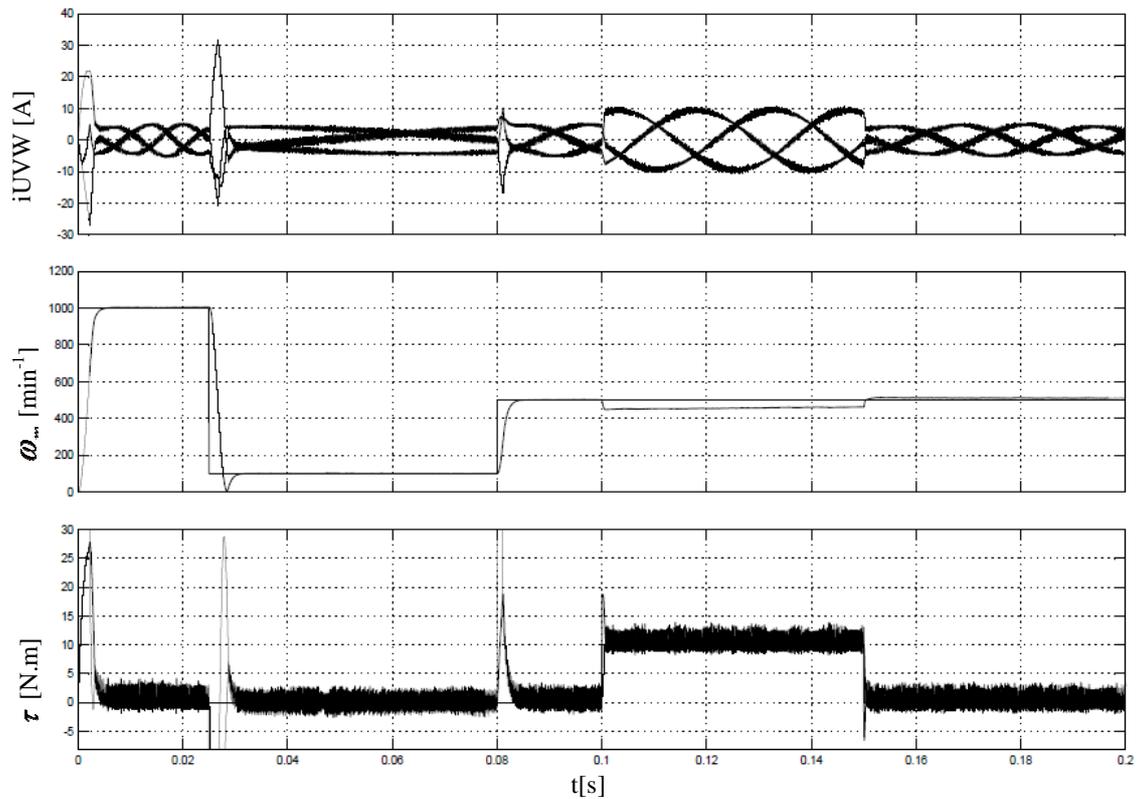


Fig. 4.14 Señales de corriente de fase, velocidad del PMSM en min^{-1} y señal de Par en N.m

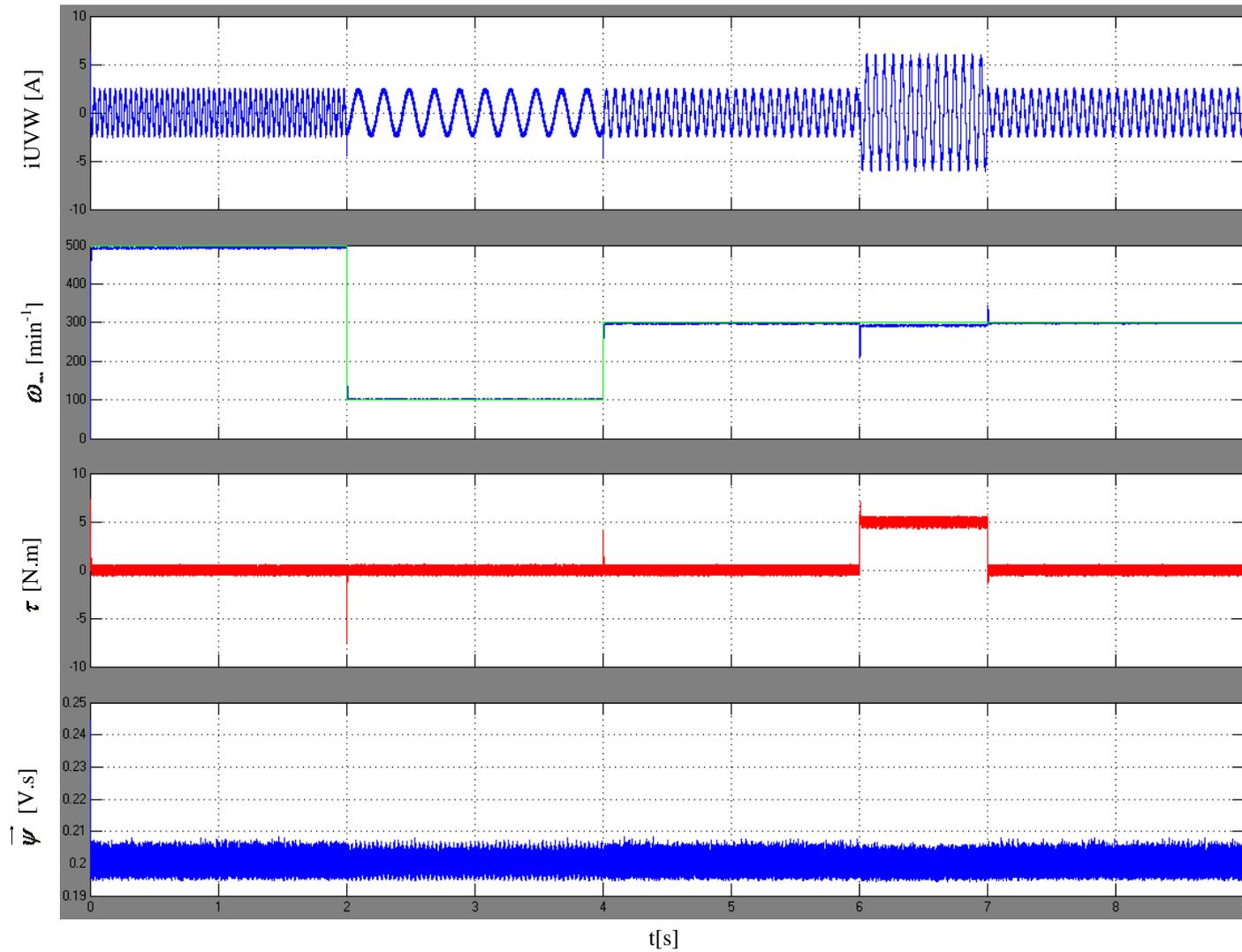


Fig. 4.15 Simulación de la prueba de velocidad a desarrollarse de forma experimental

Por su parte, la Fig. 4.15 muestra la simulación ante tiempo al que será sometido el motor en la prueba real. Los resultados de la simulación son descritos a continuación según los cambios de velocidad programados en el lazo de velocidad del DTC: Los resultados obtenidos serán corroborados en el capítulo siguiente.

0-2s.- Una referencia de 500 min^{-1} es colocada como entrada de referencia de velocidad en el sistema, es posible notar un pequeño sobre impulso de la corriente y el par debido a que la máquina es arrancada desde un estado de reposo, la velocidad deseada es alcanzada en un intervalo muy pequeño de tiempo manteniéndose estable durante la permanencia de dicha referencia, por su parte el torque y la magnitud del flujo permanecen constantes durante dicho intervalo, 0 N.m y 0.2 V.s respectivamente.

2 – 4s.- Durante este intervalo una referencia de 100 min^{-1} es colocada a la entrada del lazo de velocidad, como consecuencia el rotor de la máquina baja de forma instantánea su velocidad y la corriente baja su frecuencia de igual forma. Pequeños puntos de cambio de par son observados al inicio y al final del periodo, pero estos son abatidos de inmediato, por su parte la magnitud del flujo permanece constante.

4- 9s.- Durante este periodo, la referencia de velocidad es situada en 300 min^{-1} , sin embargo una carga de 5 N.m es inyectada en el intervalo de $6-7\text{s}$, el DTC actúa de forma instantánea abatiendo el par de carga, la velocidad se ve poco afectada tanto al inicio como al final del par a de carga, como consecuencia, la corriente y el par ofrecido por la máquina aumentan.

Como se comentó en la sección del modelo de voltaje para un DTC, se realizaron pruebas de error en las mediciones de corriente, la prueba consiste en la inserción de un valor erróneo en la medición de una de las fases y su corrección a partir del análisis de dicha medición con respecto al modelo de corriente como se aprecia en Fig. 4.16. El modelo de corriente y voltaje fueron programados y puestos en marcha de forma paralela, el error en la medición de corriente de la fase U fue simulado colocando un punto de suma y agregando el 10% de valor de corriente nominal del sistema. En la Fig. 4.17, refleja una variación en la estimación de la magnitud y ángulo del vector de flujo del sistema. Si bien la estimación de la magnitud varía un poco, la estimación del ángulo, encargada de mantener en operación al DTC, permanece sin cambios significativos.

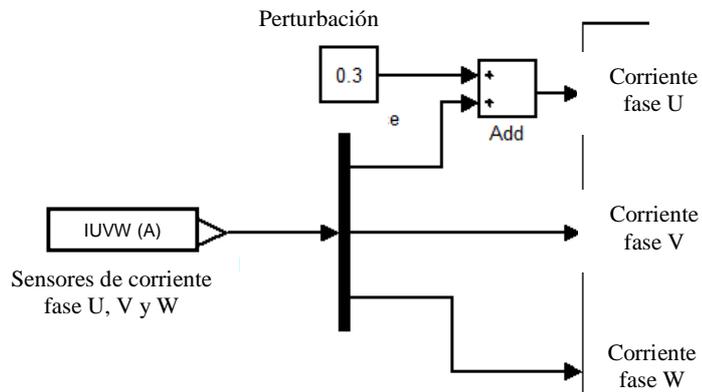


Fig. 4.16 Simulación de error en medición de la fase U del PMSM

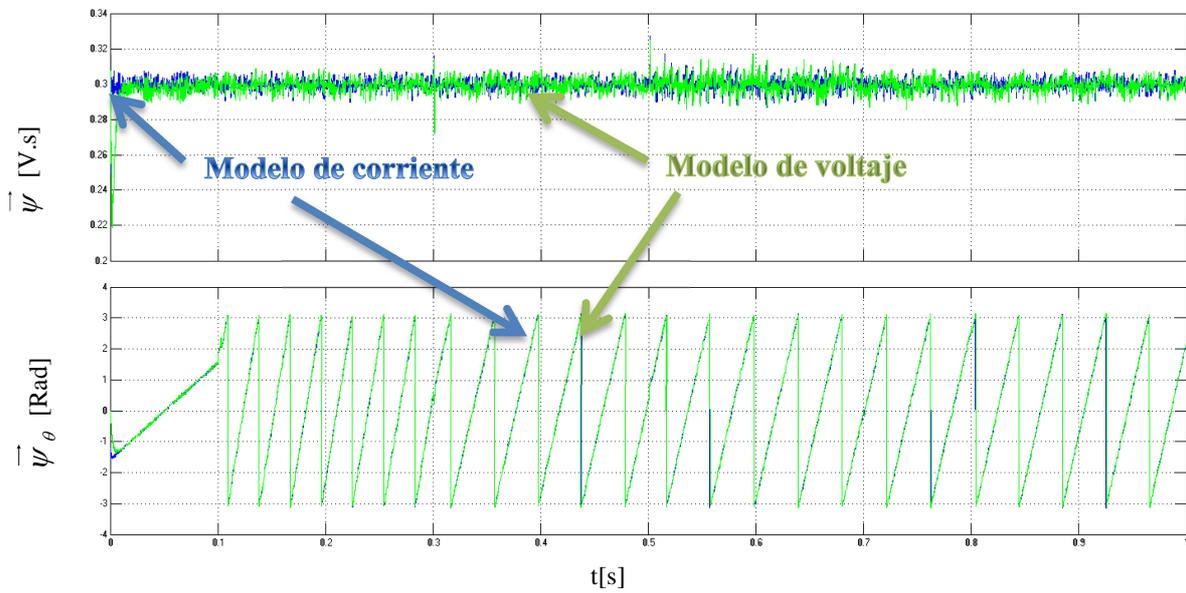


Fig. 4.17 Magnitud y ángulo del flujo por moadelo de corriente y voltaje con corrección

**CAPÍTULO V: IMPLEMENTACIÓN DIGITAL DEL CONTROL DIRECTO DEL PAR EN
UN MOTOR SÍNCRONO DE IMÁN PERMANENTE**

5.1 Introducción

La implementación del DTC en un PMSM significa reunir e integrar los resultados obtenidos en los capítulos anteriores para la correcta operación de la técnica de control.

Para comprobar los resultados obtenidos del capítulo IV, una prueba experimental es planteada y realizada; la Fig. 5.1 muestra el esquema general de conexiones necesario para generar la etapa de pruebas experimentales de DTC en un PMSM. Como se observa dicha figura, es necesario utilizar el circuito de tratamiento de señales del encoder que fue generado para las pruebas de identificación del Capítulo II, realizar las conexiones propias del inversor diseñado y ensamblado en el Capítulo III y descargar el algoritmo programado en el bloque S-function del Capítulo IV.

En el esquema, también es posible observar una etapa de potencia, que al ser dirigida por el inversor trifásico, alimenta al motor y permite su operación. Por su parte también es necesario contemplar una etapa de sensado de las corrientes de fase con el fin de generar el DTC y monitorear el comportamiento del PMSM.

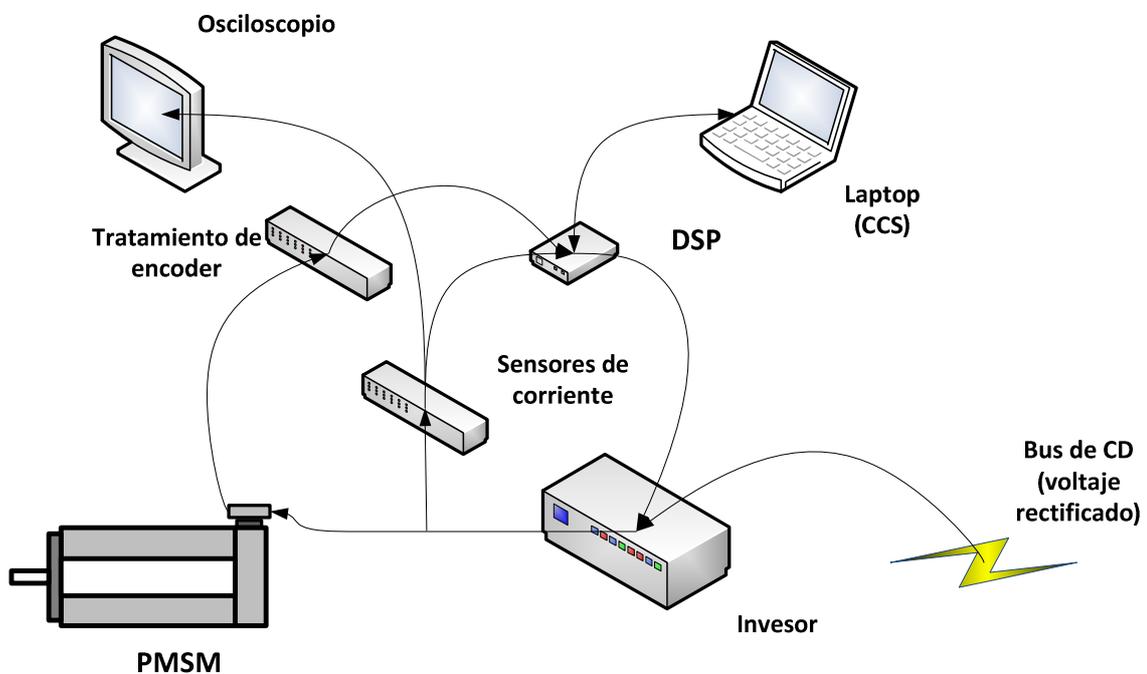


Fig. 5.1 Esquema general de conexiones para la implementación del DTC

5.2 Acoplamiento y conexiones de dispositivos

Sensores de corriente. Como se comentó en el capítulo anterior, el sensado de las corrientes de fase es indispensable en la implementación del DTC, por ello, un circuito de sensores de corriente de efecto Hall es presentado. El sensor es un sensor de efecto Hall modelo LTS-27 capaz de medir $\pm 80A$ si se conecta de forma directa, mientras que es capaz de medir $\pm 27 A$ si se configura con una vuelta en sus terminales de medición. Por otro lado, dicho sensor ofrece a su salida una señal de voltaje de 0-5 VCD correspondiente a la señal de corriente medida teniendo como 0A un voltaje de 2.5 VCD. Dicha señal no puede ser ingresada al puerto ADC del DSP de forma directa, por lo que se utilizó el circuito de acoplamiento de sensor de corriente visto en [20] y se procedió a generar y calibrar la placa de sensores. La placa terminada se muestra en la Fig. 5.2.

Bus de CD. Por su parte, la potencia eléctrica (Bus de CD) necesaria para alimentar a la máquina a través de la dirección del inversor trifásico, el DSP y la técnica DTC se obtiene de la rectificación de la señal de voltaje de línea monofásica. Esto se logra al utilizar un transformador monofásico variable y una etapa de rectificación por puente de diodos junto con el uso de capacitores de alto voltaje. La Fig. 5.3 muestra la interconexión de dichos dispositivos.

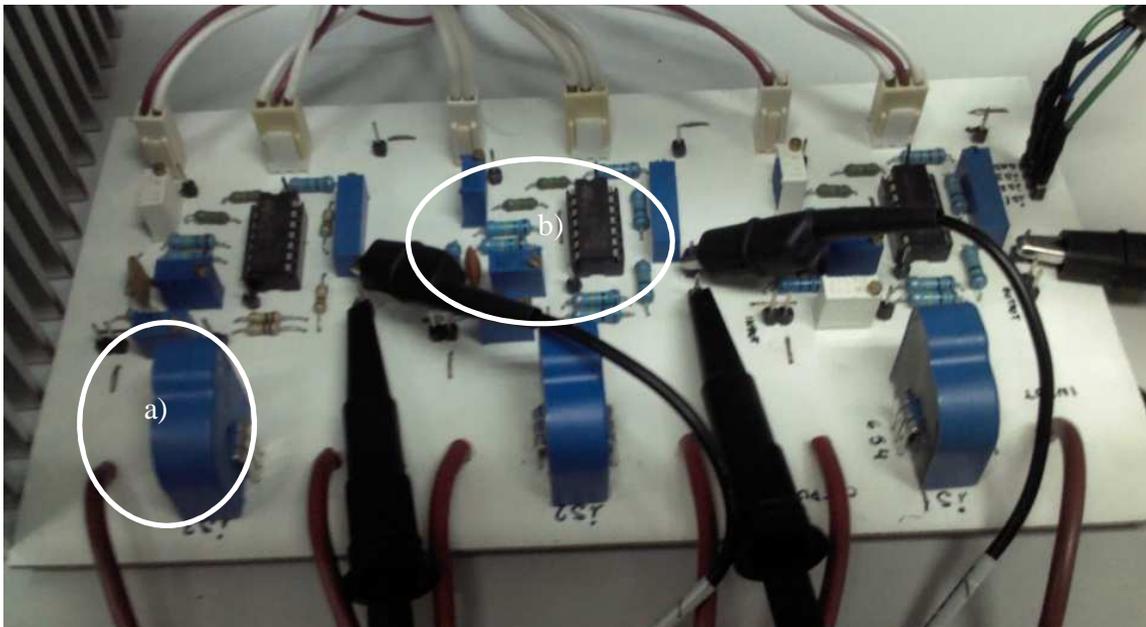


Fig. 5.2 Placa de sensores de corriente a) Sensor de efecto Hall y b) Circuito de acoplamiento

Banco de pruebas del PMSM. El PMSM utilizado se encuentra en un banco de pruebas acoplado cara a cara con un motor de inducción. Cuenta con dos bornes de conexión, el primero es para las fases *U*, *V* y *W* mientras que el segundo es el correspondiente al encoder. La Fig. 5.4 muestra el banco de pruebas en el que se encuentra el PMSM y sus bornes de conexión.

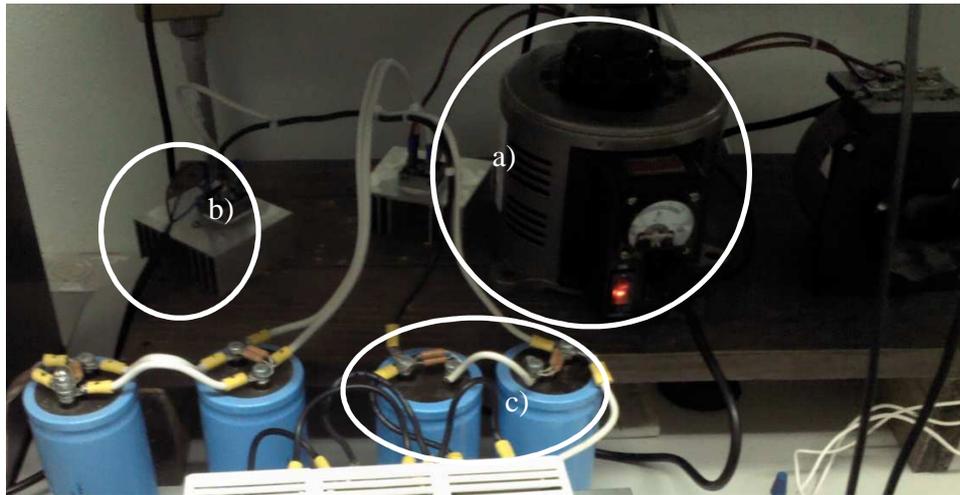


Fig. 5.3 Bus de CD, a) Transformador variable, b) Puente de diodos de potencia y c) Capacitores de alto voltaje

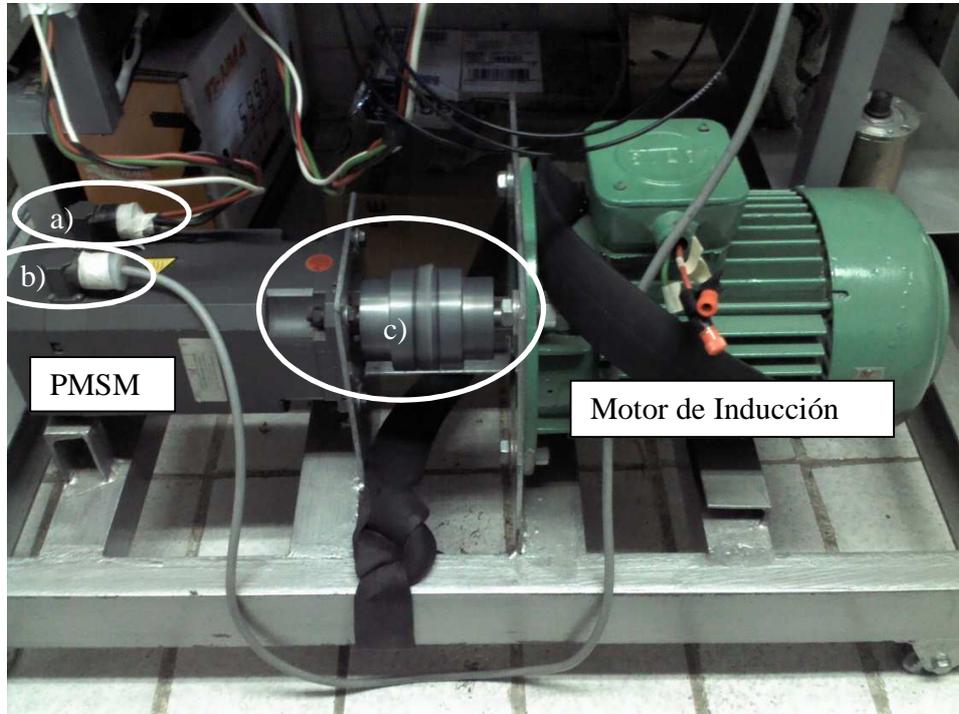


Fig. 5.4 Banco de pruebas del PMSM, a) Borne de fases, b) Borne de encoder y c) Rotor acoplado mecánicamente

La Fig. 5.5 muestra el *Setup* construido, los dispositivos que lo conforman se muestran a continuación:

- a) Osciloscopio
- b) Computadora en la que se edita el programa
- c) Transformador monofásico y etapa de rectificación (Bus de CD)
- d) Inversor trifásico
- e) Placa de sensores de corriente de efecto Hall
- f) Placa de acoplamiento del Encoder
- g) TMS320F28335, sistema de control digital
- h) Banco de pruebas de motor

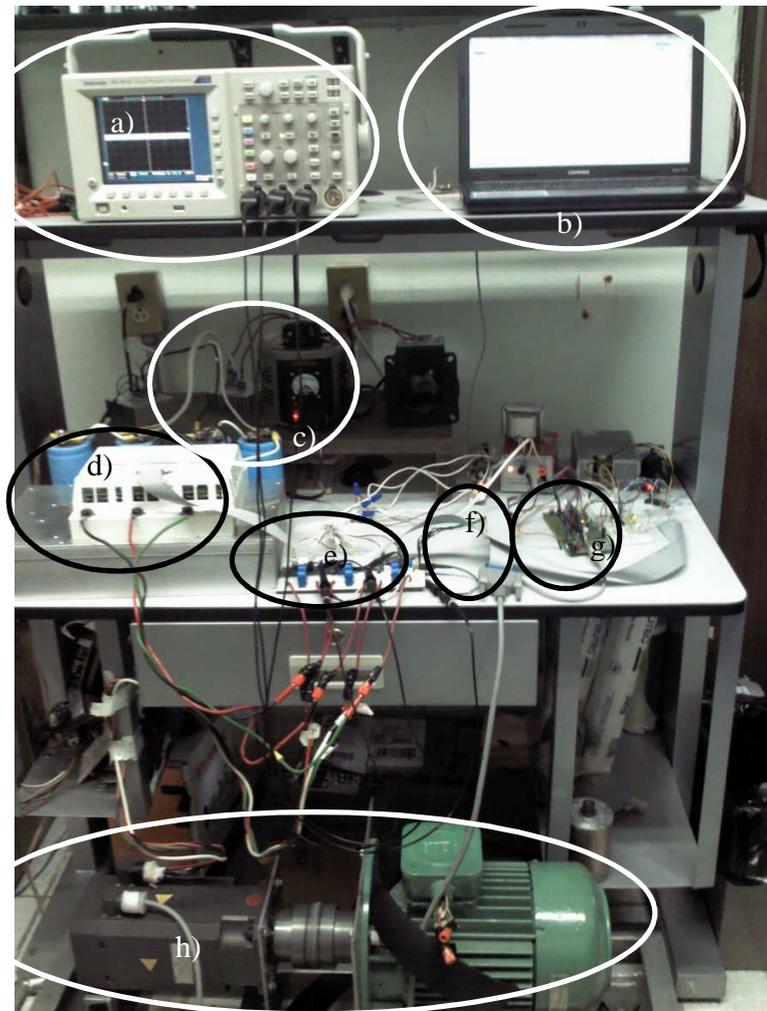


Fig. 5.5 Setup del sistema

5.3 Resultados experimentales

El algoritmo generado en *Matlab/Simulink*® y visto en el Capítulo anterior es insertado en la sección de la rutina principal en CCS y descargado al DSP para su operación. Usando el análisis visto en [14], la referencia del flujo electromagnético es situada en 2.0 V.s con el fin de evitar la saturación magnética de la máquina. Por su parte, el algoritmo PI correspondiente al controlador de velocidad es ajustado conforme los resultados obtenidos en la simulación $Kp=0.1$ y $Ki=0.5$, el lazo de velocidad es contemplado desde el inicio debido a que la máquina acelera de forma instantánea conforme al análisis realizado en el Capítulo anterior.

Las señales de velocidad, par y flujo, son normalizadas entre -0.9 y 0.9 y enviadas a un puerto digital analógico (DAC, por sus siglas en inglés *Digital to Analog Converter*), filtradas con el uso de un filtro pasa bajos y observadas en el osciloscopio en un equivalente de $0-3\text{V}$, dejando un valor de velocidad, par y flujo máximos de 1000 min^{-1} , 6N.m y 3V.s respectivamente. Por su parte, la señal de corriente de fase U es observada de forma directa a la salida del acoplamiento de señales de corriente hacia el DSP observándose 7A por cada 0.5V en el osciloscopio.

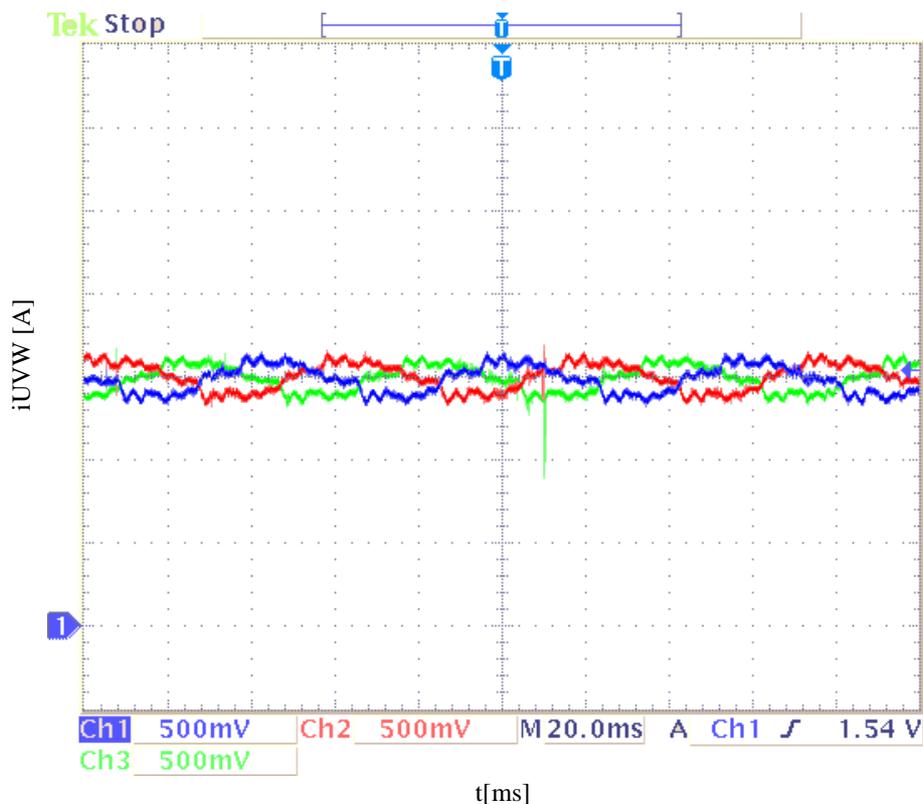


Fig. 5.6 Corrientes de fase ante prueba de DTC sin lazo de velocidad

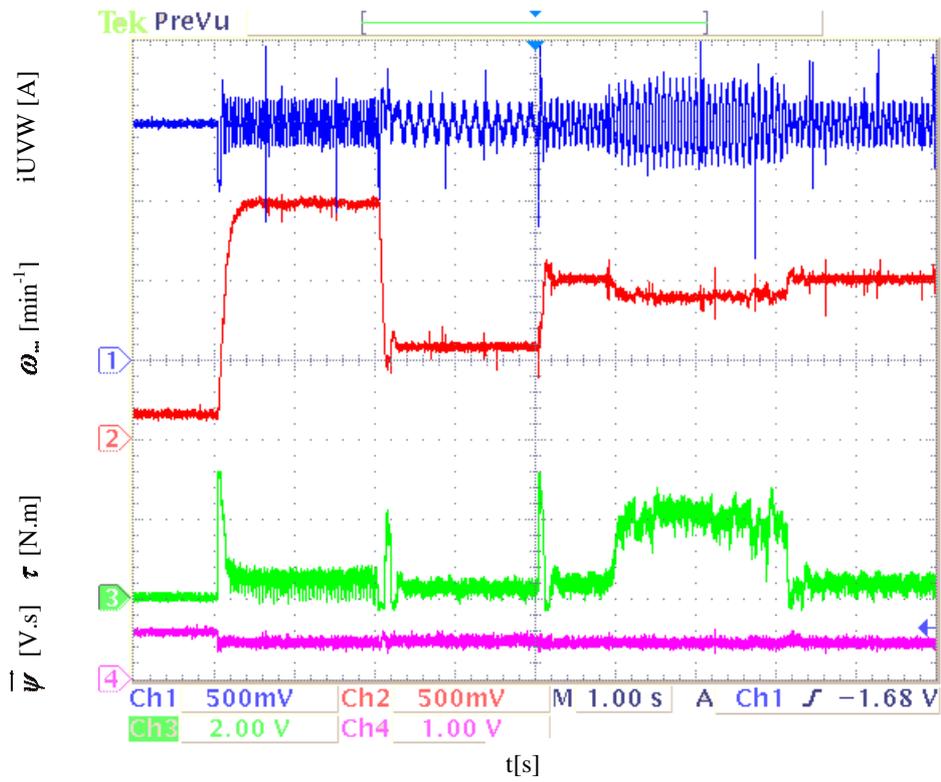


Fig. 5.7 Señales de salida de la prueba principal del DTC en el PMSM

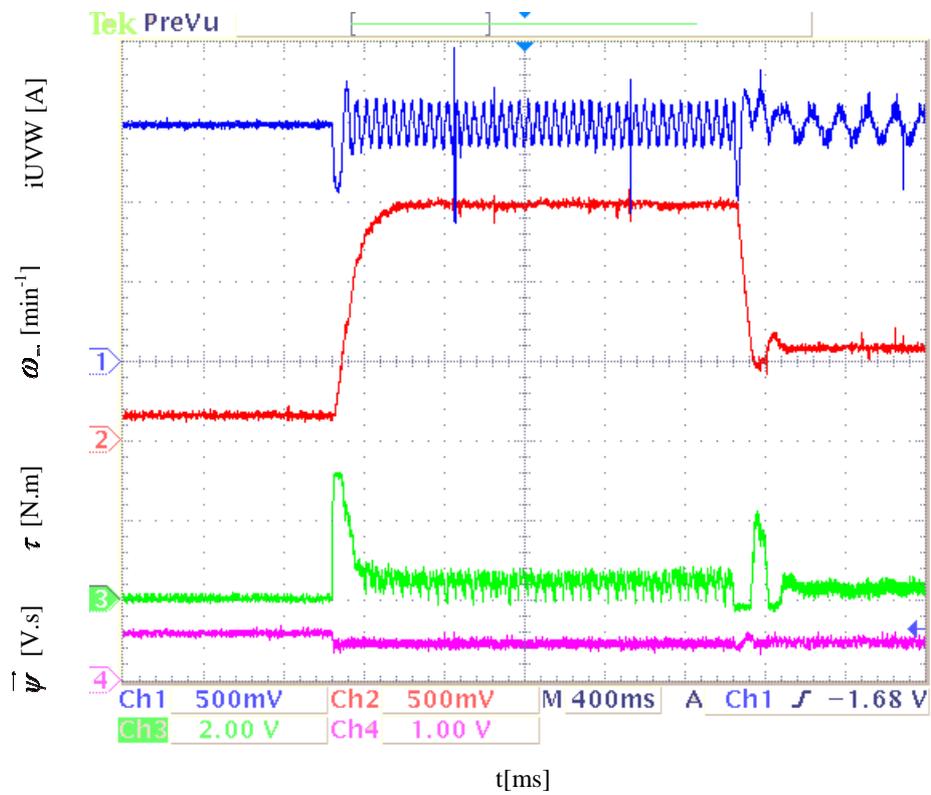


Fig. 5.8 Acercamiento de las señales en el periodo de velocidad $\omega^* = 500 \text{ min}^{-1}$

La Fig. 5.6 muestra las corrientes de fase en estado estacionario a una velocidad de 500 min^{-1} , la magnitud de las corrientes de fase es de alrededor de $1.5A$. Las pruebas consiguientes se realizan a una velocidad programada de 500 , 300 y 100 min^{-1} tal como fue planteado en la etapa de simulación.

En la Fig. 5.7 se observan los cambios de velocidad programados en el DSP para el control de la máquina; de forma similar a lo observado en la simulación, los cambios de velocidad son obtenidos de forma instantánea generándose un cambio en la frecuencia de la corriente de fase, esto de forma directamente proporcional al cambio de velocidad de la máquina. Al colocar el par de carga se aprecia un aumento de la corriente junto con el valor del par calculado mientras que el valor de la magnitud del flujo tiende a seguir la referencia colocada en instante de operación.

La Fig. 5.8 muestra el cambio de velocidad de 0 , 500 a 100 min^{-1} , mientras que la Fig. 5.9 muestra un acercamiento del transitorio del arranque de la máquina; al aplicar el par máximo existe un instante de no actividad de la máquina al no contar con par inicial, la maquina arranca en alrededor de 10 ms , mientras que el transitorio de velocidad es abatido en alrededor de 100 ms ; el pico de corriente y par es de $7A$ y 6 N.m respectivamente, la señal del flujo de estator toma el valor del flujo del imán permanente cuando la maquina está en reposo y presenta un descenso al arrancar debido a programarse un valor de 0.2 V.s como valor de referencia de flujo. La Fig. 5.10 muestra un acercamiento del cambio de velocidad de 500 a 100 min^{-1} , al disminuir el valor de par de referencia le lleva a la máquina 20 ms vencer la inercia y comenzar a disminuir la velocidad, la corriente presenta un pico de $7A$ durante la transición, por su parte el valor de flujo de estator incrementa un poco pero es abatido de forma instantánea al llegar la velocidad a un valor de referencia.

Por su parte, la Fig. 5.11 muestra un acercamiento al cambio de velocidad de 100 min^{-1} ; perturbaciones en la señal del par y corriente son observados como consecuencia del cambio de velocidad; por otro lado, la señal de magnitud de flujo aumenta ligeramente, esto como consecuencia de la cantidad de voltaje ofrecido en el bus de CD. Para bajar la velocidad a ese nivel, la máquina debe compensar aumentando ligeramente el valor del flujo electromagnético.

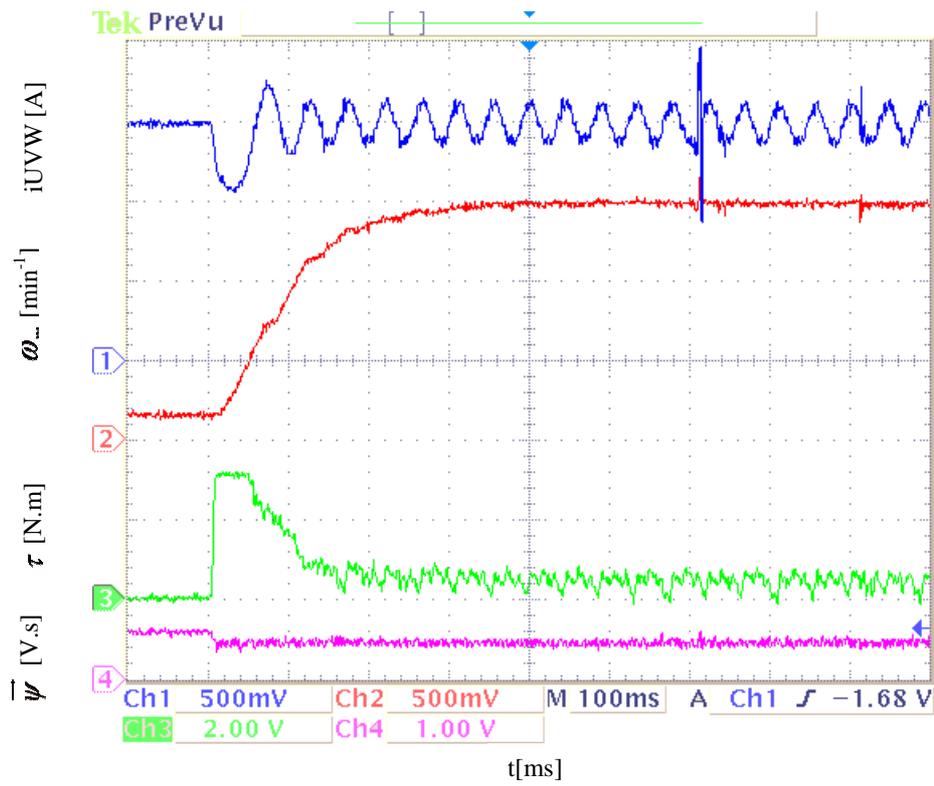


Fig. 5.9 Acercamiento del transitorio de arranque de la máquina

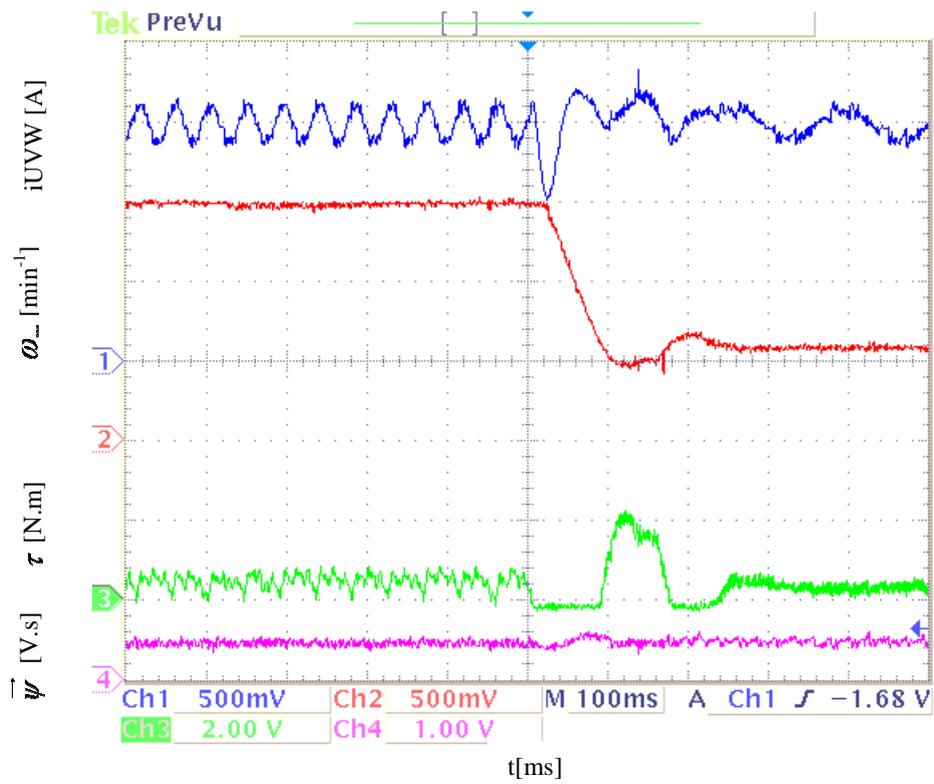


Fig. 5.10 Acercamiento del transitorio de cambio de velocidad de la máquina

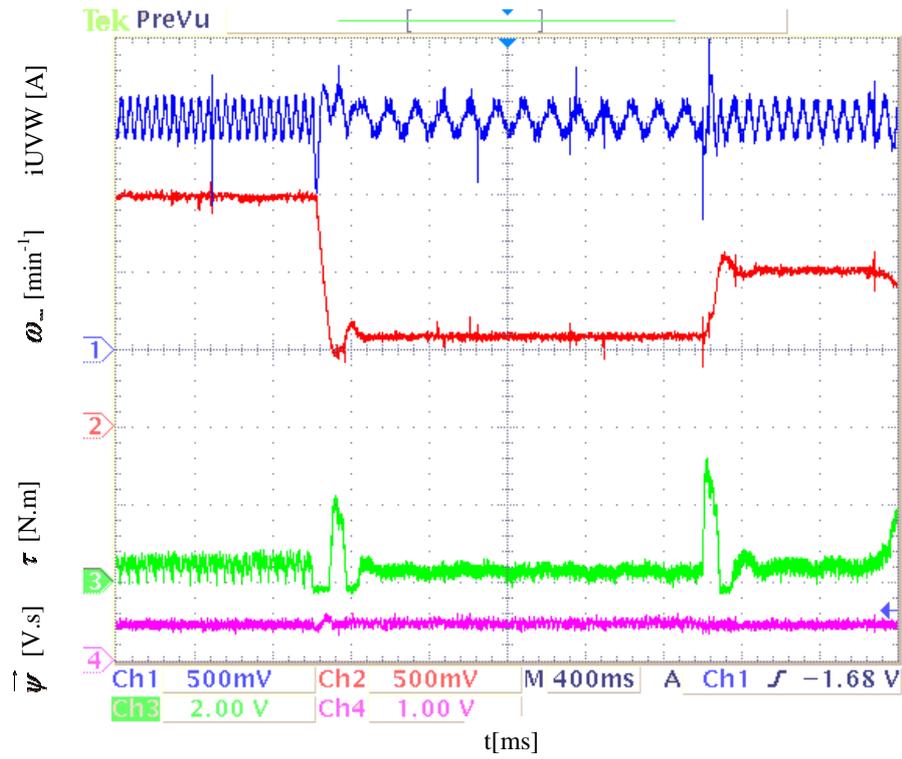


Fig. 5.11 Acercamiento de las señales en el periodo de velocidad $\omega^* = 100 \text{ min}^{-1}$

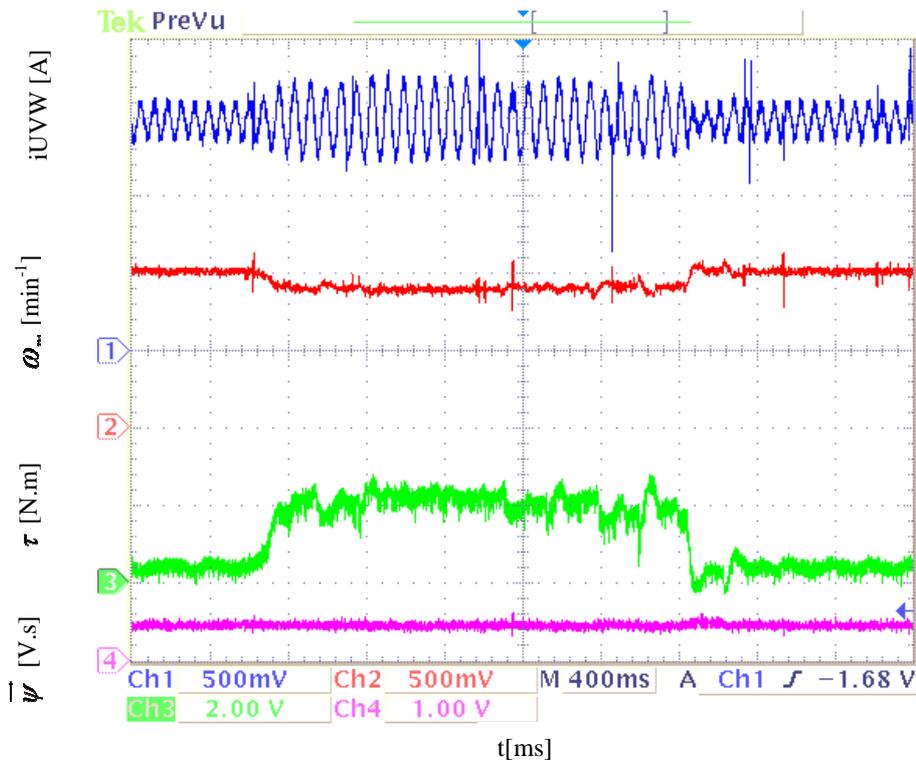


Fig. 5.12 Acercamiento de las señales en el periodo de velocidad $\omega^* = 300 \text{ min}^{-1}$

Por otro lado, la Fig. 5.12 muestra un acercamiento del instante en que la carga es aplicada al sistema, la cual es de alrededor de 3 N.m; inmediatamente el DTC compensa la variación del par aumentando la salida de par del sistema, en consecuencia las corrientes de fase aumentan, alcanzando un valor alrededor de 3A. Por su parte, la velocidad de la máquina desciende ligeramente por consecuencia de la perturbación de carga, sin embargo tiende a mantener la velocidad de referencia, mientras que la magnitud del flujo permanece constante como lo observado en los intervalos anteriores.

CAPÍTULO VI: CONCLUSIONES Y TRABAJOS FUTUROS

6.1 Conclusiones

Del desarrollo del presente trabajo de tesis y experimentación de cada una de las etapas del proyecto se pueden concluir los siguientes puntos:

Las técnicas *off-line* permiten realizar pruebas de identificación de parámetros de forma sencilla y barata para un motor síncrono de imán permanente. La prueba de caída de corriente permite la identificación de las inductancias ante la saturación magnética producida al llevar a los devanados de la máquina a los valores de corriente nominales. Por su parte, el uso del algoritmo de optimización por enjambre de partículas para la identificación de inductancias refleja los mismos parámetros dejando claro que la máquina cuenta con polos lizos y una inductancia muy cercana a la mencionada por el fabricante.

La prueba de identificación del flujo del imán permanente de la máquina significó la identificación del valor actual de dicho parámetro bajo diferentes regímenes de velocidad del motor comprobando que la constante eléctrica de la máquina ofrecida por el fabricante corresponde con los valores medidos. Aunado a esto se obtuvo un acoplamiento de señal diferencial seno/coseno a una señal en cuadratura necesario para la implementación de una técnica moderna de control de máquinas eléctricas.

La identificación de los parámetros de la máquina, permite obtener el modelo actualizado del motor, con esto es posible generar una técnica moderna de control de máquinas eléctricas en un motor síncrono de imán permanente, esto, al obtener la posibilidad de realizar simulaciones en el ambiente *Matlab/Simulink*® con los valores reales de la máquina en la que se desean realizar pruebas experimentales y así obtener resultados de simulación que reflejan la dinámica de la máquina bajo diferentes regímenes de operación.

La generación del algoritmo del control directo de par en lenguaje C de programación desde la etapa de simulación, permite establecer experiencia con la técnica antes de ser llevada a la etapa de implementación en un procesador digital de señales, con esto se produjo un aumento en la seguridad del personal a cargo de la realización de los experimentos y permitió diseñar etapas de seguridad en caso de falla del sistema.

El diseño de un inversor de voltaje trifásico desde una etapa inicial generó una disminución en los costos de la implementación del control directo de par en el motor síncrono de imán permanente. Si bien los componentes que conforman al inversor diseñado son de origen extranjero, los costos por diseño y manufactura en una etapa de producción en serie estarían por debajo de los ofrecidos por un dispositivo de potencia similar al carecer del pago de aranceles y transporte.

El control directo del par clásico permite manipular la potencia mecánica en un motor síncrono de imán permanente en cualquiera de los dos sentidos de giro de la máquina. Por otro lado, permite mantener la magnitud del flujo electromagnético en un rango de operación deseado con lo que se establece seguridad para la máquina al prever la saturación de la misma.

Debido a su operación en un régimen de frecuencia variable, el control directo del par debe ser implementado en sistemas digitales de alta velocidad de cómputo, como el TMS320F28335, utilizado en el presente trabajo.

La implementación del control directo del par en un motor síncrono de imán permanente es realizada al integrar el trabajo realizado en cada uno de los capítulos del presente trabajo de tesis. Esto, permite generar un punto de referencia ante alguna variación de la técnica del control directo del par o de alguna otra técnica moderna de control de máquinas eléctricas, en el prototipo de laboratorio realizado; generando de esta forma, transferencia tecnológica para las futuras generaciones del Instituto Tecnológico de Apizaco y la Maestría en Sistemas Computacionales.

6.2 Trabajos futuros

Se propone en etapas consecuentes:

- Generar pruebas experimentales con esquemas sin sensor.
- Aplicación de algoritmos inteligentes de control en la generación de observadores de la posición del rotor.
- Uso de sistemas digitales de última generación.

REFERENCIAS BIBLIOGRÁFICAS

- [1] R. Morales-Caporal, R. Ordoñez-Flores, E. Bonilla Huerta, J. C. Hernández-Hernández and O. Sandre-Hernández, "Simulación del control por campo orientado y del control directo del par de un servomotor síncrono de imanes permanentes con control inteligente de velocidad," in *CIINDET 2011*, Cuernavaca, Paper 649, 2011.
- [2] J. M. Aller, *Máquinas eléctricas rotativas: Introducción a la teoría general*, Equinoccio, 2007.
- [3] M. H. Rashid, *Electrónica de potencia; circuitos dispositivos y aplicaciones*, Edo. Mexico: Prentice Hall, 1995.
- [4] D. W. Hart, *Electrónica de potencia*, Madrid: Prentice Hall, 2001.
- [5] R. Morales-Caporal, R. Ordoñez-Flores and J. F. Ramirez-Cruz, "Técnicas modernas de control para accionamientos eléctricos de velocidad variable," in *22ª RVP/AI- IEEE Sección México*, Acapulco, paper EDU-06, 2009.
- [6] L. Serrano Iribarnegaray and J. Martínez Román, "A unified approach to the very fast torque control methods for dc and ac machines," *IEEE Transactions on Industrial electronics*, vol. 54, no. 4, pp. 2047-2056, 2007.
- [7] M. Depenbrock, "Direct self-control (DCS) of inverter-fed induction machine," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 3, no. 4, pp. 420-429, 1988.
- [8] I. Takahashi and T. Noguchi, "A new quick response and high efficiency control strategy of an induction motor," *IEEE Transactions on Industrial Application*, vol. 22, no. 5, pp. 820-827, 1986.
- [9] T. Zhang, B. Liu and H. Zhang, "Direct torque control of permanent magnet synchronous motor," in *Proceedings of the 29th Chinese Control Conference*, Beijing, 2010.

- [10] A. E. Sixtega Landeros, Control directo del par del motor síncrono de imanes permanentes, Mexico DF: Tesis de maestría, SEPI-IPN, 2011.
- [11] P. Ponce, F. Monrroy, F. Sampe, M. Paz, R. Fernández and F. Pontecorvo, "Using space vector modulation in a DTC scheme," *Científica*, vol. 10, no. 1, pp. 15-21, 2006.
- [12] P. Vas, Sensorless Vector and Direct Torque Control, Oxford Unuversity Press, 1998.
- [13] N. Zhang and Z. Wang, "Direct torque control of permanent magnet synchronous motor based on second order sliding mode," in *Second International Conference on Mechanic Automatipon Control Engineering*, Hohot, 2011.
- [14] R. Morales-Caporal, R. Ordoñez-Flores, E. Bonilla-Huerta and M. Pacas, "Sensorless predictive DTC for the PM synchronous machine," in *2011 IEEE International Electric Machines & Drives Conference*, Niagara Falls, ON, 236 - 241, 2011.
- [15] R. Morales-Caporal, E. Bonilla-Huerta, M. A. Arjona and C. Hernández, "Sensorless predictive DTC on a surface-mounted permanent-magnet synchronous machine based on its magnetic anisotropy," *IEEE Transactions on industrial electronics*, vol. 60, no. 8, pp. 3016-3024, 2013.
- [16] A. E. Fitzgerald, C. J. Kingsley y S. D. Umans, Máquinas eléctricas, Sexta ed., México D.F.: McGraw Hill, 2010.
- [17] Y. Liu, Z. Q. Zhu and D. Howe, "Direct torque control of brushless dc drives with reduced torque ripple," *IEEE transactions on Industry Applications*, vol. 41, no. 2, pp. 599-608, 2005.
- [18] J. W. Dixon and I. A. Leal, "Current control strategy for brushless dc motors based on a common dc signal," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 17, no. 2, pp. 232-240, 2002.
- [19] L. Liu, W. Liu and A. Cartes, "Permanent magnet synchronous motor parameter identification using particle swarm optimization," *International Journal of Computational*

Intelligence Research, vol. 4, no. 2, pp. 211-218, 2008.

- [20] O. Sandre Hernández, Control difuso de la velocidad de un motor síncrono de imanes permanentes e implementación del accionamiento electrónico, Apizaco: Tesis de Maestría, Instituto Tecnológico de Apizaco, 2012.
- [21] M. Cisneros, M. A. Arjona and F. S. Sellschopp, "Identificación paramétrica de un generador síncrono a partir de la prueba de escalon de voltaje," *Científica*, vol. 14, no. 1, pp. 33-39, 2010.
- [22] Siemens, "Siemens," [Online]. Available: http://www1.siemens.cz/ad/current/content/data_files/katalogy/nc61/chapters/cat_nc_61_ch06_2007-2008_de.pdf. [Accessed 10 12 2013].
- [23] A. Kiltbau and J. M. Pacas, "Parameter-measurement and control of the synchronous reluctance machine including cross saturation," in *Industry Applications Conference, Thirty-Sixth IAS Annual Meeting*, Chicago, 2302 - 2309 vol.4, 2001.
- [24] TI, "TI," [Online]. Available: <http://www.ti.com/product/tms320f28335>. [Accessed 10 12 2013].
- [25] J. Kennedy and R. Eberhart, "Particle swarm optimization," *Proceedings of IEEE International Conference on Neural Networks*, vol. 4, pp. 1942-1948, 1995.
- [26] A. Millán, C. Villanueva, F. Arteaga, J. Restrepo and C. Lameda, "Identificación de cargas r-l mediante ajuste de curvas utilizando técnicas de optimización por enjambre de partículas," *Revista Ingeniería UC*, vol. 15, no. 3, pp. 73-78, 2008.
- [27] J. Murphy and F. Turnbull, *Power electronic control of ac motors*, Pergamon Press, 1988, p. 524.
- [28] IR, "IR," [Online]. Available: <http://www.irf.com/product-info/datasheets/data/irg4pc40ud.pdf>. [Accessed 10 12 2013].

- [29] Avago, "Avago," [Online]. Available: <http://www.avagotech.com/docs/AV02-0717EN>. [Accessed 10 12 2013].
- [30] F. J. Sampe Lopez, Analisis del control directo del par en un motor de inducción, Mexico DF: Tesis de Maestría SEPI-ESIME, 2002.
- [31] N. P. Quang and J. A. Dittrich, Vector control of three-phase AC machines: System development in the practice (Power Systems), Springer Berlin Heidelberg, 2008.
- [32] L. Ming-Tsan and C. Ching-Guo, "Design and implementation of a direct torque controlled interior permanent magnet synchronous motor drive based on a novel flux model," in *Ninth International Conference on Power Electronics and Drive Systems (PEDS)*, Singapore, pp. 394 - 398, 2011.
- [33] L. Guang-Ye, W. Jian-Ru, L. Ying-Pei, H. Shen and Y. Chen-Hu, "Permanent magnet synchronous motor direct torque control with zero vector based on intelligent method," in *Proceeding of the Eighth International Conference on Machine Learning and Cybernetics*, Boading, pp. 755 - 760, 2009.

ANEXOS I: PUBLICACIONES

Dear Julio Noel Hernández-Pérez

Paper: 59

Title: Speed and Current Control of a Permanent-Magnet DC Servo Motor Using a Real-Time Microcontroller:

It is our pleasure to inform you that **the paper referenced above, has been accepted for presentation at CCE 2013**, provided the requirements listed below are fulfilled.

Congratulations!



Speed and Current Control of a Permanent-Magnet DC Servo Motor Using a Real-Time Microcontroller

Julio Noel Hernández-Pérez, Jesús Ebert Giral-Salas, Roberto Morales-Caporal, Rafael Ordoñez-Flores and Miguel Ángel Morales-Flores

División de Estudios de Posgrado e Investigación, Instituto Tecnológico de Apizaco
Av. Instituto Tecnológico S/N, Col. Centro. C.P. 90300. Apizaco, Tlaxcala, México
e-mails: juli11060986@hotmail.com; ebgirald@hotmail.com; rmcaporal@ieee.org

Abstract—This paper presents the digital implementation of a double-loop feedback control for speed and current regulation on a permanent-magnet direct current servo motor (DCSM) base on the real-time microcontroller TMS320F28335. The topology of the control scheme is based on the cascade control scheme; the speed control (external loop) sets the reference for the current control (internal loop). In this way, high performance of the servo drive can be obtained. A PI control which is tuning via experimental tests is used in order to set the speed at the desired value, and then the armature current is controlled by using a hysteresis controller. Speed control loop (only one control loop) and then speed and current control loops (double control loop) are digitally implemented in order to realize comparisons. Simulation results are confirmed by practical experimentation. Electronic drive and sensor platform are developed for the tests. Additionally a data recording system is proposed.

Keywords—Current control, direct current, real time, permanent magnet, servo motor, speed control.

I. INTRODUCTION

The permanent-magnet direct current servo motors (DCSMs) are highly used in industrial and home applications such as machine tools, presses, coiling, robotics, manipulators, wheelchair, treadmills, etc; where high-performance speed and torque control are required [1], [2].

This type of machine has no external winding, so that, their structure is smaller than a machine with winding for field of the same power. Disadvantages of the DCSMs are: possibly of demagnetization of the magnet especially when exists overheating by overloading for prolonged period of time, fortunately new materials offset feature said [3].

In electric traction, like in other applications, a wide range of speed and torque with high performance is desired. The brushed DC motor with field windings fulfills these requirements, but this machine needs periodic maintenance and a second voltage source. DCSMs do not need the second voltage source, which increases its reliability, its power-to-weight ratio and its efficiency. Moreover, DCSMs play a fundamental role in robotics and automation. Fast dynamical response, high torque to weight ratio, linear dependence of the torque on the current constitutes the most interesting features of these motors kind [4], [5].

On the other hand, the classic control theory presents a low cost response to practical applications of the servo. Classical

control strategies as Proportional-Integral (PI) generates high performance under different kind of industrial process; if the strategy is implemented in multi control loops; it has the ability to eliminate steady state offsets [6], [7].

With the intention to get better performance, a cascade control has been implemented. It is particularly useful when there are significant dynamics, e.g., long dead times or long time constants, between the control variable and the process variable. Tighter control can then be achieved by using an intermediate measuring signal that responds faster to the control signal. [8]

The conventional linear control-system design for permanent-magnet DCSM drives consists of a properly tuned cascade configuration of PI speed and torque controllers. Rather accurate information regarding the motor parameters and load conditions is necessary to guarantee the desired tradeoff between precision, bandwidth, and disturbance rejection [9].

This work is focused on the design and implementation of speed feedback control; this is capable of regulating the rotor speed relative to a reference velocity even if disturbance, such as external changes of the load torque.

At the beginning development of mathematical model of DCSM is presented, then single scheme and cascade scheme control strategy are proposed and set the algorithm necessary for activation; continuously shows the simulation of the proposed system in order to obtain data before start launch implementation scheme.

The results are confirmed via experiments. Power electronics and sensing stage required for activation of the proposed system with scheduling control techniques are designed and built in laboratory; the digital platform and the permanent-magnet DCSM is purchased from a commercial version.

II. SYSTEM MODELING

A. Electrical model

Figure 1 shows a basic electrical scheme of the permanent-magnet DCSM [3]. By analysis of Kirchhoff:

$$V_a = R_a i_a + L_a \frac{di_a}{dt} + e_a \quad (1)$$

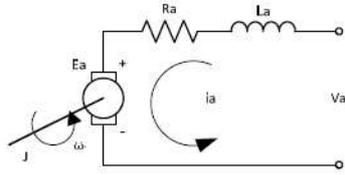


Fig. 1 Basic scheme of the permanent-magnet DCSM

Where V_a is the armature voltage. R_a and L_a are armature resistance and inductance, i_a is the armature current and e_a is the electromotive force (EMF).

By properties of the machine:

$$e_a = K_b \omega \quad (2)$$

K_b represents the electric constant and ω is the angular velocity of the rotor. By using the equation 1 and 2 and solving the derivate of the current:

$$\frac{di_a}{dt} = \frac{1}{L_a} (V_a - R_a i_a - K_b \omega) \quad (3)$$

B. Mechanical Model

The mechanical model of the machine is described as:

$$\tau_e = J \frac{d\omega}{dt} + \tau_L \quad (4)$$

Where τ_e is the electromechanical torque, J is the inertia of the machine, and τ_L is the torque constant of DCSM.

By properties of the machine:

$$\tau_e = (K_m i_a) \quad (5)$$

Being K_m the mechanical constant.

By using equations 4 and 5 and solving for derivate of speed:

$$\frac{d\omega}{dt} = \frac{1}{J} (K_m i_a - \tau_L) \quad (6)$$

Equations 3 and 6 show the dependence between each other, double feedback control scheme should be implemented for both variables at the same time for stabilize that controlled variable when load disturbance is set in the rotor.

III. DESIGN OF THE CONTROL SYSTEM

The dependence between armature current and rotor speed establish the operation of the control system. Cascade control scheme is proposed, this consist in two feedback control loops, the first one (external loop) for speed and the second one (internal loop) for current. [7]

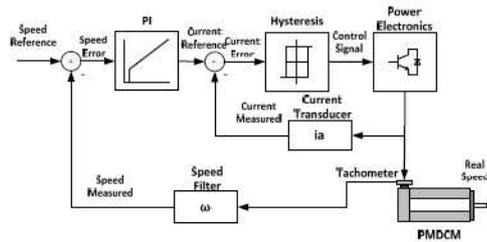


Fig. 2 Block diagram of the used control Strategy.

The selected strategies for the double loop control scheme are the Proportional-Integral (PI) control for the speed, and the Hysteresis control for the current [8].

A. PI Control

The PI Control strategy is one of the most common used algorithms in feedback control applications. General PI algorithm is described in the following equations [8], [9]:

$$u(t) = K[e(t) + \frac{1}{T_i} \int e(t) dt] \quad (7)$$

Where $u(t)$ is the output value of the control algorithm, K is the proportional factor of the PI and T_i is integral time; measurement error $e(t)$ is achieved by comparing the reference value (RV) against the measured value (MV). The system variable $e(t)$ will be subsequently used by the charge algorithm PI control system.

$$e(t) = RV - MV \quad (8)$$

PI implements a proportional factor (K) to the error measured at each sampling period, while the integral stage is obtained by integration of error at all times with the integral constant K_i . The following equations show the development of the proportional and integral stages:

$$P = K * e(t) \quad (9)$$

$$I = K_i * \int e(t) dt \quad (10)$$

Where $K_i = K/T_i$. Using (9) and (10), (7) can be simplified as:

$$u(t) = P + I \quad (11)$$

The PI algorithm generates a real output control, in this case for the speed. This is scaled at 0-100%, adjusted value is need for single PI implementation because the output value cannot be introduced to the digital platform directly.

B. Hysteresis Control

The hysteresis control is the most basically feedback control strategy. Its operation can be described by a switch

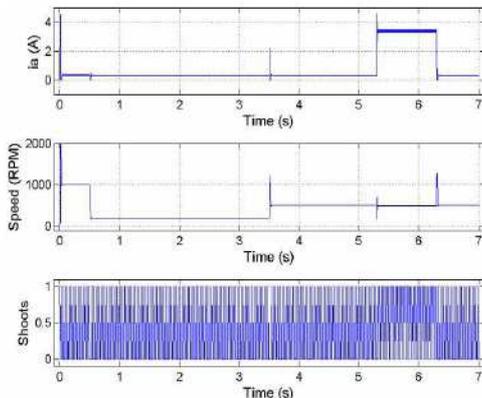


Fig. 3 Simulated results of single PI control scheme for the permanent-magnet DCSM

which changes its state from the behavior of the process value in a hysteresis band.

When the value of the input is equals to $+U$, the output interrupt changes its state to *off mode*; when the value of the input variable is equals to $-U$ the interrupt state changes to *on mode*; while the value of the input variable stay between $-U$ and $+U$ of the hysteresis band, the interrupt does not change the present mode.

C. Cascade Control Scheme(PI/Hysteresis)

The cascade control complements the control system to place the best features of the two selected strategies (PI/Hysteresis). The PI algorithm processes the measured speed error and generates an output value (armature current reference) which is arithmetically added to the measured current, then the current error feeds the hysteresis algorithm. Then, the the algorithm processes the information to set an output control value (0,1) for firing the power transistor in order to drive de permanent-magnet DCSM as shown in Fig 2.

IV. SIMULATED RESULTS

Two control schemes have been programmed for comparative purposes, single PI control strategy and cascade control strategy. The platform used for simulation test is Matlab/Simulink®. For single PI, current control is suppressed. The response of servo motor for single control (speed) and for double control loop (speed and current) are shown in Fig. 3 and 4 respectively.

Notice that the change in the reference speed occurs at the time equals $0s - 1000\text{ rpm}$, $0.5s - 200\text{ rpm}$ and $3.5s - 500\text{ rpm}$; while disturbance in the load torque occurs at the instant $5.2s$ and finish at $6.3s$. Cascade strategy presents better performance and low switching frequency when disturbances in speed and torque occur, but current ripple increases in the cascade control scheme.

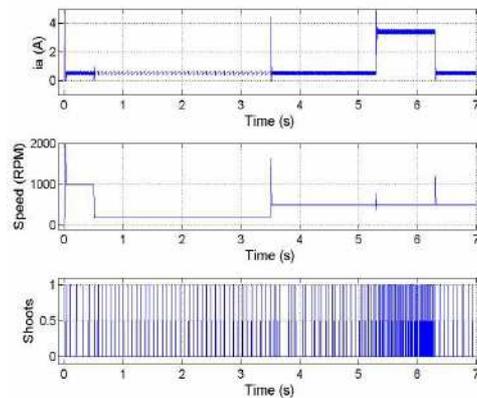


Fig. 4 Simulated results of cascade control (double-loop) scheme for the permanent-magnet DCSM

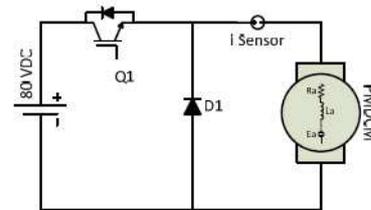


Fig. 5 Power electronics diagram for the main test

V. EXPERIMENTAL RESULTS

A. Power Electronics

The power electronics diagram implemented is shown in figure 5. It is composed by an Isolated Gate Bipolar Transistor (IGBT), the IGBT is firing through a drive (HCPL316J) and a high speed power diode in parallel with the DCSM.

The voltage DC source is set to 80 V_{DC} . The switching signal is generated from the programmed control strategy in the real-time microcontroller. Effect Hall sensor (LTS25: $\pm 27A$, $0.625V/A$) is used for the current measuring, processing of the current signal is performed before it is sampled for the analog/digital converter. The rotor speed signal is sensing via tachometer placed inside the used servo, this signal is also filtered and adjusted before the analog/digital conversion. The converters are embedded in digital platform. Figure 6 shows the laboratory test prototype assembled.

B. Commercial DC Motor

The PMDCM used is Baldor DC Servomotor model: MT-3353-BLYAN. The features described by the manufacturer are showed in table I. The rotor speed is verified via mechanical tachometer, whit this rotor speed is classified as linear when rise and fall of speed occurs.

TABLE I
PERMANENT-MAGNET DCSM FEATURES

Features	Value
Max. voltage	120 V_{CD}
Rated voltage	100 V_{CD}
Armature resistance	5.6 Ω
Armature inductance	15.5 mH
Electric constant	30.7 $V/KRPM$
Max Speed	4 $KRPM$
Rated Speed	2.8 $KRPM$
Inertia	18,400 Kg/m^2
Mechanical constant	0.29 Nm/A
Torque constant	0.71 Nm
Tachometer	10 $V/(1.4 KRPM)$



Fig. 6 Laboratory test prototype. a) PMDCM used, b) personal computer, c) digital platform, d) speed signal filter, e) power electronics, f) current sensor

C. Digital Platform

The selected device to programming the control algorithm process the data information from the DCSM, activating the power electronics and generate the data acquisition stage is the Microcontroller TMS320F28335 [11]. It has a 32-bit architecture, DSP processing and advanced control peripherals, the C2000 MCU family enables uncompromising performance for a variety of real-time control applications such as motor control, digital power supplies, solar and renewable energy, LED lighting, power line communications, radar and more.

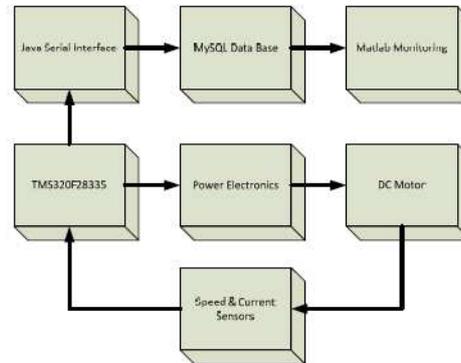


Fig. 7 Data acquisition block diagram

At the core, C2000 MCUs are based around the TMS320C28x 32-bit DSP core, featuring single-cycle 32×32 -bit hardware multiplies and single-cycle atomic instruction execution. Unique, feature-filled peripherals complement the core performance with industry-leading PWM generation, faster, safer and more effective control systems.

Fig. 6c shows the digital platform used wired to the power electronics and connected to the laptop. Selected control algorithms do not represent greater complexity, however its implementation on a digital platform does. This device can be programmed in C language through Code Composer Studio® (CCS) compiler; this makes the possibility to develop, so easier, algorithms that would be very complicated to implement on assembler language.

It has the following features which describe the operation of the digital platform and the routines which can be programmed:

- 150MHz - Process frequency
- 6.67ns - Instruction time per cycle
- Float point unit
- 256 Kb - Flash memory
- 34Kb - RAM memory
- 1Kb - ROM memory
- PWM outputs
- High resolution PWM outputs
- Quadrature encoder channels
- Analog/Digital converters
- TTL low voltage technology
- 88 I/O general propose
- Serial communication interface

D. Data acquisition

For purpose of digital visualization of PMDCM performance, data acquisition is implemented in the digital platform. Every 14ms, data package (time, speed, current and shoots) is save in an array; each data have a length of 500.

When the control routine is over starts data sending. Using

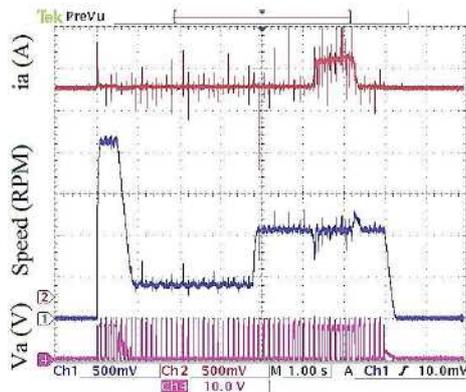


Fig. 8. Scope monitoring for single PI control scheme in DCSM

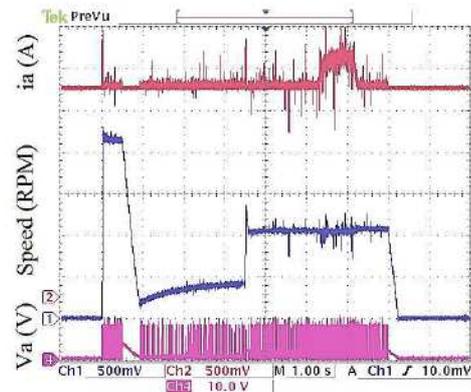


Fig. 9. Scope monitoring for cascade control scheme in PMDCM

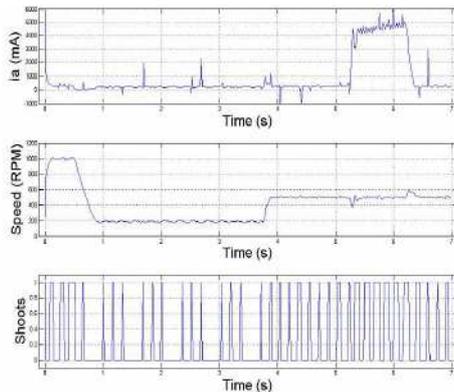


Fig. 10. Data acquisition for single PI control strategy in DCSM

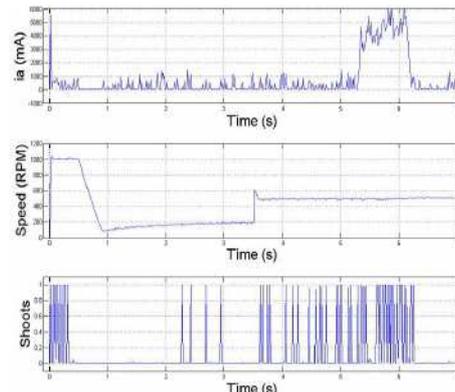


Fig. 11. Data acquisition for cascade control strategy in DC Motor

the Serial Communication Interface (SCI) [12] of CCS, one by one, each data is encoded into a character string. SCI is programmed to send data in 9600 bauds/s. Data is sent and decoded by Java[®], recorded in an external data base in MySQL[®] and read by Matlab[®]. Fig. 7 shows the block diagram for the data acquisition.

E. Laboratory Test

The cascade control scheme for speed and current is obtained by programming the equations 7-11 and implementing the concept of Fig. 2.

Using empirical test, PI algorithm is tuned for the two schemes [7], [8]; the correct tuning of PI algorithm offers output signals with high performance response to the disturbance in DCSM [13]. Figs. 8 and 9 show the results via oscilloscope in analog signal for the single PI scheme and cascade scheme respectively. Figs. 10 and 11 show the results via data acquisition in digital signal for the single PI scheme

and cascade scheme respectively. Armature current, rotor speed and digital shoots are shown at the top, the middle and bottom respectively for each figure mentioned above.

Changes in rotor speed and torque are programmed in the digital platform, table II show these changes. Note that the engine speed slowly decreases when going from high to low speed; this is due to the absence of electric brake in the design. At the single PI scheme, rotor speed referenced is reached in a perceptible transient time in all speed changes. Small oscillations are observed during steady state of speed signal.

Although reference speeds are achieved during operation, significant speed changes are observed when applying or removing an external torque. The armature current presents a lot of disturbances as positive and negative peaks in all operation time, particularly when machine starts and load torque is applied or removing. Single PI offers a constant frequency, 15 kHz, but the performance in the change of the reference speed and the disturbance is not good.



TABLE II
DISTURBANCES PROGRAMED ON THE PERMANENT-MAGNET DCSM

Time (s)	Rotor Speed (RPM)	Load torque (A)
0	0	X
0 - 0.5	1000	X
0.5 - 3.5	200	X
3.5 - 7	500	X
5.2 - 6.3	X	5

In the other case, the cascade scheme presents a better response in change of speed and insignificant losses by torque disturbances. Unfortunately, the increase of current ripple, caused by hysteresis algorithm, sets the switching frequency as not constant; this makes necessary fast performance digital platform and electronic drive.

VI. CONCLUSION

The cascade control scheme presents better performance respect the single PI scheme in changes of speed and torque like seen in the simulation test.

Cascade scheme works under variable frequency regimen, which means the occurrence of unanticipated harmonic and the stress in solid state devices of electronic drive stage.

Data acquisition shows a digital scaled real of all signals, unfortunately sampling time reduce signal resolution, particularly in shoots signal, but reflex a better perspective of speed and current signal. Using a high performance digital platform as digital signal processor (DSP) could be possible reduce the sampling time and obtain a bigger data buffer.

On the other hand, the data collected can be used as a basis for the implementation of intelligent control algorithms accordingly.

Although the cascade scheme scheduling algorithm does not represent a significant complexity, the variable frequency regimen likewise affects the switching on the digital platform which means the use of high resolution digital system as presented.

REFERENCES

- [1] R. Morales Caporal, I. Hernández Dávila, E. Bonilla Huerta and J. C. Hernández Hernández, "speed and position control of a direct current motor using fuzzy logic and artificial neural networks (in Spanish)," *LX Congreso Internacional Sobre Innovación y Desarrollo Tecnológico (CIINDET'11)*, Cuernavaca, México, November 2011, Paper 636.
- [2] R. Morales Caporal, J. I. Paredes Tabales, O. Sandre Hernández, E. Bonilla Huerta and J. F. Ramírez Cruz, "Application of intelligent control techniques in a direct current motor including pulse-width modulation (in Spanish)," *Research in Computing Science (RCS)*, October 2012. Vol. 60, pp. 121-130.
- [3] A. E. Fitzgerald, C. Kingsley Jr y S. Umans., *Máquinas Eléctricas*, McGraw-Hill.
- [4] J. Dixon, M. Rodríguez y R. Huerta, Position Estimator and Simplified Current Control Strategy for Brushless-DC Motors, Using DSP Technology, *IECON 02*, 2002
- [5] C. Rossi y A. Tonielli, Robust Control of Permanent Magnet Motors: VSS Techniques Lead to Simple Hardware Implementations, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 41, n° 4, pp. 451-560, 1994.
- [6] K. Ogata, *Ingeniería de Control Moderna*, Pearson Education.
- [7] K. J. Aström y T. Hägghund, *PID Controllers*, 2nd Edition, Instruments Society of america, 1995.
- [8] A. Pisano, A. Davila, L. Fridman y E. Usai, Cascade Control of PMDC Drives Via Second-Order Sliding-Mode Technique, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 55, n° 11, pp. 3846-3854, 2008.
- [9] B. C. Kuo, *Sistemas de control Automático*, Prentice Hall, 1996.
- [10] T. Instruments, «Texas Instruments,» [En línea]. Available: <http://www.ti.com/product/ms320f28335>. [Last acces: 05 30 2013].
- [11] N. Ozturk, «Speed Control for DC Motor Drive based on Fuzzy and Genetic PI Controller - A Comparative Study,» *Electronics and Electrical Engineering*, n° 7, pp. 43-48, 2012/.
- [12] T. Instruments, «Texas Instruments,» [En línea]. Available: <http://www.ti.com/lit/ug/sprufz5a/sprufz5a.pdf>. [Ultimo acceso: 30 05 2013].

Estimado Julio Noel Hernández Pérez,
Su artículo fue **aceptado** para publicación.

Envíe su artículo en formato Word a mirela@ieee.org e informar el ID (número del artículo) en la línea de asunto.
Este formato debe seguir estrictamente las normas de IEEE Latin America Transactions

Agradecemos su colaboración.

Editor IEEE-R9

November 2013 - Vol 11 Issue 5 September 2013.

Parameter Identification of a Permanent Magnet Synchronous Machine based on Current Decay Test and Particle Swarm Optimization

Julio Noel Hernandez-Perez, Omar Sandre-Hernandez, *Member, IEEE*, Roberto Morales-Caporal, *Member, IEEE*, Jose de Jesus Rangel-Magdaleno, *Member, IEEE* and Hayde Peregrina-Barreto, *Member, IEEE*.

Abstract— The Permanent Magnet Synchronous Machine (PMSM) is widely used in industrial applications. In order to obtain a high performance operation, an accurate knowledge of the machine parameters, such as direct (d) and quadrature (q) stator inductances is necessary. This paper presents two different methods to identify the stator inductances taking into account the magnetic saturation. First, Current Decay Test (CDT) strategy is presented, then, Particle Swarm Optimization (PSO) algorithm. Both methods are used to identify the stator inductances. An own power electronic drive and a low cost Digital Signal Processor (DSP) have been used on the experimental setup. Experimental results are presented to validate the theoretical work.

Keywords—Digital signal processor, parameter identification, permanent magnet synchronous machine, PSO.

I. INTRODUCCIÓN.

ACTUALMENTE, los servomotores eléctricos de Corriente Alterna (CA) accionados electrónicamente son utilizados en diversas aplicaciones industriales, tales como: vehículos eléctricos, mezcladoras, enrolladoras y otras aplicaciones en las plantas industriales automatizadas [1]. Aunque la máquina de inducción accionada electrónicamente es la más utilizada en estas aplicaciones, otras máquinas con diferentes características como la Máquina Síncrona de Imanes Permanentes PMSM (del inglés Permanent Magnet Synchronous Machine) están siendo utilizadas cada vez más en aplicaciones de alto desempeño como accionamiento en máquinas-herramientas, robótica industrial, máquinas de control numérico, etc., gracias a su diseño compacto, rápida aceleración a causa de su baja inercia, menor rizo del par y mejor eficiencia debido al bajo incremento de temperatura por carecer de devanados en el rotor [2].

La PMSM es controlada por lo común mediante técnicas avanzadas de control vectorial implementadas digitalmente, técnicas tales como el control por campo orientado y el control directo del par [3], en ambas técnicas de control, es necesario conocer los parámetros de la máquina y la posición angular del rotor para un control óptimo y máximo desempeño. La

mayoría de sus parámetros como: la resistencia e inductancia del devanado del estator y el flujo del imán permanente no son proporcionados por el fabricante, ya que varían con el punto de operación y con la temperatura, de modo que es necesario estimarlos ya sea *on-line* u *off-line*. Ambas técnicas tienen sus pros y contras, sin embargo, una estimación *on-line* requiere de un algoritmo complejo y un sistema digital de alta velocidad de cómputo, para poder estimar los parámetros en tiempo real lo que encarece el sistema e incrementa la complejidad del algoritmo de control [4]. Por esas razones, en este trabajo se propone una identificación paramétrica *off-line*. Entre las diversas técnicas de obtención de parámetros *off-line* se encuentran métodos computacionales y experimentales. Entre los primeros se encuentran el método del elemento finito [5], [6], con el cual se determinan los parámetros que difícilmente pueden ser medidos experimentalmente. Técnicas de cómputo suave, tales como algoritmos que utilizan redes neuronales artificiales también han sido utilizados [7]. Recientemente el algoritmo PSO (del inglés Particle Swarm Optimization), ha sido utilizado para este propósito por su simplicidad y buen funcionamiento [8], con el cual es posible identificar los parámetros mediante una búsqueda iterativa estocástica dentro de un espacio de soluciones como se observa en [9], [10]. Dentro de los métodos experimentales [11]-[13], la prueba de la caída de corriente (CDT) para estimar la inductancia de la máquina es muy popular debido a que toma en cuenta la saturación magnética [14], [15]. Asimismo, la prueba de respuesta de la frecuencia detenida SSFR (del inglés, Standstill Frequency-Response Test) ha sido utilizada para la estimación de los parámetros de máquinas eléctricas [16], [17] mediante la evaluación de la respuesta de una señal de prueba con una sola frecuencia, y la ejecución secuencial de una serie de frecuencias predeterminadas. El SSFR se encuentra dentro de los estándares de la IEEE para la identificación de máquinas síncronas [18]. En este trabajo además de proponer las estrategias para identificar la resistencia del estator y la magnitud del flujo del imán, se investigan dos técnicas para identificar las inductancias del estator que son validadas con equipo de laboratorio. La conexión experimental se lleva a cabo mediante un accionamiento de electrónica de potencia desarrollado especialmente para esta investigación y los algoritmos de medición se implementan en un DSP de bajo costo.

II. MODELO MATEMÁTICO DE LA MÁQUINA

Para realizar el control vectorial de máquinas eléctricas de CA trifásicas, se realiza un cambio de variables estacionarias

Julio Noel Hernández-Pérez, Instituto Tecnológico de Apizaco, Tlaxcala, México, juli11060986@hotmail.com

Omar Sandre-Hernandez, Instituto Nacional de Astrofísica Óptica y Electrónica, Puebla, México, omarsan@inaoep.mx

Roberto Morales-Caporal, Instituto Tecnológico de Apizaco, Tlaxcala, México, mrcaporal@ieee.org

Jose de Jesus Rangel-Magdaleno, Instituto Nacional de Astrofísica Óptica y Electrónica, Puebla, México, jrangel@inaoep.mx

Hayde Peregrina-Barreto, Laboratorio de Investigación en Control Reconfigurable, Querétaro, México, hperegrina@ieee.org

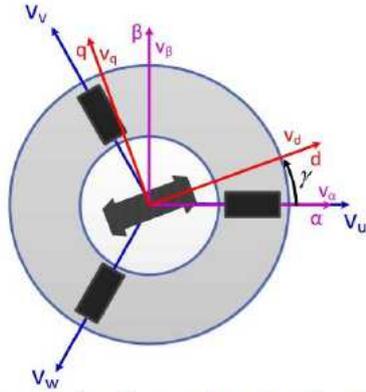


Figura 1. Representación del estator de una máquina trifásica en ejes estacionarios α - β y d - q .

trifásicas (u, v, w) a rotatorias (d, q), de manera que, las variables del estator son transformadas a un marco de referencia fijo al rotor como se ilustra en la Fig.1 [1].

La ecuación de transformación de las tres corrientes estacionarias a las dos rotatorias está dada por:

$$\begin{bmatrix} i_q \\ i_d \\ i_0 \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos(\gamma) & \cos(\gamma - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\gamma + \frac{2\pi}{3}) \\ \sin(\gamma) & \sin(\gamma - \frac{2\pi}{3}) & \sin(\gamma + \frac{2\pi}{3}) \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_u \\ i_v \\ i_w \end{bmatrix}, \quad (1a)$$

y la transformada inversa está dada por:

$$\begin{bmatrix} i_u \\ i_v \\ i_w \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos(\gamma) & \sin(\gamma) & 1 \\ \cos(\gamma - \frac{2\pi}{3}) & \sin(\gamma - \frac{2\pi}{3}) & 1 \\ \cos(\gamma + \frac{2\pi}{3}) & \sin(\gamma + \frac{2\pi}{3}) & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_q \\ i_d \\ i_0 \end{bmatrix}. \quad (1b)$$

Donde, $i_{u,v,w}$ son las corrientes de fase, $i_{d,q,0}$ representan las componentes d - q de los vectores espaciales de corriente en el marco de referencia del rotor y γ representa el ángulo eléctrico del rotor de la PMSM con respecto al eje estacionario α .

Utilizando la transformación d - q , las ecuaciones de voltaje de la PMSM en el marco de referencia del rotor se pueden escribir mediante las ecuaciones:

$$v_d = R_s i_d + \frac{d}{dt} \psi_d - \omega_r \psi_q; \quad \psi_q = L_q i_q, \quad (2a)$$

$$v_q = R_s i_q + \frac{d}{dt} \psi_q + \omega_r \psi_d; \quad \psi_d = L_d i_d + \psi_f, \quad (2b)$$

donde, $v_{d,q}$ son las componentes del vector espacial de voltaje en d - q , $\psi_{d,q}$ son las componentes del vector espacial del flujo en d - q , ω_r es la velocidad angular eléctrica del rotor, $L_{d,q}$ la inductancia del estator en el eje d - q , R_s la resistencia del estator y ψ_f el flujo de los imanes permanentes del rotor.

El par electromagnético M_e se puede calcular como:

$$M_e = \frac{3}{2} P_b (\psi_d i_q + \psi_q i_d), \quad (3)$$

donde P_b es el número de polos de la PMSM. Finalmente, para completar el modelo de la máquina se tiene la ecuación mecánica (4)-(5).

$$\frac{d\omega_m}{dt} = \frac{M_e - M_L}{J}, \quad (4)$$

$$\omega_r = P_b \omega_m; \quad (5a) \quad \frac{d}{dt} \gamma = \omega_r. \quad (5b)$$

En (4) ω_m representa la velocidad angular mecánica, M_L el par de carga y J la inercia del sistema.

III. IDENTIFICACIÓN DE PARÁMETROS

A. Resistencia del estator R_s

La resistencia del estator R_s por fase de la máquina puede ser fácilmente medida ya que es el valor de la resistencia medida de línea a neutro si la máquina tiene una conexión en estrella, sin embargo, en las PMSMs es común no tener acceso al punto neutro de la conexión, por tal razón, la resistencia se mide de fase a fase, determinando el valor de la R_s como la mitad del valor de la resistencia medida entre las dos fases.

Se debe prestar atención al medir la R_s por su alta dependencia a la temperatura, por tanto, esta se corrige mediante [19]:

$$R_t = R_0 \frac{K_c + T}{K_c + T_0}, \quad (6)$$

siendo R_0 la resistencia a la temperatura inicial T_0 , y la R_t , la resistencia del estator a diferente temperatura T . En (6) K_c representa la constante determinada por el material del devanado ($K_c=234.5$ para el cobre). Normalmente, el valor de la resistencia a una temperatura de 25 °C es usado para determinar el valor inicial de la R_s .

B. Flujo de los imanes ψ_f

El valor del flujo de los imanes de la PMSM puede ser estimado a partir del voltaje nominal U_N y la frecuencia nominal ω_N de la máquina mediante [20]:

$$\psi_f = \frac{U_N}{\omega_N \sqrt{3}}. \quad (7)$$

C. Inductancias en ejes directo (L_d) y cuadratura (L_q)

Existen diversas técnicas de identificación de las inductancias incluyendo la saturación magnética, dado que la inductancia varía con la corriente en su mismo eje ($L_d(i_d)$ y $L_q(i_q)$) [14], sin embargo la mayoría utiliza algoritmos de complejidad significativa. Por otro lado, es posible medir la inductancia *off-line* utilizando equipo adecuado de laboratorio, pero esto no tomará en cuenta la saturación magnética, la cual se debe considerar en aplicaciones de control.

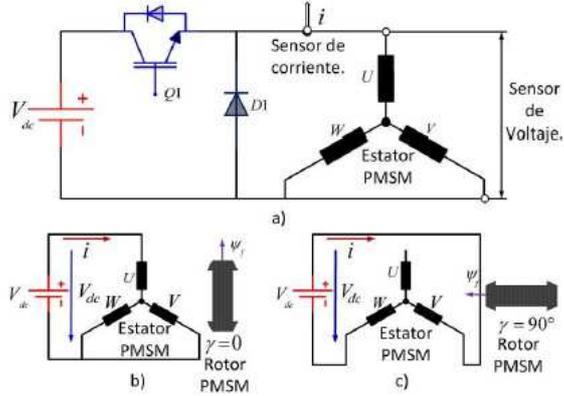


Figura 2. a) Esquema de conexión para la medición de las inductancias L_{dq} b) Conexión para alinear el eje d. c) Conexión para alinear el eje q.

Prueba de caída de la corriente.

Este método consiste en la medición de la caída de la corriente y voltaje en los devanados del estator con el rotor bloqueado [14]. Despejando las inductancias de las ecuaciones (2a) y (2b), y considerando que la velocidad es igual a cero ($\omega_r=0$), las inductancias en el eje directo y en el eje de cuadratura se pueden reescribir respectivamente como:

$$L_d \dot{i}_d = v_d - R_s \dot{i}_d / \frac{d}{dt} i_d, \quad (8a)$$

$$L_q \dot{i}_q = v_q - R_s \dot{i}_q / \frac{d}{dt} i_q. \quad (8b)$$

La identificación de $L_d(i_d)$ y $L_q(i_q)$ se obtiene realizando las conexiones mostradas en la Fig. 2a, con el rotor bloqueado mecánicamente en dos diferentes posiciones. Para realizar la medición del eje d , el flujo de los imanes debe ser alineado ($\gamma=0^\circ$) con la fase U (Fig. 2b), por otro lado, para realizar la medición del eje q , el flujo de los imanes debe ser perpendicular ($\gamma=90^\circ$) a la fase U (Fig. 2c). Se inyecta un tren de pulsos de voltaje al devanado de la máquina mediante el IGBT Q1 para evitar corto circuito y generar una corriente pulsada en el devanado. En el instante de tiempo en que el valor de la corriente inyectada se aproxima al valor de la corriente nominal de la máquina, se detiene la inyección del tren de pulsos y se inicia la medición del voltaje y de la corriente generados que van en decaimiento hasta llegar a cero. Con los valores medidos y resolviendo mediante las ecuaciones (8a) y (8b) es posible estimar el valor de las inductancias mediante la gráfica que forma el decaimiento de la corriente y la voltaje del eje medido.

Optimización por Enjambre de Partículas.

El algoritmo del PSO es un método computacional inspirado en la conducta social de las aves que acuden en busca de alimento [21]. En el PSO, coexisten múltiples soluciones "partículas" que poseen dos parámetros: posición y velocidad. El vector de posición $\vec{a}_i(k)$ de la partícula i -ésima en el instante k y vector de velocidad $\vec{v}_i(k)$ se representan respectivamente como:

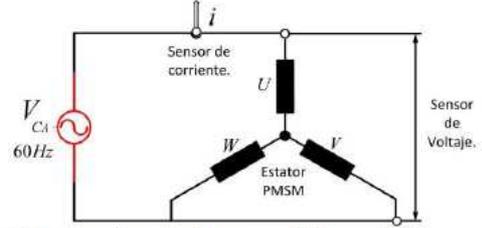


Figura 3. Esquema de conexión para medición por PSO.

$$\vec{a}_i(k) = (a_{i1}, a_{i2}, \dots, a_{iD}) \in \mathfrak{R}^D \quad i = 1, 2, \dots, N, \quad (9a)$$

$$\vec{v}_i(k) = (v_{i1}, v_{i2}, \dots, v_{iD}) \in \mathfrak{R}^D \quad i = 1, 2, \dots, N. \quad (9b)$$

Cada partícula se mueve hacia la mejor posición personal $\vec{a}_{pi}(pbest_i)$, que es la mejor posición anterior de la i -ésima partícula, y hacia la mejor posición global $\vec{a}_g(gbest)$ que es la mejor posición $pbest$ de todas las partículas de la población, y que representa una solución potencial en el instante k . El algoritmo del PSO implica los siguientes pasos [22]:

1. Inicialización: Iniciar aleatoriamente la posición de las partículas $\vec{a}_i(k)$ en el espacio de búsqueda $Ds \subset \mathfrak{R}^D$, e inicializar la velocidad $\vec{v}_i(k) = 0$, $\vec{a}_{pi} = \vec{a}_i(k)$ y $\vec{a}_g = \vec{a}_i(k)$.

2. Evaluación: Finalizar el algoritmo si:

$$F_j(\vec{a}_g) < C_j \quad j=1,2,\dots,M. \quad (10)$$

Donde, $F_j(\vec{a}_g)$ son las ecuaciones de parámetros de un sistema dinámico y C_j es el umbral j -ésimo. Si el PSO encuentra un valor de C_j suficientemente pequeño, se obtiene una solución aproximada para detener el algoritmo. De lo contrario seguir con el paso 3.

3. Actualizar: Actualizar \vec{v}_i y \vec{a}_i mediante:

$$\vec{v}_i(k+1) = \omega \vec{v}_i(k) + \vec{r}_1 \rho_1 (\vec{a}_{pi} - \vec{a}_i(k)) + \vec{r}_2 \rho_2 (\vec{a}_g - \vec{a}_i(k)) \quad (11a)$$

$$\vec{a}_i(k+1) = \vec{a}_i(k) + \vec{v}_i(k+1). \quad (11b)$$

Donde, ω es el peso de inercia que determina la cantidad de la velocidad anterior conservada, \vec{r}_1, \vec{r}_2 son vectores dimensionales- D aleatorios de números uniformes de $U(0,1)$, ρ_1, ρ_2 son los coeficientes de aceleración positivos.

4. Actualizar $pbest$ y $gbest$: Actualizar el valor del $pbest$ y $gbest$ mediante:

$$\text{si } F_j(\vec{a}_i(k+1)) < F_j(\vec{a}_{pi}) \text{ entonces} \quad (12a) \\ \vec{a}_{pi} = \vec{a}_i(k+1),$$

$$\text{si } F_j(\vec{a}_{pi}) < F_j(\vec{a}_g) \text{ entonces} \quad (12b) \\ \vec{a}_g = \vec{a}_{pi}.$$

5. Aumentar $k = k + 1$, regresar al paso 2 y terminar en el tiempo máximo t_k,max .

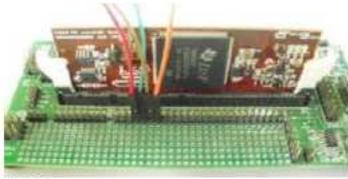


Figura 4. DSP de bajo costo.



Figura 5. Motor síncrono de imanes permanentes.

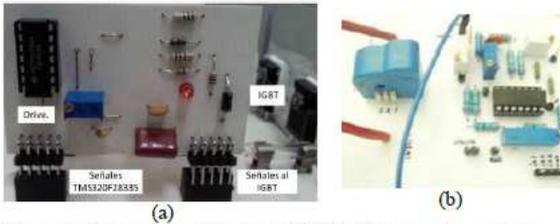


Figura 6. a) Placa de activación del IGBT. b) Sensor de corriente.

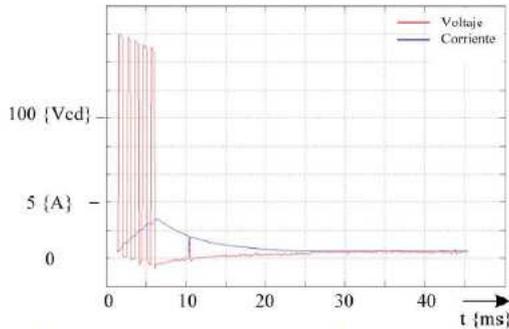
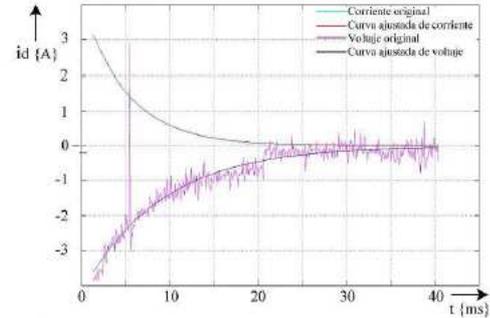


Figura 7. Voltaje y corriente, cuando se aplica tren de pulsos y el rotor se encuentra en el eje d.

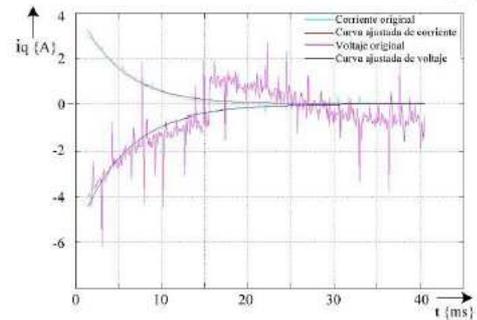
La identificación de los parámetros puede ser abordado como un problema de optimización, a través de las mediciones de voltaje y corriente de la máquina como lo muestra la Fig. 3, es posible definir las inductancias L_{dq} como parámetros a optimizar mediante el PSO. De tal manera que se reduzca el error entre las mediciones y los valores de corriente y voltaje calculados mediante las ecuaciones (8a)-(8b). Al modificar iterativamente el valor de la inductancia en el eje medido es posible explorar el espacio de soluciones, para aproximar apropiadamente el comportamiento dinámico de la PMSM y estimar el valor de las inductancias L_{dq} .

IV. RESULTADOS EXPERIMENTALES.

Un procesador digital de señales de bajo costo (DSP TMS320F28335), 32 bits, punto flotante (ver Fig. 4), es usado

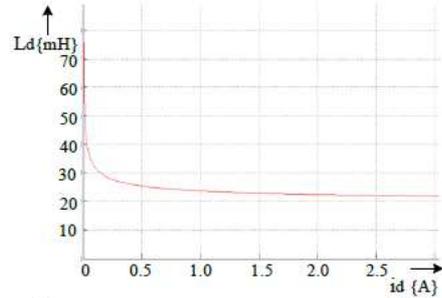


(a)

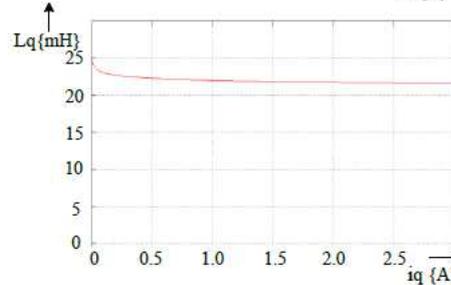


(b)

Figura 8. Corrientes y voltajes en decaimiento. (a) Para el eje directo y (b) para el eje en cuadratura.



(a)



(b)

Figura 9 Grafica del valor calculado de la inductancia. (a) Inductancia del eje directo, (b) inductancia del eje en cuadratura.

para implementar los algoritmos de identificación de la máquina y de disparo del transistor de potencia (IGBT). Una PMSM marca SIEMENS modelo 1FT6062-1AF71-4AG1 disponible comercialmente (ver Fig. 5) se ha utilizado como máquina bajo prueba. Se diseñó e implementó un drive propio para accionar el IGBT, Fig. 6a. Las corrientes de fase de la máquina son medidas mediante un sensor de efecto hall (LTS 25NP), ver Fig. 6b.

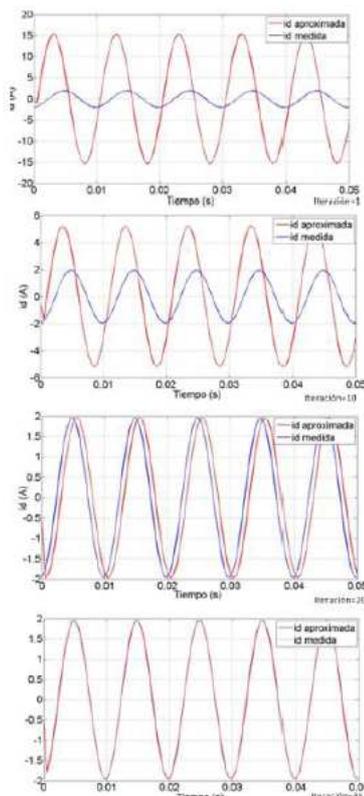


Figura 10. Ajuste de la curva i_d mediante el PSO.

La obtención de los datos se realizó mediante un protocolo de comunicación serial entre JAVA® y el DSP para recibir los valores de voltaje y corriente y estimar los valores de las inductancias mediante la programación del algoritmo en MATLAB®. Durante las mediciones de voltaje y corriente se envían tres paquetes de datos: tiempo, voltaje y corriente. Los valores son reconocidos por el DSP y grabados en una base de datos en MySQL por medio de la comunicación serial.

A. Prueba de la caída de corriente

Para realizar la prueba se conecta la máquina como lo muestra la Fig. 2a y se procede a inyectar una pequeña corriente para posicionar el rotor en el eje a medir. Al bloquear mecánicamente el rotor se comienza la rutina con el DSP generando un tren de pulsos para saturar el IGBT Q1, en el instante de tiempo que se alcanza la corriente nominal se detiene el tren de pulsos y comienza la medición del voltaje y la corriente de la máquina, ver Fig. 7.

La Fig. 8 muestra las curvas en decaimiento de la máquina. Se observa que las curvas de corriente no muestran ruido. En contraste, las curvas de voltaje (señal morada) muestran pequeños picos de voltaje debido al ruido, por tal razón, el efecto de ruido debe ser procesado para poder calcular el valor de las inductancias L_{dq} . Utilizando el ajuste de curva por el método exponencial el ruido es eliminado, y es posible calcular el valor de las inductancias, cuya gráfica se muestra en la Fig. 9. El valor promedio de las inductancias es de 24 mH para ambas, acorde al diseño de polos lisos de la máquina.

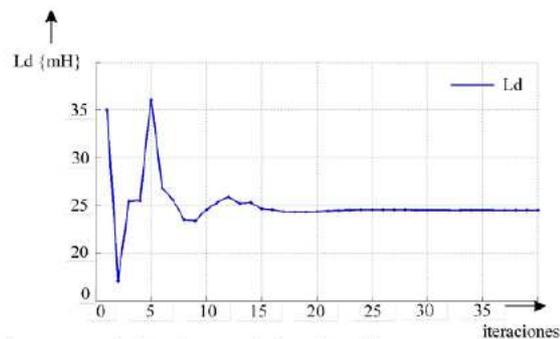


Figura 11. Variación de L_d a cada iteración del PSO.



Figura 12. Medición de la inductancia mediante un LCR digital.

B. Optimización por Enjambre de Partículas

Se inyectan 25 VCA a la máquina y se graban los datos de corriente voltaje y tiempo en el cual se desarrollan las mediciones. Los datos obtenidos se despliegan en MATLAB®. Por otro lado el comportamiento del ajuste de la curva de corriente por algoritmo PSO se observa en la Fig. 10, a cada iteración se observa que la curva de corriente aproximada se ajusta con respecto de la curva de corriente original. Fig. 10a una iteración, Fig. 10d 35 iteraciones.

Los resultados obtenidos se observan en la gráfica de la Fig. 11. Se puede observar el ajuste del valor de inductancia L_d en cada iteración del PSO, con un valor final de 24.5 mH, muy parecido al de la primera técnica de identificación. Finalmente se muestra el valor de la inductancia de la máquina medida mediante un LCR (Fig. 12) digital para verificar los valores obtenidos. Los resultados obtenidos demuestran que es posible utilizar un método heurístico para explorar el espacio de soluciones y obtener una solución aproximada a un problema. La estimación del valor de la inductancia de la máquina se encuentra muy cercana al valor obtenido mediante el LCR digital, por lo que es factible decir, que el PSO es también un método confiable para la identificación de los parámetros de la máquina bajo estudio.

VI. CONCLUSIONES

En este trabajo presenta la identificación de los parámetros de una PMSM y su implementación digital en un DSP de bajo costo. Se presenta el método para obtener el valor de la resistencia del estator cuando existe variación de temperatura y el cálculo del valor del flujo de los imanes. Se presentan dos técnicas para la identificación de la inductancia de estator incluyendo saturación magnética, necesarias para un óptimo control de la PMSM. Con la técnica de caída de corriente es posible determinar la curva de saturación magnética y con la técnica PSO, es posible determinar el valor de las inductancias de manera similar que con un equipo costoso de laboratorio. Para asegurar que los valores obtenidos son correctos, se lleva a cabo la medición mediante un LCR digital, con el cual se confirma los valores obtenidos mediante ambas técnicas.

REFERENCIAS.

- [1] B. K. Bose, *Modern Power Electronics and AC Drives*, Knoxville: Prentice Hall, 2002.
- [2] J. R. Hendershot and T. Miller, *Design of Brushless Permanent-Magnet Motors*, Magna Physics Publishing and Clarendon Press, Oxford Science Publications, 1994.
- [3] R. Morales-Caporal, R. Ordoñez Flores, J. F. Ramírez Cruz, "Técnicas modernas de control para accionamientos eléctricos de velocidad variable". 22^a RVP/AF- IEEE Sección México, Acapulco, Gro. México, Julio 2009, paper EDU-06, P50, en CD-ROM.
- [4] R. Morales-Caporal, O. Sandre-Hernández, E. Bonilla-Huerta, J. C. Hernández-Hernández and J. J. Hernández-Mora, "DSP-based space vector modulation for a VSI-fed permanent magnet drive". 9th *Electronics, Robotics and Automotive Mechanics Conference (CERMA) 2012*, Cuernavaca, Morelos, November 2012, pp. 261-266.
- [5] R. Dutta; and M.F. Rahman, "A Comparative analysis of two test methods of measuring d- and q-axes inductances of interior permanent-magnet machine," *Magnetics, IEEE Transactions on*, vol.42, no.11, pp.3712-3718, Nov. 2006
- [6] L.Wenxin; L. Liu; and D.A. Cartes, "Efforts on real-time implementation of PSO based PMSM parameter identification," *Power and Energy Society General Meeting - Conversion and Delivery of Electrical Energy in the 21st Century, IEEE*, pp.1-7, 2008
- [7] P. F. Huerta-Gonzalez, J. J. Rodríguez-Rivas and I. C. Torres-Rodríguez, "Using an artificial neural network as a rotor resistance estimator in the indirect vector control of an induction motor," *Latin America Transactions, IEEE*, vol. 6, no.2, pp. 176-183, August, 2008.
- [8] L. Liu; W. Liu; and D. A. Cartes, "Particle swarm optimization-based parameter identification applied to permanent magnet synchronous motors," *Engineering Applications of Artificial Intelligence*, vol. 21, no. 7, pp. 1092-1100, Oct. 2008
- [9] Z.-H. Liu; J. Zhang; S.W. Zhou; X.H. Li; and K. Liu, "Coevolutionary particle swarm optimization using AIS and its application in multi-parameter estimation of PMSM," *Cybernetics, IEEE Transactions on*, vol. PP, no.99, pp.1-15, 2012
- [10] T. Senjyu; Y. Kuwae; N. Urasaki; and K. Uezato, "Accurate parameter measurement for high speed permanent magnet synchronous motors," *Power Electronics Specialists Conference, PESC. IEEE 32nd Annual Met*, vol.2, pp.772-777, 2001.
- [11] L. Whei-Min; S. Tzu-Jung; and W. Rong-Ching, "Parameter identification of induction machine with a starting no-load low-voltage test," *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, vol.59, no.1, pp.352-360, Jan. 2012
- [12] F. Mink; N. Kubasiak; B. Ritter; and A. Binder, "Parametric model and identification of PMSM considering the influence of magnetic saturation," *Optimization of Electrical and Electronic Equipment (OPTIM), 13th International Conference on*, pp.444-452, 2012.
- [13] T. Senjyu; Y. Kuwae; N. Urasaki; and K. Uezato, "Accurate parameter measurement for high speed permanent magnet synchronous motors," *Power Electronics Specialists Conference, PESC. IEEE 32nd Annual Met*, vol.2, pp.772-777, 2001.
- [14] A. Kiltbau; and J. M. Pacas, "Parameter-measurement and control of the synchronous reluctance machine including cross saturation," *Industry Applications Conference, IEEE*, pp. 2302-2309, 2001.
- [15] M.A. Jabbar; D. Jing; and L. Zhejie, "Determination of parameters for internal permanent magnet synchronous motors," *Electric Machines and Drives, IEEE International Conference on*, pp.149-156, 15-15 May 2005.
- [16] E. C. Bortoni and J. A. Jardini, "A standstill frequency response method for large salient pole synchronous machines," *IEEE Trans. Energy Convers.*, vol. 4, no. 19, pp. 687-691, Dec. 2004.
- [17] Ed.C. Bortoni; and J.A. Jardini, "A standstill frequency response method for large salient pole synchronous machines," *Energy Conversion, IEEE Transactions on*, vol.19, no.4, pp.687-691, Dec. 2004
- [18] *IEEE Guide: Test Procedures for Synchronous Machines*, IEEE Std. 115-1995, 1995.
- [19] M. Musak; and M. Stulrajter; "Novel methods for parameters investigation of PM synchronous Motor," *Acta Technica Corviniensis-Bulletin of Engineering*, vol. 6, n° 1, pp. 51-56, Jun. 2013.
- [20] J. Luuko, "Direct torque control of permanent magnet synchronous

machines – analysis and implementation," *Ph.D. dissertation, Lappeenranta University of Technology*, Lappeenranta, Lappeenranta, Finland, 2000.

- [21] Y. del Valle, G. K. Venayagamoorthy, S. Mohagheghi, J.-C. Hernandez, and R. G. Harley, "Particle swarm optimization: basic concepts, variants and applications in power systems," *IEEE Transactions on Evolutionary Computation*, vol. 12, n° 2, pp. 171-195, 2008.
- [22] M. Mastsluhita; and T. Saito; "Application of particle swarm optimization to parameter search in dynamical systems," *Non linear theory and its applications, IEICE*, vol. 2, n° 4, pp. 458-471, 2011.



chronous Machine (PMSM) and sensorless direct torque control for PMSM.

Julio Noel Hernandez-Perez, received the B.Sc. degree in Control and Automation Engineering from National Polytechnic Institute, Mexico City, Mexico, in 2009. He is currently working toward a Master degree in Computer Systems at the Technological Institute of Apizaco, Tlaxcala, Mexico. His research interests include power electronics, parameter identification using intelligent algorithms for Permanent Magnet Synchronous Machine (PMSM) and sensorless direct torque control for PMSM.



His research interests include power electronics, motor control, sensorless control, and digital control.

Omar Sandre Hernandez, received the B.Sc. degree in Mechatronics Engineering from University of the Mexican Valley, Mexico City, Mexico in 2010, and the M.C.S. degree in computer systems from the Technological Institute of Apizaco, Apizaco, Tlaxcala, Mexico, in 2012. He is currently working toward Ph.D. degree in electronics engineering at the National Institute of Astrophysics, Optics, and Electronics.



Dr.-Ing. degree in electrical engineering from the University of Siegen, Siegen, Germany, in 2007.

Roberto Morales-Caporal (S'05-M'08) received the B.Sc. degree in electromechanical engineering from the Technological Institute of Apizaco, Apizaco, Tlaxcala, Mexico, in 1999, the M.Sc. degree in electrical engineering from the Graduate and Research Department, Superior School of Mechanical and Electrical Engineering (ESIME), National Polytechnic Institute (IPN), Mexico City, Mexico, in 2001, and the

Dr.-Ing. degree in electrical engineering from the University of Siegen, Siegen, Germany, in 2007.

From 2001 to 2003, he was a Lecturer with the Interdisciplinary Professional Unit on Engineering and Advanced Technologies (UPIITA), IPN. Since 2008, he is with the Postgraduate Studies and Research Division, Technological Institute of Apizaco. His research interests include motor control, sensorless control, control of power converters for renewable energy, and DSP-based digital control.



at the Electronics Department, INAOE, Mexico. He is a member of the Mexican national research system (SNI), level 1. His research interests include signal and image processing, instrumentation and mechatronics.

Jose de Jesus Rangel-Magdaleno (S'08-M'12) received the B.E. degree in electronics engineering and the M.E. degree in electrical engineering on hardware signal processing from University of Guanajuato, Guanajuato, Mexico, in 2006 and 2008, respectively. He received the Ph. D. degree in mechatronics from the Autonomous University of Queretaro, Queretaro, Mexico, in 2011. He is currently Associate Researcher



research system (SNI), level C. Her research interests include mathematical morphology, color appearance models, segmentation, and human visual perception.

Hayde Peregrina-Barrreto (S'09-M'12) received the B.Sc. from the Technological Institute of Cuautla, Morelos, Mexico, the M.Sc. in Engineering from the University of Guanajuato (FIMEE), Guanajuato, Mexico, and the Ph.D. in Engineering from the Autonomous University of Queretaro, Queretaro, Mexico. She is currently Titular Researcher in computer science at LiCore, and member of the Mexican National

Date: Mon, 28 Oct 2013 16:04:23 -0600

Subject: Re: Envio de Articulo

From: universodelatecnologica@utnay.edu.mx

To: miguel_mf88@hotmail.com

Estimado Ingeniero le **confirмо la recepción** de su artículo, seguiremos en contacto para el seguimiento. saludos

Control Digital de un Convertidor de Potencia para un Sistema Fotovoltaico

Por Miguel Ángel Morales Flores, Roberto Morales Caporal, Rafael Ordoñez Flores, José Crispín Hernández Hernández, y Julio Noel Hernández Pérez.

Instituto Tecnológico de Apizaco

Dirección electrónica del autor de correspondencia:

miguel_mf88@hotmail.com, rmcaporal@ieee.org

Resumen

Este artículo presenta el diseño y la implementación digital de un control por corriente de pico para un convertidor CD-CD elevador, conectado a un inversor monofásico en cascada para un sistema fotovoltaico. Las estrategias de control son programadas en un procesador digital de señales, el cual genera los pulsos de conmutación para los transistores de potencia de cada uno de los convertidores CD/CD y CD/CA propuestos. Se explican algunos cálculos necesarios para el diseño de los convertidores y se muestra los resultados experimentales obtenidos en el laboratorio con lo que se confirman una excelente operación.

Palabras clave: diseño de los convertidores, control por corriente de pico digital, DSP, sistemas fotovoltaicos, Inversor monofásico

Abstract

This paper presents the design and implementation of a digital peak current control for a DC-DC converter elevator connected to a cascaded single phase inverter for photovoltaic system. Control strategies are programmed on a digital signal processor, which generates switching pulses for the power transistors of each of the converters DC / DC and DC / AC proposed. It explains some calculations necessary for the design of converters and shows the experimental results obtained in the laboratory thus confirm an excellent operation.

Keywords: design of converters, peak current control digital, DSP, photovoltaic systems, Single phase inverter

Introducción

Actualmente el 95% de la electricidad generada en México se produce a partir de recursos no renovables como el carbón, el gas natural, el petróleo y el uranio, esto

produce un incremento en la contaminación y elevados costos de producción [1], una nueva tendencia para reducir estos problemas es la generación de energía eléctrica a partir de energías renovables, entre ellas la energía solar , ya que podemos generar energía eléctrica por medio de paneles fotovoltaicos y poder reducir la contaminación. La energía eléctrica (potencia) producida por este tipo de sistema no se estable debido a la variación de la radiación solar y el calentamiento excesivo de la propia celda por tal motivo es necesario utilizar un etapa de control para mantener la potencia del sistema dentro de los límites de operación. En esta investigación se opta por utilizar un convertidor CD/CD elevador (ver Fig. 1) el cual tiene la características especial de elevar el voltaje de salida respecto a la entrada, facilita el controlar de corriente de entrada y el control de voltaje de salida que genera el sistema fotovoltaico para conectarlo en casada a un inversor monofásico de puente completo. Actualmente existen diferentes técnicas de control analógicos [2], [3], [4], [5] y [6] para el convertidor de CD/CD elevador y CD/CA, el que se use dispositivos analógicos hace que la implementación del sistema se vuelve más robusto, más caro y la reacción del sistema es más lenta debido a la cantidad de componentes electrónicos que se utiliza para su implementación. Actualmente nuevas técnicas de control digital se han estado investigando [7], para este tipo de convertidores.

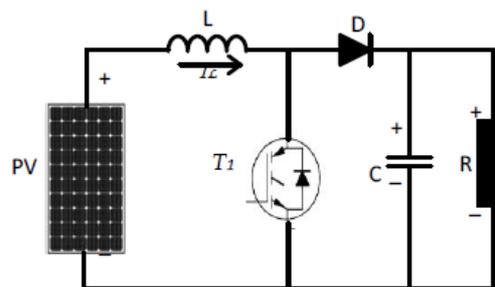


Fig. 1. Convertidor CD-CD elevador básico, L=inductor, D=diodo, C=capacitor, R= carga

Para mejorar la confiabilidad y estabilidad de la potencia del sistema en esta investigación se implementa un control digital de corriente pico del convertidor elevador, y un control SPWM para el inversor, utilizando un DSP.

Metodología

Convertidor CD/CD: En la tabla I. Se muestra los valores de diseño para la implementación del convertidor, se incluyen la tensión de entrada de acuerdo al fabricante [8], la tensión de salida deseada, potencia máxima de operación, el porcentaje de rizo de salida del capacitor y la frecuencia de conmutación del transistor de potencia

Tabla I: Valores de diseño iniciales del convertidor

$V_{in} = 60v$
$V_{out} = 190v$
$P = 600w$
$\Delta V_c = 0.55\%$
$f_s = 10khz$

Para el diseño del convertidor se debe calcular lo siguiente: el ciclo de trabajo máximo que puede opera el transistor de potencia (1), la carga máxima que puede soportar el convertidor (2), el valor mínimo que debe tener el inductor para asegurar el correcto funcionamiento en conducción en modo continuo [9] (3), la corriente media del inductor puede calcularse a partir de (4) y el valor mínimo del condensador para asegurar un funcionamiento correcto y un rizado del 0.55% se selecciona utilizando (5).

$$D_T = 1 - \frac{V_{in}}{V_{out}} \quad (1)$$

$$R = \frac{P}{I_{out}^2} \quad (2)$$

$$L_{min} = \frac{D(1-D)^2 R}{2f_s} \quad (3)$$

$$I_{Lm} = \frac{V_{in}}{(1-D)^2 + R} \quad (4)$$

$$C = \frac{I_{out} \cdot D}{f_s \cdot \Delta V_c} \quad (5)$$

A partir de las ecuaciones anteriores se obtiene los siguientes datos ver tabla II

Tabla II: valores obtenidos para el diseño para el convertidor

Valores obtenidos	Valores comerciales
$D_T = 0.6842$	$T_1 = IGBT G4PC40UD$
$R = 60.46\Omega$	$D = MUR460$
$L = 257.83\mu H$	$L = 257.83\mu H$
$C = a 206.24\mu F$	$C = 220\mu F, a 250v$

Control por corriente de pico: Para la implementación de un control por corriente de pico de pico digital, se requiere dos lazos de control uno de corriente y otro de voltaje.

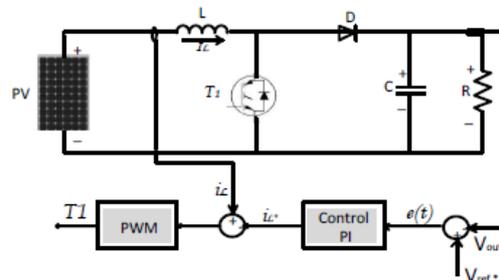


Fig. 2. Esquema de control por corriente de pico.

En la Fig. 2 Se representa el esquema de control por corriente de pico, el controlador PI recibe como entrada el error $e(t)$ entre el voltaje deseado V_{ref} y el voltaje del convertidor V_{out} , y tiene como salida la corriente de referencia i_{L*} , esta señal de corriente generada es comparada con la corriente i_L , la señal de error de corriente de salida sirve para alimentar el PWM, y así poder obtener los pulsos de conmutación para el T_1 .

Inversor monofásico con control SPWM unipolar: el control SPWM unipolar tiene la característica de que necesita tres señales de comparación con relación de otros métodos [10], ver. Fig. 3, dos señales de control (referencia) de tipo sinusoidal, $(V_{control}$ y $-V_{control}$) desfasada 180° una respecto a la otra, de frecuencia igual a la que desea obtener a la salida del inversor, y una señal triangular (portadora) de frecuencia (V_{tri}) superior a la sinusoidal y es la que establecerá la frecuencia de conmutación de los transistores. Este tipo de control los transistores de las ramas del puente completo no se disparan simultáneamente. Cada rama del puente es controlada por separado; al comparar la primera con la señal triangular se obtiene los pulsos de conmutación para los transistores $T1$ y $T3$, y al comparar la segunda señal desfasada 180° con la señal triangular se obtiene los pulsos de conmutación para los transistores $T2$ y $T4$, ver Fig. 3

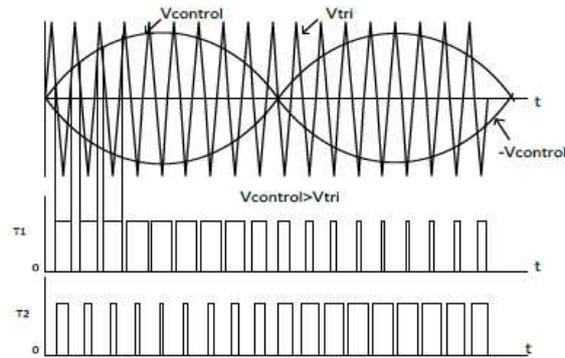


Fig. 3.2 Obtención de pulsos de conmutación para el SPWM

Implementación y resultados experimentales

El diagrama simplificado de la configuración experimental se representa en Fig. 4.

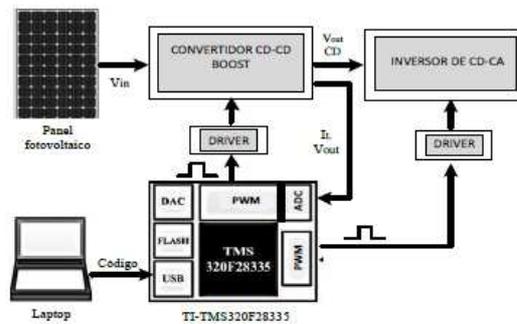
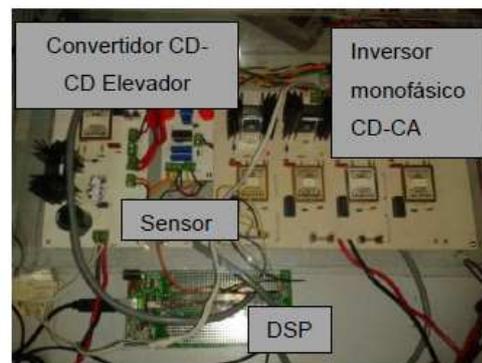


Fig. 3. Diagrama experimental

Para la aplicación se utiliza DSP TI-TMS320F28335 con un ADC, a una frecuencia de 12.5Mhz con una velocidad de muestreo de 320ns . El prototipo utilizado en esta investigación se muestra en la Fig. 4a y 4b



(a)



(b)

Fig. 4. Prototipo del convertidor Boost

Resultados experimentales

En la implementación, se obtuvieron los siguientes resultados, La forma de onda de la corriente del inductor se muestra en la Fig. 8 y el voltaje de entrada y de salida del convertidor elevador se puede ver en la Fig. 9.

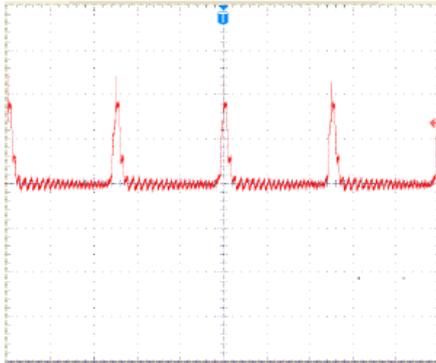


Fig. 8. Forma de onda
De la corriente del inductor

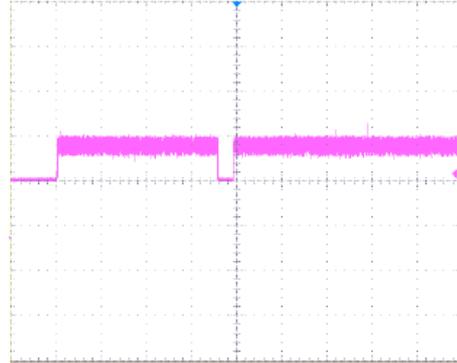


Fig. 9 Señal de salida
a la respuesta de control

Los pulso de conmutación que genera el DSP para los transistores de potencia del convertidor CD/CA se muestra en la Fig. 10, en la Fig. 11 se muestra la forma de onda con una carga resistiva

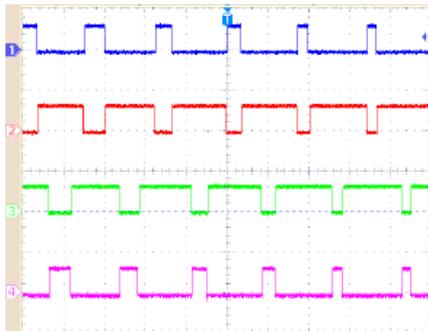


Fig. 10 Pulsos de conmutación para el IGBT

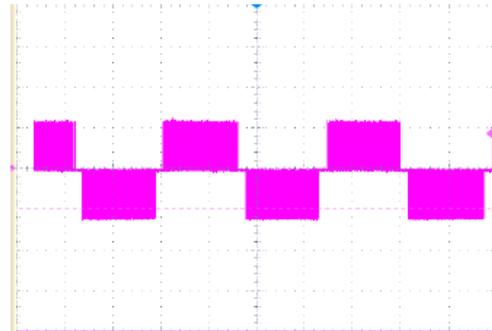


Fig. 11 Forma de onda con carga resistiva

Conclusiones

Con los resultados obtenidos en esta investigación se puede concluir; el correcto diseño y funcionamiento del convertidor CD-CD elevador ya que cumple con su característica especial de elevar el voltaje respecto a la entrada , con el control por corriente de pico digital utilizando el DSP TMS320F28335 la respuesta del sistema es de alto desempeño debido a sus dos lazos de control que proporciona

una mayor estabilidad al sistema ante perturbaciones de la carga por parte del inversor monofásico, al realizar el control totalmente digital se reduce el costo de la implementación para aplicaciones fotovoltaicas siendo este un control más sencillo fácil de implementación y una buena respuesta del sistema.

Referencias

- [1] R. Morales (2013), capítulo 13 e-book "CUDI *Internet Avanzado: Red Nacional de educación e investigación*", unión de visiones y vinculación Institucional/coordinadoras María Soledad Ramírez Montoya: Cecilia Castañeda Cuevas, Mexico, primera edición
- [2] B.T. Lynch (2006) "Under the hood of a DC/DC Boost Converter" Texas Instruments, Power Supply Design Seminar, SEM1700,
- [3] N. F. Rivero Rodríguez IIE-FI-UDELAR (2004.) "Control de convertidores Boost con PFC Mod. y control de Conv. Electronicos de potencia-proyecto", Uruguay
- [4] B.T. Lynch (2007), "Feedback in the Fast Lane— Modeling Current-Mode Control in High- Frequency Converters," Texas Instruments, Power Supply Design Seminar, SEM1700, 2006-2007.
- [5] G. Luna, G. Moctezuma, A. Delgado and D. Campos, Member, IEEE, "Diseño Didáctico de Convertidores CD-CA".
- [6] J. Mendoza (2005) "Análisis de estrategia de puesta en paralelo de convertidores de CD-CA", Tesis de maestría, CENIDET, Cuernavaca, Morelos, México..
- [7] Hung-Shou Nien, Dan Chen and Wei-Hsu Chang. (2008) " Small-signal modeling of DC converters with digital peak-current mode-control"
- [8] <http://www.solartec.mx/doctos/modulos/mono/S60MC.pdf>
- [9] Said EL BEID, Said DOUBABI, Mohammed CHAOUI. (2008) "*Adaptive Control of PWM Dc-to-Dc Converters Operating in Continuous Conduction Mode*", 207 Mediterranean conference on control and automation, july 27-29, Athens-Greece.
- [10] M. Luna, (2010). "Diseño y Simulación de Inversor Monofásico en Puente Completo Modulado Mediante PWM para un Sistema Fotovoltaico", Tesis para obtener el Título de Ingeniería Industrial, LEGANÉS,

To ensure proper functionality of this site, both JavaScript and Cookies must be enabled.

[HOME](#)

Detailed Status Information

Manuscript #	IM-13-8291
Current Revision #	0
Submission Date	2013-12-09 14:35:22
Current Stage	Initial QC Started
Title	Parameter Identification of a PM Synchronous Machine based on Experimental Measurements and Soft Computing Techniques.
Manuscript Type	Regular Issue Manuscript
Special Issue	N/A
Corresponding Author	Omar Sandre-Hernandez (omarsan@inaoep.mx) (INAOE)
Contributing Authors	Julio Hernandez-Perez , Roberto Morales-Caporal , Jose Rangel-Magdaleno , Hayde Peregrina-Barreto
Abstract	Advance control strategies are commonly used on Permanent Magnet Synchronous Machines (PMSM's) in order to obtain excellent speed and torque performance. Therefore, machine parameters must be exactly known. Different on-line and off-line approaches have been proposed for the parameter identification of the PMSM. This paper presents off-line parameter identification for the stator resistance, flux linkage of the permanent magnets and the direct (d) and quadrature (q) stator inductances of a PMSM taking into account the magnetic saturation. Two strategies for the identification of the inductances are investigated; the Current Decay Test (CDT) strategy and the Particle Swarm Optimization (PSO) algorithm. A low cost Digital Signal Processor (DSP) has been used to carry out the experimental measurements. Experimental results which are validated through laboratory equipment confirm the theoretical work.
Associate Editor	Not Assigned
Index Terms	D/Digital signal processors, A/AC machines, O/Optimization methods, E/Estimation, M/Measurement
Open Access Option	
Copyright Release Date	Not Received

Stage	Start Date
Initial QC Started	2013-12-09 14:35:23
Author Approved Converted Files	2013-12-09 14:35:22
Waiting for Author Approval of Converted Files	2013-12-09 14:26:25
File Conversion Complete	2013-12-09 14:26:25
Waiting for File Conversion	2013-12-09 14:16:37
Manuscript Submitted	2013-12-09 14:16:37
Manuscript Files Submitted	2013-12-09 14:16:37
Preliminary Manuscript Data Submitted	2013-12-09 14:13:08

Parameter Identification of a PM Synchronous Machine based on Experimental Measurements and Soft Computing Techniques.

Omar Sandre-Hernandez, *Member, IEEE*, Julio Noel Hernández-Pérez, Roberto Morales-Caporal, *Member, IEEE*, Jose de Jesus Rangel-Magdaleno, *Member, IEEE* and Hayde Peregrina-Barreto, *Member, IEEE*

Abstract— Advance control strategies are commonly used on Permanent Magnet Synchronous Machines (PMSM's) in order to obtain excellent speed and torque performance. Therefore, machine parameters must be exactly known. Different on-line and off-line approaches have been proposed for the parameter identification of the PMSM. This paper presents off-line parameter identification for the stator resistance, flux linkage of the permanent magnets and the direct (d) and quadrature (q) stator inductances of a PMSM taking into account the magnetic saturation. Two strategies for the identification of the inductances are investigated; the Current Decay Test (CDT) strategy and the Particle Swarm Optimization (PSO) algorithm. A low cost Digital Signal Processor (DSP) has been used to carry out the experimental measurements. Experimental results which are validated through laboratory equipment confirm the theoretical work.

Keywords— Digital signal processing, magnetic saturation, parameter identification, particle swarm optimization, Permanent Magnet Synchronous Machine.

I. INTRODUCTION.

PERMANENT MAGNET SYNCHRONOUS MACHINE (PMSM) is used in industrial applications where high dynamic operation is required, such as, robotics, computer numerical control machines, electric vehicles, wind power generation and aerospace [1]. Regardless of the application, high steady and dynamic state performance of the PMSM is commonly obtained by using vector control techniques, including Field Oriented Control (FOC) and Direct Torque Control (DTC), which can be digitally implemented in a Digital Signal Processor (DSP) or recently in Field Programmable Gate Arrays (FPGA) [2]. Either FOC or DTC control schemes require a precise knowledge of the PMSM parameters such as the stator resistance, stator inductances, and flux linkage of the PM of the rotor, to obtain an excellent performance of the electric drive.

Omar Sandre-Hernandez and Jose de Jesus Rangel-Magdaleno, are with the Department of Electronics, National Institute for Astrophysics, Optics and Electronics, Puebla, CP. 72840. México; e-mails: omarsan@inaoep.mx, jrangel@inaoep.mx.

Julio Noel Hernandez-Perez and Roberto Morales-Caporal are with the Postgraduate Studies and Research Division, Technological Institute of Apizaco, Tlaxcala, CP. 90300 México; e-mails: juli11060986@hotmail.com, rmcaporal@ieee.org.

Hayde Peregrina-Barreto is with the Department of Computer Science, National Institute for Astrophysics, Optics and Electronics, Puebla, CP. 72840. México; e-mail: hperegrina@ieee.org.

However, the parameters of the PMSM are not commonly provided by the manufacturer, mainly because they are variable with temperature and the operating point. In this way, several publications have addressed the problem of the parameter identification of the PMSM [3-24], where off-line and on-line strategies have been proposed. Off-line techniques [3]-[18] are more suitable for intensive computation methods and can be classified as experimental, such as Current Decay Test (CDT) [3]-[7], AC measurements Methods [8] and Standstill Frequency Response (SSFR) test [9]-[11]; and computational such as evolutionary algorithms [12], Particle Swarm Optimization (PSO) [13]-[14], Finite Element Method (FSM) [15-17] and Neural Network (NN) [18]. For instance in [5]-[6] the Current Decay Test (CDT) is applied to a PMSM to identify the direct (d) and quadrature (q) inductances; in [7] CDT approach is used for d - q inductances, stator resistance and the flux linkage of the PM of the rotor identification. Similarly, the Standstill Frequency Response (SSFR) test has attracted the attention of the researchers, the SSFR is a well-established process as presented in [9]-[10], nevertheless, it requires expensive laboratory equipment such as function generator, power amplifier and spectrum analyzer; Even though this drawback is considered as a standard procedure for obtaining the parameter of the PMSM [11]. As well as experimental off-line techniques, computational ones have also been reported, providing an alternative to experimental off-line techniques, owing to its simple theory and computational efficiency, solving the parameter identification problem as an optimization problem. In [12] a multi parameter optimization is carried out based on Genetic Algorithms (GA) for the PMSM; in [13] and hybrid methodology between PSO and GA is developed to improve multi parameter optimization; in [18] an Adaline NN is trained to estimate stator inductances and stator resistance.

On the other hand, on-line identification algorithms [19]-[24] are commonly employed for the improvement of variable speed drives in real time control; since on-line algorithms are simpler than off-line algorithms, real time parameter identification can be performed. Several modern control theories including decoupling control [19], Extended Kalman Filter (EKF) [20]-[21], Model Reference Adaptive System (MRAS) [2]-[22] and Recursive Least Square (RLS) algorithm [23]-[24] have been used for on-line parameter estimation; in [19] decoupling control is presented and compared against EKF for a PMSM, an analysis is carried out in order to determine which parameters are identifiable,

concluding that not all parameters are identifiable, for such reason some parameters must be chosen for identification while the others are supposed to be known. In [20]-[21] EKF is used for estimating the stator resistance and the flux linkage, while stator inductance value is assumed to be known. In [2] a discrete MRAS is developed and implemented in a FPGA for a predictive control of a PMSM, where stator resistance and inductance are estimated by the MRAS. In [22] MRAS is presented for stator resistance and speed estimation at very low and zero speed, estimation at zero speed is done for a short period of time, as it is well known that MRAS speed estimation cannot operate stably at zero speed. In the same way, in [23] RLS algorithm is used for the estimation of the stator resistance, L_{d-q} inductances and flux linkage, two approaches are used, and slow RLS for stator resistance, and a fast RLS for $d-q$ inductances, since two different samples rates are using, it is assumed that during fast RLS algorithm the stator resistance is constant. In [24] RLS algorithm estimate stator resistance, but q inductance is set to the off-line estimated value.

Since on-line identification algorithms are commonly executed while the machine is operating, only a few parameters have been presented, moreover, the off-line estimated value is used as the initial value for the on-line parameter estimation technique. For this reason, this paper presents a methodology for the off-line parameter estimation of a PMSM. A strategy for the stator resistance and flux linkage estimation is presented, and two strategies for the $d-q$ inductances estimation based on CDT and PSO are presented. The experimental setup is carried out through a power electronic drive developed for this research, and a low cost DSP is used for the digital implementation of the algorithms. The experimental results validate the proposed methodology.

II. MATHEMATICAL MODEL OF THE MACHINE

In order to implement vector control of three phase electrical machines, a change in the three phase variables (u, v, w) to rotatory ($d-q$) is realized, simplifying the complexity of the machine equations, where the stator variables are fixed in the rotor reference frame. Using Park's transformation the equations in the $d-q$ reference frame of the PMSM can be written as [23]:

$$v_d = R_s i_d + \frac{d}{dt} \Psi_d - \omega_r \Psi_q; \quad \Psi_q = L_q(i_q) i_q, \quad (1a)$$

$$v_q = R_s i_q + \frac{d}{dt} \Psi_q + \omega_r \Psi_d; \quad \Psi_d = L_d(i_d) i_d + \Psi_f, \quad (1b)$$

where $v_{d,q}$ are the components of the voltage space vector in $d-q$, $\Psi_{d,q}$ are the components of the flux space vector in $d-q$, ω_r is the angular electrical speed of the rotor, $L_d(i_d) L_q(i_q)$ the stator in the direct and quadrature axis as function of the current i_d, i_q respectively, R_s the stator resistance and Ψ_f the flux linkage of the permanent magnets of the rotor.

The electromagnetic torque M_e can be calculated as:

$$M_e = \frac{3}{2} P_b (\Psi_d i_q - \Psi_q i_d), \quad (2)$$

where P_b is the number of poles of the PMSM. Finally, to complete the machine model the mechanical equations (3)-(4).

$$\frac{d\omega_m}{dt} = \frac{M_e - M_L}{J}, \quad (3)$$

$$\omega_r = P_b \omega_m; \quad \frac{d}{dt} \gamma = \omega_r. \quad (4a) \quad (4b)$$

In (3)-(4) ω_m represents the angular mechanical speed, M_L the load torque, γ the electrical angle of the rotor, and J the inertia of the system.

III. PARAMETER IDENTIFICATION.

A. Stator Resistance R_s .

The phase stator resistance R_s of the machine can be directly measure from the line to neutral point of the machine, however, the neutral point of a PMSM is commonly not accessible, then, if the windings of the stator are star connected, the value of the phase resistance can be obtained by measuring the phase to phase resistance. Since the windings are symmetric, the stator resistance is defined as the phase to phase resistance divided by two.

Nevertheless, special attention has to be paid when measuring the phase resistance due to its high temperature dependence. In this way, the value of the phase resistance must be recalculated as [25]:

$$R_s = R_0 \frac{K_c + T}{K_c + T_0}, \quad (5)$$

In (5) R_0 represents the resistance at the initial temperature T_0 , and R_s are the stator resistance at a different temperature T and K_c represents the constant determined by the winding material ($K_c=234.5$ for copper). Typically, the resistance value at a 25 °C is used to determine the initial value of R_s .

B. Flux linkage Ψ_f of the PM.

The flux linkage of the PM can be estimated by measuring the peak line to line back Electromotive Force (EMF) and the measured no-load peak amplitude of the line to line voltage when the machine is running in generator mode at constant speed. Since the machine behaves as a balanced three phase system, it is possible to obtain the RMS voltage amplitude U_{llrms} of the line to line voltages. Thus, the flux linkage can be estimated as [29]:

$$\Psi_f = \sqrt{\frac{3}{2}} \frac{U_{llrms}}{\omega_m}, \quad (6)$$

C. Synchronous inductances L_d and L_q .

It is possible to measure the $L_{d,q}$ inductances off-line with the appropriate laboratory equipment, for instance an expensive digital RLC meter; however, these measurements give inductance value at a small current level and may not be suitable to estimate the real values. Since inductance is function of the current in the same axis, it varies according to the current in the $d-q$ axis ($L_d(i_d)$ and $L_q(i_q)$), therefore, the

$$\bar{v}_i(k+1) = w\bar{v}_i(k) + \bar{r}_1\rho_1(\bar{a}_{pi} - \bar{a}_i(k)) + \bar{r}_2\rho_2(\bar{a}_g - \bar{a}_i(k)), \quad (10a)$$

$$\bar{a}_i(k+1) = \bar{a}_i(k) + \bar{v}_i(k+1), \quad (10b)$$

Where, w is inertia factor that determines the amount of the previous speed preserved, \bar{r}_1, \bar{r}_2 are two uniformly distributed random vectors generated in interval $U(0,1)$, and ρ_1, ρ_2 are the acceleration positive coefficients.

4. Update $pbest$ and $gbest$: Update $pbest$ and $gbest$ according to:

$$\text{if } F_j(\bar{a}_i(k+1)) < F_j(\bar{a}_{pi}) \text{ then} \quad (11a)$$

$$\bar{a}_{pi} = \bar{a}_i(k+1),$$

$$\text{if } F_j(\bar{a}_{pi}) < F_j(\bar{a}_g) \text{ then } \bar{a}_g = \bar{a}_{pi}, \quad (11b)$$

5. Increase $k = k + 1$, go back to step 2 and finish in a maximum time of t_{kmax} .

The parameter identification problem is addressed as an optimization problem. When the machine is connected as the scheme show in Fig. 3, the voltage and current are measured. In this way, the value of the L_{d-q} inductances are approximated through PSO algorithm, minimizing the Mean Square Error (MSE) between the measured current i_k and the estimated current \hat{i}_k according to the measured axis through the equations (7a)-(7b) as:

$$MSE = \frac{1}{n} \sum_{k=1}^n (i_k - \hat{i}_k)^2, \quad (12)$$

Where n is the number of samples. Therefore, the L_{d-q} inductances values are iteratively adjusted by exploring the solution space and approximating the dynamic behavior of the PMSM.

IV. EXPERIMENTAL RESULTS.

The experimental validation is carried out on a low cost 32-bit floating point DSP (TMS320F28335), a C programming language is used to develop data acquisition and control of the power transistor (IGBT). The experimental setup is showed in Fig. 4. The machine under test is a commercial PMSM with a 2048 PPR incremental encoder. The phase current measurement is done through Hall-effect current transducer (LTS 25NP). The voltage and current data acquisition is obtained using serial protocol communications interfacing JAVA[®] and the DSP, after this, L_{d-q} inductances values are calculated in MATLAB[®]. During data acquisition three values are obtained: time, voltage and current and are saved in a database in MySQL.

A power drive was design and implemented in order to control the IGBT used in CDT, the IGBT selected is the IRG4PC40UD. In order to isolate the digital control from the power stage, a gate drive which integrates optocoupler isolation and protection is used; the gate drive selected is the HCPL-316J. Figure 5a-5b shows the design of the power drive and Fig. 5c the power drive developed.

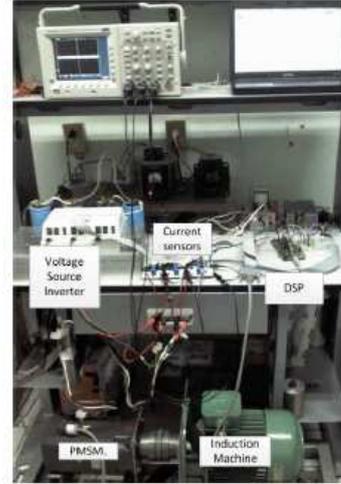


Fig. 4. Experimental setup.

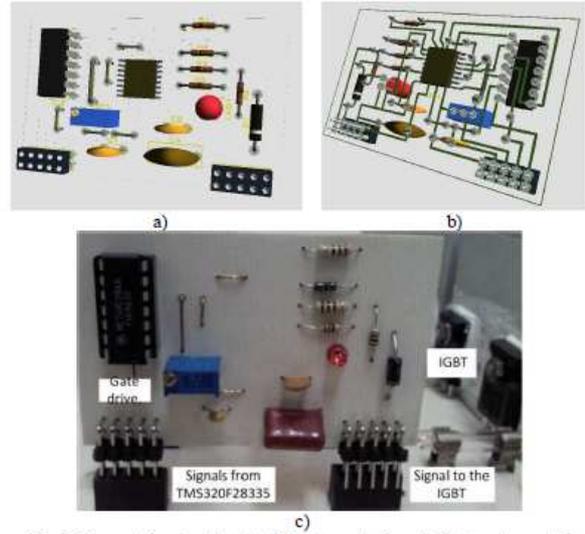


Fig. 5. Power drive developed. a) Top layer design. b) Bottom layer design. c) Plate built.

B. Flux Linkage of the PM Identification.

In order to measure the flux linkage, the shaft of the PMSM is connected to an induction machine, as showed in Fig. 4. The induction machine is powered by a variable frequency drive at different speeds, and the line to line voltage generated by the PMSM is measured and showed in Fig. 6 and the flux linkage of the PM is calculated and showed in Fig. 7. The value of the flux linkage of the PM at different speeds in listed in table I.

TABLE I
ESTIMATED VALUE OF THE FLUX LINKAGE

U_{lbrms} (V)	ω_m (RPM)	Estimated ψ_f (Wb)
29	211	0.2526
40.5	296	0.2515
52	277	0.2535
68.5	496	0.2538
94	1000	0.2443

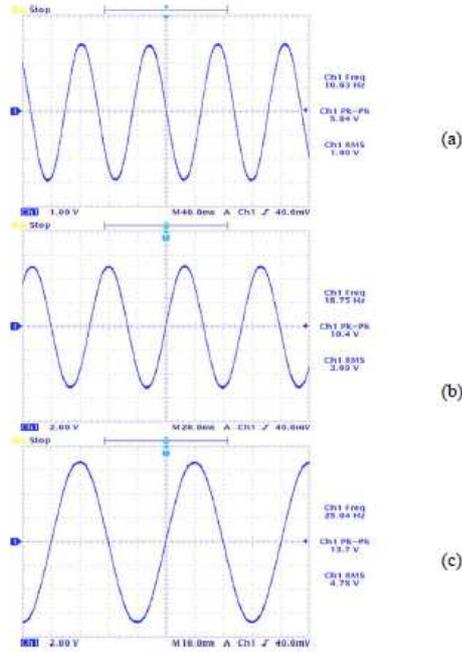


Fig. 6. Measured line to line voltage generated on generator mode (factor scale 10:1) at different speeds. a) 211 rpm b) 277 rpm c) 496 rpm.

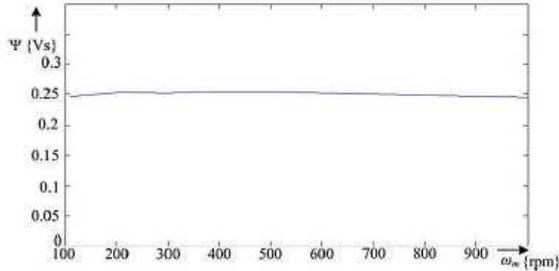


Fig. 7. Estimated flux linkage of the PM of the rotor.

B. L_{d-q} inductances identification.

Current Decay Test.

In Current Decay Test the machine is connected as Fig. 1a and a small current is injected to align the rotor into de measured axis as in Fig. 1b-1c. Once the rotor is aligned, it is mechanically locked and the routine in the DSP begins. A train of voltage pulses is generated to saturate the IGBT Q1, consequently, a current is generated, the voltage injection finishes when the nominal current value is reached, and the measurement of the current and voltage of the machine are performed. Fig. 8 shows the voltage injected and the current generated in the d axis and q axis.

Fig. 9 shows the decay voltage and current curves of the machine. It can be noted that current curve does not present noise; On the contrary, voltage curve (purple signal) present voltage peaks due to noise, for this reason, the noise effect should be processed to calculate L_{d-q} inductances. The curve fitting by the exponential method is applied to eliminate the noise effect, thus, the value of the inductances can be calcu-

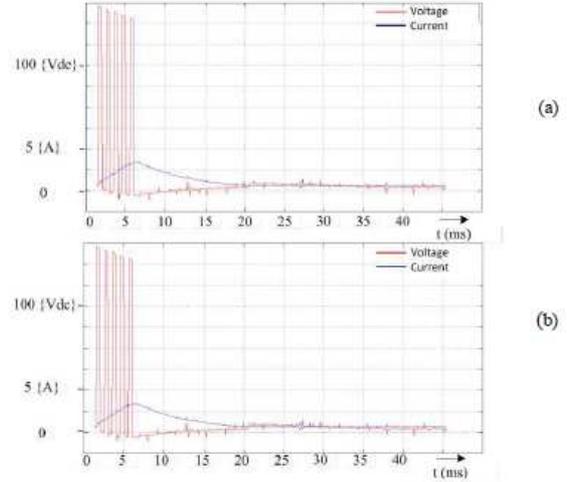


Fig. 8. Voltage and current generated during voltage injection. a) d axis b) q axis.

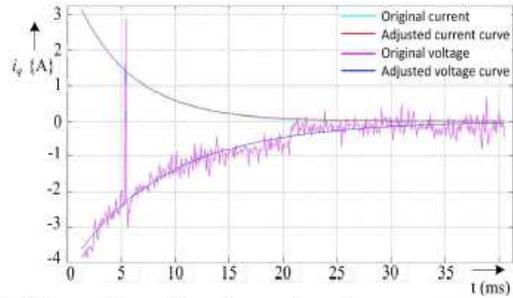


Fig. 9. Decay voltage and current curves in q axis.

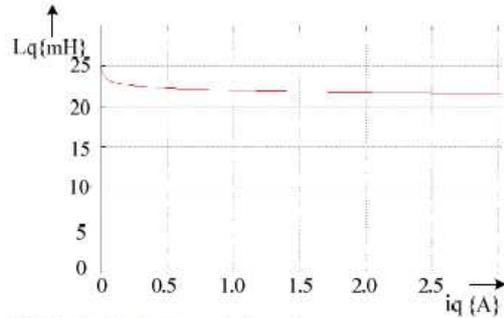


Fig. 10. Calculated inductance value in q axis.

lated from equations (7a)-(7b), and showed in Fig. 10. The mean value for both the d -axis inductances and q -axis inductances is 24mH.

Particle Swarm Optimization.

In order to perform the identification of the L_{d-q} inductances by PSO algorithm, the machine is powered with 60 VCA during a short time and the measurement of the current and voltage are performed. Fig. 11 shows the optimization of the current using PSO; during iterations the approximated current curve is adjusted according to the original current curve. Fig. 11a shows the current curve in the first iteration; Fig. 11d

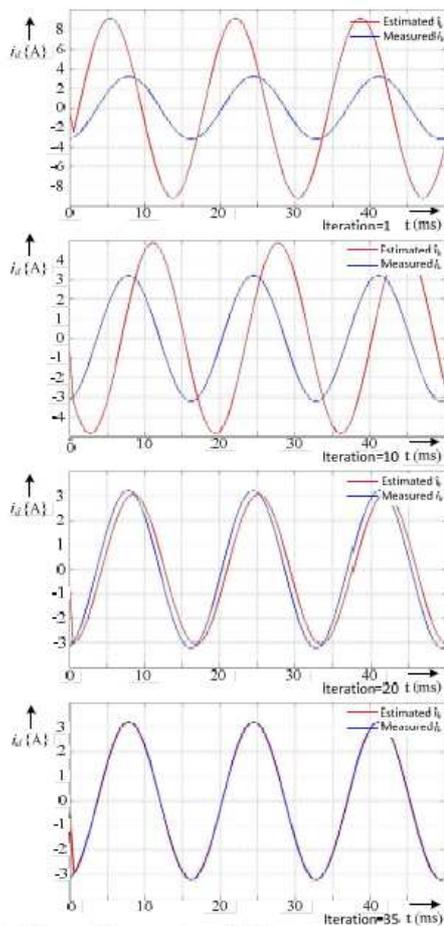


Fig 11. i_d curve adjustment through PSO.

shows the current curve in the 35th iteration. The adjustment of the L_{d-q} inductances value by the PSO is showed in Fig. 10 with a final value of 24.5 mH, similar to the value obtained with the first identification technique. Finally, in order to compare the values obtained with CDT and PSO for the inductances values, the measured inductance is acquired with a digital LCR meter, whose result is 24.167 mH. The result obtained by the PSO is close to the value obtained with the digital LCR, which demonstrates that PSO is a suitable method for the parameter identification of the machine under test.

V. CONCLUSIONS

This paper presents the parameter identification of a PMSM and its digital implementation in a low cost DSP. The methods for the resistance estimation when the temperature varies and for the estimation of the flux linkage of the PM when the machine is drive in generator mode are presented. Two techniques for the identification of the direct L_d and quadrature L_q inductances taking into account the magnetic saturation are presented. Current Decay Test and the Particle Swarm Optimization have successfully been applied to a PMSM in order to obtain an accurate value of $L_d(i_d)$ and $L_q(i_q)$

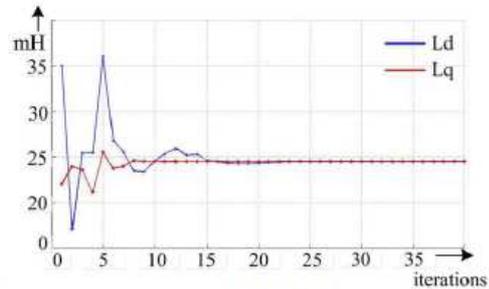


Fig. 10. L_d variation on every iteration of the PSO.

inductances without expensive laboratory equipment. To verify the correct identification of the values obtained, the measurement is performed with a digital LCR, confirming the values obtained with the techniques proposed.

REFERENCES

- [1] B. K. Bose, *Modern Power Electronics and AC Drives*, Knoxville: Prentice Hall, 2002.
- [2] G. Gatto; I. Marongiu; and A. Serpi, "Discrete-time parameter identification of a surface-mounted permanent magnet synchronous machine," *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, vol.60, no. 11, pp. 4869-4880, Nov. 2013.
- [3] L. Shen; J. Wu; S. Yang and X. Huang, "Fast flux linkage measurement for switched reluctance motors excluding rotor clamping devices and position sensors," *Instrumentation and Measurement, IEEE Transactions on*, vol.62, no.1, pp.185-191, Jan. 2013.
- [4] A.D. Cheok and Z. Wang, "Dsp-based automated error-reducing flux-linkage-measurement method for switched reluctance motors," *Instrumentation and Measurement, IEEE Transactions on*, vol.56, no.6, pp.2245-2253, Dec. 2007.
- [5] F. S. Sellschopp and M.A. Arjona, "DC decay test for estimating d-axis synchronous machine parameters: a two-transfer-function approach," *Electric Power Applications, IEE Proceedings*, vol. 153, no.1, pp.123-128, Jan. 2006.
- [6] M. Vrazic; I. Gasparac and M. Pavlica, "Ensuring synchronous generator special standstill tests," *Electrical Machines ICEM 2008. 18th International Conference on*, pp.1-5, Sept. 2008.
- [7] M. Stulrajter and M. Musak, "Unconventional methods for PM synchronous motor parameters investigation," *9th International Conference ELEKTRO*, pp. 260-265, May 2012.
- [8] L. Kaiyuan; P.O. Rasmussen and A.E. Ritchie, "Investigation of flux-linkage profile measurement methods for switched-reluctance motors and permanent-magnet motors," *Instrumentation and Measurement, IEEE Transactions on*, vol.58, no.9, pp.3191-3198, Sept. 2009.
- [9] E. C. Bortoni and J. A. Jardini, "A standstill frequency response method for large salient pole synchronous machines," *IEEE Trans. Energy Convers.*, vol. 4, no. 19, pp. 687-691, Dec. 2004.
- [10] L. Kaiyuan; M. Vetuschi; P.O. Rasmussen and A.E. Ritchie, "Determination of high-frequency d- and q-axis inductances for surface mounted permanent magnet synchronous machines," *Instrumentation and Measurement, IEEE Transactions on*, vol.59, no.9, pp.2376-2382, Sept. 2010.
- [11] IEEE Standard: "Standard procedures for obtaining synchronous machines parameters by standstill frequency response testing", IEEE Standard 115A-1995.
- [12] L. Kan; Z. Ziqiang; Z. Jing; Z. Qiao and S. Anwen, "Multi-parameter estimation of non-salient pole permanent magnet synchronous machines by using evolutionary algorithms," *Bio-Inspired Computing: Theories and Applications (BIC-TA), IEEE Fifth International Conference on*, pp.766-774, Sept. 2010.
- [13] Z. H. Liu; J. Zhang; S. W. Zhou; X. H. Li and K. Liu, "Coevolutionary particle swarm optimization using ais and its application in multiparameter estimation of pmsm," *Cybernetics, IEEE Transactions on*, vol.PP, no.99, pp.1-15, April 2013.

- [14] L. Wenxin; L. Li and D. Cartes, "Efforts on real-time implementation of PSO based PMSM parameter identification," *Power and Energy Society General Meeting - Conversion and Delivery of Electrical Energy in the 21st Century IEEE*, pp.1-7, July 2008
- [15] S.T. Boroujeni; N. Bianchi and L. Alberti, "Fast estimation of line-start reluctance machine parameters by finite element analysis," *Energy Conversion, IEEE Transactions on*, vol.26, no.1, pp.1-8, March 2011.
- [16] R. Dutta; and M.F. Rahman, "A Comparative analysis of two test methods of measuring d- and q-axes inductances of interior permanent-magnet machine," *Magnetics, IEEE Transactions on*, vol.42, no.11, pp.3712-3718, Nov. 2006
- [17] K.M. Rahman and S. Hiti, "Identification of machine parameters of a synchronous motor," *Industry Applications, IEEE Transactions on*, vol.41, no.2, pp.557-565, April 2005.
- [18] L. Kan; Z. Qiao; C. Jintao; Z.Q. Zhu and Z. Jing, "Online multiparameter estimation of nonsalient-pole pm synchronous machines with temperature variation tracking," *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, vol.58, no.5, pp.1776-1788, May 2011.
- [19] T. Boileau; N. Leboeuf; B. Nahid-Mobarakeh and F. Meibody-Tabar, "Online identification of pmsm parameters: parameter identifiability and estimator comparative study," *Industry Applications, IEEE Transactions on*, vol.47, no.4, pp.1944-1957, Aug. 2011.
- [20] Z.Q. Zhu; X. Zhu; P.D. Sun and D. Howe, "Estimation of winding resistance and pm flux-linkage in brushless AC machines by reduced-order extended kalman filter," *Networking, Sensing and Control, 2007 IEEE Int. Conference on*, pp.740-745, April 2007.
- [21] X. Xi; C. Changning and Z. Meng, "Dynamic permanent magnet flux estimation of permanent magnet synchronous machines," *Applied Superconductivity, IEEE Transactions on*, vol.20, no.3, pp.1085-1088, June 2010.
- [22] V. Vasic; S.N. Vukosavic and E. Levi, "A stator resistance estimation scheme for speed sensorless rotor flux oriented induction motor drives," *Energy Conversion, IEEE Transactions on*, vol.18, no.4, pp.476-483, Dec. 2003.
- [23] S.J. Underwood and I. Husain, "Online parameter estimation and adaptive control of permanent-magnet synchronous machines," *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, vol.57, no.7, pp.2435-2443, July 2010.
- [24] Y. Inoue; Y. Kawaguchi; S. Morimoto and M. Sanada, "Performance improvement of sensorless IPMSM drives in a low-speed region using online parameter identification," *Industry Applications, IEEE Transactions on*, vol.47, no.2, pp.798-804, April 2011.
- [25] M. Musak; and M. Stulrajter, "Novel methods for parameters investigation of PM synchronous motor," *Acta Technica Corvintiensis-Bulletin of Engineering*, vol. 6, n° 1, pp. 51-56, Jun. 2013.
- [26] A. Kilthau; and J. M. Pacas, "Parameter-measurement and control of the synchronous reluctance machine including cross saturation," *Industry Applications Conference, IEEE*, pp. 2302-2309, 2001.
- [27] Russel C. Eberhart and James Kennedy, "A new optimizer using particle swarm theory," *In Proceedings of the Sixth International Symposium on Micro Machine and Human Science MHS'95*, pp. 39-43. IEEE Press, Oct. 1995.
- [28] M. Mastuhita; and T. Saito; "Application of particle swarm optimization to parameter search in dynamical systems," *Non linear theory and its applications, IEICE*, vol. 2, n° 4, pp. 458-471, 2011.
- [29] S. Baris, "Modelling, Simulation and Analysis of Low Cost Direct Torque Control of PMSM using Hall-Effect Sensors," *M.Sc. dissertation, Texas A&M University, College Station, Texas, USA, 2005.*



Omar Sandre Hernandez (M13) received the B.Sc. degree in Mechatronics Engineering from University of the Mexican Valley, Mexico City, Mexico in 2010, and the M.C.S. degree in computer systems from the Technological Institute of Apizaco, Apizaco, Tlaxcala, Mexico, in 2012. He is currently working toward Ph.D. degree in electronics engineering at the National Institute for Astrophysics, Optics, and Electronics.

His research interests include power electronics, motor control, sensorless control, and digital control.



Julio Noel Hernandez-Perez

received the B.Sc. degree in Control and Automation Engineering from National Polytechnic Institute, Mexico City, Mexico, in 2009. He is currently working toward a Master degree in Computer Systems at the Technological Institute of Apizaco, Tlaxcala, Mexico. His research interests include power electronics, parameter identification using intelligent algorithms for Permanent Magnet Synchronous Machine (PMSM) and sensorless direct torque control for PMSM.



Roberto Morales-Caporal

(S'05-M'08) received the B.Sc. degree in electromechanical engineering from the Technological Institute of Apizaco, Apizaco, Tlaxcala, Mexico, in 1999, the M.Sc. degree in electrical engineering from the Graduate and Research Department, Superior School of Mechanical and Electrical Engineering (ESIME), National Polytechnic Institute (IPN), Mexico City, Mexico, in 2001, and the Dr.-Ing. degree in electrical engineering from the University of Siegen, Siegen, Germany, in 2007.

From 2001 to 2003, he was a Lecturer with the Interdisciplinary Professional Unit on Engineering and Advanced Technologies (UPIITA), IPN. Since 2008, he is with the Postgraduate Studies and Research Division, Technological Institute of Apizaco. His research interests include motor control, sensorless control, control of power converters for renewable energy, and DSP-based digital control.



Jose de Jesus Rangel-Magdaleno

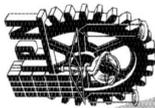
(S'08-M'12) received the B.E. degree in electronics engineering and the M.E. degree in electrical engineering on hardware signal processing from University of Guanajuato, Guanajuato, Mexico, in 2006 and 2008, respectively. He received the Ph. D. degree in mechatronics from the Autonomous University of Queretaro, Queretaro, Mexico, in 2011. He is currently Associate Researcher at the Electronics Department, INAOE, Mexico. He is a member of the Mexican national research system (SNI), level 1. His research interests include signal and image processing, instrumentation and mechatronics.



Hayde Peregrina-Barreto

(S'09-M'12) received the B.Sc. from the Technological Institute of Cuautla, Morelos, Mexico, the M.Sc. in Engineering from the University of Guanajuato (FIMEE), Guanajuato, Mexico, and the Ph.D. in Engineering from the Autonomous University of Queretaro, Queretaro, Mexico. She is currently working in the National Institute for Astrophysics, Optics, and Electronics in a postdoctoral position. She is member of the Mexican National research system (SNI), level C. Her research interests include signal and image processing, mathematical morphology and human visual perception.

ANEXO II: RECONOCIMIENTOS



**Centro de Investigación y de Estudios Avanzados
del
Instituto Politécnico Nacional**



Cinvestav

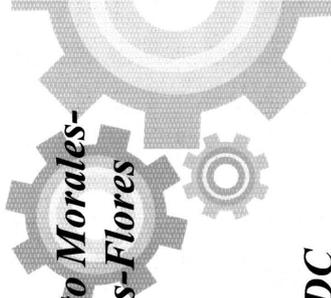
The Organizing Committee of the 2013 10th International Conference on Electrical Engineering, Computing Science and Automatic Control (CCE 2013) awards the present



CCE

RECOGNITION TO:

Julio Noel Hernández-Pérez, Jesús Ebert Giral-Salas, Roberto Morales-Caporal, Rafael Ordoñez-Flores and Miguel Ángel Morales-Flores



For the presentation of the paper entitled:

Speed and Current Control of a Permanent-Magnet DC Servo Motor Using a Real-Time Microcontroller

Mexico City, October 2-4, 2013

Dr. Alexander Poznyak Gorbatch
Co-Chair of CCE 2013

Dr. José Antonio Moreno Cadenas
Co-Chair of CCE 2013

Dr. Carlos Coello Coello
Co-Chair of CCE 2013





DIRECCIÓN ADJUNTA DE POSGRADO Y BECAS

DIRECCIÓN DE BECAS

MÉXICO D. F. A 30 de abril de 2013

HERNÁNDEZ PÉREZ JULIO NOEL
CVU: 446710
Presente

Con base en la Convocatoria **Becas Mixtas 2013 - mzo2014 Movilidad en el Extranjero (290749)**, ha sido elegido para participar en una estancia de investigación en **UNIVERSITAET SIEGEN, Alemania**, por el periodo del **10 de junio 2013 al 06 de septiembre 2013**.

En este sentido, el Consejo Nacional de Ciencia y Tecnología le apoyará con una beca de manutención mensual por la cantidad de \$15,000.00 M.N., \$670.00 M.N. mensuales por concepto de seguro médico y \$6,000.00 M.N. por transportación por única vez.

Sin más por el momento reciba un cordial saludo.

Atentamente,

M. EN C. María Dolores Sánchez Soler
Directora Adjunta de Posgrado y Becas



**Posgraduate AND
Scholarships Office**

Scholarships Office

Mexico City, April 30th 2013.

Scholar reference: **446710**

TO WHOM IT MAY CONCERN:

El Consejo Nacional de Ciencia y Tecnología - CONACYT (The National Council FOR Science AND Technology) certifies BY this document that **HERNÁNDEZ PÉREZ JULIO NOEL**, WITH register **446710** has a scholarship AS visiting research student AT **UNIVERSITAET SIEGEN, GERMANY**, FROM **June 2013** to **September 2013**.

This student will receive a monthly support for \$15,000.00 Mexican Pesos, \$670.00 Mexican Pesos monthly FOR medical insurance and \$6,000.00 Mexican Pesos FOR air ticket.

Sincerely yours,

M. EN C. María Dolores Sánchez Soler
Scholarships Director.

Letter of appreciation for Mr. Julio Noel Hernández Pérez

Mr. Julio Noel Hernández Pérez born on the 06 of 09 1986 in Contla de Juan Cuamatzi, Tlaxcala, México domiciled in 23 Xicohtenco St., Contla de Juan Cuamatzi, Tlaxcala, México, who is presently a student of "Maestría en Sistemas Computacionales" in the Instituto Tecnológico de Apizaco, Tlaxcala, was a scholarship holder of the "Programa de Becas-Mixtas para Becarios CONACyT Nacionales en el Extranjero" spending a research internship in our university in the period from the 10th June 2013 until the 2nd September 2013.

Based on an existing academic cooperation between my Chair of Power Electronics and Electrical Drives and Dr.-Ing. Roberto Morales Caporal of the "Instituto Tecnológico de Apizaco / División de Estudios de Posgrado e Investigación", it was a common decision that Mr. Hernández Pérez should approach a practical topic of the area of power electronics during his stay in Germany.

Mr. Hernández Pérez dedicated the time of his internship for acquiring practical laboratory experience in the field of DSP (Digital Signal Processors) and of power electronics especially with the realization of control schemes for electrical drives. For this reason, his main activity in my institute was the implementation of a Direct Torque Control (DTC) for a Permanent Magnet Synchronous Machine fed by an IGBT-Inverter.

During his stay in my Laboratory Mr. Hernández Pérez was very diligent performing the tasks that were assigned to him. He was eager to learn new things and techniques and tried to make the maximum benefit of his stay in Germany. Unfortunately, due to the short time of his stay not all the proposed objectives could be achieved.

His command of the English language is excellent and this simplified the communication with the other members of my staff. His is also a sympathetic person and his integration in our working group represented no problem.

I wish Mr. Hernández Pérez all the best for his professional career and would be delighted to have him again in my laboratory.



Prof. Dr.-Ing. M. Pacas

Chair of Power Electronics and
Electrical Drives



ANEXOS III: VINCULACIÓN

Son, The Netherlands, 11 december 2013
Asunto: Constancia

Prodrive B.V.

PO Box 28030
5602 JA Eindhoven
The Netherlands

Science Park Eindhoven 5501
5692 EM Son
The Netherlands

T +31(0)40 26 76 200
F +31(0)40 26 76 201
E contact@prodrive.nl

MTRO. FELIPE P. ROSARIO AGUIRRE
DIRECTOR DEL INST. TEC. DE APIZACO
PRESENTE:

ATENCIÓN: MC. MA. GUADALUPE MEDINA BARRERA
JEFA DE LA DIV. DE EST. DE POSGRADO E INV.

Sea el presente, conducto para enviarle un cordial saludo y notificarle que posterior a la recepción del proyecto de Tesis del Ing. Julio Noel Hernández Pérez, alumno de la Maestría en Sistemas Computacionales con número de control M12370001, de la Institución que usted destacadamente dirige, participó en una estancia técnica de alto nivel en la fase I del proyecto:

“Diseño e implementación de una bicicleta asistida eléctricamente”

Dicha estancia tuvo una duración de 3 meses, un mes (Septiembre de 2013) en las oficinas centrales de Prodrive B.V. en Eindhoven, Países bajos, y 2 meses (Octubre y Noviembre de 2013) en las oficinas regionales de Prodrive MX en la Ciudad de México, México D.F.

Tenemos bien a bien dar constancia de que el trabajo realizado por el Ing. Hernández: **cubre y excede las expectativas planteadas al inicio de la estancia respecto a la fase I del proyecto.**

Agradeciendo sus atenciones quedo de ustedes.

Atentamente



MC. RAFAEL GARAYOA GUAJARDO
BUSINESS DEVELOPMENT MANAGER

Son, The Netherlands, 11 december 2013
Asunto: Constancia

Prodrive B.V.

PO Box 28030
5602 JA Eindhoven
The Netherlands

Science Park Eindhoven 5501
5692 EM Son
The Netherlands

T +31(0)40 26 76 200
F +31(0)40 26 76 201
E contact@prodrive.nl

MTRO. FELIPE P. ROSARIO AGUIRRE
DIRECTOR DEL INST. TEC. DE APIZACO
PRESENTE:

ATENCIÓN: MC. MA. GUADALUPE MEDINA BARRERA
JEFA DE LA DIV. DE EST. DE POSGRADO E INV.

Por medio de la presente reciba un cordial saludo y al mismo tiempo hago *constar* que EL DR. ROBERTO MORALES CAPORAL Profesor-Investigador de la Institución que usted dignamente dirige y el ING. JULIO NOEL HERNÁNDEZ PÉREZ, alumno de la Maestría en Sistemas Computacionales con número de control M12370001, *han asesorado y realizado servicio especializado* durante el desarrollo del prototipo denominado "E-BIKE", que constan en el diseño e implementación de una bicicleta asistida eléctricamente.

La asesoría especializada y el servicio tecnológico realizado por el investigador y el alumno arriba mencionados para el desarrollo de este nuevo producto, cubren y han excedido las expectativas planteadas durante la fase de este proyecto. El acuerdo, desarrollo, seguimiento y resultados del mismo se encuentran a resguardo de nuestra empresa como secreto industrial.

Agradeciendo sus atenciones quedo de ustedes.

Atentamente



MC. RAFAEL GARAYOA GUAJARDO
BUSINESS DEVELOPMENT MANAGER

ANEXO IV: NOTAS PERIODÍSTICAS

Estudiantes de la Maestría en Sistemas Computacionales del Instituto Tecnológico de Apizaco, realizan Estancia Técnica de Alto Nivel en Eindhoven, Holanda.

Derivado de un proyecto liderado por el Dr. Roberto Morales Caporal, Profesor-Investigador del Instituto Tecnológico de Apizaco y miembro del Sistema Nacional de Investigadores - Nivel 1, en conjunto con "Prodrive B.V." empresa europea, dos jóvenes estudiantes de la Maestría en Sistemas Computacionales, Ing. Julio Noel Hernández Pérez e Ing. Jesús Ebert Giral Salas, se encuentran realizando una estancia técnica de alto nivel en Eindhoven, Holanda, durante todo el mes de septiembre.

Prodrive B.V., empresa europea fundada en 1993, es una de las compañías de desarrollo de tecnología más importantes en Holanda. Su misión es desarrollar, manufacturar e innovar soluciones electrónicas y mecatrónicas de clase mundial, enfocando una total responsabilidad en la calidad de los productos que elabora.

Recientemente Prodrivese interesó en el apoyo del Instituto tecnológico de Apizaco y otras dos Instituciones de Educación Superior del país (IPN y UNAM) cada una con otros dos estudiantes de nivel posgrado, para iniciar una empresa piloto en México con un nuevo proyecto para el mercado mexicano, la "Bicicleta Asistida Eléctricamente".

El interés de la empresa en nuestra Institución, se derivó de los proyectos de control digital de máquinas eléctricas que se han estado desarrollando en la Maestría en Sistemas Computacionales. El equipo del Instituto Tecnológico de Apizaco se enfoca especialmente en el desarrollo de la electrónica de potencia, cargadores de baterías, implementación de una técnica avanzada de control digital para el motor y el desarrollo del software para interfaz con el usuario. Una vez terminada la estancia técnica en Holanda, el equipo dará continuidad al proyecto en un laboratorio especializado en la ciudad de México.

Cabe señalar que el Ing. Julio Noel Hernández Pérez, previamente realizó una estancia académica de alto nivel por tres meses en la Universidad de Siegen, en la República Federal de Alemania.





INICIO

DIRECTOR GENERAL

EL SNIT

OFERTA EDUCATIVA

TECNOLÓGICOS

DIRECTORIOS

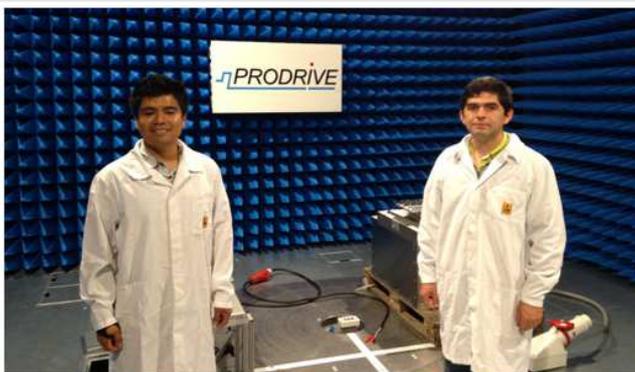
buscar...

Bienvenido a DGEST > Académicas > Realizan estancia académica en Holanda estudiantes de maestría del Instituto Tecnológico de Apizaco

Te recomendamos...

- Índice de Noticias
- DGEST
- Ciencia y Tecnología
- Académicas
- Culturales
- Deportivas
- Externas

Realizan estancia académica en Holanda estudiantes de maestría del Instituto Tecnológico de Apizaco



México, D.F., 3 de octubre de 2013. DGEST/DDC. Dos jóvenes estudiantes de la Maestría en Sistemas Computacionales del Instituto Tecnológico de Apizaco realizaron durante todo el mes de septiembre una estancia técnica de alto nivel en Eindhoven, Holanda.

Los ingenieros Julio Noel Hernández Pérez y Jesús Ebert Giral Salas participaron en el desarrollo de un proyecto colaborativo liderado por el doctor Roberto Morales Caporal, profesor investigador del tecnológico, en conjunto con Prodrive B.V., empresa especializada en desarrollo de tecnología.

Recientemente esta compañía holandesa se interesó en el apoyo del Tecnológico de Apizaco y otras dos instituciones de educación superior del país. Cada una participó con dos estudiantes de nivel posgrado para iniciar una empresa piloto en México con un nuevo proyecto para el mercado mexicano: "Bicicleta asistida eléctricamente". Una vez terminada su estancia en Holanda, el equipo dará continuidad a esta novedosa iniciativa en un laboratorio especializado en la Ciudad de México.

Morales Caporal explicó que el interés de esta empresa en el tecnológico se derivó de los proyectos de control digital de máquinas eléctricas que se han estado desarrollando en la Maestría en Sistemas Computacionales. Detalló que el equipo del Instituto Tecnológico de Apizaco se enfoca especialmente en el desarrollo de la electrónica de potencia, cargadores de baterías, implementación de una técnica avanzada de control digital para el motor y el desarrollo del software para la interfaz con el usuario.

Sobre la estancia de los alumnos en Europa, el doctor Morales Caporal comentó que es una experiencia internacional estudiantil única y enriquecedora que transforma tanto la forma de pensar de los estudiantes, durante y después de su permanencia en el extranjero, y los prepara para asumir activamente roles de liderazgo y competitividad en las organizaciones globales para enfrentar, en el futuro, retos aún mayores.

Cabe destacar que el novel ingeniero Julio Noel Hernández Pérez previamente realizó una estancia académica de alto nivel durante tres meses en la Universidad de Siegen, en la República Federal de Alemania. En los próximos meses, otros estudiantes del tecnológico iniciarán una estancia para su especialización en Texas.



Compartir



@dgest

« Volver

↑ Subir

Arcos de Belén Núm. 79, Colonia Centro, Delegación Cuauhtémoc, C.P. 06010, México, D.F.
Fray Servando Teresa de Mier Núm. 127, Colonia Centro, Delegación Cuauhtémoc, C.P. 06080, México, D.F.