

INSTITUTO POLITÉCNICO NACIONAL

**ESCUELA SUPERIOR DE INGENIERÍA
MECÁNICA Y ELÉCTRICA**

**SECCIÓN DE ESTUDIOS DE POSGRADO E
INVESTIGACIÓN**

**ANÁLISIS DEL CONTROL DIRECTO DEL PAR DE UN
MOTOR DE INDUCCIÓN**

T E S I S

QUE PARA OBTENER EL GRADO DE:

**MAESTRO EN CIENCIAS CON ESPECIALIDAD
EN INGENIERÍA ELÉCTRICA**

PRESENTA

ING. FRANCISCO JAVIER SAMPE LÓPEZ



MÉXICO, D.F.

2002



INSTITUTO POLITECNICO NACIONAL
COORDINACION GENERAL DE POSGRADO E INVESTIGACION

ACTA DE REVISION DE TESIS

En la Ciudad de México, D. F. siendo las 13:00 horas del día 20 del mes de MARZO del 2002 se reunieron los miembros de la Comisión Revisora de Tesis designada por el Colegio de Profesores de Estudios de Posgrado e Investigación de la E.S.I.M.E. para examinar la tesis de grado titulada:

“ANÁLISIS DEL CONTROL DIRECTO DEL PAR DE UN MOTOR DE INDUCCIÓN”

SAMPE
Apellido paterno

LOPEZ
materno

FRANCISCO JAVIER
nombre(s)

Con registro:

9	8	0	8	6	2
---	---	---	---	---	---

aspirante al grado de:

MAESTRO EN CIENCIAS

Después de intercambiar opiniones los miembros de la Comisión manifestaron **SU APROBACION DE LA TESIS**, en virtud de que satisface los requisitos señalados por las disposiciones reglamentarias vigentes.

LA COMISION REVISORA

Director de tesis

DR. JAIME JOSE RODRÍGUEZ RIVAS

DR. LESZEK ZBIGNIEW KAWECKI

DR. CARLOS ALBERTO RIVERA SALAMANCA

M. en C. DOMITILO LIBEROS

M. en C. JESUS REYES GARCIA

M. en C. TOMAS IGNACIO ASIAIN OLIVARES

EL PRESIDENTE DEL COLEGIO

DR. FLORENCIO SÁNCHEZ SILVA

DEDICATORIA

A MIS PADRES:

ERNESTO SAMPE ROMERO
BERNARDA LOPEZ CASTILLO

Por el apoyo moral y económico incondicional que me proporcionaron y la confianza que tuvieron en mi para la conclusión de este trabajo muchas gracias.

A MI ESPOSA:

Por el apoyo que me brindó para la conclusión de este trabajo, por su comprensión y sacrificios que ha soportado a mi lado, gracias.

A MIS HERMANAS:

ROSARIO SAMPE LOPEZ
MARIA CRUZ SAMPE LOPEZ

Por que ustedes son una parte importante de mi vida, gracias por crecer a mi lado.

AGRADECIMIENTO

A mi asesor Dr. Jaime J. Rodríguez Rivas, por sus enseñanzas, su apoyo y consejos para la realización de este trabajo .

A los profesores del departamento de ingeniería eléctrica de la sección de estudios de posgrado e investigación de la ESIME-ZACATENCO, por el apoyo Y las enseñanzas que me brindaron durante mi estancia, a los miembros del jurado de la tesis por los comentarios y recomendaciones que me hicieron para mejorar este trabajo.

Al Consejo Nacional de Ciencia y Tecnología por brindarme el apoyo económico para la realización de mis estudios de maestría.

Al Programa Institucional de Formación de Investigadores por el apoyo económico recibido durante la realización de la presente tesis.

A mis padrinos Josué Luna Ramírez y Lucila Cristóbal Gómez por abrirme la puerta de su casa, la primera vez que llegué a la ciudad de México. Por conseguirme el primer trabajo que fue el inicio para poder sobresalir económicamente. Gracias a este apoyo pude realizar uno de mis sueños más anhelados, muchas gracias.

A mis compañeros que también contribuyeron en mi desarrollo profesional y personal. Por su amistad y apoyo durante mi estancia en esta institución:

Brahim Elfilali , Alberto Rivera A., Marla E. Ramírez, Roberto Morales C., Oscar Puente N., Javer Herrera E., Jorge Ramírez T., Pedro Ponce, Joel Morantes, Victor Salazar, Francisco Hurtado, Manuel Nango, Ivonne Torres, José Alberto G., y a todas aquellas personas con las que he convivido.

Al personal de apoyo de la SEPI de la ESIME ZACATENCO, Mario, Sofía, Alicia, Ricardo y Francisco.

RESUMEN

El Control Directo del Par (DTC) es uno de los métodos más recientes de control en los accionamientos de velocidad variable para máquinas de corriente alterna. Con este método se logra desacoplar la máquina, y controlar de forma independiente el par electromagnético y el flujo del estator.

En este trabajo se exponen los principios básicos del DTC de un motor de inducción (MI) y algunas modificaciones al método que permitan mejorar los resultados obtenidos. La simulación del DTC se realizó utilizando la herramienta computacional MAT-LAB SIMULIK versión 5.3.

El DTC desacopla al MI empleando dos lazos de control que utilizan controladores de histéresis, uno para el flujo del estator y otro para el par electromagnético. Las señales estimadas de par y flujo del estator más la señal de posición del vector flujo del estator determinan el vector voltaje que será aplicado al MI a través del inversor. El ancho de la banda de histéresis en cada controlador del DTC influirá en el desempeño del sistema, en el trabajo se analizará su relación con la frecuencia en el inversor, el contenido de armónicos de la corriente del estator y la trayectoria del flujo magnético del estator y del rotor. La selección del vector de voltaje que será aplicado al motor de inducción se realiza de acuerdo a una tabla, la cual puede ser modificada para obtener diferentes respuestas del par o del flujo del estator.

También se analiza el cambio de la tabla de conmutación de los vectores de voltaje y la estimación del flujo del estator cuando la señal del voltaje medido en las terminales tiene desviaciones de corriente directa (offset).

ABSTRACT

Direct Torque Control (DTC) is one of the most recent methods of control in variable speed drives for alternating current machines. With this method it is possible to disconnect the machine, and controlling an independent way the electromagnetic torque and the stator flux.

The basic principles of the DTC of an induction motor (IM) and some modifications of the method that allow improving the obtained results are exposed In this work. The simulation of the DTC was done using the Mat-lab SIMULIK version 5.3. computing tool.

The DTC disconnects IM using two loop control through hysteresis controllers, one for the stator flux and other for the electromagnetic torque. The estimated signals of torque, stator flux and the stator flux vector of position signal of the determine the voltage vector that will be applied to IM through the inverter. The system performance depend on hysteresis flux and torque band width, therefore inverter frequency relationship, stator current harmonic content as well as magnetic stator and rotor flux trajectory will be analyzed. Voltage vector selection applied to the induction motor is made according to a table, which can be modified to obtain different answers of torque and stator flux.

It will also analyzed charges on voltage vector commutation table, and stator flux estimation behavior when measured voltage signal has deviations of direct current (offset).

CONTENIDO

	Pág.
Resumen.....	i
Abstract.....	ii
Contenido.....	iii
Indice de figuras.....	vi
Indice de tablas.....	ix
Nomenclatura.....	x

CAPITULO I INTRODUCCIÓN

1.1 Generalidades.....	1
1.2 Estado del arte.....	2
1.2.1 Control escalar.....	3
1.2.2 Control vectorial.....	4
1.2.3 Control directo del par.....	5
1.3 Objetivos del trabajo.....	8
1.4 Justificación.....	8
1.5 Contribuciones.....	9
1.6 Contenido de la tesis.....	10

CAPITULO II CONTROL DIRECTO DEL PAR EN MOTORES DE INDUCCIÓN

2.1 Introducción.....	11
2.2 Motor de inducción.....	12
2.3 Expresiones del par electromagnético instantáneo.....	13
2.3.1 Generación del par electromagnético en una máquina de corriente directa.....	14
2.3.2 Expresiones del par electromagnético en una máquina de c.a. trifásica.....	15
2.4 Principios del control directo del par(DTC).....	19
2.5 Estimación del flujo del estator.....	27
2.6 Criterio de conmutación óptima de los vectores de voltaje aplicados al inversor.....	28
2.7 Ancho de banda de histéresis del flujo y del par.....	31

CAPITULO III SIMULACIÓN DEL CONTROL DIRECTO DEL PAR

3.1 Introducción..... 33

3.2 Desarrollo de la simulación..... 34

 3.2.1 Transformación trifásica a bifásica..... 35

 3.2.2 Modelo del motor de inducción.....36

 3.2.2.1 Ecuación de equilibrio mecánico.....38

 3.2.2.2 Ecuaciones de las corrientes y los flujos39

 3.2.3 Representación del sistema de control del motor de inducción
 en bloques de Simulink.....43

 3.2.3.1 Estimación del flujo del estator44

 3.2.3.2 Control del flujo del estator.....44

 3.2.3.3 Control del par electromagnético.....48

 3.2.3.4 Determinación del sector del vector flujo del estator.....50

 3.2.3.5 Tabla de conmutación óptima de los vectores de voltaje.....53

CAPITULO IV RESULTADOS DE LA SIMULACIÓN DEL DTC UTILIZANDO UN MOTOR DE INDUCCIÓN

4.1 Introducción.....55

4.2 Resultados de la simulación del DTC.....55

4.3 Resultados de la simulación del DTC con velocidad cercana a cero.....65

4.4 Efectos de la variación de la resistencia del estator en el flujo del estator y el par
 electromagnético.....71

4.5 Variación del ancho de las bandas de histéresis del par y del flujo.....77

CAPITULO V MEJORAS EN EL DTC

5.1 Control directo del par en bajas velocidades.....90

 5.1.1 Problemas del DTC en bajas velocidades.....92

 5.1.2 Estimación del flujo del estator en bajas velocidades.....99

 5.1.3 Método de conmutación para bajas velocidades.....104

5.2 Diferentes criterios de conmutación en el inversor.....111

5.3 Validación de resultados.....122

CONCLUSIONES Y RECOMENDACIONES	126
REFERENCIAS	128
APÉNDICE A	133
APÉNDICE B	135
APÉNDICE C	136
APÉNDICE D	140
APÉNDICE E	146

LISTA DE FIGURAS

Figura 1. 1	Curva v/f constante del control escalar.....	3
Figura 1. 2	Esquema del control escalar	4
Figura 1. 3	Esquema del control vectorial.....	4
Figura 2. 1	Diagrama simplificado del motor de inducción con las bobinas del estator en cuadratura.....	14
Figura 2. 2	Maquina eléctrica y la generación del par.....	16
Figura 2. 3	Esquema del control directo del par.....	20
Figura 2. 4	Inversor de voltaje trifásico.....	21
Figura 2. 5	Vectores espaciales de voltaje instantáneos.....	23
Figura 2. 6	Selección de vectores de voltaje para el flujo del estator.....	25
Figura 2. 7	Selección de los vectores de voltaje para el par.....	26
Figura 2. 8	Vectores espaciales de voltaje y su correspondiente variación en un tiempo.....	29
Figura 2. 9	Controlador de histéresis del par electromagnético de tres niveles..	30
Figura 2. 10	Controlador de histéresis de dos niveles del flujo del estator	30
Figura 3. 1	Esquema del control directo del par.....	34
Figura 3. 2	Transformación de variables trifásicas a bifásicas, (a) bloque de Simulink (b) gráficas de salida.....	36
Figura 3. 3	Modelo del motor de inducción.....	38
Figura 3. 4	Ecuación de equilibrio mecánico del motor de inducción.....	39
Figura 3. 5	Bloques de Simulink de las ecuaciones 3.12 y 3.21.....	42
Figura 3. 6	Bloques de Simulink de las ecuaciones 3.13 y 3.22.....	42
Figura 3. 7	Sistema de control del DTC.....	43
Figura 3. 8	Estimación del flujo del estator en coordenadas alfa_beta.....	44
Figura 3. 9	Banda de histéresis del flujo del estator.....	45
Figura 3. 10	Control de la magnitud del flujo.....	45
Figura 3. 11	Banda de histéresis del flujo.....	47
Figura 3. 12	Control del par.....	48
Figura 3. 13	Estados de salida de la banda de histéresis del par.....	49
Figura 3. 14	Selección del sector del vector flujo del estator.....	51
Figura 3. 15	Tabla para seleccionar el sector flujo del estator.....	52
Figura 4. 1	Respuesta del par con carga nominal.....	56
Figura 4.2	Respuesta del par dentro del ancho de banda de histéresis Con carga nominal.....	57
Figura 4. 3	Magnitud del flujo del estator con carga nominal.....	58
Figura 4. 4	Respuesta del flujo con carga nominal.....	59
Figura 4. 5	Trayectoria del flujo del estator en el plano $\alpha - \beta$	60
Figura 4. 6	Trayectoria del flujo del rotor en el plano $\alpha - \beta$	60
Figura 4. 7	Corrientes trifásicas con carga nominal.....	61
Figura 4. 8	Voltajes de fase carga nominal.....	62
Figura 4. 9	Voltajes de línea carga nominal.....	62

Figura 4. 10	Conmutaciones por fase con carga nominal.....	63
Figura 4. 11	Frecuencia de conmutación con carga nominal.....	64
Figura 4. 12	Armónicos de corriente con carga.....	64
Figura 4. 13	Velocidades de referencia y del rotor con carga.....	65
Figura 4. 14	Respuesta del par en baja velocidad.....	66
Figura 4. 15	Trayectoria del flujo del estator en el plano $\alpha - \beta$ con baja velocidad.....	66
Figura 4. 16	Trayectoria del flujo del estator en el plano $\alpha - \beta$ Con baja velocidad.....	67
Figura 4. 17	Magnitud del flujo del estator con baja velocidad	68
Figura 4. 18	Corrientes trifásicas con baja velocidad	68
Figura 4. 19	Voltajes de fase con baja velocidad	69
Figura 4. 20	Voltajes de línea con baja velocidad	70
Figura 4. 21	Conmutaciones por fase con baja velocidad	70
Figura 4. 22	Frecuencia de conmutación con baja velocidad	71
Figura 4. 23	Respuesta del par electromagnético (a) y su ampliación al inicio (b), cuando la resistencia del estator permanece constante.....	72
Figura 4. 24	Respuestas del par con una variación del 10% de la R_s	73
Figura 4. 25	Magnitud del vector flujo del estator con una variación del 10% de R_s	74
Figura 4. 26	Flujo del estator en coordenadas alfa-beta con una variación del 10% de R_s	74
Figura 4. 27	Flujo del rotor en coordenadas alfa-beta con una variación del 10% de R_s	75
Figura 4. 28	Respuestas del par con una variación del 25% de la R_s	75
Figura 4. 29	Flujo del estator en coordenadas alfa-beta con una variación del 25% de R_s	76
Figura 4. 30	Flujo del rotor en coordenadas alfa-beta con una variación del 25 de R_s	76
Figura 4.31	Componentes radial y tangencial del par.....	77
Figura 4.32	Respuesta del par y del flujo con $\Delta T = 0.2$ y $\Delta \psi = 0.001$	80
Figura 4.33	Flujos del estator y del rotor, corriente y armónicos de corriente con $\Delta T = 0.2$ y $\Delta \psi = 0.001$	81
Figura 4.34	Frecuencia de conmutación con $\Delta T = 0.2$ y $\Delta \psi = 0.001$	81
Figura 4.35	Respuesta del par y del flujo con $\Delta T = 0.2$ y $\Delta \psi = 0.03$	82
Figura 4.36	Flujos del estator y del rotor, corriente y armónicos de corriente con $\Delta T = 0.2$ y $\Delta \psi = 0.03$	83
Figura 4.37	Frecuencia de conmutación con $\Delta T = 0.2$ y $\Delta \psi = 0.03$	84
Figura 4.38	Magnitud del vector flujo del estator con $\Delta T = 0.2$ y $\Delta \psi = 0.1$	85
Figura 4.39	Flujo del estator en coordenadas alfa-beta con $\Delta T = 0.2$ y $\Delta \psi = 0.1$	86
Figura 4.40	Frecuencia de conmutación con $\Delta T = 0.2$ y $\Delta \psi = 0.1$	87
Figura 4.41	Respuesta del par con $\Delta T = 0.5$ y $\Delta \psi = 0.01$	88

Figura 4.42	Corriente trifásica con $\Delta T = 0.5$ y $\Delta \psi = 0.01$	89
Figura 4.43	Frecuencia de conmutación con $\Delta T = 0.5$ y $\Delta \psi = 0.01$	90
Figura 5. 1	Integrador modificado con retroalimentación saturable.....	91
Figura 5. 2	Respuesta del par en baja velocidad.....	93
Figura 5. 3	Respuesta del par con una banda de histéresis del par de 0.2 N-m.....	94
Figura 5. 4	Magnitud del vector flujo del estator en baja velocidad.....	95
Figura 5. 5	Flujo del estator con un ancho de banda del flujo de 0.01 Wb en baja velocidad.....	95
Figura 5. 6	Flujo del estator en coordenadas alfa-beta en baja velocidad.....	96
Figura 5. 7	Flujo del rotor en coordenadas alfa-beta en baja velocidad.....	96
Figura 5. 8	Corrientes trifásicas en baja velocidad.....	97
Figura 5. 9	Conmutaciones por fase en el inversor en baja velocidad.....	97
Figura 5. 10	Frecuencia de conmutación en el inversor en baja velocidad.....	98
Figura 5. 11	Armónicos de corriente en baja velocidad.....	98
Figura 5. 12	Comparación entre la integral, el filtro LP y el integrador Modificado.....	99
Figura 5. 13	Respuesta del integrador y el filtro modificado ante una señal de entrada con una desviación de c.d.....	100
Figura 5. 14	Respuesta del par cuando el voltaje terminal tiene una desviación de c.d.....	101
Figura 5. 15	Respuesta del filtro modificado ante una señal de voltaje Con una desviación de c.d.....	102
Figura 5. 16	Respuestas del integrador modificado con un valor de $L = 0.2$	104
Figura 5. 17	Respuesta del par en baja velocidad con una tabla sin Vectores de voltaje cero.....	106
Figura 5. 18	Respuesta del par con un ancho de banda de histéresis del par de 0.2 N-m con una tabla sin vectores de voltaje cero.....	106
Figura 5. 19	Magnitud del flujo del estator con una tabla sin vectores de voltaje cero.....	107
Figura 5. 20	Flujo del estator con un ancho de banda de histéresis del flujo de 0.01 Wb con una tabla sin vectores de voltaje cero.....	108
Figura 5. 21	Flujo del estator en coordenadas alfa-beta con una tabla sin vectores de voltaje cero.....	108
Figura 5. 22	Flujo del rotor en coordenadas alfa-beta con una tabla sin vectores de voltaje cero.....	109
Figura 5. 23	Corriente trifásica con una tabla sin vectores de voltaje cero.....	109
Figura 5. 24	Frecuencia de conmutación con una tabla sin vectores de voltaje cero.....	110
Figura 5. 25	Armónicos de corriente con una tabla sin vectores de voltaje cero.....	110
Figura 5. 26	Respuestas del par y del flujo empleando la tabla de vectores de voltaje 2A.....	113
Figura 5. 27	Flujo del estator y del rotor, corrientes y armónicos de corriente empleando la tabla de vectores de voltaje 2A.....	114

Figura 5. 28	Frecuencia de conmutación empleando la tabla de vectores de voltaje 2A.....	115
Figura 5. 29	Respuestas del par y del flujo empleando la tabla de vectores de voltaje 2B.....	116
Figura 5. 30	Flujo del estator y del rotor, corrientes y armónicos de corriente empleando la tabla de vectores de voltaje 2B.....	116
Figura 5. 31	Frecuencia de conmutación empleando la tabla de vectores de voltaje 2B.....	117
Figura 5. 32	Respuestas del par y del flujo empleando la tabla de vectores de voltaje 2C.....	118
Figura 5. 33	Flujo del estator y del rotor, corrientes y armónicos de corriente empleando la tabla de vectores de voltaje 2C.....	119
Figura 5. 34	Frecuencia de conmutación empleando la tabla de vectores de voltaje 2C.....	119
Figura 5. 35	Respuestas del par y del flujo empleando la tabla de vectores de voltaje 2C.....	120
Figura 5. 36	Flujo del estator y del rotor, corrientes y armónicos de corriente empleando la tabla de vectores de voltaje 2D.....	121
Figura 5. 37	Frecuencia de conmutación empleando la tabla de vectores de voltaje 2D.....	122
Figura 5.38	Resultados para la validación del trabajo.....	123
Figura 5.39	Resultados obtenidos para un motor de ¼ Hp.....	124
Figura 5.40	Resultados obtenidos para un motor de 4 kW.....	125

LISTA DE TABLAS

Tabla 2. 1	Variación del par y del flujo debido a la aplicación de los vectores de voltaje.....	29
Tabla 2. 2	Estrategia de selección de los vectores de voltaje.....	30
Tabla 3. 1	Sectores del plano $\alpha - \beta$ en la figura 2.5.....	52
Tabla 3. 2	Representación binaria de la salida del bloque del sector.....	53
Tabla 3.3	Tabla de conmutación óptima de vectores de voltaje.....	54
Tabla 5.1	Variación del par y del flujo debido a la aplicación de los vectores de voltaje.....	111
Tabla 5.2	Criterio de conmutación A.....	111
Tabla 5.3	Criterio de conmutación B.....	112
Tabla 5.4	Criterio de conmutación C.....	112
Tabla 5.5	Criterio de conmutación D.....	112

NOMENCLATURA

$\Psi_{r\alpha\beta}$:	Vector espacial del flujo del rotor
$\Psi_{r\alpha}$ y $\Psi_{r\beta}$:	Flujo del rotor en coordenadas $\alpha - \beta$
$\Psi_{s\alpha\beta}$:	Vector espacial del flujo del estator
$\Psi_{s\alpha}$ y $\Psi_{s\beta}$:	Flujo del estator en coordenadas $\alpha - \beta$
$\bar{\Psi}_s$:	Vector flujo del estator
$\bar{\Psi}_s^S$:	Vector flujo del estator en el marco de referencia del estator
$\bar{\Psi}_s^*$:	Flujo de referencia del vector flujo del estator
$\bar{\Psi}_s''$:	Vector flujo del estator en el marco de referencia del rotor
$ \bar{\Psi}_s $:	Magnitud del vector flujo del estator
$\bar{\Psi}_r$:	Vector flujo del rotor en el marco de referencia del rotor
$\bar{\Psi}_r'$:	Vector flujo del rotor en el marco de referencia del estator
$\bar{\Psi}_f$:	Flujo de excitación
$v_{s\alpha\beta}$:	Vector espacial de voltaje
$v_{s\alpha}$ y $v_{s\beta}$:	Voltajes del estator en coordenadas $\alpha - \beta$
\bar{v}_s :	Vector voltaje del estator
\bar{v}_s^S :	Vector voltaje del estator en el marco de referencia del estator
$i_{s\alpha\beta}$:	Vector espacial de la corriente del estator
$i_{s\alpha}$ y $i_{s\beta}$:	Corrientes del estator en coordenadas $\alpha - \beta$
\bar{i}_s :	Vector corriente del estator

\bar{i}_s^S :	Vector corriente del estator en el marco de referencia del estator
\bar{i}_s' :	Vector corriente del estator en el marco de referencia del rotor
\bar{i}_r' :	Vector corriente del rotor en el marco de referencia del estator
\bar{i}_r :	Vector corriente del rotor en el marco de referencia del rotor
\bar{i}_a :	Corriente de armadura
i_{sd} :	Corriente del estator en el eje directo en el marco de referencia dq
i_{sq} :	Corriente del estator en el eje en cuadratura en el marco de referencia dq
L_r :	Inductancia del rotor
L_s :	Inductancia del estator
L_m :	Inductancia de magnetización
ω_r :	Velocidad del rotor
R_s :	Resistencia del estator
R_r :	Resistencia del rotor
σ_r :	Coefficiente de dispersión del rotor
J :	Inercia del rotor
R_W :	Coefficiente de fricción
T_e :	Par electromagnético desarrollado por la máquina
T^* :	Par de referencia
T_L :	Par de carga
γ :	Ángulo de par formado entre el flujo del estator y la corriente del rotor
f_{tan} :	Fuerza tangencial para la generación del par electromagnético
P :	Número de pares de polos
P_{mech} :	Potencia mecánica del motor

W_{mech} :	Energía mecánica del motor
θ :	Bit de flujo
τ :	Bit de par
α :	Sector del vector flujo del estator
$S_a, S_b, S_c, \bar{S}_a, \bar{S}_b, \bar{S}_c$:	Estados de conmutación de los interruptores del inversor
v_{as}, v_{bs}, v_{cs} :	Voltaje de fase del estator
E :	Voltaje de corriente directa aplicado al inversor
ΔT :	Ancho de banda de histéresis del par
$\Delta \psi$:	Ancho de banda de histéresis del flujo
PWM :	Modulación del ancho de los pulsos
DTC :	Control directo del par
DSC :	Autocontrol directo del par

CAPITULO UNO

INTRODUCCIÓN

1.1 GENERALIDADES

En el pasado, los motores de corriente directa (c.d.) fueron usados extensamente en áreas donde se requería su operación en velocidades variables; debido a que el flujo y el par pueden ser controlados fácilmente por la corriente de campo y la corriente de armadura respectivamente. En particular, los motores de c.d. con excitación separada, han sido usados ampliamente en aplicaciones donde se requiere una rápida respuesta del par electromagnético y la velocidad, además de una operación en los cuatro cuadrantes, con un buen desempeño a velocidades cercanas a cero. Sin embargo los motores de c.d., tienen ciertas desventajas, las cuales son debidas a la existencia del conmutador y las escobillas; por lo que requieren de un mantenimiento periódico y no pueden ser empleados en ambientes explosivos o corrosivos. A todo lo anterior se puede añadir que este tipo de motor tiene una limitada capacidad de conmutación en altas velocidades y en condiciones de operación en alto voltaje. Estos problemas pueden ser resueltos con la aplicación de los motores de corriente alterna (c.a.), los cuales son simples, económicos, y de estructura robusta, además de no requerir mantenimiento constante como ocurre con los de c.d.[1].

Las expresiones del par electromagnético en una máquina de corriente alterna (c.a.) y en una máquina de corriente directa (c.d.) son similares. Sin embargo, esta similitud no fue estudiada hasta la década de los años setenta y ésta es una de las razones por la cual la técnica de control vectorial no surgió con anterioridad. El control del motor de c.d. es relativamente más fácil, debido a que, el motor de inducción tiene una estructura de control multivariable, altamente acoplada y no lineal, mientras que el control de una máquina de c.d. con excitación separada tiene una estructura de control desacoplada, pudiéndose realizar el control independiente del flujo del rotor y del par electromagnético. En un motor de c.d. con excitación separada y un valor del flujo constante, el par electromagnético es directamente proporcional a la corriente de armadura; por lo tanto con el control directo de la corriente de armadura se puede realizar el control directo del par electromagnético del motor[1].

1.2 ESTADO DEL ARTE

Entre los sistemas de accionamientos eléctricos de motores, los que incluyen al motor de inducción jaula de ardilla tienen una particular ventaja con respecto al costo de instalación y de mantenimiento. Además de que el motor de inducción jaula de ardilla es simple, robusto y es una de las máquinas de menor costo, las cuales se fabrican prácticamente en todos los rangos de potencia. Debido a sus excelentes capacidades de control, los accionamientos de velocidad variable utilizando motores de corriente alterna (c.a.) y empleando modernos convertidores estáticos, han desplazado a los accionamientos de corriente directa en muchas de sus aplicaciones industriales[2,3].

Actualmente los accionamientos del motor de inducción tienen una enorme aplicación industrial, sin embargo, la estructura de control de un motor de inducción es complicada ya que es una máquina altamente acoplada, multivariable y no lineal, además las corrientes y el flujo magnético del rotor en el motor inducción jaula de ardilla no pueden ser directamente medidos[4,5].

Un accionamiento eléctrico moderno esta compuesto fundamentalmente de dos partes: el control de las máquinas y los convertidores electrónicos. En el campo de los accionamientos que utilizan motores de inducción, se han realizado avances significativos en la teoría del control en las últimas décadas [6], estos avances han surgido debido al gran desarrollo en los procesadores y microprocesadores digitales, además del desarrollo de nuevos modelos matemáticos de la máquina. Las características de algunos de los accionamientos eléctricos que emplean un motor de inducción son las siguientes:

1.2.1 CONTROL ESCALAR

En este accionamiento, el flujo del entrehierro debe mantenerse constante en todas las frecuencias por debajo de la frecuencia nominal, aunque en algunos casos se puede reducir el flujo magnético cuando el motor es subcargado en bajas velocidades. Un valor constante en el flujo se puede obtener cuando la relación v/f es constante. Sin embargo, cuando la frecuencia y el voltaje son bajos, la caída de voltaje en el estator no puede ser ignorada y debe ser compensada. En frecuencias más altas que la nominal, el principio de v/f constante, nuevamente no se cumple, debido a que el voltaje del estator no debe de exceder su valor nominal, con esto se evitan fallas en el aislamiento de la máquina[7]. Este principio se muestra en la figura 1.1

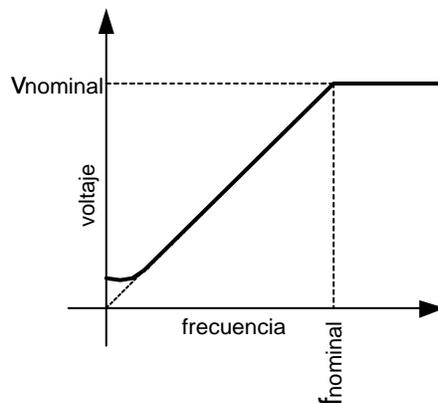


Figura 1. 1 Curva v/f constante del control escalar

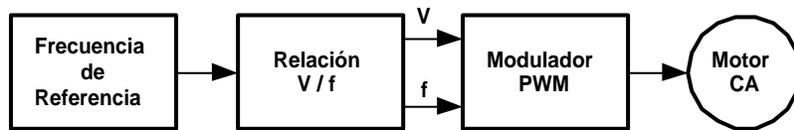


Figura 1. 2 Esquema del control escalar

1.2.2 CONTROL VECTORIAL

El control por campo orientado fue introducido por Hasse y Blaschke en 1969 [1]. Este nuevo esquema de control fué inicialmente propuesto para un motor de inducción alimentado por un inversor PWM y entonces generalizado para otros tipos de máquinas de c.a. alimentadas por inversores. El principio consiste en una transformación de tres variables de fase hacia un marco de referencia rotatorio que gire a la velocidad del flujo magnético del rotor, estator o entrehierro, el cual una vez orientado sobre el vector flujo del rotor, estator o de magnetización habilita la regulación desacoplada del flujo del rotor y del par electromagnético[6].

Este método de control fue inicialmente difícil de implementar a un costo razonable, debido a la alta complejidad que requieren los cálculos; es decir para calcular la posición del vector flujo de rotor y la transformación de Park.

La factibilidad del control vectorial en las máquinas de c.a. desde el punto de vista industrial parece tener inicio a principios de los ochenta, cuando la microcomputadora digital alcanza el suficiente desarrollo para ejecutar los complejos cálculos por software[6,8].

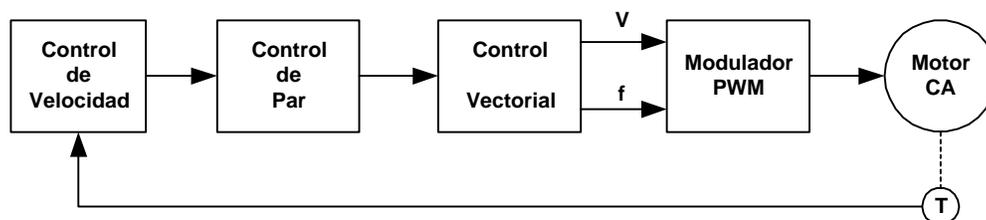


Figura 1. 3 Esquema del control vectorial

Un número importante de estudios se han desarrollado sobre este método de control para resolver los diferentes problemas que se presentan en su aplicación industrial, con dos objetivos principales [9]:

- 1.- Desarrollar un control del flujo magnético del rotor y del par electromagnético en el motor de una manera rápida y precisa.
- 2.- Reducir la complejidad de los algoritmos involucrados en el control vectorial.

1.2.3 CONTROL DIRECTO DEL PAR

A mediados de los 80's fueron introducidos dos nuevos concepto de control vectorial del motor de inducción alimentado por un inversor fuente de voltaje. Estos métodos de control tienen un mismo objetivo, un control directo del flujo magnético y del par electromagnético mediante la selección de vectores de voltaje que mantengan el par y el flujo dentro de los rangos establecidos. Los métodos de control son: el control directo del par (DTC) propuesto por Isao Takahashi [10] en Japón, de forma casi simultánea surge el método de autocontrol directo del par (DSC) por Manfred Deprenbrock[11] en Bochum, Alemania.

El DTC es el más reciente, y posiblemente el último de los métodos de control de accionamientos de velocidad variable para las máquinas de corriente alterna. La principal diferencia entre el control directo del par y los métodos tradicionales de control es que con el DTC no se controlan de forma separada el voltaje y la frecuencia por un modulador PWM.

El principio del DTC es el control de la máquina utilizando dos bandas de histéresis, una para el flujo del estator y otra para el par, donde directamente se seleccionan los vectores de voltaje óptimos del inversor que serán aplicados al motor de inducción (6 vectores de voltaje discretos activos (no ceros) y dos ceros). La selección óptima de los vectores de voltaje limita los errores del flujo y del par dentro de las bandas de histéresis, obteniéndose una rápida respuesta del par con bajas frecuencias de conmutación en el inversor y bajas pérdidas por armónicos

en el motor. Los vectores de voltaje que serán aplicados al motor son seleccionados en una tabla de conmutación óptima, esta tabla contiene los vectores activos y ceros. Para seleccionar el vector de voltaje adecuado es necesario analizar unas simples consideraciones físicas, involucrando la posición del vector flujo del estator, los vectores de conmutación disponibles, la magnitud del par electromagnético y del flujo magnético del estator requerido[10].

El método del control por campo orientado generalmente tiene una mayor complejidad y una más alta sensibilidad a la variación de los parámetros del motor que el DTC[12].

El DTC de un motor de inducción, debido a su estructura simple y su habilidad para desarrollar un control rápido del par y del flujo, ha atraído mucho el interés en los años recientes. Sin embargo, en regiones de baja velocidad, la estimación del flujo del estator no es muy precisa, lo que lleva al deterioro en el desempeño del control [13].

El problema de la estimación del flujo del estator en el DTC es debido a que el flujo del estator es estimado por la expresión siguiente:

$$\psi_s = \int (\bar{v}_s - \bar{i}_s R_s) dt$$

El valor de la resistencia del estator cambia con la variación en la temperatura durante la operación de la máquina. En bajas velocidades el voltaje de entrada \bar{v}_s es pequeño y la caída de tensión en la resistencia del estator $\bar{i}_s R_s$ es predominante. Cambios en la resistencia del estator conducen a un error en la estimación del flujo del estator y consecuentemente en el par electromagnético y en la posición del vector flujo del estator. Un error en la posición del vector flujo del estator puede causar errores en la selección de los estados de conmutación y de esta forma el controlador puede fallar completamente[13-17].

La estrategia de selección de los vectores de voltaje empleando una tabla de conmutación óptima ha sido usada ampliamente[16], debido a que resulta fácil y simple al uso de los comparadores de histéresis en los lazos de control del flujo magnético del estator y del par electromagnético. Estos comparadores de histéresis pueden tener un ancho de banda fijo o variable, según la respuesta que se desee obtener con respecto a la frecuencia de conmutación en el inversor. El ancho de las bandas de histéresis afectan directamente el desempeño del inversor, los rizados del flujo y del par[17-19], los armónicos de corriente y en la frecuencia de conmutación de los dispositivos de potencia[20-21].

Una de las mayores desventajas del DTC convencional es la variación impredecible de la frecuencia de conmutación de acuerdo a los parámetros de la máquina y la velocidad, aún cuando el ancho de la banda de histéresis tiene un valor constante. Por lo tanto el valor de la banda de histéresis tiene que fijarse a un valor lo suficientemente grande que permita limitar la frecuencia de conmutación por debajo de cierto nivel que es fijado por las restricciones térmicas de los dispositivos de potencia[17].

Una de las tendencias en el desarrollo de los modernos accionamientos del motor de inducción utilizando el inversor fuente de voltaje es el empleo de los inversores de tres niveles[22], que permiten el uso de voltajes dobles con el mismo tipo de conmutaciones. El empleo de este tipo de inversores permite reducir el rizado en el par electromagnético y la frecuencia de conmutación en el inversor[23-25].

En los accionamientos del control por campo orientado de un motor de inducción se han usado hace más de 20 años basados en los trabajos de Blaschke, Hasse y Leonard y la empresa que desarrolló la mayor contribución industrial en esta rama fue Siemens. En el presente ABB es la única compañía industrial que ha introducido comercialmente un accionamiento del DTC de un motor de inducción (1995).

1.3 OBJETIVOS DEL TRABAJO

a) Objetivo general:

Analizar las características del DTC de un motor de inducción mediante la herramienta computacional de simulación Matlab-Simulink.

b) Objetivos particulares:

- 1.- Investigar las características del DTC convencional de un motor de inducción.
- 2.- Analizar los problemas que tiene el DTC en bajas velocidades.
- 3.- Analizar los efectos que produce la variación de la resistencia del estator sobre el DTC.
- 4.- Estimación del flujo del estator en bajas velocidades cuando la señal de voltaje en las terminales del motor de inducción tiene una desviación de corriente directa.
- 5.- Analizar los efectos que produce la variación del ancho de la banda de histéresis del par y del flujo en el DTC.
- 6.- Obtener los armónicos de la corriente que se generan con la utilización del DTC.
- 7.- Aplicar diferentes criterios de selección de los vectores de voltaje para la tabla de conmutación utilizada en el DTC.

1.4 JUSTIFICACIÓN

La evolución de los diferentes métodos de accionamientos de velocidad variable tiene un mismo objetivo: lograr una relativa simplicidad en los accionamientos de altos desempeños. En el caso del DTC se logran algunas de las ventajas de los accionamientos de corriente directa, control escalar y control por campo orientado, debido a que con el DTC se logra el control directo del par y del flujo, sin necesidad de un encoder ni de un modulador de ancho de los pulsos. En el caso de los accionamientos de corriente directa, se tiene un control directo del par y del flujo, pero tiene un alto costo inicial y de mantenimiento, además si se requiere precisión en la regulación de la velocidad, es necesario incluir un encoder. En el

control escalar se elimina el encoder pero el flujo y el par no son ni directa ni indirectamente controlados. En el control vectorial se recupera el control directo del flujo, pero el control del par es indirecto además se incluye un encoder para asegurar una alta precisión de velocidad y flujo, finalmente se tiene que incluir un modulador PWM el cual procesa el voltaje y la frecuencia de salida para el motor. Debido a que este trabajo forma parte del proyecto de investigación: Control directo del par y del flujo en los motores de inducción (clave CGPI: 20010646), se investigan las ventajas y desventajas que presenta el DTC convencional y se analizan algunas modificaciones al método para mejorar sus características en las partes donde tiene problemas.

1.5 CONTRIBUCIONES

- * Se desarrolló el esquema del DTC convencional con un lazo de control de la velocidad en el paquete de simulación MATLAB-“SIMULINK” en la versión 5.3
- * Se desarrolló el esquema de estimación del flujo del estator en bajas velocidades aplicando el DTC.
- * Se desarrolló un esquema de cálculo de armónicos para el DTC
- * Se muestran los efectos que tiene la variación de los anchos de las bandas de histéresis del par y del flujo sobre las respuestas obtenidas en el DTC (frecuencia de conmutación en el inversor, trayectorias del flujo del estator y del rotor, par electromagnético, armónicos de la corriente del estator).
- * Analizar los problemas que presenta el método en bajas velocidades, en los cambios de zona y en la variación del valor de la resistencia del estator.
- * Estimación del flujo del estator empleando un filtro pasa bajos para evitar los problemas que provoca el empleo del integrador puro.
- * Empleo de diferentes tablas de conmutación de vectores de voltaje para el DTC.

1.6 CONTENIDO DE LA TESIS

Este trabajo está dividido en cinco capítulos:

En el capítulo 1 se exponen los antecedentes, el estado del arte, los objetivos y las contribuciones obtenidas en el desarrollo de este trabajo.

En el capítulo 2 se muestran algunas expresiones del par electromagnético para las máquinas de c.d. y c.a., los principios del DTC, la estimación del flujo del estator sustituyendo la integral pura por un filtro pasa bajos y el criterio de conmutación de los vectores de voltaje.

En el capítulo 3 se muestran las ecuaciones del modelo del motor de inducción empleado en la simulación así como su desarrollo en bloques de Simulink del esquema completo del DTC.

En el capítulo 4 se muestran los resultados que se obtuvieron en la simulación del DTC convencional, los problemas que presenta el DTC en bajas velocidades, en la variación de la resistencia del estator y la modificación de los anchos de las bandas de histéresis del par y del flujo.

En el capítulo 5 se muestran algunas modificaciones al DTC convencional. Estimación del flujo del estator en bajas velocidades y diferentes criterios de conmutación en el inversor.

En la parte final se incluyen las conclusiones y recomendaciones, los apéndices referidos en el trabajo.

CAPITULO DOS

CONTROL DIRECTO DEL PAR EN MOTORES DE INDUCCIÓN

2.1 INTRODUCCIÓN

Existen básicamente dos tipos de accionamientos para el control del par electromagnético usados en aplicaciones de altos desempeños: el control vectorial o control por campo orientado y el control directo del par (DTC, según sus siglas en inglés). La técnica del control vectorial, la cual incorpora microprocesadores y DSPs, ha permitido la utilización de los accionamientos de los motores de c.a. en aplicaciones donde tradicionalmente se han utilizado los motores de c.d. En el pasado estas técnicas no pudieron ser utilizadas debido a lo complejo del hardware y del software que se requería para la implementación del control del motor[6].

La característica fundamental del control vectorial de una máquina de c.a. es que, todas sus variables son transformadas a un sistema de coordenadas referidas al flujo magnético del rotor, también se pueden usar, aunque en menor grado, el flujo del estator y de magnetización. La corriente referida al flujo magnético del rotor se

descompone en dos partes, una componente paralela (i_{sd}) y una componente en cuadratura (i_{sq}). El flujo del rotor se mantiene constante empleando la componente de corriente paralela al flujo del rotor (i_{sd}), el par es controlado por la componente de corriente en cuadratura (i_{sq}). Este método utiliza básicamente el mismo tipo de control que el usado para el motor de c.d. con excitación separada. El método de control no es muy complicado, sin embargo el cálculo del flujo del rotor y la transformación de las variables del sistema de coordenadas estacionarias al sistema de coordenadas del flujo del rotor requiere una alta capacidad de procesamiento[1].

En el DTC el control directo del par se realiza mediante la regulación independiente del flujo del estator y del par electromagnético empleando dos reguladores de histéresis (uno para el control del flujo y otro para el control del par). Los reguladores de histéresis y la posición del vector flujo del estator seleccionan un vector de voltaje en una tabla de conmutación óptima que será aplicado en las terminales de la máquina.

La tabla de conmutación que es aplicada al inversor es llamada óptima, cuando los vectores de voltaje seleccionados para la tabla son los que provocan las mejores respuestas del par electromagnético y del flujo del estator en comparación con las respuestas obtenidas en la selección de otros vectores de voltaje que provocan efectos similares sobre el par electromagnético y el flujo del estator. Los efectos que tienen los vectores de voltaje sobre el par electromagnético y el flujo del estator son mostrados en la tabla 2.1.

2.2 MOTOR DE INDUCCIÓN

El motor de inducción tiene un devanado en su estator que es excitado desde una fuente externa de c.a. Su rotor tiene una estructura laminada con ranuras oblicuas en las cuales se ha fundido material conductor, lo que produce un rotor sólido, cilíndrico y en cortocircuito. Cuando los devanados del estator son excitados por

una fuente de corriente alterna, se induce una fuerza electromotriz (fem) en el devanado del rotor por acción transformadora. Debido a que el devanado del rotor es un circuito cerrado, la fem inducida produce corrientes circulantes que accionan con el flujo magnético en el entrehierro, generándose un par electromagnético que ocasiona el giro del rotor. Si el rotor está detenido, el voltaje inducido es de la misma frecuencia que el de la fuente de suministro, y la corriente circulante es elevada. Sin embargo, cuando el motor trabaja a su velocidad nominal, la frecuencia del voltaje inducido en el rotor es pequeña y la corriente en el rotor también es relativamente pequeña[1,7,8,26,27].

El hecho de que la corriente del rotor se origine por inducción, es la base del nombre de esta clase de máquinas. También se les designa máquinas “asíncronas” porque su velocidad de operación es ligeramente menor que la velocidad síncrona en el modo de motor y ligeramente mayor que la velocidad síncrona en el modo de generador[7,26].

2.3 EXPRESIONES DEL PAR ELECTROMAGNÉTICO INSTANTÁNEO

Usando las leyes fundamentales de la física y la teoría de vectores espaciales, es fácil mostrar que la expresión del par electromagnético de una máquina de c.d. con excitación separada es similar a la expresión del par electromagnético de un motor de inducción, y puede ser expresada como el producto del flujo del estator, rotor, o del campo (componente de la corriente que controla el flujo) y la corriente del estator orientado al marco de referencia del flujo (componente de corriente que controla el par electromagnético)[10].

2.3.1 GENERACION DEL PAR ELECTROMAGNETICO EN UNA MAQUINA DE C. D.

En la figura 2.1 se muestra el diagrama esquemático de una máquina de c.d. compensada, con rotor liso.

En el estator de la máquina hay dos devanados: el de campo (f) y el de compensación (c), y en el rotor se encuentra el devanado de armadura (a). La corriente en el devanado de campo i_f genera un flujo de excitación ψ_f . Si la corriente i_a fluye por el devanado de armadura, la interacción de esta corriente con el flujo de excitación genera una fuerza (F) sobre los conductores, como se muestra en la figura 2.1 Como el flujo de excitación y la corriente están en cuadratura, entonces la fuerza sobre la flecha es máxima y por lo tanto, la posición del embobinado de armadura es óptima para la generación del par[1].

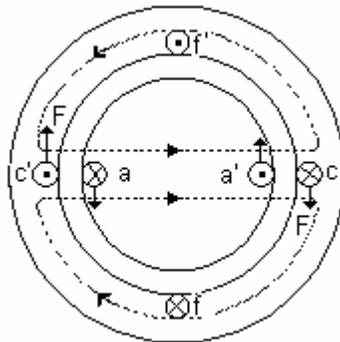


Figura 2. 1 Diagrama simplificado del motor de inducción con las bobinas del estator en cuadratura

Considerando condiciones magnéticas lineales es posible expresar el valor del par electromagnético instantáneo (T_e) como un producto vectorial (cruz) de los vectores flujo de excitación y la corriente de armadura, obteniéndose la expresión[1]:

$$T_e = c \bar{\psi}_f \times \bar{i}_a \quad (2.1)$$

donde c es una constante y x denota el producto vectorial. Como los dos vectores están en cuadratura, la ecuación (2.1) puede expresarse de la forma siguiente:

$$T_e = c\psi_f i_a \quad (2.2)$$

Donde ψ_f y i_a son los módulos de los vectores espaciales respectivos y son iguales a los valores instantáneos del flujo de excitación y corriente de armadura. Si el flujo de excitación se mantiene constante, el par electromagnético puede ser controlado al variar la corriente de armadura, entonces las variaciones en la corriente de armadura provocan variaciones rápidas en el par. Lo anteriormente expuesto en esencia es el control del par de una máquina de c.d.

2.3.2 EXPRESIÓN DEL PAR ELECTROMAGNÉTICO EN UNA MÁQUINA DE C. A. TRIFÁSICA

En una máquina de c.a. simétrica trifásica con rotor liso, el par electromagnético desarrollado puede expresarse de forma vectorial, mediante una expresión similar a la ecuación (2.1)[1]:

$$T_e = c\bar{\psi}_s \times \bar{i}'_r \quad (2.3)$$

Considerando condiciones magnéticas lineales, c es una constante igual a $\frac{3}{2}$ para una máquina trifásica representada en la forma vectorial asimétrica (clásica), y $\sqrt{\frac{3}{2}}$ en la forma vectorial simétrica, esto es para una máquina de dos polos. $\bar{\psi}_s$ y \bar{i}'_r son vectores del flujo del estator y de la corriente del rotor respectivamente, expresados en el marco de referencia estacionario. Así el par electromagnético es el producto cruz de los vectores corriente del rotor y flujo del estator. En la ecuación (2.3) los vectores flujo del estator y corriente del rotor pueden expresarse en otro marco de referencia que no sea el estacionario. Como por ejemplo[1]

$$T_e = c \bar{\psi}_s'' \times \bar{i}_r \quad (2.4)$$

donde $\bar{\psi}_s''$ y \bar{i}_r están en el marco de referencia del rotor.

La ecuación 2.3 puede expresarse en forma vectorial como:

$$T_e = c \left| \bar{\psi}_s'' \right| \left| \bar{i}_r \right| \text{sen } \gamma \quad (2.5)$$

donde $\left| \bar{\psi}_s'' \right|$ y $\left| \bar{i}_r \right|$ son los módulos de los vectores flujo del estator y corriente del rotor respectivamente y γ es el ángulo de par. Cuando $\gamma = 90^\circ$, se obtiene un par máximo, como se observa en la figura 2.2. La figura 2.2(a) muestra una máquina de dos polos, en la posición de inicio figura 2.2(b) la fuerza tangencial es cero, la misma condición existe en la figura 2.2(c) en donde hay un desplazamiento de 180° con respecto a lo mostrado en la figura 2.2(b). En la figura 2.2(d) se muestra que la fuerza tangencial es máxima, por lo tanto el par también es máximo si hay un desplazamiento de 90° con respecto a la figura 2.2(b)[28].

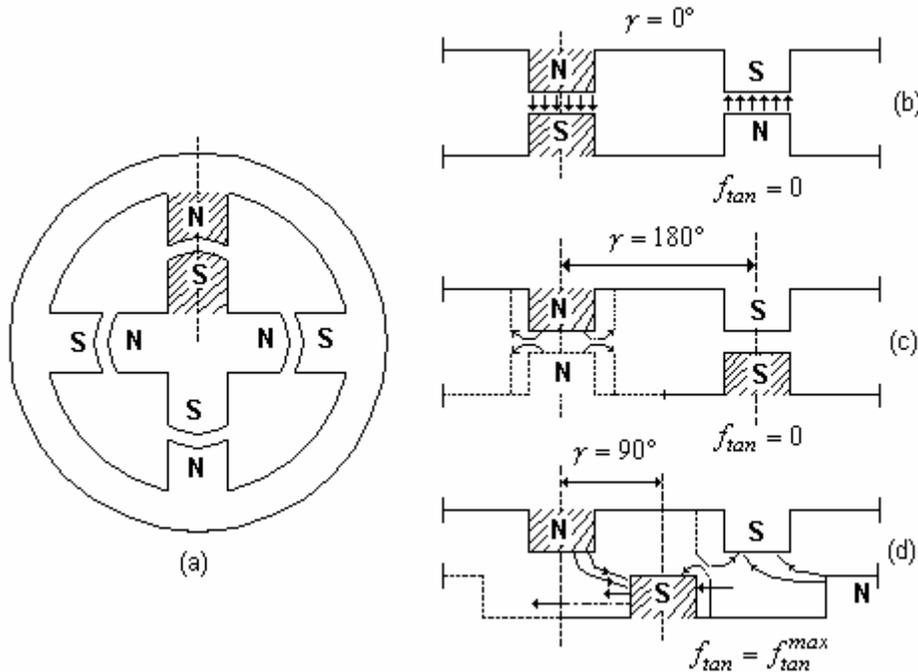


Figura 2. 2 Máquina eléctrica y la generación del par

El control del par en una máquina de c.a. trifásicas es mucho más difícil que en una máquina de c.d., ya que estas cantidades son acopladas y son estacionarias con respecto al estator y rotor respectivamente. En las máquinas de inducción con rotor jaula de ardilla se tiene el problema de que las variables del rotor no se pueden medir directamente, aunque se pueden emplear transductores que proporcionan una señal proporcional al valor instantáneo de las variables del rotor, pero trabajando bajo condiciones especiales[28].

Es posible obtener una expresión para el par electromagnético igualando la relación de cambio de energía mecánica de salida (dW_{mech}/dt) con la potencia mecánica (P_{mech}), es decir[1]:

$$P_{mech} = \frac{dW_{mech}}{dt} = T_e \omega_r \quad (2.6)$$

donde la potencia mecánica de una máquina trifásica viene dada por la ecuación siguiente:

$$P_{mec} = \frac{3}{2} \operatorname{Re} \left(-j \omega_r \bar{\psi}'_r \dot{i}'_r^* \right) = \frac{3}{2} \omega_r \operatorname{Re} \left(-j \bar{\psi}'_r \dot{i}'_r^* \right) = -\frac{3}{2} \omega_r \bar{\psi}'_r x \dot{i}'_r \quad (2.7)$$

donde el asterisco indica el conjugado complejo, el flujo $\bar{\psi}'_r$ y la corriente \dot{i}'_r están en el marco de referencia del estator, la ω_r es la velocidad del rotor.

De acuerdo con la ecuación (2.7), la potencia mecánica es proporcional a la velocidad instantánea del rotor y al producto vectorial del flujo y la corriente del rotor. Considerando la ecuación (2.6 y 2.7) el par electromagnético puede ser expresado como:

$$T_e = -\frac{3}{2} \bar{\psi}'_r x \dot{i}'_r \quad (2.8)$$

Para una máquina de P pares de polos, esta ecuación tiene que ser multiplicada por P . En la ecuación (2.8) los vectores flujo y corriente del rotor $\bar{\psi}_r'$ y \bar{i}_r' son expresados en el marco de referencia del estator, pero como el par es invariable con el cambio del marco de referencia, la expresión $-\frac{3}{2}\bar{\psi}_r' x \bar{i}_r'$ es también válida, donde $\bar{\psi}_r$ e \bar{i}_r son los vectores flujo y corriente del rotor respectivamente, pero expresadas en el marco de referencia del rotor[1]. Se pueden deducir diferentes expresiones para el par electromagnético, en función de los vectores espaciales de los flujos del estator, rotor y magnetización, así como de los vectores de corriente del estator y del rotor [27]. Sin embargo se debe escoger la expresión del par que resulte más útil para la aplicación en la cual se está trabajando.

Considerando el número de pares de polos, la ecuación de par se puede expresar de la forma siguiente:

$$T_e = -\frac{3}{2} P \bar{\psi}_r' x \bar{i}_r' \quad (2.9)$$

Los flujos del estator y del rotor se pueden expresar como[1]:

$$\bar{\psi}_s = (L_s \bar{i}_s + L_m \bar{i}_r e^{j\theta_r}) = L_s \bar{i}_s + L_m \bar{i}_r' \quad (2.10)$$

$$\bar{\psi}_r' = (L_r \bar{i}_r' + L_m \bar{i}_s e^{j\theta_r}) = L_r \bar{i}_r' + L_m \bar{i}_s \quad (2.11)$$

Aplicando la propiedad de que el producto vectorial de un vector por sí mismo es igual a cero ($\bar{i}_r' x \bar{i}_r' = 0$), y expandiendo la ecuación (2.9) se puede obtener la siguiente expresión:

$$T_e = -\frac{3}{2} P L_m \bar{i}_s x \bar{i}_r' = -\frac{3}{2} P \left(\frac{L_m}{L_s} \right) \bar{\psi}_s x \bar{i}_r' \quad (2.12)$$

Considerando el principio de acción y reacción, es posible escribir la ecuación (2.9) como

$$T_e = \frac{3}{2} P \bar{\psi}_s x \bar{i}_s \quad (2.13)$$

para una solución en sus ejes directo (α) y cuadratura (β) en el marco de referencia estacionario usando $\bar{\psi}_s = \psi_{s\alpha} + j\psi_{s\beta}$, $\bar{i}_s = i_{s\alpha} + ji_{s\beta}$,

$$T_e = \frac{3}{2} P \bar{\psi}_s x \bar{i}_s = \frac{3}{2} P (\psi_{s\alpha} i_{s\beta} - \psi_{s\beta} i_{s\alpha}) \quad (2.14)$$

Sustituyendo la ecuación (2.11) en la ecuación (2.9) y la propiedad vectorial antes mencionada, se obtiene la expresión de par electromagnético siguiente:

$$T_e = -\frac{3}{2} PL_m \bar{i}_s x \bar{i}'_r = \frac{3}{2} PL_m \bar{i}'_r x \bar{i}_s \quad (2.15)$$

Expandiendo la ecuación (2.15) se obtiene la expresión siguiente:

$$T_e = \frac{3}{2} P \frac{L_m}{L_r} \bar{\psi}'_r x \bar{i}_s \quad (2.16)$$

Donde: $\bar{\psi}'_r = \psi_{r\alpha} + j\psi_{r\beta}$, $\bar{i}_s = i_{s\alpha} + ji_{s\beta}$, sustituyendo en la ecuación (2.16) se obtiene la expresión del par electromagnético:

$$T_e = \frac{3}{2} P \frac{L_m}{L_r} (\psi_{r\alpha} i_{s\beta} - \psi_{r\beta} i_{s\alpha}) \quad (2.17)$$

2.4 PRINCIPIOS DEL CONTROL DIRECTO DEL PAR (DTC)

El DTC de una máquina de inducción está basado en el control separado del flujo del estator y del par electromagnético. En este sistema, los valores instantáneos del flujo magnético y del par electromagnético son calculados a partir de los voltajes y las corrientes en las terminales de la máquina, donde el flujo y el par pueden ser controlados de forma directa e independiente entre sí, mediante la selección de los modos de conmutación óptima en el inversor. La selección se realiza limitando los errores del flujo y del par dentro de sus respectivas bandas de histéresis, con esto se logra una rápida respuesta del par electromagnético en estado transitorio además de una reducción de su sensibilidad frente a las variaciones de los parámetros, y una disminución de las pérdidas debida a los armónicos de corriente y al ruido acústico[10].

El objetivo fundamental del DTC es regular la magnitud del par electromagnético y del flujo del estator dentro de sus respectivas bandas de histéresis. Si el par electromagnético y/o el flujo magnético del estator alcanzan los valores límites de sus respectivas bandas de histéresis, se selecciona un vector en la tabla de conmutación para forzar a la variable a regresar en su respectiva banda. Este principio fue establecido por Takahashi[10], quien definió una tabla de conmutación que depende de los errores del flujo del estator, del par electromagnético y del ángulo entre los vectores espaciales del flujo del estator y la corriente del rotor(ecuación 2.5).

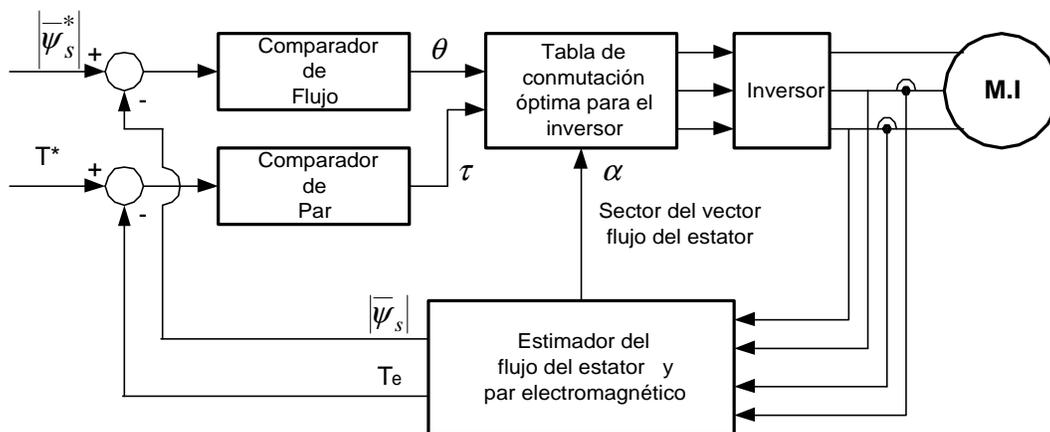


Figura 2. 3 Esquema del control directo del par

Los controladores empleados en el DTC no requieren de transformación de coordenadas ya que el modelo de la máquina de inducción y el control se encuentran en el marco de referencia estacionario. Con este control se puede desacoplar el motor de c.a., el cual tiene una estructura no lineal, empleando un control on-off de los dispositivos de potencia del inversor, además el flujo magnético del estator y del par electromagnético son estimados y usados como señales de retroalimentación para el controlador (banda de histéresis). El estado de conmutación de los dispositivos de potencia en el inversor son determinados directamente por las mediciones y las señales de referencia del flujo magnético del estator y del par electromagnético. Los vectores de voltaje disponibles en el inversor están en una tabla de conmutación óptima, cuyas entradas son el error

del par electromagnético, el error del flujo magnético del estator y el ángulo del flujo del estator cuantificada en seis sectores. El vector de voltaje seleccionado en la tabla de conmutación se aplica al inversor para minimizar el error del flujo y del par electromagnético[9].

En la figura 2.3 se muestra un control directo del par de un motor de inducción (M.I) alimentado por un inversor fuente de voltaje (Inversor), cuyos vectores instantáneos son considerados como valores discretos (1 ó 0). El flujo magnético del estator y el par electromagnético son controlados directamente aplicando vectores de voltaje óptimos de conmutación en el inversor. El principal objetivo de seleccionar estos vectores óptimos de voltaje es el obtener una rápida respuesta del par electromagnético[1].

El inversor está representado en la figura 2.4, donde E es el enlace de voltaje en c.d., y Sa, Sb y Sc son los estados de los tres interruptores superiores (S=1, significa que el interruptor se encuentra activado y S=0 significa que el interruptor se encuentra desactivado). Los estados de los interruptores superiores e inferiores son negados uno del otro, de esta forma se evita un corto circuito en las terminales de la fuente de c.d. Por lo tanto, los posibles estados en el inversor son:

$$2^3 = 8 [18].$$

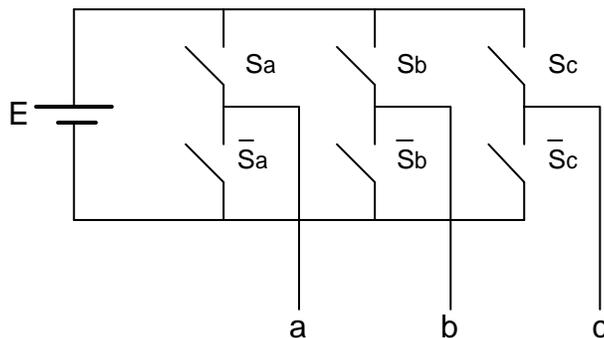


Figura 2. 4 Inversor de voltaje trifásico

Si el inversor alimenta a un motor de inducción sin conductor neutro, entonces los voltajes de fase en los devanados del motor cumplen con la condición[ver apéndice C]:

$$V_{as} + V_{bs} + V_{cs} = 0$$

y en términos de S_a , S_b y S_c , estos voltajes pueden ser expresados[18]:

$$\begin{aligned} V_{as} &= \frac{2S_a - S_b - S_c}{3} E \\ V_{bs} &= \frac{-S_a + 2S_b - S_c}{3} E \\ V_{cs} &= \frac{-S_a - S_b + 2S_c}{3} E \end{aligned} \quad (2.18)$$

El vector espacial de las ecuaciones (2.18) en el marco de referencia estacionario esta representado por la expresión siguiente[18]:

$$\bar{V}_s^s = \frac{2}{3} E \left(S_a + S_b e^{j\frac{2\pi}{3}} + S_c e^{j\frac{4\pi}{3}} \right) \quad (2.19)$$

Los 8 valores de \bar{V}_k ($k = 0,1,\dots,7$) mostrados en la figura 2.5 son llamados vectores espaciales. Los vectores espaciales con $k=1,2,\dots,6$ tienen la misma magnitud: $(2/3)E$, y un ángulo de $(k-1)\pi/3$. Los dos vectores espaciales restantes ($k=0,7$) son vectores espaciales de magnitud cero[8].

En el DTC el flujo del estator es estimado mediante la integral de la diferencia entre el voltaje de entrada y la caída de voltaje en la resistencia del estator[10].

$$\bar{\psi}_s^s = \int \left(\bar{V}_s^s - R_s \bar{i}_s^s \right) dt \quad (2.20)$$

En donde el subíndice indica que son variables del estator y el superíndice que las variables se encuentran en el marco de referencia del estator.

Durante los intervalos de conmutación, cada vector $V_0(0,0,0), \dots, V_7(1,1,1)$ son de magnitud constantes, de esta forma si se sustituye la ecuación 2.19 en la 2.20, se puede expresar el flujo de la forma:

$$\bar{\psi}_s^s = \frac{2}{3} E \left(S_a + S_b e^{j\frac{2\pi}{3}} + S_c e^{j\frac{4\pi}{3}} \right) t - R_s \int \bar{i}_s^s dt + \bar{\psi}_s |_{t=0} \quad (2.21)$$

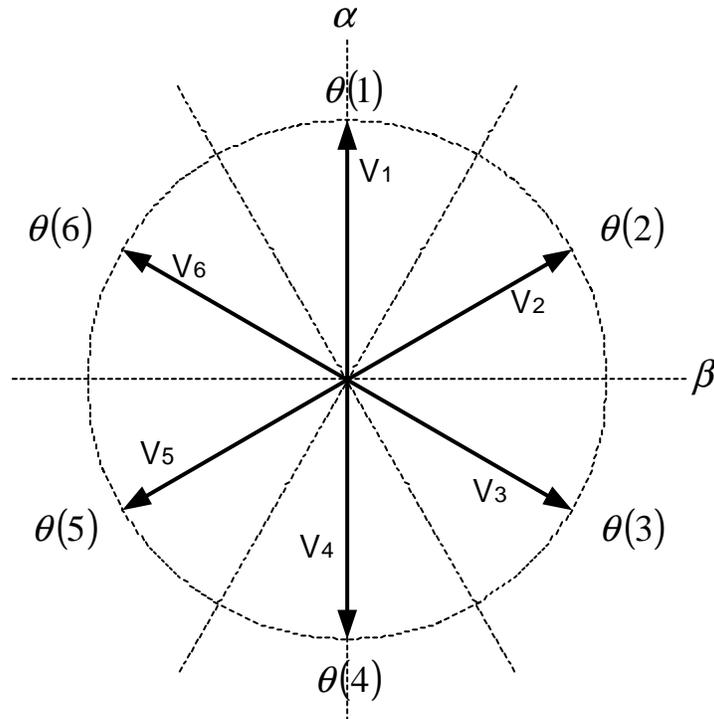


Figura 2. 5 Vectores espaciales de voltaje instantáneos

Considerando que la caída de voltaje en el devanado del estator es pequeña y esta puede ser despreciada, la trayectoria del $\bar{\psi}_s^s$ se mueve en la dirección del voltaje aplicado por el inversor, es decir[9]:

$$\bar{V}_s^s \cong \frac{d\bar{\psi}_s^s}{dt} \quad \text{ó} \quad d\bar{\psi}_s^s \cong \bar{V}_s^s dt$$

considerando un lapso de tiempo lo suficientemente corto, se tiene:

$$\Delta\bar{\psi}_s^s \cong \bar{V}_s^s \Delta t$$

Cuando se aplica un vector de voltaje diferente de cero en las terminales de la máquina, el vector flujo del estator $\bar{\psi}_s$ se mueve a una velocidad proporcional al voltaje de salida del inversor aplicado al estator del motor de inducción. En el caso de un vector cero, la velocidad es muy pequeña y puede ser considerada aproximadamente cero por el valor pequeño de $R_s \bar{i}_s$ [9]. Por lo tanto, la selección apropiada de los vectores de voltaje fuerza al vector flujo del estator a seguir una trayectoria especificada. Por ejemplo, si se seleccionan los vectores de voltaje adecuadamente, la magnitud del vector flujo del estator $|\bar{\psi}_s|$ puede mantenerse constante como se muestra en la figura 2.6 y la velocidad de rotación del $\bar{\psi}_s$ puede ser controlada cambiando la relación de salida entre los vectores activos y los vectores ceros. Si la magnitud y la velocidad de rotación del $\bar{\psi}_s$ son controladas libremente, entonces se puede lograr el control del par electromagnético del motor de inducción[10].

En la figura 2.6 se muestra un control del flujo constante, donde el error entre $\bar{\psi}_s$ y su valor de referencia $|\bar{\psi}_s|^*$ debe permanecer dentro de los límites de $\Delta|\bar{\psi}_s|$ para una dirección en sentido contrario a las manecillas del reloj.

$$|\bar{\psi}_s|^* - \Delta|\bar{\psi}_s|/2 \leq |\bar{\psi}_s| \leq |\bar{\psi}_s|^* + \Delta|\bar{\psi}_s|/2 \quad (2.22)$$

La selección de los vectores de voltaje depende no solamente de la magnitud, sino también de la dirección del vector flujo del estator ($\bar{\psi}_s$). Como se observa en la figura 2.6, los vectores de voltaje cambian periódicamente cada $\pi/3$ rad. Así, para distinguir la dirección, el plano $\alpha - \beta$ es dividido en 6 sectores utilizando la expresión siguiente[10]:

$$(2N - 3)\pi/6 \leq \theta(N) \leq (2N - 1)\pi/6 \quad (2.23)$$

Donde $N = 1,2,\dots,6$. Por ejemplo, si $\bar{\psi}_s$ está en el sector 2 $\theta(2)$, $V_1(1,0,0)$ y $V_6(1,0,1)$ pueden satisfacer la ecuación (2.22) para el sentido contrario a las manecillas del reloj, aunque también se pueden emplear otros vectores de voltaje distintos a estos dependiendo del valor instantáneo del par (ver página 29). Cuando $|\bar{\psi}_s|$ alcanza el límite superior de $|\bar{\psi}_s|^* + \Delta|\bar{\psi}_s|/2$, el vector $V_6(1,0,1)$ debe ser seleccionado. Cuando $|\bar{\psi}_s|$ alcanza el límite inferior de $|\bar{\psi}_s|^* - \Delta|\bar{\psi}_s|/2$, el vector $V_1(1,0,0)$ debe ser seleccionado. Por otro lado, para una rotación horaria, $V_3(0,1,0)$ y $V_4(0,1,1)$ deben de ser seleccionados en el sector 2 $\theta(2)$.

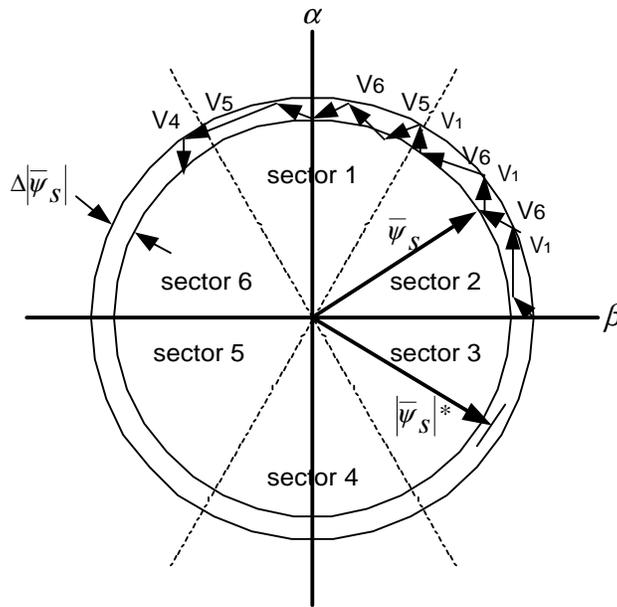


Figura 2. 6 Selección de vectores de voltaje para el control del flujo del estator ($\bar{\psi}_s$) dentro de la banda de histéresis

En el control del par electromagnético también se tiene una banda de histéresis cuya entrada es la diferencia entre el par de referencia y el par electromagnético estimado, el error que se obtiene de esta diferencia debe de estar dentro de los límites del ancho de banda establecido ΔT .

$$T^* - \Delta T \leq T \leq T^* \quad \text{cuando } |\bar{\psi}_s| \text{ gira en el sentido de las manecillas del reloj}$$

$T^* \leq T \leq T^* + \Delta T$ cuando $|\bar{\psi}_s|$ gira en el sentido contrario a las manecillas del reloj

Asumiendo que $\bar{\psi}_s$ gira en el sentido de las manecillas del reloj, cuando T alcanza el valor de referencia T^* , un vector de voltaje cero es seleccionado para detener el $\bar{\psi}_s$ y disminuir el valor de T . Por otro lado, cuando T alcanza a $T^* - \Delta T$, uno de los vectores de voltaje activos, el cual hace girar al $\bar{\psi}_s$ en el sentido de las manecillas del reloj a una máxima velocidad angular es seleccionado, como se muestra en la figura 2.7. Para una rotación en el sentido contrario a las manecillas del reloj, los vectores de voltaje cero y uno de los vectores de voltaje activos que hacen girar al $\bar{\psi}_s$ en sentido contrario a las manecillas del reloj con mayor velocidad son seleccionados alternadamente para satisfacer $T^* \leq T \leq T^* + \Delta T$ [10].

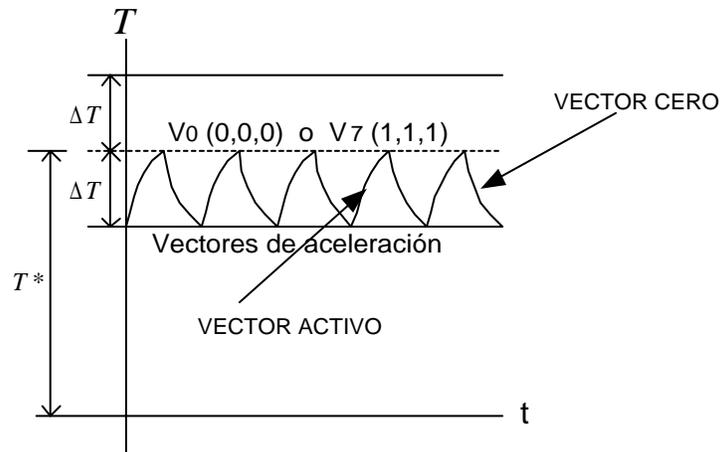


Figura 2. 7 Selección de los vectores de voltaje para el par

Los errores de $|\bar{\psi}_s|$ y T son detectados y digitalizados por comparadores de histéresis de dos y tres niveles respectivamente. La tabla de conmutación mostrada en la figura 2.3 contiene los vectores de voltaje óptimos disponibles en el inversor, los cuales son seleccionados dependiendo de las salidas de la banda de histéresis del flujo y del par, además del sector del vector flujo del flujo[29].

2.5 ESTIMACIÓN DEL FLUJO DEL ESTATOR

La ecuación 2.20 describe un observador sencillo de flujo del estator para una máquina de inducción. Muchos otros esquemas más complejos han sido ideados, los cuales adicionan un modelo matemático de voltaje del estator de la máquina para mejorar la precisión de la estimación del flujo del estator y/o estimación de la velocidad. Es importante notar que todos estos observadores surgen a partir de modificaciones en la ecuación 2.20[13,30].

En general existen dos métodos de estimación: los que se basan en la medición de las corrientes del motor, y los algoritmos donde la estimación se realiza a partir de la medición del voltaje. En el método basado en la medición de las corrientes, el flujo del estator es identificado resolviendo un conjunto de ecuaciones en el cual se requieren los parámetros del motor en adición con las mediciones de las corrientes, velocidad o posición. Uno de los problemas asociados con este método es que los parámetros cambian con las condiciones de operación de la máquina, como pueden ser las variaciones en la temperatura del rotor y en el nivel de saturación magnética. Para resolver este problema, se deben de instalar esquemas de identificación de parámetros en línea, los cuales incrementan la complejidad del sistema[31].

En el método basado en un modelo de voltajes, el flujo del estator puede ser obtenido integrando la diferencia entre el voltaje de alimentación y la caída de voltaje en la resistencia del estator. El único parámetro requerido es la resistencia del estator, el cual puede ser fácilmente obtenido y en la mayoría de los casos se considera constante. Tomando en cuenta que este método no requiere de la señal de velocidad, se prefiere mucho más que el primero[8], sin embargo la simple implementación de un integrador para la estimación del flujo del estator no es tan fácil, debido a los problemas que surgen en bajas velocidades, tales como medición de ruido, error de aproximación digital, desintonización de parámetros y offset de c.d. en las mediciones[14].

El motivo principal para mejorar el modelo de voltaje, son los problemas que presenta la integral de la ecuación 2.20 en bajas velocidades, donde la estimación del flujo llega a ser inadecuada. Una solución común a este problema es reemplazar el integrador puro por un filtro pasa bajo de primer orden LP (Low-Pass). Obviamente un filtro LP producirá errores en magnitud y ángulo de fase, especialmente cuando el motor este trabajando en frecuencias menores que la frecuencia de corte; por lo tanto, cuando el DTC esta usando un filtro LP como estimador de flujo generalmente se tiene un limitado rango de velocidades[30].

2.6 CRITERIO DE CONMUTACIÓN ÓPTIMA DE LOS VECTORES DE VOLTAJE APLICADOS AL INVERSOR

Los vectores de voltajes que son aplicados al inversor son seleccionados en una tabla de conmutación óptima. Estos vectores son seleccionados en cada periodo de muestreo con el fin de mantener las amplitudes del flujo y del par dentro de los límites de sus respectivas bandas de histéresis. La selección se realiza basándose de los errores durante las comparaciones entre los valores estimados y sus magnitudes de referencia del par y del flujo del estator, además se requieren de la posición del vector flujo del estator[18].

Para incrementar la magnitud del $\bar{\psi}_s$ son seleccionados los vectores de voltaje V_k, V_{k+1}, V_{k-1} . (figura 2.8). Contrariamente, la disminución del $\bar{\psi}_s$ se logra seleccionando los vectores $V_{k+2}, V_{k+3}, V_{k-2}$. Los vectores de voltaje cero no afectan sustancialmente el flujo del estator, con la excepción de un pequeño debilitamiento del flujo debido a la caída de voltaje en la resistencia del estator[18].

Los vectores de voltaje empleados para controlar el flujo del estator afectan también el valor del par. En la Tabla 2.1 se muestra la acción combinada de los vectores de voltaje sobre el flujo y el par respectivamente.

Como se observa en la Tabla 2.1, un incremento del valor de par se obtiene aplicando dos vectores solamente, estos son V_{k+1} y V_{k+2} . Una disminución del par se obtiene aplicando los vectores V_{k-1} o V_{k-2} [18].

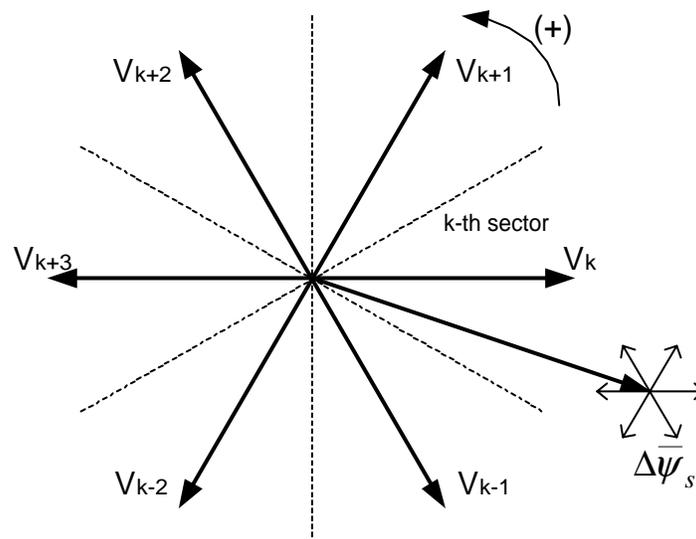


Figura 2. 8 Vectores espaciales de voltaje y su correspondiente variación en un tiempo Δt

Tabla 2. 1 Variación del par y del flujo debido a la aplicación de los vectores de voltaje

	V_{k-2}	V_{k-1}	V_k	V_{k+1}	V_{k+2}	V_{k+3}	V_0
ψ_s	↓	↑	↑↑	↑	↓	↓↓	–
T	↓↓	↓↓	↓	↑	↑	↓	↓

Donde:

- ↑ Denota un incremento del flujo o del par
- ↓ Denota un decremento del flujo o del par
- ↑↑ Denota un incremento mayor del flujo o del par
- ↓↓ Denota un decremento mayor del flujo o del par

A continuación se muestra en las figuras 2.9 y 2.10 la estrategia utilizada en los controladores de histéresis del par (tres niveles) y del flujo (dos niveles) para la selección de los vectores de voltaje adecuados para la corrección de los errores del flujo y del par, en la tabla 2.2 se muestra una estrategia de selección de los vectores de voltaje a partir de las salidas obtenidas de los controladores del par y del flujo[10].

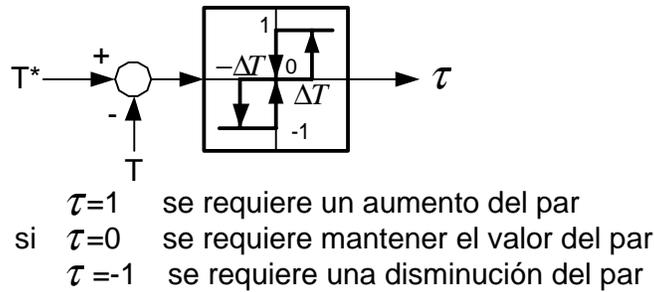


Figura 2. 9 Controlador de histéresis del par electromagnético de tres niveles

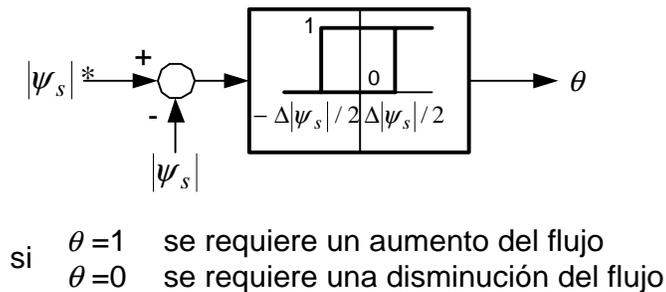


Figura 2. 10 Controlador de histéresis de dos niveles del flujo del estator

Tabla 2. 2 Estrategia de selección de los vectores de voltaje

	$\theta = 1$	$\theta = 0$
$\tau = 1$	V_{k+1}	V_{k+2}
$\tau = 0$	V_k	V_0
$\tau = -1$	V_{k-1}	V_{k-2}

2.7 ANCHO DE BANDA DE HISTÉRESIS DEL FLUJO Y DEL PAR

Como ya se ha mencionado, el DTC en una máquina de inducción está basado en el uso de dos controladores de histéresis. Una adecuada selección del ancho de la banda de histéresis de estos controladores evita algunos problemas en el sistema, por lo tanto se debe considerar este ancho de banda para que el control pueda proporcionar una respuesta adecuada. Por ejemplo, una pequeña banda de histéresis del flujo conduce a unas formas de corriente senoidal, mientras que un ancho de banda de histéresis del flujo alto deforma la onda senoidal de la corriente. Una pequeña banda de histéresis del par genera una respuesta de par más suave[34], mientras que un valor alto del ancho de la banda de histéresis del par provoca rizados y picos en la respuesta del par[31].

Para una amplitud de la banda de histéresis ΔT prefijada, la frecuencia de conmutación en el inversor esta relacionada con la amplitud de la banda de histéresis del flujo $\Delta\psi$. Una pequeña amplitud de la banda de histéresis del flujo provoca una alta frecuencia de conmutación en el inversor, la trayectoria del vector flujo del estator se aproxima a un circulo y la forma de onda de la corriente de fase se acerca a la forma de onda senoidal. Estas condiciones de operación producen altas pérdidas por conmutación en el inversor[19-21].

Cuando la amplitud de la banda de histéresis aumenta, la frecuencia de conmutación disminuye y la trayectoria del vector flujo del estator se deforma[31]. En esta condición de operación se disminuyen las conmutaciones en el inversor, pero genera una distorsión armónica en las corrientes del motor similar a la de un inversor de seis pasos[32]. Como consecuencia las pérdidas por conmutación disminuyen.

Tomando en cuenta las consideraciones anteriores, resulta clara la importancia de una cuidadosa selección de ΔT y de $\Delta \psi$, lo cual provoca un mejor desempeño del accionamiento eléctrico y una disminución o una minimización en las pérdidas en el inversor y en el motor de inducción.

Las amplitudes de las bandas de histéresis del par y del flujo en el DTC tienen un efecto significativo en la magnitud de los rizados del par y del flujo. La selección de un valor alto para estas bandas resulta en un incremento del rizado del par electromagnético y del flujo del estator, mientras que un valor pequeño de las bandas incrementa la frecuencia de conmutación en el inversor. Por lo tanto una selección adecuada del valor de la banda de histéresis debe ser determinada para limitar la frecuencia de conmutación y reducir los rizados del par y del flujo al mismo tiempo[21]. A partir de estas consideraciones, una pequeña banda de histéresis se debe emplear cuando los dispositivos semiconductores del inversor tienen una alta velocidad de conmutación[31].

CAPITULO TRES

SIMULACIÓN DEL CONTROL DIRECTO DEL PAR

3.1 INTRODUCCIÓN

En este capítulo se muestra la programación de los bloques necesarios para la simulación del DTC utilizando la herramienta computacional MATLAB-SIMULINK versión 5.3. La mayor parte de este trabajo se desarrolló en el Simulink, debido a que este paquete contiene una biblioteca de bloques que se pueden utilizar de una forma directa, aunque se aprovecharon solamente algunos de estos bloques de la biblioteca, la mayor parte de estos bloques se crearon para las aplicaciones específicas.

Simulink es una herramienta para análisis, modelado y simulación de sistemas físicos y matemáticos, incluyendo elementos no lineales, sistemas continuos y discretos.

Una de las ventajas importantes que proporciona este paquete es el enlace que existe entre el Matlab y el Simulink. Esto quiere decir que se pueden desarrollar y ejecutar programas desde Matlab y las variables contenidas en dicho programa se cargan automáticamente en Simulink. Simulink contiene algunas funciones que

permiten observar las respuestas que se obtienen durante la simulación o enviar los resultados obtenidos a un archivo de datos para posteriormente graficarlos.

3.2 DESARROLLO DE LA SIMULACION

El esquema completo del DTC se representa en la figura 3.1. Para poder desarrollar la simulación del DTC, se requiere un modelo del motor de inducción, modelar el inversor fuente de voltaje, estimar el par electromagnético y el flujo del estator, conocer los parámetros de referencia de la máquina a emplear, ajustar el controlador Proporcional-Integral (PI) y por último ajustar el ancho de banda de los controladores de histéresis del par y del flujo. Los parámetros del motor de inducción pueden ser incluidos directamente en los bloques del simulador “Simulink” o realizar un programa en Matlab que contenga dichos parámetros, al ejecutar el programa desde Matlab los parámetros de la máquina se cargan automáticamente al Simulink.

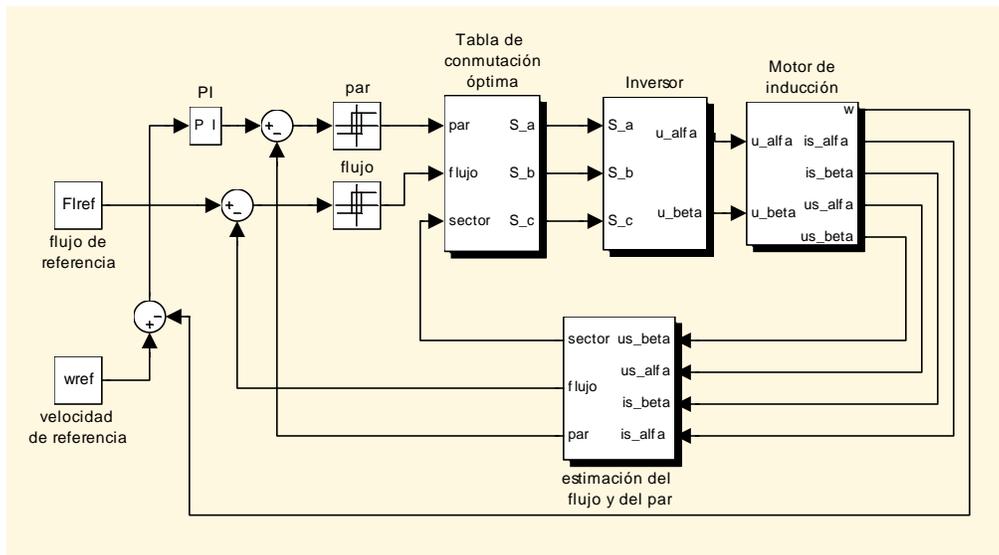


Figura 3. 1 Esquema del control directo del par

Además del modelo del motor de inducción es necesario representar cada una de las partes de la figura 3.1 en sus respectivos bloques de Simulink.

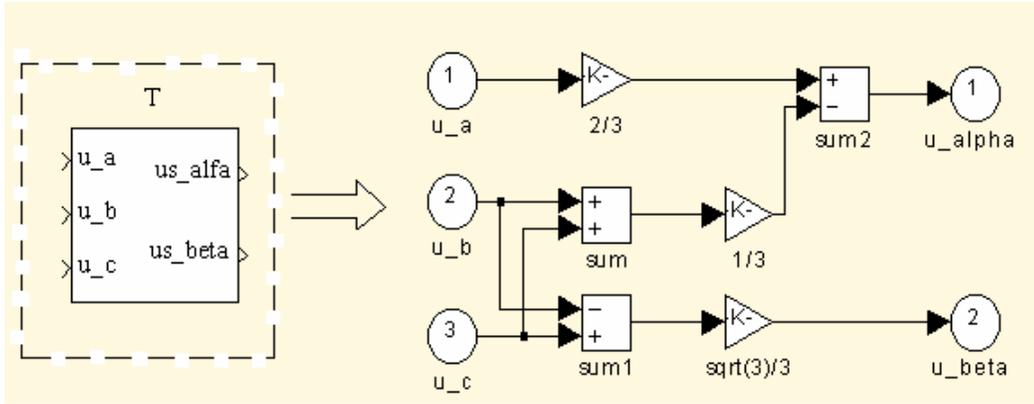
3.2.1 TRANSFORMACIÓN TRIFÁSICA A BIFÁSICA

En el análisis de las máquinas de c.a., las transformaciones matemáticas entre marcos de referencia son usadas para desacoplar variables, para facilitar la solución de ecuaciones con coeficientes variantes en el tiempo o para referir todas las variables a un marco de referencia común.

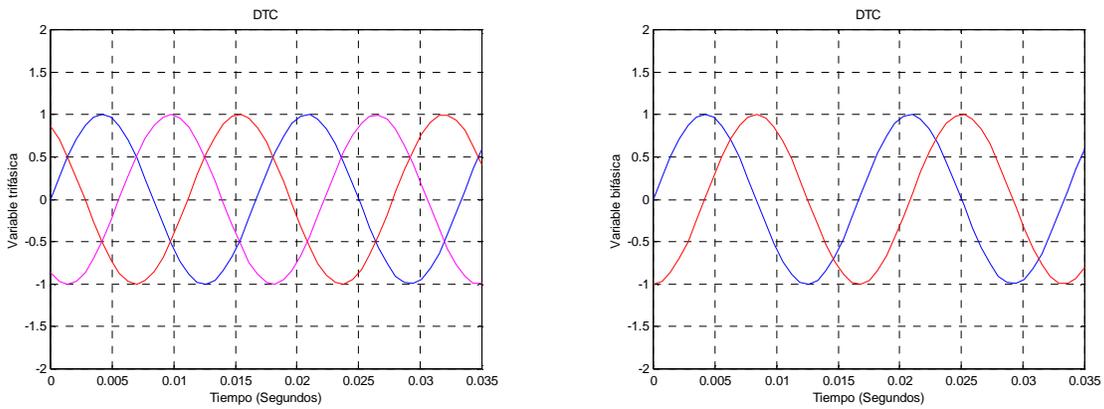
El modelo dinámico de la máquina puede expresarse en diferentes marcos de referencia. En el marco de referencia estacionario, los ejes de referencia (α, β) están fijos en el estator sin embargo, en el marco de referencia rotatorio, los ejes de referencia (d, q) pueden referenciarse al rotor o girando a la velocidad síncrona, el modelo del motor de inducción mostrado en la figura 3.1 se encuentra en el marco de referencia estacionario o marco de referencia del estator.

La transformación de las variables trifásicas a bifásicas se requiere debido a que se tiene una tabla de conmutación óptima que tiene un arreglo de tres interruptores para formar el vector de voltaje trifásico lo cual hace variar el flujo del estator y el par electromagnético, dicho arreglo no se puede hacer empleando únicamente el arreglo de dos interruptores.

En el DTC las ecuaciones que describen el funcionamiento dinámico de la máquina de inducción se encuentran en el marco de referencia estacionario. Para la estimación del flujo del estator y del par electromagnético del motor en el lazo de retroalimentación, se requiere que las variables corriente y voltaje se encuentren en el marco de referencia bifásico estacionario (α, β) . Por lo tanto se tiene que realizar una transformación de las variables de un marco de referencia trifásico (a, b, c) a un marco de referencia bifásico (α, β) como se muestra en la figura 3.2. Las entradas del modelo del motor de inducción son los voltajes en los ejes directo V_α y en cuadratura V_β , pero el motor esta alimentado mediante un inversor fuente de voltaje trifásico (V_a, V_b, V_c) [34].



(a)



(b)

Figura 3. 2 Transformación de variables trifásicas a bifásicas, (a) bloque de Simulink (b) gráficas de salida

3.2.2 MODELO DEL MOTOR DE INDUCCIÓN

Las ecuaciones del modelo del motor de inducción en el marco de referencia estacionario $\alpha - \beta$ están dadas por las ecuaciones siguientes[33]:

$$\frac{d\psi_{s\alpha\beta}}{dt} = v_{s\alpha\beta} - R_s i_{s\alpha\beta} \quad (3.1)$$

$$\frac{d\psi_{r\alpha\beta}}{dt} = -\left(\frac{1}{\tau_r} - j\omega_r\right)\psi_{r\alpha\beta} + \frac{L_m}{\tau_r} L_m i_{s\alpha\beta} \quad (3.2)$$

$$\psi_{s\alpha\beta} = \frac{L_m}{L_r} \psi_{r\alpha\beta} + \sigma L_s i_{s\alpha\beta} \quad (3.3)$$

$$\frac{d\omega_r}{dt} = \frac{P}{J} (T_e - T_L) - \frac{R_W \omega_r}{J} \quad (3.4)$$

$$T_e = \frac{3}{2} P \frac{L_m}{L_r} (\psi_{r\alpha} i_{s\beta} - \psi_{r\beta} i_{s\alpha}) \quad (3.5)$$

Donde:

$$\psi_{s\alpha\beta} = \psi_{s\alpha} + j\psi_{s\beta} \quad (3.6)$$

$$\psi_{r\alpha\beta} = \psi_{r\alpha} + j\psi_{r\beta} \quad (3.7)$$

$$i_{s\alpha\beta} = i_{s\alpha} + ji_{s\beta} \quad (3.8)$$

$$v_{s\alpha\beta} = v_{s\alpha} + jv_{s\beta} \quad (3.9)$$

La ω_r es igual a la primera derivada del ángulo eléctrico del rotor, $\frac{d\theta_r}{dt}$. La relación entre los ángulos eléctrico y mecánico del rotor es $\theta_r = p\theta_{rm}$, donde θ_{rm} es el ángulo mecánico del rotor, y p es el número de pares de polos. J es la inercia del rotor, cuya unidad puede ser expresada en kilogramos metros² (kgm²).

En la figura 3.3 se muestra el modelo del motor de inducción en el extremo izquierdo y la programación contenida en esta figura se representa en el extremo derecho, como se puede observar el modelo del motor de inducción esta formado por los bloques A, B, C, D, E, T y Vel, los cuales se explicaran con detalle posteriormente.

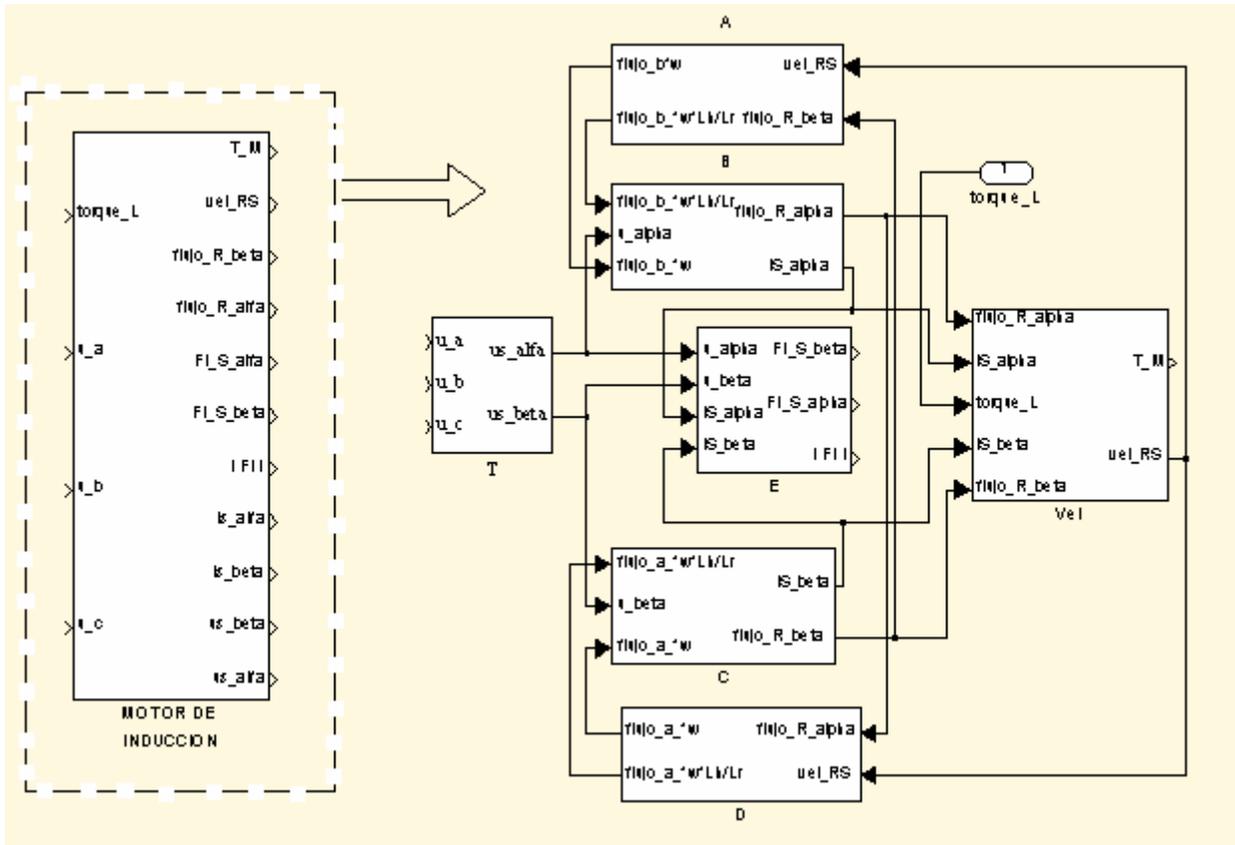


Figura 3. 3 Modelo del motor de inducción

3.2.2.1 ECUACIÓN DE EQUILIBRIO MECÁNICO

La ecuación de oscilación o de balance electromecánico de la máquina de inducción esta expresada en términos del par electromagnético en la ecuación 3.5. Además la simetría del rotor hace que su posición angular no sea importante, y se utilicen variables como el deslizamiento (s) o la velocidad angular eléctrica del rotor (ω_r) [33]. La programación en Simulink de la ecuación de oscilación para el motor es mostrada en la figura 3.4

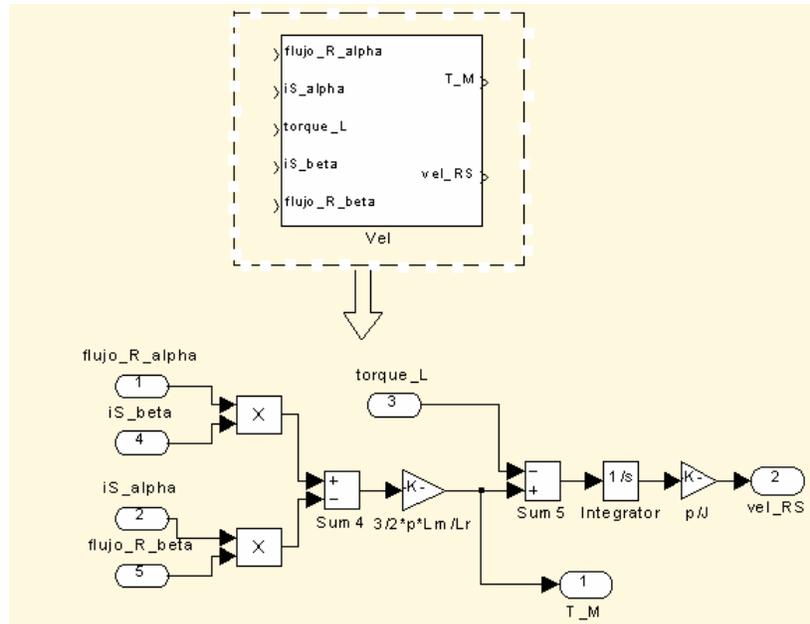


Figura 3. 4 Ecuación de equilibrio mecánico del motor de inducción

3.2.2.2 ECUACIONES DE LAS CORRIENTES Y LOS FLUJOS

Las ecuaciones de corriente y del flujo de la máquina de inducción bajo condiciones estacionarias y transitorias se deducen a partir de las ecuación 3.1 a la ecuación 3.9[33], cuya programación en bloques de Simulink es representada en las figuras 3.5 y 3.6. En la figura 3.5 se muestra la programación de los bloques A y B en donde en el bloque B se obtiene la corriente alfa y el flujo alfa del estator. En la figura 3.6 se programan los bloques C y D, en el bloque D se obtienen la corriente beta y el flujo beta del rotor.

Sustituyendo la ecuación (3.7) y (3.8) en la ecuación (3.2)

$$\frac{d(\psi_{r\alpha} + j\psi_{r\beta})}{dt} = -\left[\frac{1}{\tau_r} - j\omega_r\right](\psi_{r\alpha} + j\psi_{r\beta}) + \frac{L_m}{\tau_r}(i_{s\alpha} + ji_{s\beta}) \quad (3.10)$$

$$\frac{d\psi_{r\alpha}}{dt} + \frac{d\psi_{r\beta}}{dt} = \left(-\frac{1}{\tau_r}\psi_{r\alpha} - \omega_r\psi_{r\beta} + \frac{L_m}{\tau_r}i_{s\alpha}\right) + j\left(\omega_r\psi_{r\alpha} - \frac{1}{\tau_r}\psi_{r\beta} + \frac{L_m}{\tau_r}i_{s\beta}\right) \quad (3.11)$$

Separando parte real y parte imaginaria en (3.11):

$$\frac{d\psi_{r\alpha}}{dt} = -\frac{1}{\tau_r}\psi_{r\alpha} - \omega_r\psi_{r\beta} + \frac{L_m}{\tau_r}i_{s\alpha} \quad (3.12)$$

$$\frac{d\psi_{r\beta}}{dt} = \omega_r\psi_{r\alpha} - \frac{1}{\tau_r}\psi_{r\beta} + \frac{L_m}{\tau_r}i_{s\beta} \quad (3.13)$$

Derivando la ecuación (3.3):

$$\frac{d\psi_{s\alpha\beta}}{dt} = \frac{L_m}{L_r}\frac{d\psi_{r\alpha\beta}}{dt} + \sigma L_s \frac{di_{s\alpha\beta}}{dt} \quad (3.14)$$

Igualando (3.1) y (3.14)

$$\frac{di_{s\alpha\beta}}{dt} = \frac{1}{\sigma L_s} \left[v_{s\alpha\beta} - R_s i_{s\alpha\beta} - \frac{L_m}{L_r} \frac{d\psi_{r\alpha\beta}}{dt} \right] \quad (3.15)$$

Sustituyendo (3.2) en (3.15):

$$\frac{di_{s\alpha\beta}}{dt} = \frac{1}{\sigma L_s} \left\{ v_{s\alpha\beta} - R_s i_{s\alpha\beta} - \frac{L_m}{L_r} \left[-\left(\frac{1}{\tau_r} - j\omega_r \right) \psi_{r\alpha\beta} + \frac{L_m}{\tau_r} i_{s\alpha\beta} \right] \right\} \quad (3.16)$$

Sustituyendo (7), (8) y (9) en (16):

$$\frac{di_{s\alpha}}{dt} + j \frac{di_{s\beta}}{dt} = \frac{1}{\sigma L_s} \left\{ v_{s\alpha} + jv_{s\beta} - R_s (i_{s\alpha} + ji_{s\beta}) - \frac{L_m}{L_r} \left[-\left(\frac{1}{\tau_r} - j\omega_r \right) (\psi_{r\alpha} + \psi_{r\beta}) + \frac{L_m}{\tau_r} (i_{s\alpha} + ji_{s\beta}) \right] \right\}$$

$$\frac{di_{s\alpha}}{dt} = \frac{1}{\sigma L_s} \left[v_{s\alpha} - R_s i_{s\alpha} - \frac{L_m}{L_r} \left(-\frac{\psi_{r\alpha}}{\tau_r} - \omega_r \psi_{r\beta} + \frac{L_m}{\tau_r} i_{s\alpha} \right) \right] \quad (3.17)$$

$$\frac{di_{s\beta}}{dt} = \frac{1}{\sigma L_s} \left[v_{s\beta} - R_s i_{s\beta} - \frac{L_m}{L_r} \left(-\frac{\psi_{r\beta}}{\tau_r} - \omega_r \psi_{r\alpha} + \frac{L_m}{\tau_r} i_{s\beta} \right) \right] \quad (3.18)$$

Reagrupando (3.17) y (3.18) se tiene:

$$\frac{di_{s\alpha}}{dt} = \frac{1}{\sigma L_s} \left[v_{s\alpha} - \left(R_s + \frac{L_m^2}{L_r \tau_r} \right) i_{s\alpha} + \frac{L_m}{L_r \tau_r} \psi_{r\alpha} + \frac{L_m}{L_r} \omega_r \psi_{r\beta} \right] \quad (3.19)$$

$$\frac{di_{s\beta}}{dt} = \frac{1}{\sigma L_s} \left[v_{s\beta} - \left(R_s + \frac{L_m^2}{L_r \tau_r} \right) i_{s\beta} + \frac{L_m}{L_r \tau_r} \psi_{r\beta} + \frac{L_m}{L_r} \omega_r \psi_{r\alpha} \right] \quad (3.20)$$

A partir de las ecuaciones (19) y (20) se obtiene:

$$\frac{di_{s\alpha}}{dt} = -\frac{A_R}{A_L} i_{s\alpha} + \frac{L_m R_r}{L_r^2 A_L} \psi_{r\alpha} + \frac{L_m \omega_r}{L_r A_L} \psi_{r\beta} + \frac{1}{A_L} v_{s\alpha} \quad (3.21)$$

$$\frac{di_{s\beta}}{dt} = -\frac{A_R}{A_L} i_{s\beta} + \frac{L_m R_r}{L_r^2 A_L} \psi_{r\beta} + \frac{L_m \omega_r}{L_r A_L} \psi_{r\alpha} + \frac{1}{A_L} v_{s\beta} \quad (3.22)$$

Donde:

$$A_R = R_s + \frac{L_m^2}{L_r \tau_r}$$

$$A_L = \sigma L_s = L_s - \frac{L_m^2}{L_r}$$

Como se observa en el modelo, todas las variables se encuentran en el marco de referencia estacionario. La velocidad del rotor ω_r se puede determinar a partir de la ecuación 3.3.

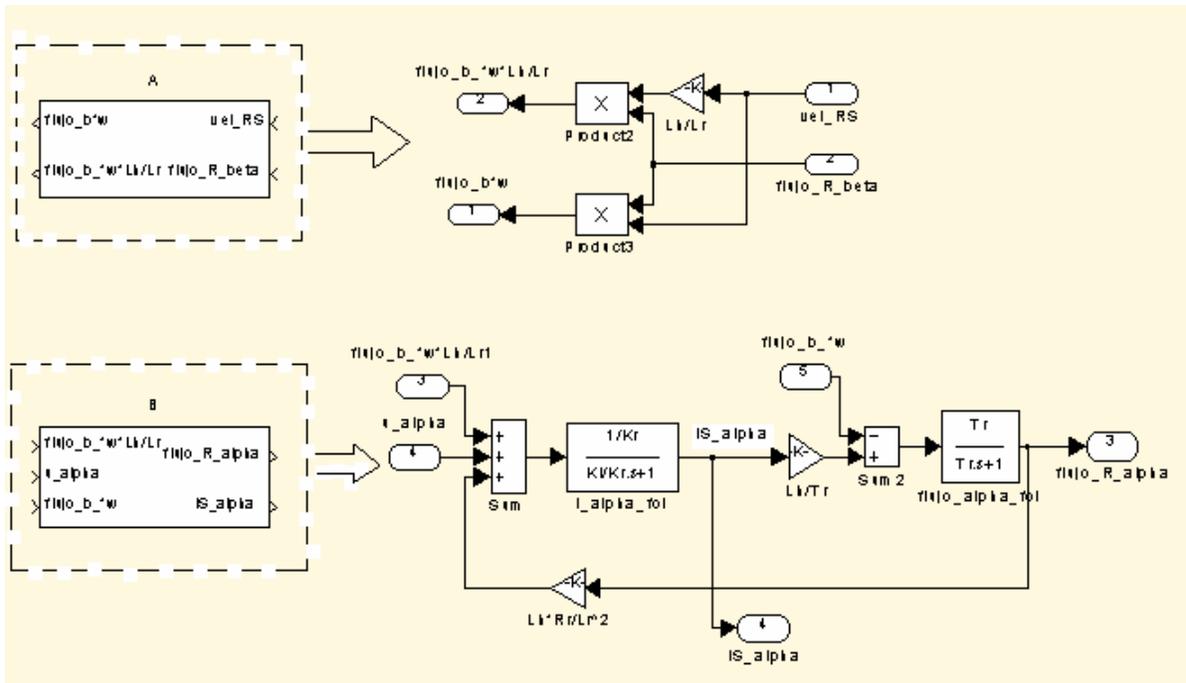


Figura 3. 5 Bloques de Simulink de las ecuaciones 3.12 y 3.21

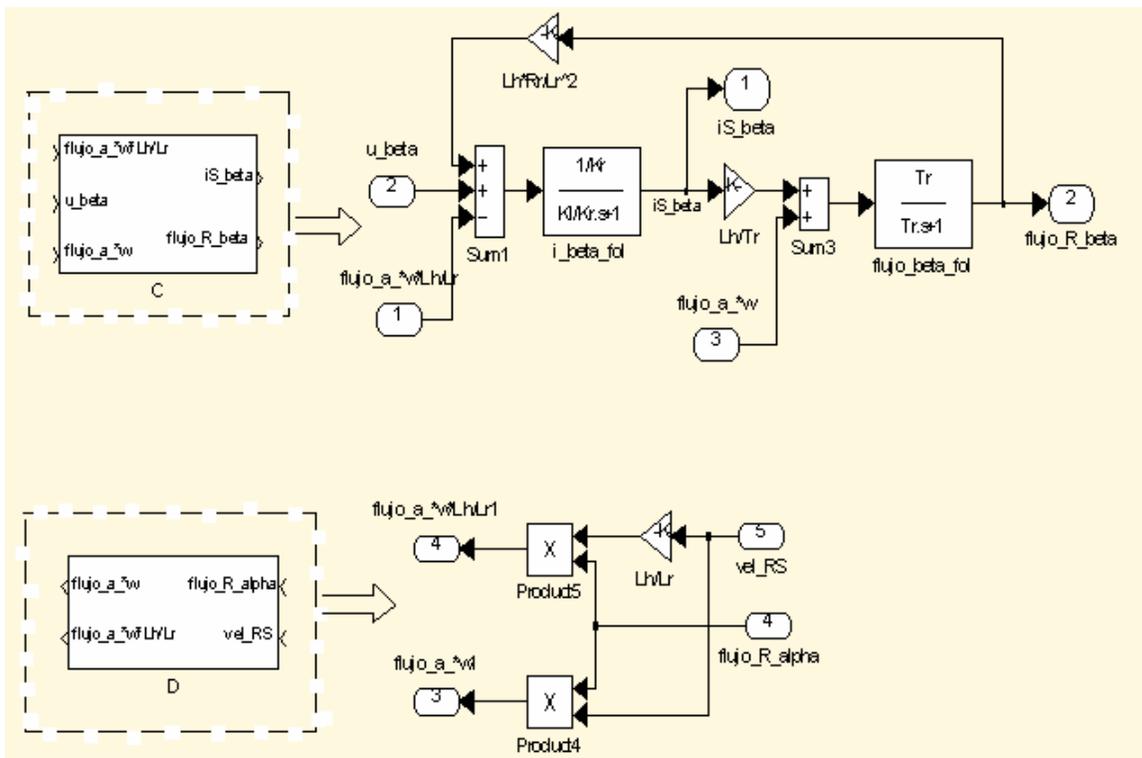


Figura 3. 6 Bloques de Simulink de las ecuaciones 3.13 y 3.22

3.2.3 REPRESENTACIÓN DEL SISTEMA DE CONTROL DEL MOTOR DE INDUCCION EN BLOQUES DE SIMULINK

Para el control del motor de inducción con el DTC solamente es necesario realizar la medición de las corrientes y de los voltaje en las terminales de la máquina.

La segunda parte de la simulación consiste en construir los bloques de Simulink de la parte del control mostrados en la figura 3.1. Para poder desarrollar esta parte son utilizadas las ecuaciones 2.14, 3.23 y 3.24 para la estimación del par electromagnético y los flujos alfa-beta del estator respectivamente. Estos valores estimados se convierten en las señales de entrada para los bloques que contienen las bandas de histéresis del par y del flujo, así como el bloque que determina el sector del vector flujo del estator. En la figura 3.7 se muestran los bloques en Simulink empleados en el sistema de control del DTC, los cuales forman el programa utilizado para simular el sistema de control mostrado en la figura 3.1

$$\psi_{s\alpha} = \int (V_{s\alpha} - R_s i_{s\alpha}) dt \quad (3.23)$$

$$\psi_{s\beta} = \int (V_{s\beta} - R_s i_{s\beta}) dt \quad (3.24)$$

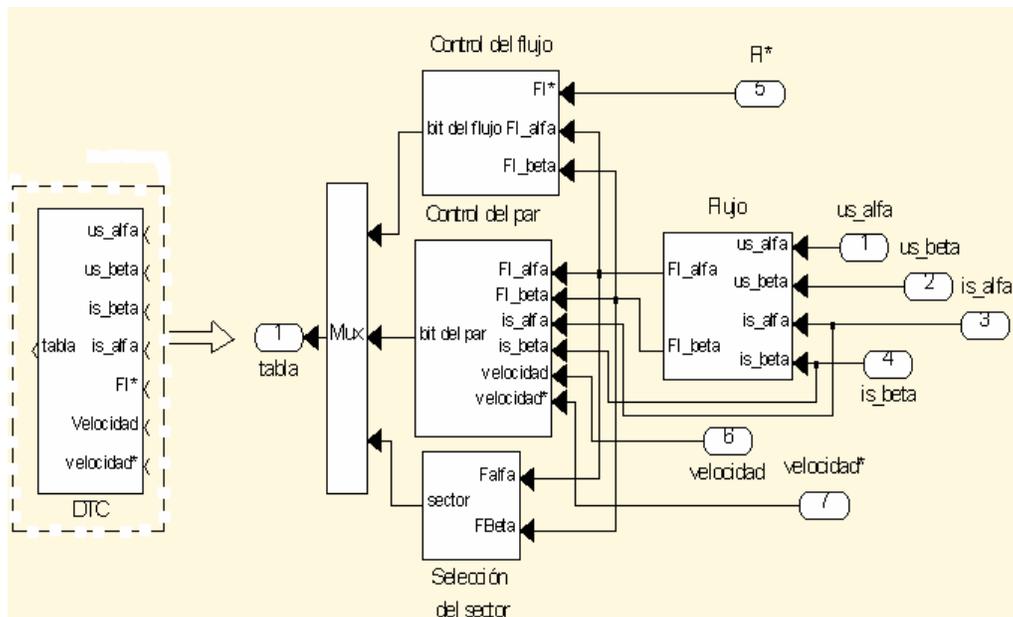


Figura 3.7 Sistema de control del DTC

3.2.3.1 ESTIMACIÓN DEL FLUJO DEL ESTATOR

En el DTC se requiere fijar la magnitud del vector flujo del estator, y obtener una respuesta rápida del par electromagnético aplicando un vector de voltaje que proporcione un ángulo máximo entre los vector flujo y la corriente del estator. Los vectores de voltaje activos girando en el sentido del flujo del estator incrementan el par electromagnético, por lo tanto la selección de estos vectores depende mucho del valor instantáneo del vector flujo del estator.

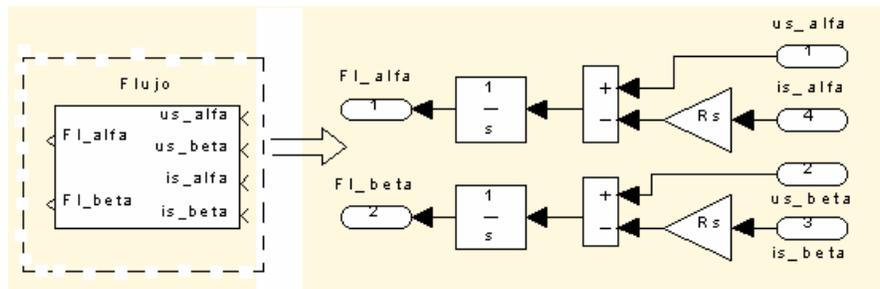


Figura 3. 8 Estimación del flujo del estator en coordenadas alfa_beta

El flujo del estator es estimada a partir de las ecuaciones 3.23 y 3.24 en coordenadas $\alpha - \beta$, como se muestra en la figura 3.8. A partir de los valores de los flujos alfa_beta estimados, se calcula el par electromagnético del motor de inducción, la magnitud del vector flujo del estator y el sector del vector flujo del estator.

3.2.3.2 CONTROL DEL FLUJO DEL ESTATOR

Para controlar la magnitud del vector flujo del estator se requiere limitar el valor del error $\Delta\psi$ surgido de la comparación entre la magnitud de los vectores flujo del estator y del flujo de referencia dentro de una banda de histéresis, con esto la magnitud del vector flujo del estator varia dentro del rango establecido como se muestra en la figura 3.9.

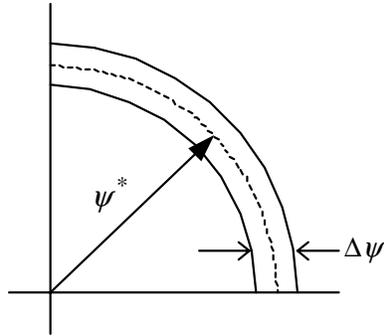


Figura 3. 9 Banda de histéresis del flujo del estator

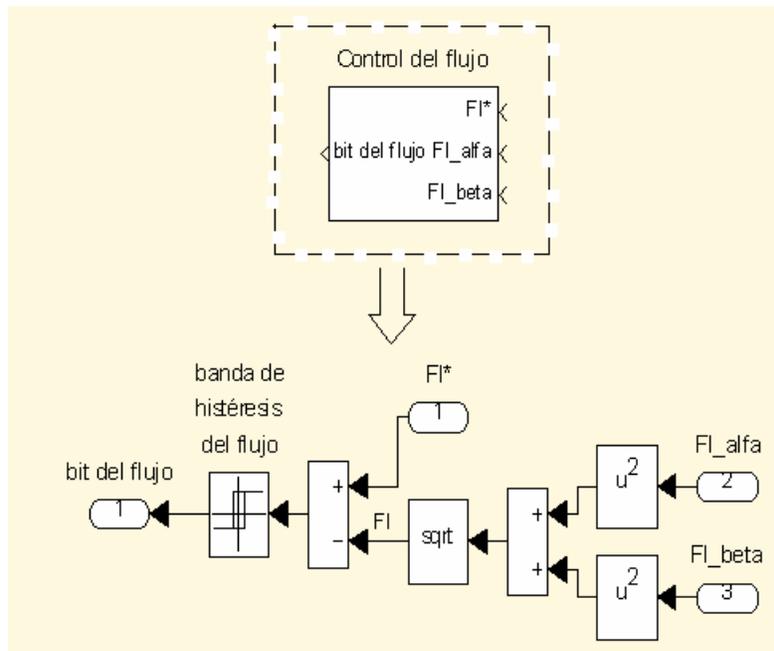


Figura 3. 10 Control de la magnitud del flujo

El bloque del control del flujo del estator se muestra en la figura 3.10. En este bloque se obtiene la magnitud del vector del flujo del estator antes de compararlo con el flujo de referencia como se muestra en la ecuación 3.25. La comparación de los flujos del estator con el flujo de referencia se realiza mediante la ecuación 3.26.

$$|\psi| = \sqrt{\psi_{\alpha}^2 + \psi_{\beta}^2} \quad (3.25)$$

$$|\psi| * -|\psi| = E_f \quad (3.26)$$

donde:

$|\psi|$ = Magnitud del vector flujo del estator

ψ_α = Componente alfa del vector flujo del estator

ψ_β = Componente beta del vector flujo del estator

$|\psi|^*$ = Flujo de referencia

E_f = Error entre los flujos del estator y el flujo de referencia

El error de comparación de los flujos del estator y de referencia es la entrada del controlador de histéresis en el lazo de control del flujo del estator, cuyo valor puede ser de signo positivo o negativo, según el valor instantáneo del vector flujo del estator con respecto al valor del flujo de referencia, como se puede observar en la ecuación 3.26. La salida del controlador forma parte de una de las señales de control que se aplicará al bloque formado por la tabla de conmutación óptima, donde se selecciona el vector de voltaje. Estas señales de control se obtienen de las siguientes comparaciones(ver página 29):

$\Delta\psi$ = Ancho de la banda de histéresis en el controlador del flujo

θ = Bit de flujo a aplicar en la tabla de conmutación

Si $\Delta\psi \geq \frac{E_f}{2}$ Se requiere aumenta el valor del flujo

Si $-\Delta\psi \leq -\frac{E_f}{2}$ Se requiere disminuir el valor del flujo

A partir de estos dos criterios, la señal de control es:

$\theta = 1$ para aumentar el valor del flujo

$\theta = 0$ para disminuir el valor del flujo

En la figura 3.11 se muestra la banda de histéresis del flujo del estator, en donde se observan los valores límites que puede adquirir la banda de histéresis y las posibles salidas que son enviadas a la tabla de conmutación óptima.

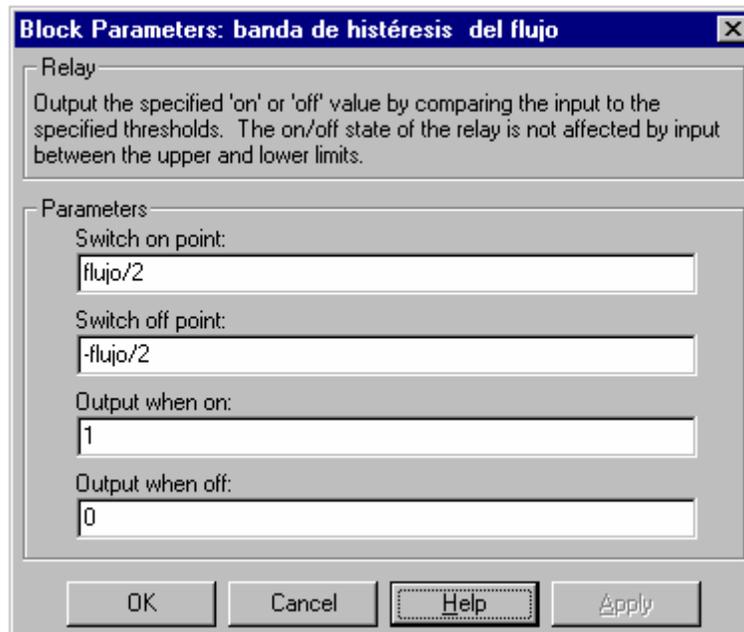
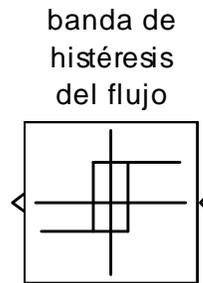


Figura 3. 11 Banda de histéresis del flujo

El ancho de la banda de histéresis del flujo se determina a partir de un porcentaje del flujo nominal del motor de inducción y posteriormente se ajusta según la respuesta deseada, esto se analizará en el capítulo 5. El ancho de la banda de histéresis del flujo del estator puede ajustarse a valores relativamente pequeños para obtener una respuesta del flujo del estator en coordenadas alfa-beta casi circular, parecida a la respuesta del flujo del estator de un motor alimentado con una fuente de voltaje senoidal pura. La disminución del ancho de la banda de histéresis del flujo provoca que la frecuencia de conmutación en los dispositivos de potencia del inversor aumente, disminuyendo los rizados del par y de la corriente del estator.

Si la banda de histéresis del flujo tiene un valor relativamente grande, la frecuencia de conmutación en el inversor disminuye, deformándose la forma circular del flujo del estator y el rizado del par electromagnético y los armónicos en la corriente del estator del motor de inducción aumentan.

3.2.3.3 CONTROL DEL PAR ELECTROMAGNÉTICO

El valor del par electromagnético del motor de inducción es descrito en la ecuación 2.14. El par de referencia es obtenido de la salida del controlador PI de la velocidad del motor, cuya entrada es el resultado de la comparación entre la velocidad de referencia y la velocidad del rotor del motor. En la figura 3.12 se muestra el programa del lazo de control del par electromagnético. En esta figura es posible observar la comparación entre el par de referencia y el par estimado del motor, dicha comparación se emplea como señal de entrada para la banda de histéresis del par.

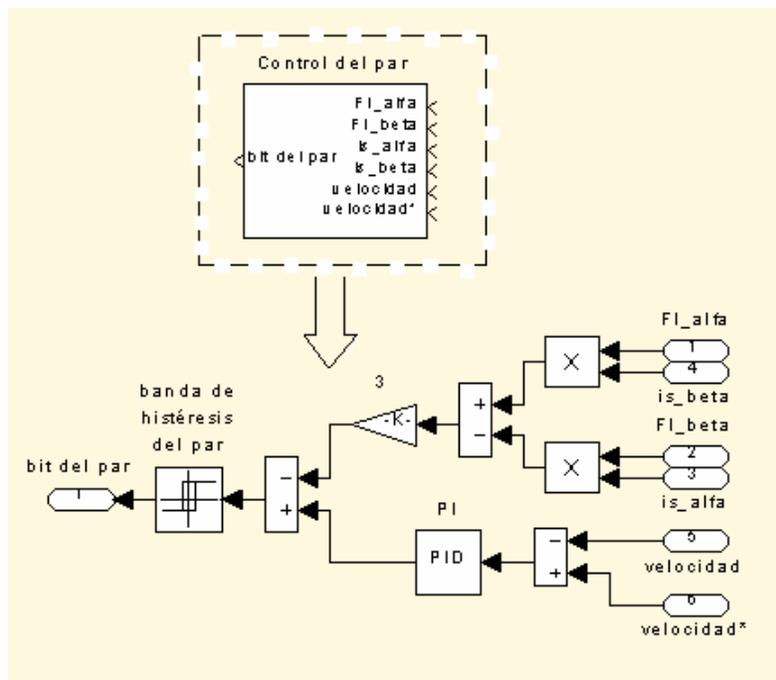


Figura 3. 12 Control del par

En el DTC se requiere medir la velocidad del rotor y compararla con la velocidad de referencia, de esta forma se puede calcular el par de referencia. Sin embargo, también es posible estimar la velocidad del rotor, sin que sea necesario utilizar un sensor de velocidad[1].

La salida de la banda de histéresis del par tiene tres estados que son mostrados en la figura 3.13, el estado de salida depende de la comparación entre el par de referencia y el par electromagnético desarrollado, esta figura es similar a la figura 2.9 del capítulo anterior.

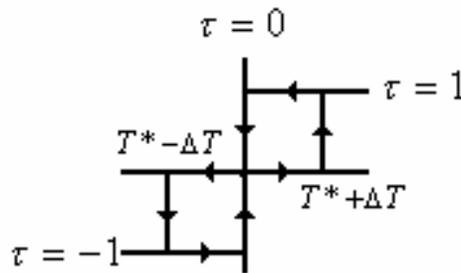


Figura 3. 13 Estados de salida de la banda de histéresis del par

La comparación del par de referencia con el par estimado se realiza mediante la ecuación 3.20, el resultado de esta comparación puede ser $+E_p$, $-E_p$, o cero, según sea el valor instantáneo del par electromagnético con respecto al par de referencia. La salida de la banda de histéresis del par es otra de las señales que se aplicaran a la tabla de conmutación óptima para la selección del vector voltaje (ver figura 2.3).

$$T^* - T = \pm E_p \quad (3.27)$$

donde:

T^* = Par de referencia

T = Par electromagnético estimado

E_p = Error entre el par electromagnético y el par de referencia

Las tres señales de control del par se obtienen de las siguientes comparaciones:

ΔT = Ancho de la banda de histéresis en el controlador del par

τ = Bit del par a aplicar en la tabla de conmutación

Si $\Delta T = 0$ Se requiere mantener invariante el valor del par

Si $\frac{\Delta T}{2} \geq E_p$ Se requiere incrementar el valor del par

Si $-\frac{\Delta T}{2} \leq -E_p$ Se requiere disminuir el valor del par

Considerando las comparaciones anteriores, la señal de salida del controlador del par control puede adquirir los siguientes valores:

$\tau = 0$ para mantener invariante el valor del par

$\tau = 1$ para disminuir el valor del par

$\tau = -1$ para incrementar el valor del par

3.2.3.4 DETERMINACION DEL SECTOR DEL VECTOR FLUJO DEL ESTATOR

La posición del vector flujo de estator (dividida en seis sectores) es también una entrada para la tabla de conmutación óptima (ver figura 2.3). La figura 2.5 muestra los seis vectores de voltaje junto con los seis sectores, estos sectores se representan por $\theta(1)$, $\theta(2)$, ... $\theta(6)$, teniendo cada uno 60 grados. En la figura 3.14 se muestra el programa del cálculo del sector donde se encuentra el vector flujo del estator. Este bloque tiene como entradas los flujos del estator en coordenadas alfa-beta. Estos flujos se transforman en coordenadas polares, en donde se obtiene una magnitud y un ángulo. El ángulo obtenido en radianes/s. se transforma a grados antes de entrar en el bloque denominado Look-Up Table como se observa en la figura 3.14.

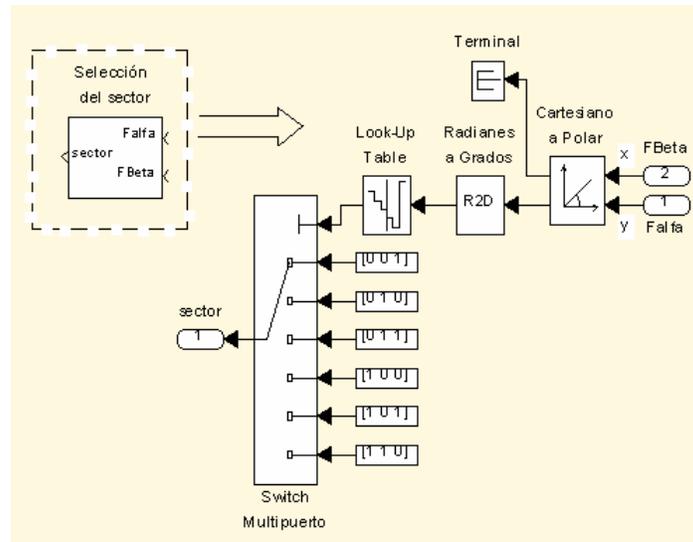


Figura 3. 14 Selección del sector del vector flujo del estator

El bloque Look-Up Table tiene como entrada el valor del ángulo en grados del vector flujo del estator. Dependiendo del valor en grados en la entrada del Look-Up Table (de 0 a 180^0 ó de 0 a -180^0), esta tabla decide qué vector se aplicará en la salida, como se muestra en la figura 3.15. Los vectores de salida de este bloque son mostrados en la tabla 3.2 con sus respectivos ángulos.

La posición del vector flujo del estator (con respecto al eje real del marco de

referencia estacionario α_s) se determina con la expresión $\theta = \text{tang}^{-1} \frac{\psi_{s\beta}}{\psi_{s\alpha}}$.

Si los ejes de referencia del modelo del motor no coinciden con los ejes de referencia estacionario $\alpha - \beta$, es necesario seleccionar cualquiera de los siguientes criterios: alinear ambos ejes de referencia o fijar una dirección de giro del vector flujo del estator para hacer coincidir ambos ejes de referencia. Al seleccionar alguno de estos criterios, es conveniente recordar que la posición de los vectores de voltaje permanecen fijos. Sin embargo, los sectores del vector flujo del estator pueden estar distribuidas de diferentes formas, pero se debe de tener cuidado de aplicar los vectores de voltaje seleccionados en el sector correspondiente.

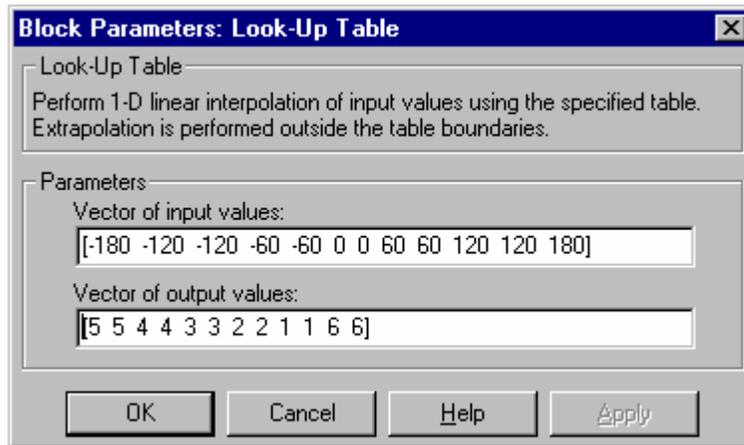
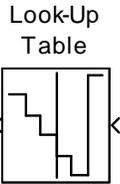


Figura 3. 15 Tabla para seleccionar el sector flujo del estator

Los ángulos correspondientes a cada uno de los sectores empleados en la simulación son los mostrados en la tabla 3.1, en donde se puede observar que el ángulo que ocupa cada sector es de 60^0 eléctricos.

Tabla 3. 1 Sectores del plano $\alpha - \beta$ de la figura 2.5

SECTOR 1	$60^0 \leq \theta(1) \leq 120^0$
SECTOR 2	$0^0 \leq \theta(2) \leq 60^0$
SECTOR 3	$300^0 \leq \theta(3) \leq 0^0$
SECTOR 4	$240^0 \leq \theta(4) \leq 300^0$
SECTOR 5	$180^0 \leq \theta(5) \leq 240^0$
SECTOR 6	$120^0 \leq \theta(6) \leq 180^0$

La salida de control del bloque que determina el sector del vector flujo del estator se representó mediante un código binario, como se muestra en a tabla 3.2. Estos tres bits junto con los bits del flujo y del par seleccionan el vector de voltaje que será aplicado al motor de inducción mediante el inversor.

Tabla 3. 2 Representación binaria de la salida del bloque de selección del sector donde se encuentra el vector flujo del estator

Entrada	Salida
$60^0 \leq \theta(1) \leq 120^0$	001
$0^0 \leq \theta(2) \leq 60^0$	010
$300^0 \leq \theta(3) \leq 0^0$	011
$240^0 \leq \theta(4) \leq 300^0$	100
$180^0 \leq \theta(5) \leq 240^0$	101
$120^0 \leq \theta(6) \leq 180^0$	110

3.2.3.5 TABLA DE CONMUTACIÓN ÓPTIMA DE LOS VECTORES DE VOLTAJE

Se pueden emplear diversos criterios de selección de vectores de voltaje como se explicó en la parte 2.6 del capítulo anterior. Uno de los criterios de selección para formar la tabla de conmutación óptima se muestra en la tabla 2.1. En la tabla 3.3 se muestra la tabla de conmutación óptima, para este caso la dirección del vector flujo del estator se tomo girando en el sentido de las manecillas del reloj.

Tabla 3. 3 Tabla de conmutación óptima de vectores de voltaje

$\psi, \tau, \theta(N)$		$\theta(1)$	$\theta(2)$	$\theta(3)$	$\theta(4)$	$\theta(5)$	$\theta(6)$
$\psi = 0$	$\tau = 1$	V_5	V_4	V_3	V_2	V_1	V_6
	$\tau = 0$	V_0	V_7	V_0	V_7	V_0	V_7
	$\tau = -1$	V_3	V_2	V_1	V_6	V_5	V_4
$\psi = 1$	$\tau = 1$	V_6	V_5	V_4	V_3	V_2	V_1
	$\tau = 0$	V_7	V_0	V_7	V_0	V_7	V_0
	$\tau = -1$	V_2	V_1	V_6	V_5	V_4	V_3

En este capítulo se explicó el desarrollo de cada uno de los bloques del DTC empleados para la simulación, además de obtener los estados que pueden adquirir los bits del flujo, del par y la posición del vector flujo del estator. La tabla de conmutación de los vectores de voltaje puede ser seleccionada según como se muestra en la tabla 3.3 ó elaborar una con otros vectores de voltaje como se mostrará en el siguiente capítulo. En este capítulo 3 se logró obtener el modelado completo del DTC y en el próximo capítulo se muestran los resultados obtenidos y algunas modificaciones al método.

CAPITULO CUATRO

RESULTADOS DE LA SIMULACIÓN DEL DTC UTILIZANDO UN MOTOR DE INDUCCIÓN

4.1 INTRODUCCIÓN

En este capítulo se analizan los resultados obtenidos en la simulación del DTC, los cuales muestran las características del método y sus problemas fundamentales. Los parámetros del motor de inducción empleados en esta simulación se muestran en el apéndice B.

4.2 RESULTADOS DE LA SIMULACIÓN DEL DTC

A continuación se muestran los resultados obtenidos en la simulación del DTC con el motor trabajando en vacío y aplicando el par de carga nominal en 0.11 segundos (s). En la simulación se utilizaron los datos siguientes:

Ancho de banda del par = 0.2 N-m
Ancho de banda del flujo = 0.01Wb
Par de carga = 3.41 N-m
Velocidad nominal = 300 rad/s

En la simulación del DTC con carga nominal se obtuvieron los resultados que serán discutidos a continuación.

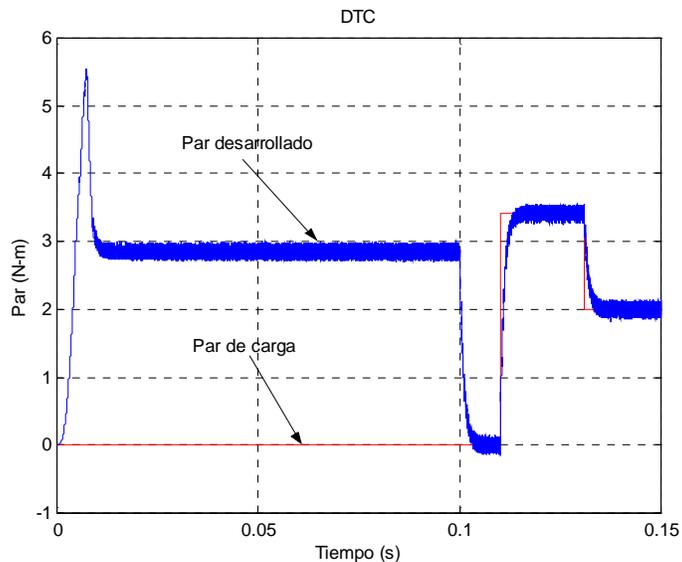


Figura 4. 1 Respuesta del par con carga nominal

En la figura 4.1 se muestra la respuesta del par del motor de inducción. En el arranque se tiene un valor pico del par de 5.5 N-m, esto es debido a que el motor tiene que desarrollar un par de arranque alto para empezar a mover el rotor desde su estado en reposo. La diferencia que existe entre el par desarrollado y el par de carga en el arranque es debido a que la velocidad del rotor no es igual a la velocidad de referencia y se requiere un par de aceleración. En 0.1 s. la velocidad del rotor y la velocidad de referencia alcanzan el mismo valor, por lo tanto en este momento el par desarrollado y el par de carga (de valor cero) son iguales. En esta gráfica se observa que el motor está trabajando en vacío. En 0.11s se aplica la carga nominal al motor de inducción, en la figura se puede observar que el par desarrollado sigue rápidamente al par de referencia.

En la figura 4.2 se muestra la respuesta del par desarrollado por el motor y el par de referencia, se puede observar claramente que el par desarrollado sigue al par de referencia dentro del ancho de banda de histéresis establecida (0.2N-m). El par desarrollado tiene algunos picos que salen ligeramente del ancho de la banda de

histéresis del par, esto es debido al retardo de tiempo que existe entre la aplicación del vector de voltaje actual y la selección del siguiente vector de voltaje que se debe aplicar, además de tener una respuesta más rápida del flujo del estator que el par electromagnético.

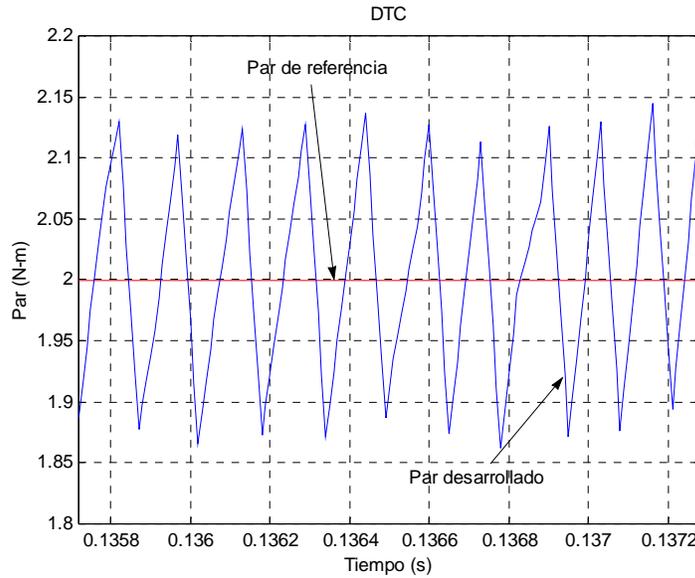


Figura 4. 2 Respuesta del par dentro de la banda de histéresis con carga nominal

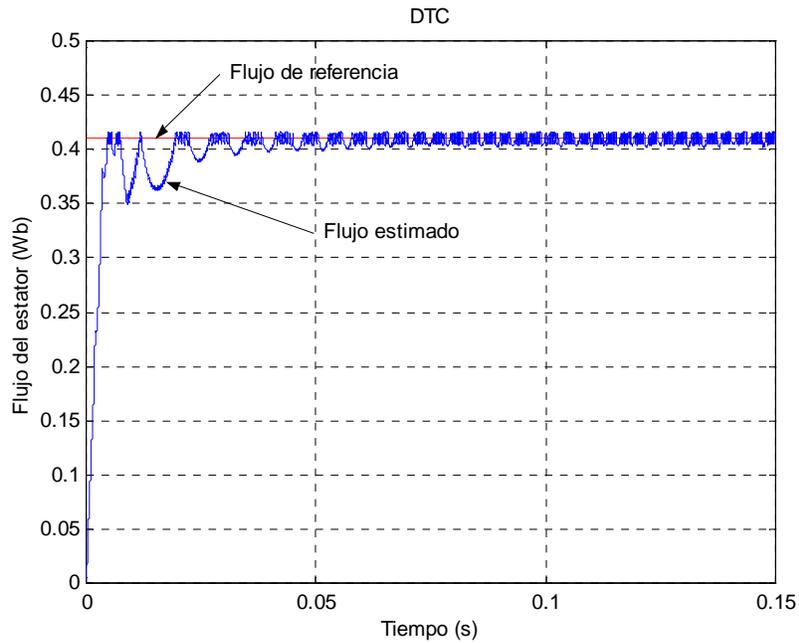


Figura 4. 3 Magnitud del flujo del estator con carga nominal

La figura 4.3 muestra la magnitud del flujo de referencia y del flujo real del estator, el valor del flujo de referencia es de 0.41Wb. Como se observa el flujo estimado alcanza rápidamente el valor del flujo de referencia pero debido a los cambios del sector durante la rotación del vector flujo del estator[44], el flujo del estator disminuye de la forma mostrada en la figura. La caída del flujo del estator es debido a que en los cambios de sector durante la rotación del vector flujo del estator, no se tiene un vector de voltaje activo que garantice un incremento del flujo del estator en el instante que ocurre el cambio de sector. Este problema de la disminución del flujo del estator se puede presentar incluso en condiciones nominales, como se muestra en la figura 4.4. En esta figura se puede observar que el flujo estimado sigue la trayectoria del flujo de referencia, pero en los cambios de sector, el flujo estimado sale de la banda de histéresis establecida.

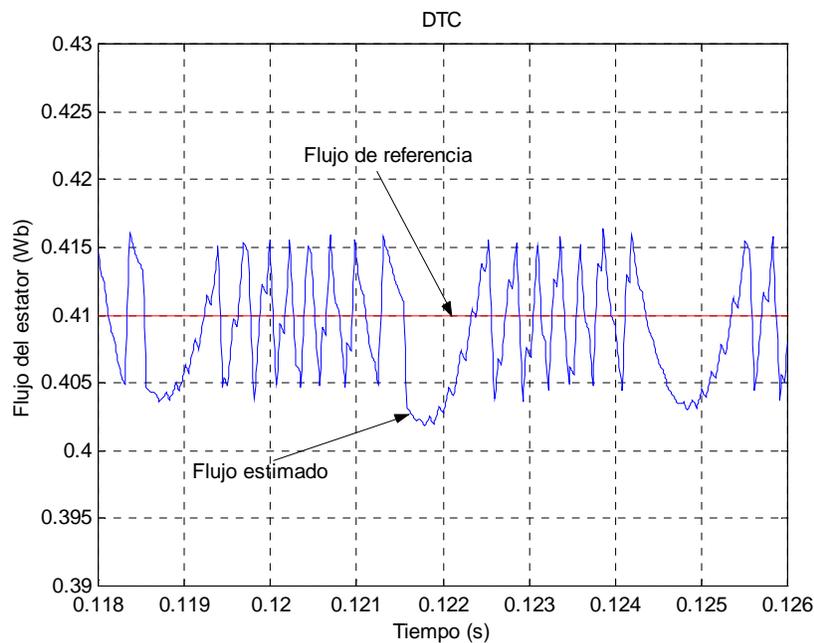


Figura 4. 4 Respuesta del flujo con carga nominal

En la figura 4.5 Se observa la trayectoria del flujo del estator en el plano $\alpha - \beta$. En esta figura se observa la caída del vector flujo del estator en el arranque (ver figura 4.3). Después del transitorio de arranque, el vector flujo del estator se mantiene a un valor constante siguiendo una trayectoria casi circular.

En la figura 4.6 se observa la trayectoria del flujo del rotor. Esta respuesta tiene una forma más circular definida que el flujo del estator ya que el entrehierro del motor de inducción filtra los armónicos que están presentes en el flujo del estator. La magnitud del vector flujo del estator es ligeramente mayor que la magnitud del vector flujo del rotor. En condiciones nominales el flujo del estator y del rotor tienen una forma de onda casi senoidal, debido a que las trayectorias del flujo en el plano complejo (figura 4.5 y figura 4.6) son casi circulares.

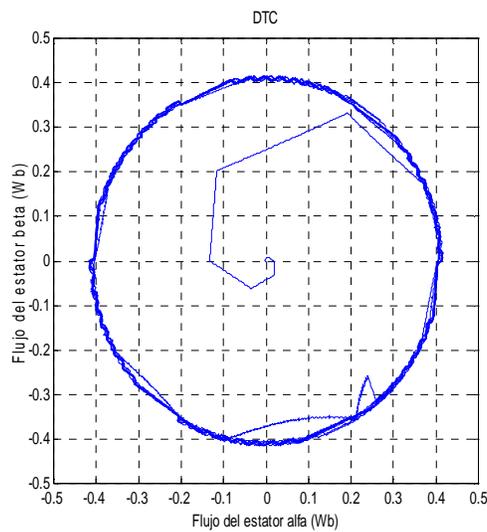


Figura 4. 5 Trayectoria del flujo del estator en el plano $\alpha - \beta$

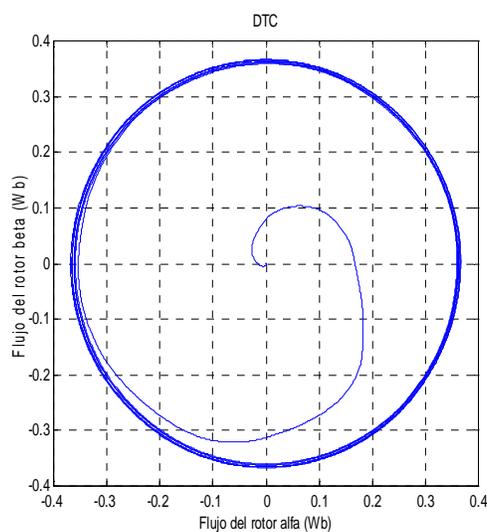


Figura 4. 6 Trayectoria del flujo del rotor en el plano $\alpha - \beta$

La figura 4.7 muestra las corrientes trifásicas en las terminales del motor, como se puede observar la corriente de arranque tiene un valor pico de 11.5 A., cuando se aplica el par de carga nominal en 0.11s se observa un incremento de la corriente y disminuye nuevamente en 0.13 cuando el par de carga es disminuido en 2N-m manteniendo un valor de 2.7 A.

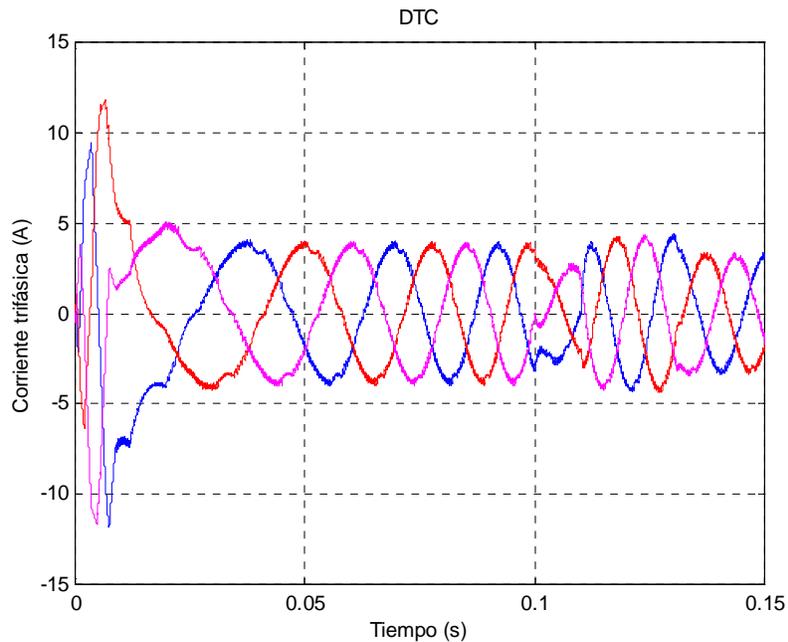


Figura 4. 7 Corrientes trifásicas con carga nominal

En la figura 4.8 y figura 4.9 se muestran los voltajes de fase y los voltajes de línea respectivamente. Los voltajes de fase son señales de seis pasos moduladas de 60 V y 120 V. Los voltajes de línea tienen magnitudes de 180 V positivos y negativos de forma alternada.

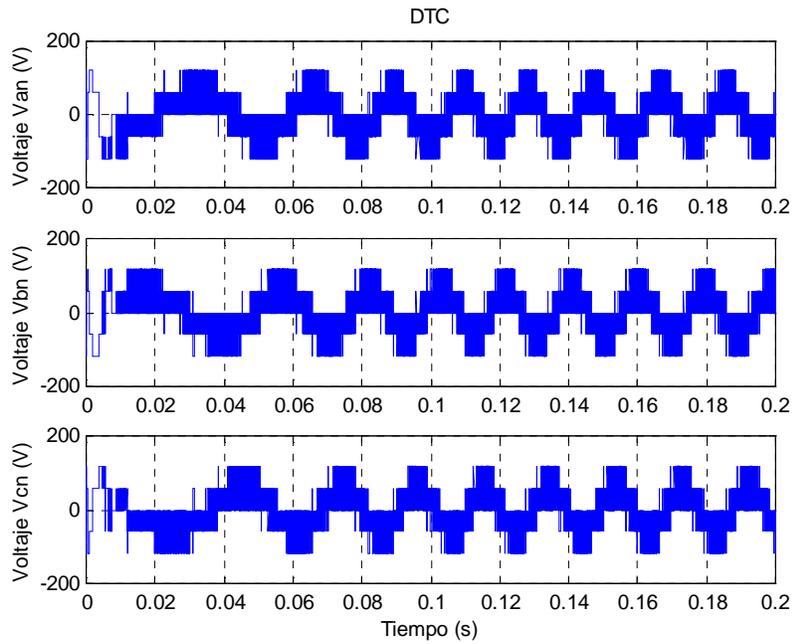


Figura 4. 8 Voltajes de fase con carga nominal

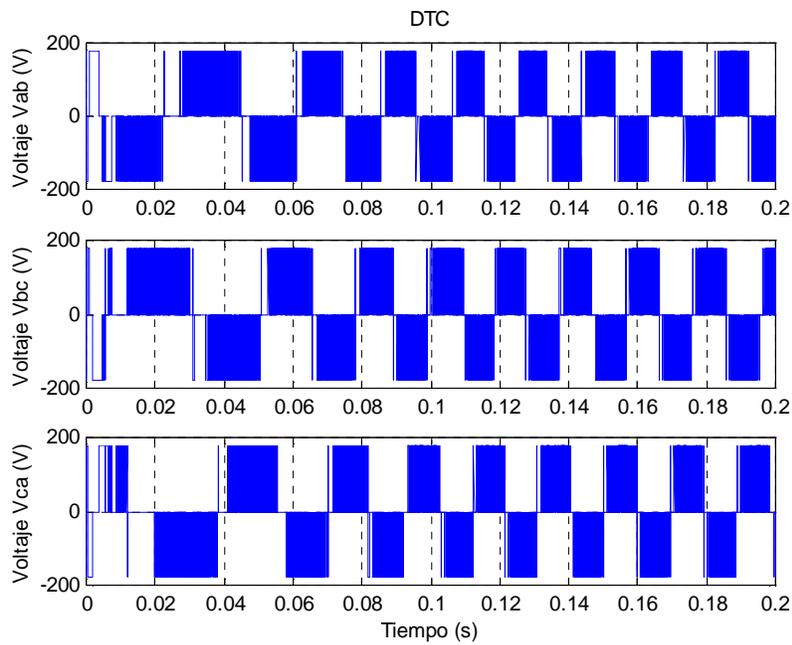


Figura 4. 9 Voltajes de línea con carga nominal

En la figura 4.10 se muestran las conmutaciones por fase de cada dispositivo de potencia del inversor empleado. En esta parte no se puede observar fácilmente cual es el promedio de conmutaciones que tiene un dispositivo en cada fase, pero en la figura 4.11 se observa claramente que la frecuencia de conmutación en un dispositivo es variable, presentando una frecuencia de conmutación máxima que oscila entre 8 y 10 kHz con los anchos de banda seleccionados. En la figura 4.11 se observa que la frecuencia de conmutación variable es otro de los problemas del DTC[44].

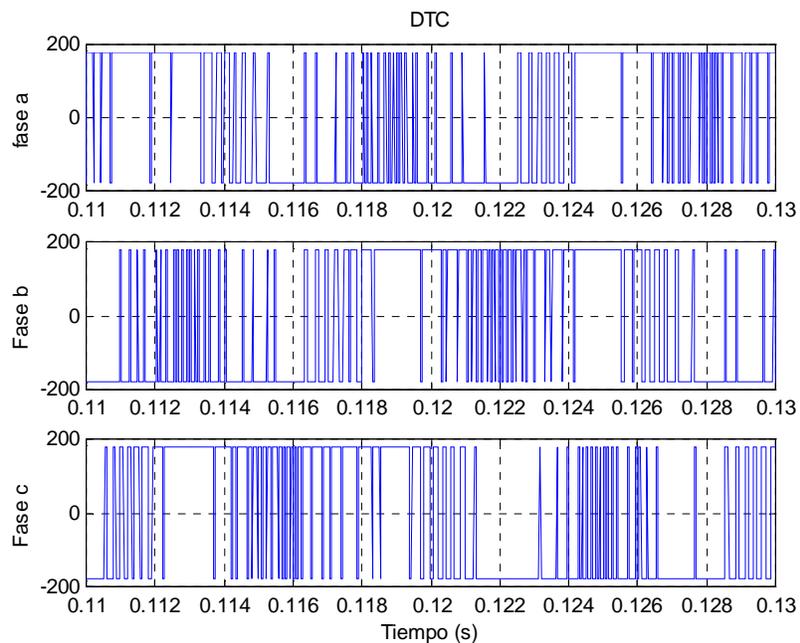


Figura 4. 10 Conmutaciones por fase con carga nominal

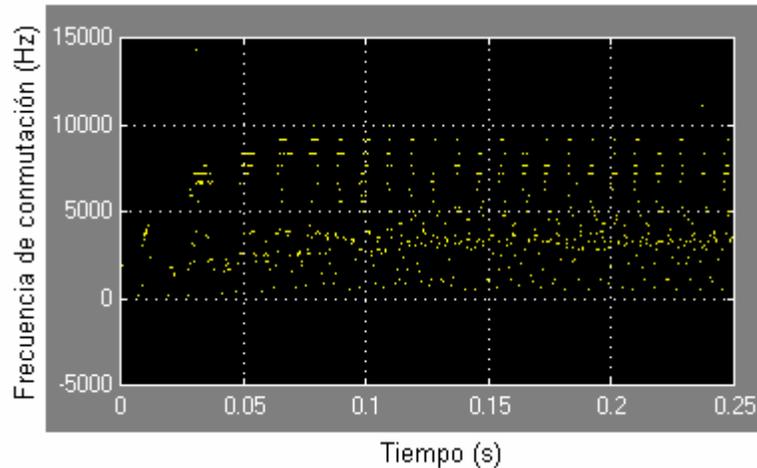


Figura 4. 11 Frecuencia de conmutación con carga nominal

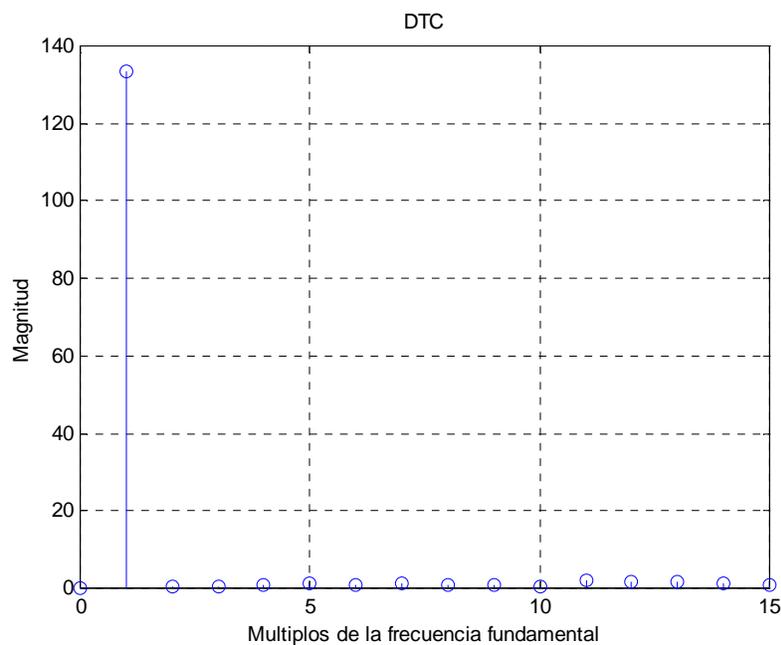


Figura 4. 12 Armónicos de corriente con carga

En la figura 4.12 se muestran los armónicos de corriente de fase del motor cuando se utiliza el DTC. La amplitud de cada armónico mostrada en la figura 4.12 es el porcentaje que esta representa de la amplitud de la corriente total de fase, en este caso se puede observar la componente de corriente directa es aproximadamente cero, la componente fundamental es aproximadamente el 130% de la corriente de fase, como se puede observar, el contenido de armónicos es muy reducido.

En la figura 4.13 se muestra la respuesta del lazo de control de velocidad (figura 3.1) durante el arranque, en un tiempo de 1.1s se aplica la carga nominal, ocurriendo una reducción de la velocidad del motor en 3 rad/s aproximadamente.

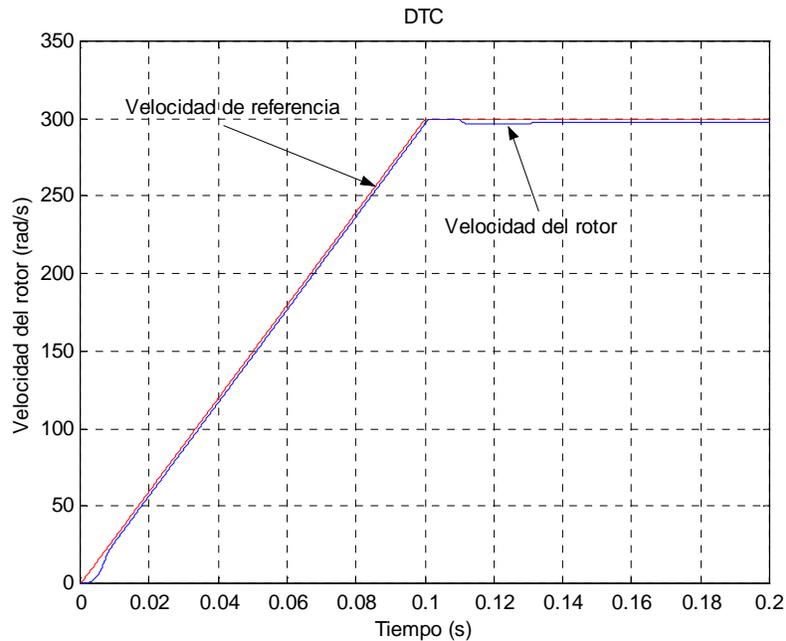


Figura 4. 13 Velocidades de referencia y del rotor con carga

4.3 RESULTADOS DE LA SIMULACIÓN DEL DTC CON VELOCIDAD CERCANA A CERO

En esta sección se muestran las simulaciones del DTC con los parámetros siguientes:

- Ancho de banda del par = 0.2 N-m
- Ancho de banda del flujo = 0.01 Wb
- Par de carga = 0.3 N-m
- Velocidad nominal = 10 Rad/s

En la figura 4.14 se muestra que el par desarrollado sigue la trayectoria fijada por el par de referencia, dentro del ancho de la banda de histéresis establecida.

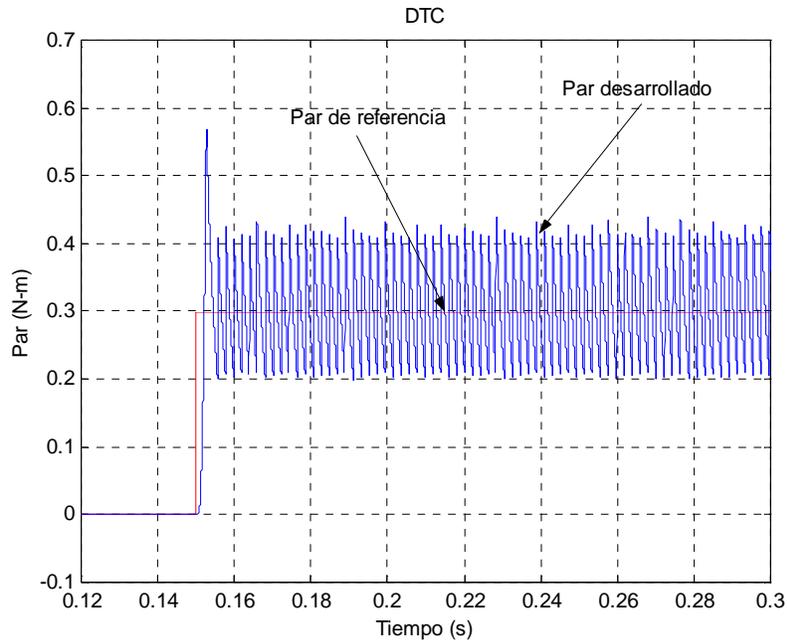


Figura 4. 14 Respuesta del par en baja velocidad

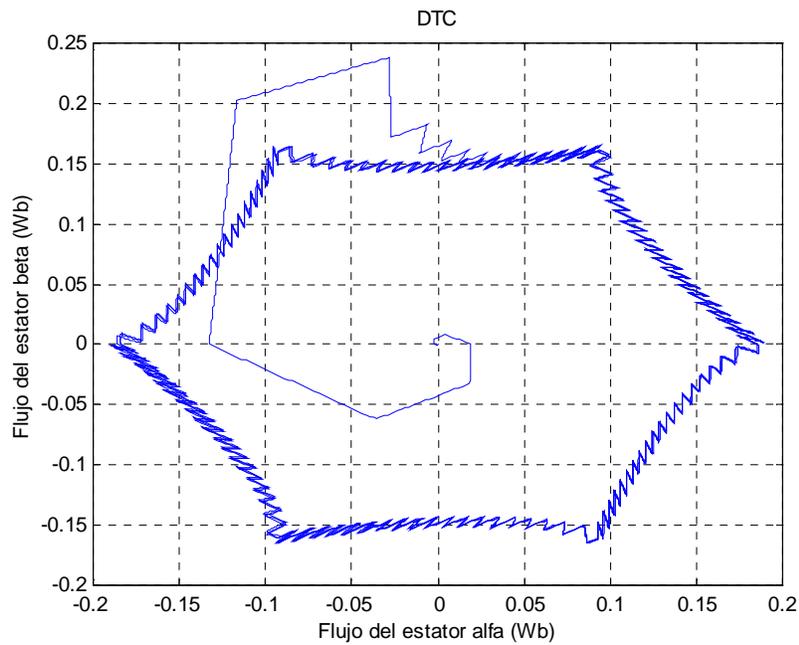


Figura 4. 15 Trayectoria del flujo del estator en el plano $\alpha - \beta$ con baja velocidad

La figura 4.15 muestra la trayectoria del vector flujo del estator en coordenadas alfa-beta. El flujo del estator se deforma a un hexagono y pierde la forma circular que tiene en condiciones nominales, lo mismo sucede con la respuesta del flujo del rotor como se puede observar en la figura 4.16.

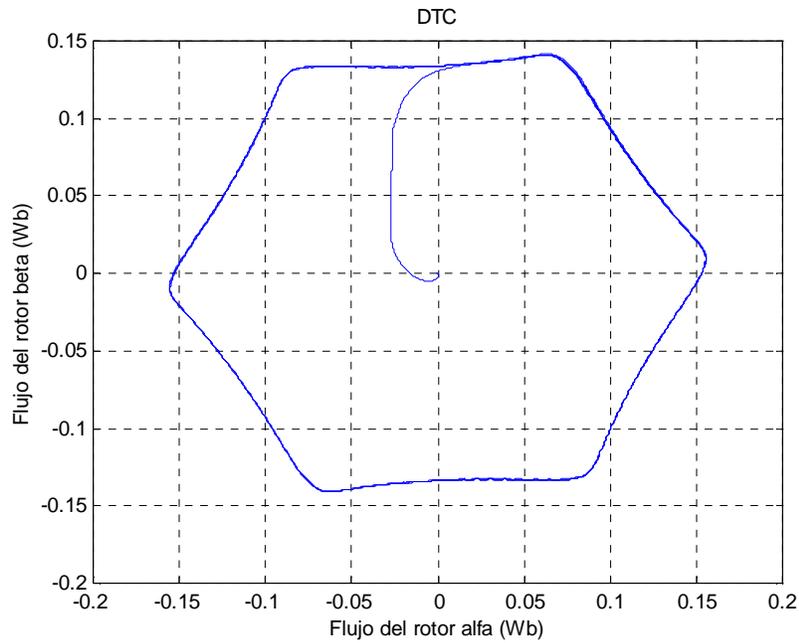


Figura 4. 16 Trayectoria del flujo del rotor en el plano $\alpha - \beta$ con baja velocidad

La figura 4.17 muestra que la magnitud del vector flujo del estator no alcanza al flujo de referencia fijada en la simulación, manteniendo su valor entre 0.15 y 0.2, siendo el flujo de referencia es igual a 0.41.

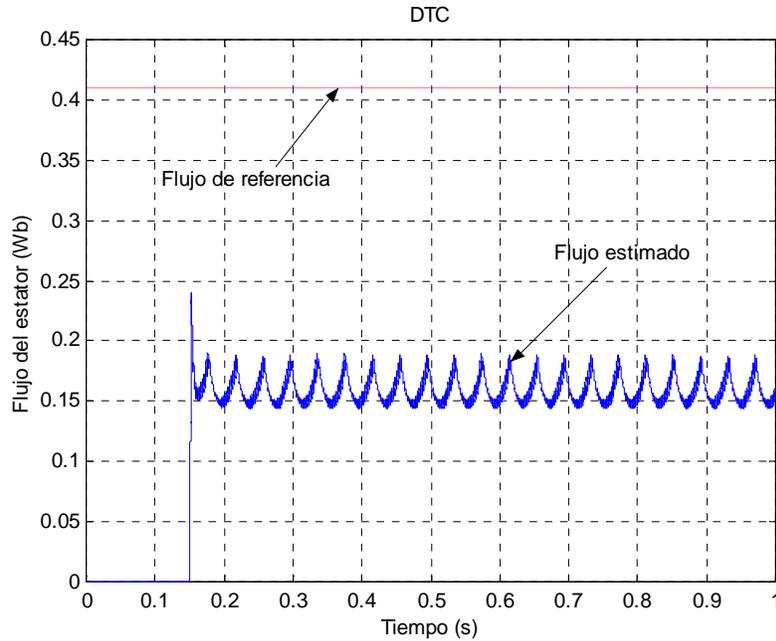


Figura 4. 17 Magnitud del flujo del estator con baja velocidad

En la figura 4.18 se observa que la respuesta de las corrientes trifásicas están muy distorsionadas si se comparan con la forma casi senoidal que se mostró anteriormente cuando el motor se encontraba en condiciones nominales.

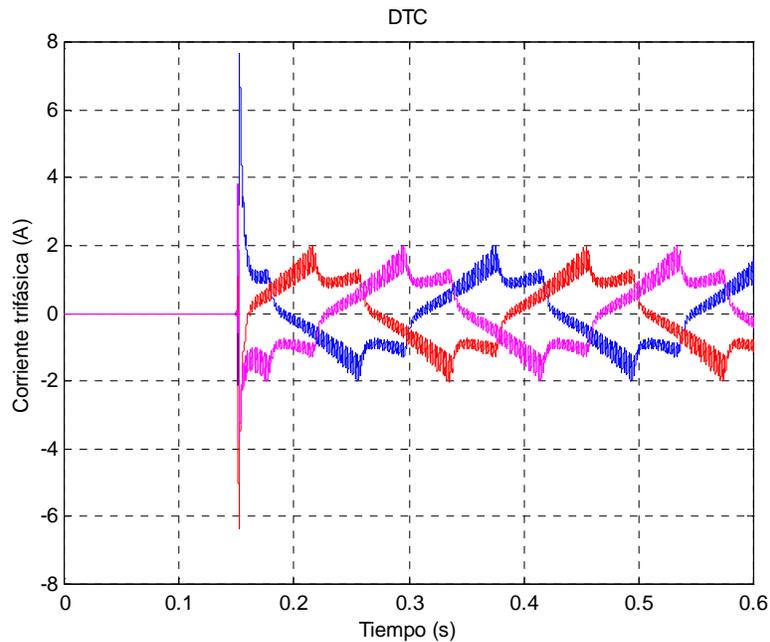


Figura 4. 18 Corrientes trifásicas con baja velocidad

Las figuras 4.19 y 4.20 muestran los voltajes de fase y de línea del motor, estas formas de voltaje son similares a las obtenidas cuando el motor trabaja en condiciones nominales, la diferencia fundamental es el tiempo que se requiere para completar un ciclo, donde se observa que la frecuencia de las señales es muy baja.

En la figura 4.21 y la figura 4.22 se muestran las conmutaciones por fase y la frecuencia de conmutación respectivamente, como ya se mencionó la frecuencia de conmutación en estas condiciones es muy baja.

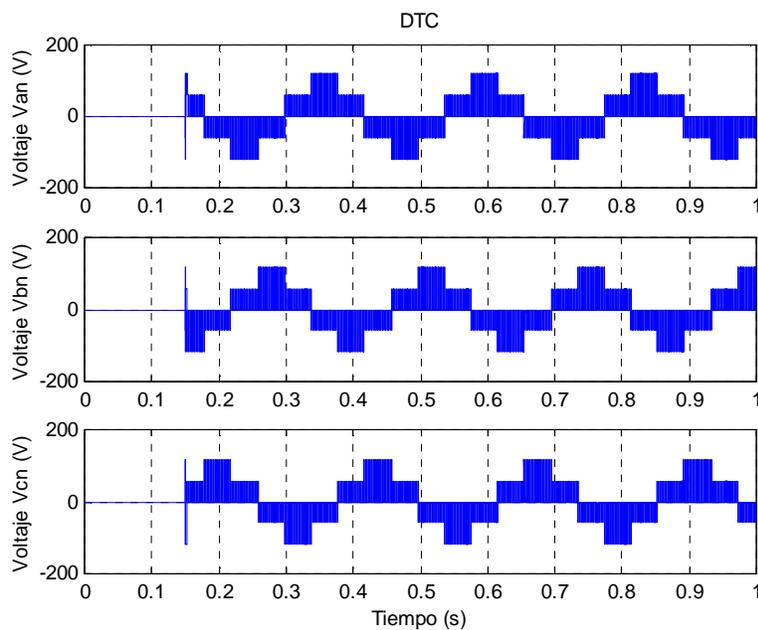


Figura 4. 19 Voltajes de fase con baja velocidad

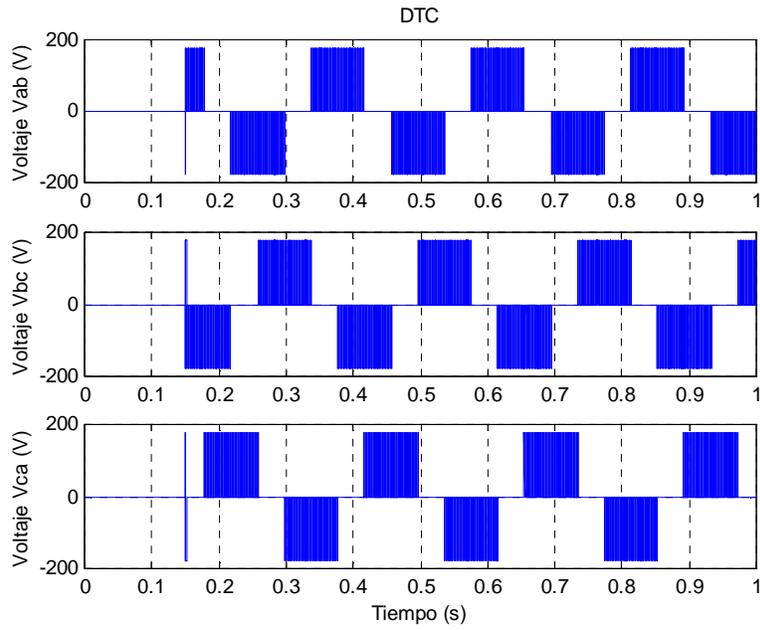


Figura 4. 20 Voltajes de línea con baja velocidad

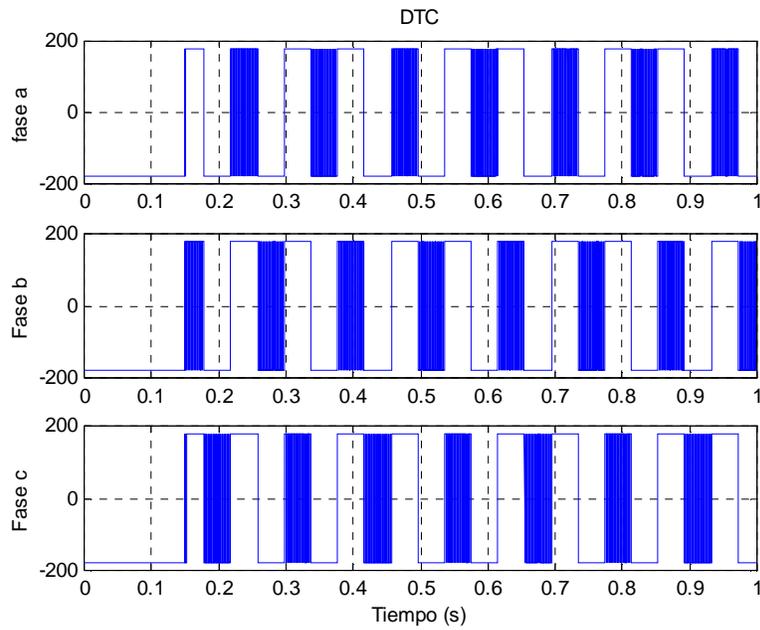


Figura 4. 21 Conmutaciones por fase con baja velocidad

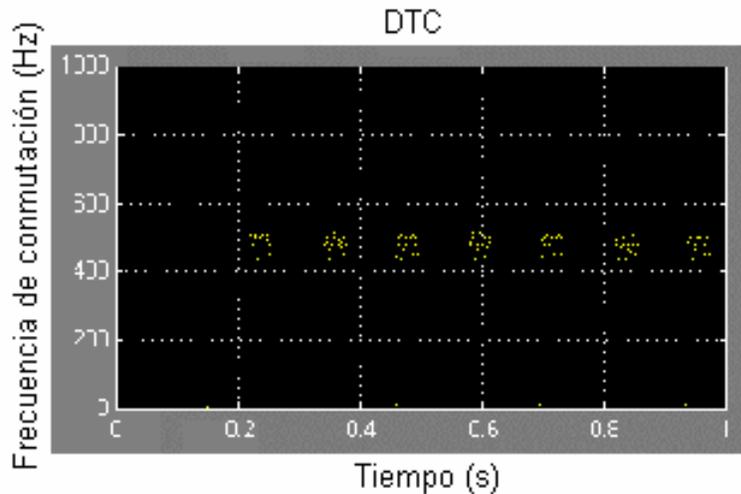


Figura 4. 22 Frecuencia de conmutación con baja velocidad

4.4 EFECTOS DE LA VARIACIÓN DE LA RESISTENCIA DEL ESTATOR EN EL FLUJO DEL ESTATOR Y EL PAR ELECTROMAGNÉTICO.

Los resultados mostrados a continuación se desarrollaron con los parámetros de simulación siguientes:

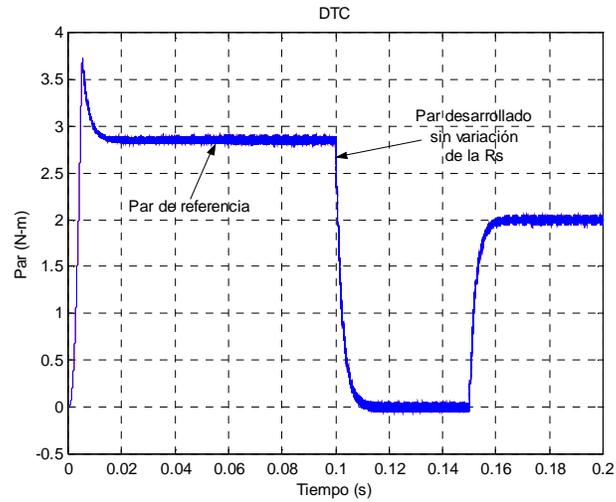
Ancho de banda del par = 0.2 N-m

Ancho de banda del flujo = 0.01 Wb

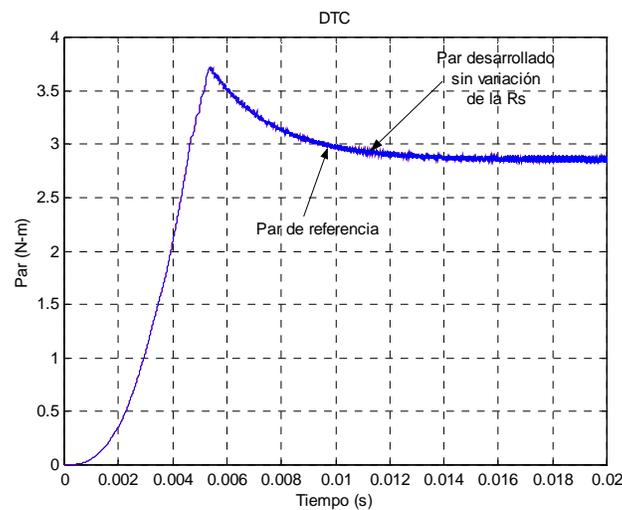
Par de carga = 2 N-m, aplicados en 0.15s.

Velocidad nominal = 300 Rad/s

Los resultados obtenidos de la simulación del DTC con los parámetros antes mencionados muestran los efectos que provoca la variación de la resistencia del estator sobre el flujo del estator y el par electromagnético desarrollado por el motor. Para realizar esta simulación, se varió la resistencia del estator en el modelo del motor, manteniendo constante su valor en el programa de control. Primeramente, en las figuras 4.23a y 4.23b se muestran las respuestas del par desarrollado cuando se varía el par de referencia, manteniendo la resistencia del estator constante.



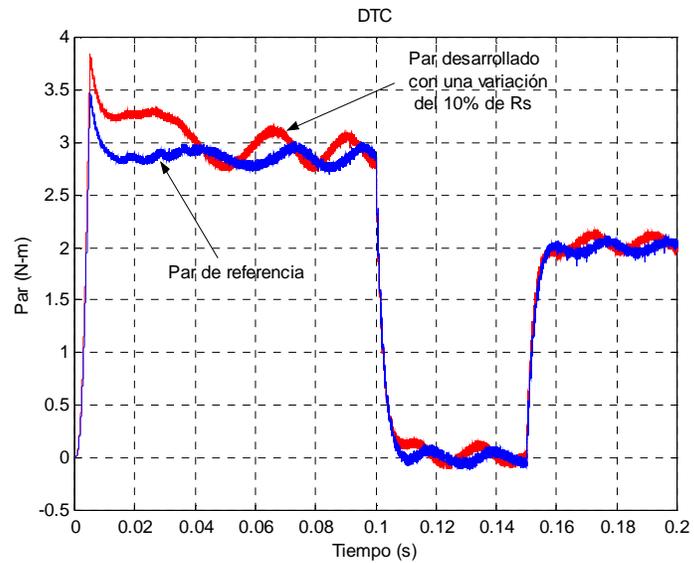
(a)



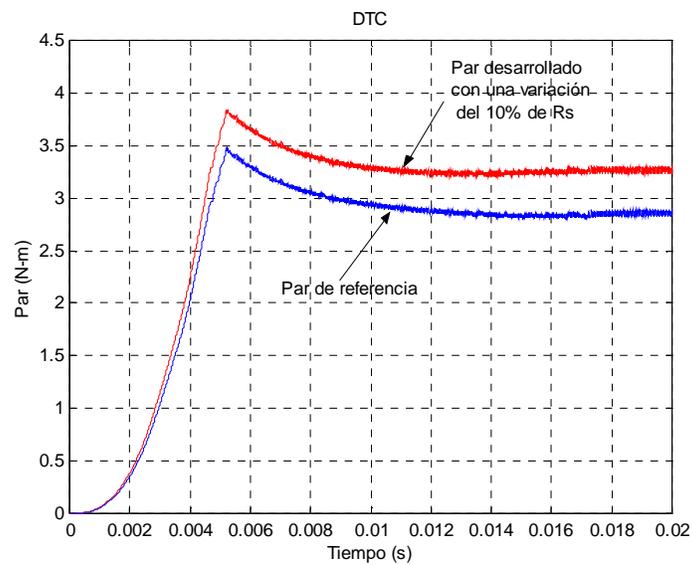
(b)

Figura 4. 23 Respuesta del par electromagnético (a) y su ampliación al inicio (b), cuando la resistencia del estator permanece constante

Las figuras 4.24a y 4.24b muestra la variación del par desarrollado cuando la resistencia del estator en el modelo del motor aumenta en un 10%. En esta figura se observa que el par desarrollado es mayor que el par de referencia. Este resultado muestra la influencia de la variación de la resistencia del estator sobre la respuesta del par desarrollado por el motor. Como se puede apreciar, con una pequeña variación de la resistencia del estator, ocurre un error apreciable en la respuesta del lazo de control de par.



(a)



(b)

Figura 4. 24 Respuestas del par con una variación del 10% de la R_s

La figura 4.25 muestra la estimación del flujo del estator mediante el DTC cuando la resistencia del estator varía a un 10%. Se puede observar que el flujo estimado sigue dentro del ancho de la banda establecida en la simulación (0.01Wb), pero la su magnitud oscila alrededor del flujo de referencia, surgiendo un deterioro en la estabilidad del lazo de control.

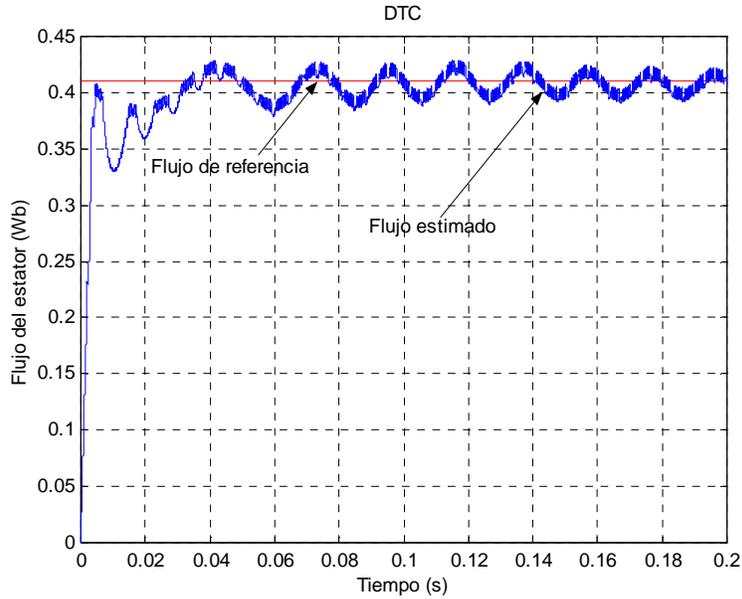


Figura 4. 25 Magnitud del vector flujo del estator con una variación del 10% de R_s

En las figuras 4.26 y 4.27 se observa la influencia de la variación de la resistencia del estator sobre el flujo del estator y el flujo del rotor en el plano complejo, tanto el flujo del estator como el flujo del rotor son circulares, pero como se observa la figura 4.25, el flujo del estator estimado oscila alrededor del valor de referencia, por lo tanto en estas figuras se observa un pequeño ensanchamiento en la trayectoria circular.

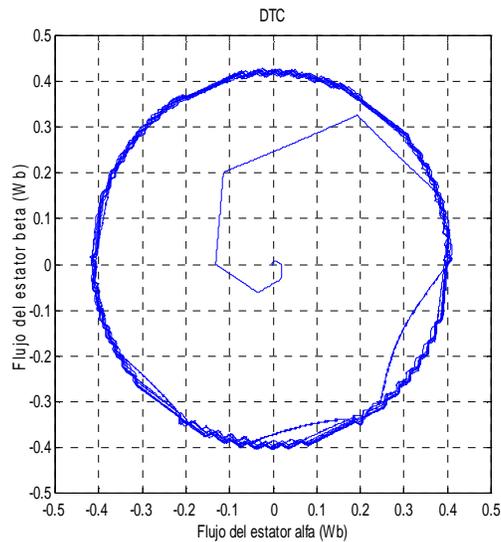


Figura 4. 26 Flujo del estator en coordenadas alfa-beta con una variación del 10% de R_s

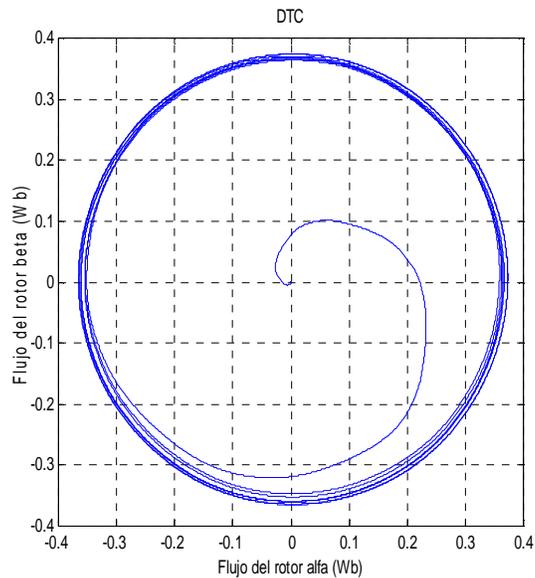


Figura 4. 27 Flujo del rotor en coordenadas alfa-beta con una variación del 10% de R_s

Las figuras 4.28, 4.29 y 4.30 muestran el efecto que produce la variación de la resistencia del estator a un 25% superior a su valor nominal. La diferencia entre el par de referencia y el par desarrollado es mayor a medida que incrementa el valor de la resistencia del estator, los flujos del estator y del rotor tendrán también deformación.

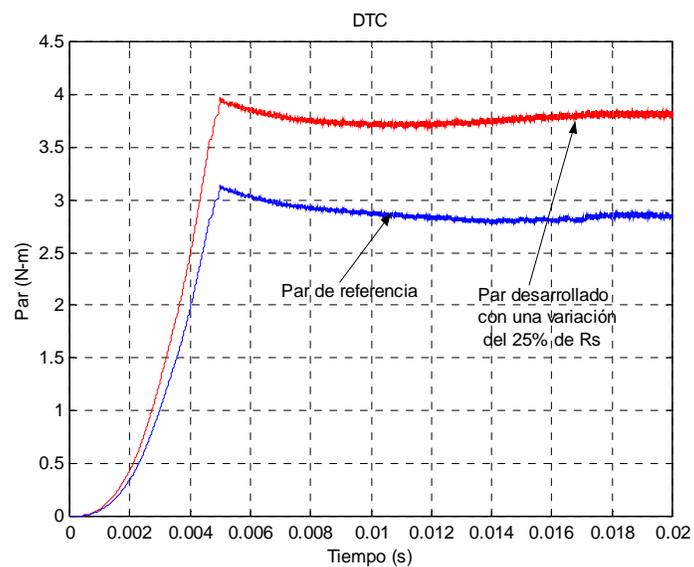


Figura 4. 28 Respuestas del par con una variación del 25% de la R_s

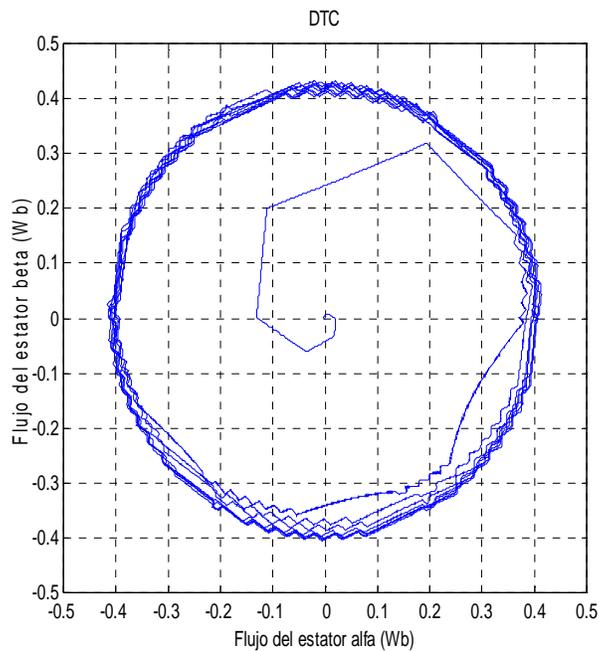


Figura 4. 29 Flujo del estator en coordenadas alfa-beta con una variación del 25% de R_s

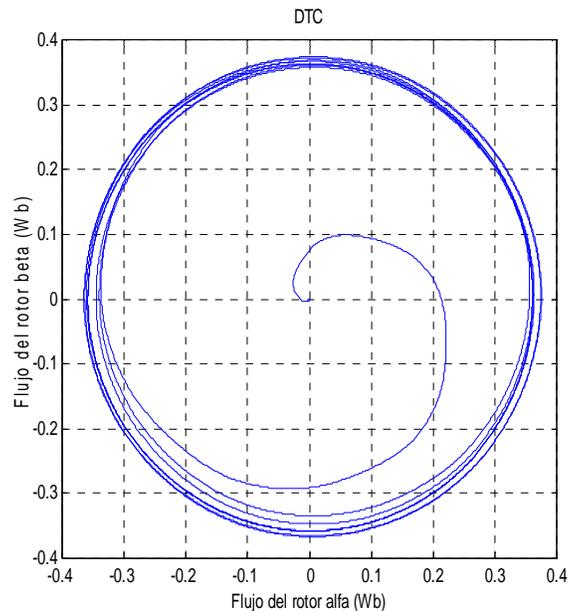


Figura 4. 30 Flujo del rotor en coordenadas alfa-beta con una variación del 25 de R_s

En las figuras anteriores se pudo observar que una variación de la resistencia del estator afecta de manera considerable el par electromagnético desarrollado por el motor, inclusive puede inestabilizar al sistema, como se puede onservar en la figura 4.25.

4.5 VARIACIÓN DEL ANCHO DE LAS BANDAS DE HISTÉRESIS DEL PAR Y DEL FLUJO

El DTC controla en forma directa el par electromagnético del motor y el flujo del estator mediante dos lazos de control con un controlador de histéresis en cada uno de ellos, seleccionando uno de los seis vectores de voltaje diferentes de cero y dos vectores de voltaje cero en el inversor.

El vector voltaje aplicado al motor provoca variaciones en dirección radial o tangencial en el vector flujo del estator. Una variación en la dirección radial corresponde a un cambio en la magnitud del vector flujo del estator, mientras que una variación en la dirección tangencial corresponde a un cambio en el ángulo entre los vectores flujo del estator y flujo del rotor, lo cual significa un cambio en el par electromagnético, como se muestra en la figura 4.31.

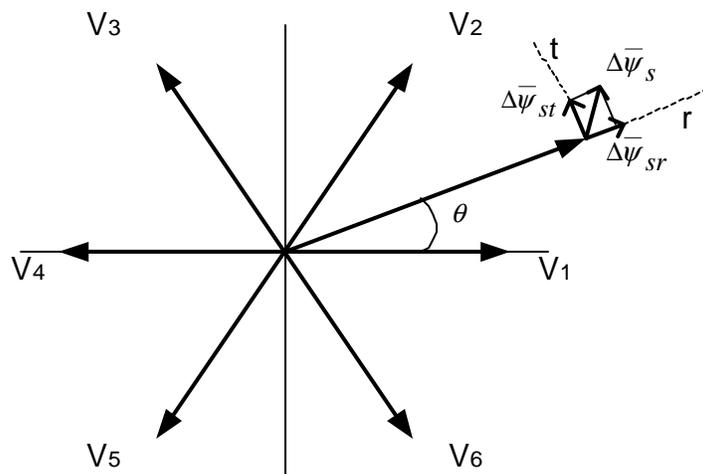


Figura 4. 31 Componentes radial y tangencial del par

En general la selección del vector voltaje se realiza con el objetivo de mantener el par electromagnético y el flujo del estator dentro de sus respectivas bandas de histéresis. La ecuación $\Delta \bar{\psi}_s^s \cong \bar{V}_s^s \Delta t$ indica que $\bar{\psi}_s^s$ sigue una trayectoria que es determinada por el vector de voltaje seleccionado y el periodo de tiempo Δt en el cual el vector voltaje es aplicado al devanado del estator. De esta forma se logra

que el flujo del estator pueda ser controlado dentro de una trayectoria prefijada. En condiciones de estado estable, si la máquina es alimentada con una fuente senoidal, el vector flujo del estator describe una trayectoria circular[9].

El ancho de la banda de histéresis del par y del flujo tienen una influencia importante en la operación del inversor, en la magnitud de los rizados del flujo y del par que se obtienen en la salida, en los armónicos de corriente y en la frecuencia de conmutación en los dispositivos de potencia. La mayor desventaja del DTC es su frecuencia de conmutación variable[35], según los parámetros de la máquina y la velocidad de operación, aún cuando la amplitud de la banda de histéresis tiene un valor constante. Por lo tanto, el ancho de la banda de histéresis del par y del flujo tienen que fijarse a un valor lo suficientemente grande para limitar la frecuencia de conmutación en el inversor por debajo del nivel determinado por las restricciones térmicas de los dispositivos de potencia del inversor[20,21].

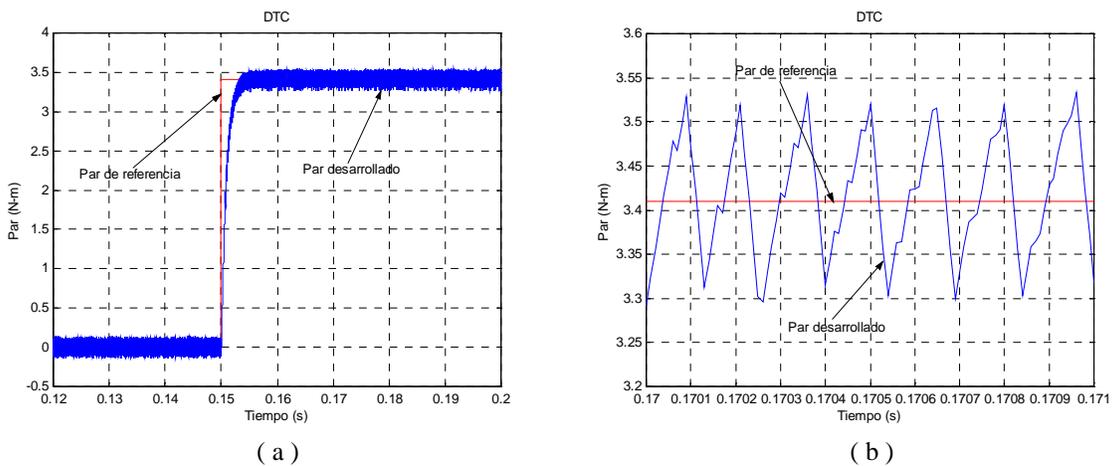
Para un ancho de banda de histéresis del par prefijada ΔT , la frecuencia de conmutación en el inversor está relacionada con el ancho de banda de histéresis del flujo $\Delta \psi$. Una pequeña banda de histéresis del flujo provoca una alta frecuencia de conmutación en el inversor. Si la trayectoria del vector flujo del estator se aproximara a un círculo, entonces la forma de la onda de las corrientes del estator se aproxima a la forma de onda senoidal. Estas condiciones de operación provocan bajas pérdidas por armónicos en la máquina y altas pérdidas por conmutación en el inversor.

Cuando la amplitud de la banda de histéresis del flujo incrementa: la frecuencia de conmutación disminuye, la trayectoria del vector flujo del estator es deformada y se requieren un menor número de conmutaciones en el inversor en cada periodo. Sin embargo, las distorsiones armónicas incrementan.

Los siguientes resultados muestran los efectos que tiene la variación del ancho de la banda de histéresis del par y del flujo en el DTC con los siguientes parámetros de simulación:

- Ancho de banda del par = 0.2 N-m
- Ancho de banda del flujo = 0.001 Wb
- Par de carga = 3.41 N-m aplicado en 0.15 s.
- Velocidad nominal = 1500 rpm

La figura 4.32 muestra las respuestas del par electromagnético y el flujo del estator con los parámetros de simulación antes mencionados, como se puede observar se tiene una respuesta rápida del par respetando el ancho de la banda de histéresis del par establecido, con lo que respecta a la respuesta del flujo las características de las gráficas obtenidas son similares las mostradas en las figuras anteriores, como se puede observar el problema que presenta el método en el cambio de sector persiste aún disminuyendo el ancho de la banda de histéresis del flujo como se muestra en la figura 4.32(d).



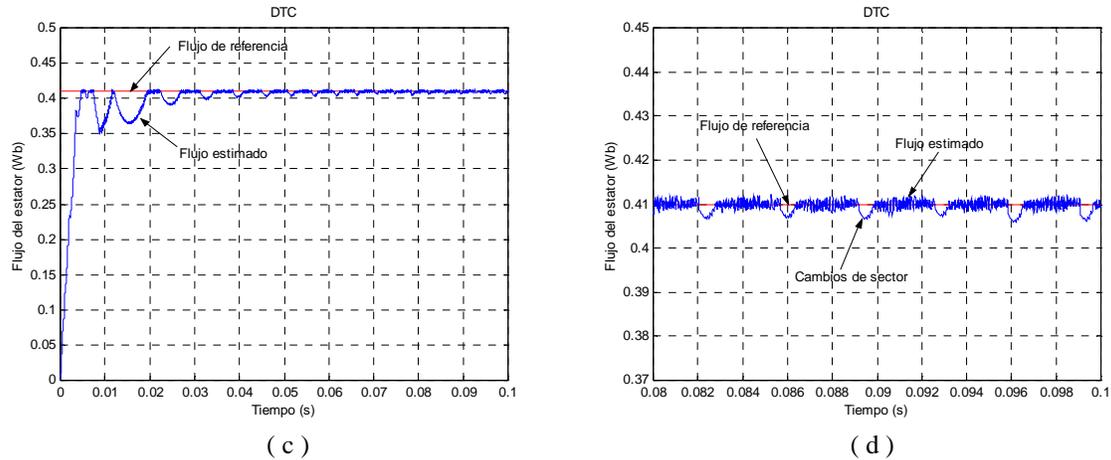
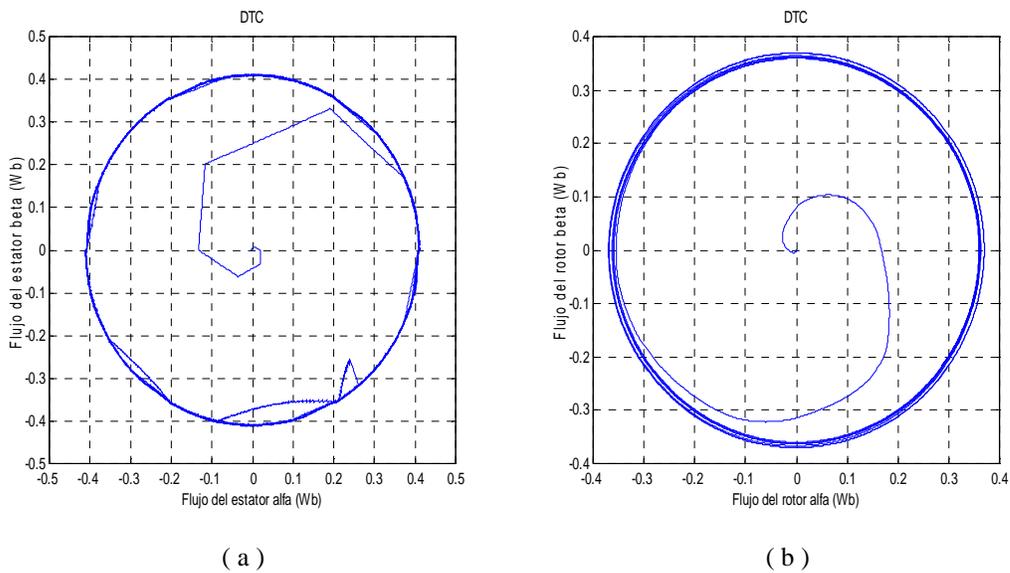


Figura 4. 32 Respuesta del par y del flujo con $\Delta T = 0.2$ y $\Delta \psi = 0.001$

La figura 4.33(a) y (b) muestra la trayectoria circular del vector flujo del estator y del rotor respectivamente, la figura 4.33(a) muestra una caída del vector flujo del estator hacia el interior de la trayectoria circular debido a los cambios de sector en el arranque del motor, pero después de estas caídas el flujo permanece sobre su forma circular. La figura 4.33(c) muestra las formas prácticamente senoidales de las corrientes trifásicas seleccionando un ancho de banda de histéresis del flujo muy estrecho. Debido a la forma senoidal que presentan las corrientes no aparece ningún armónico de magnitud considerable en la figura 4.33(d).



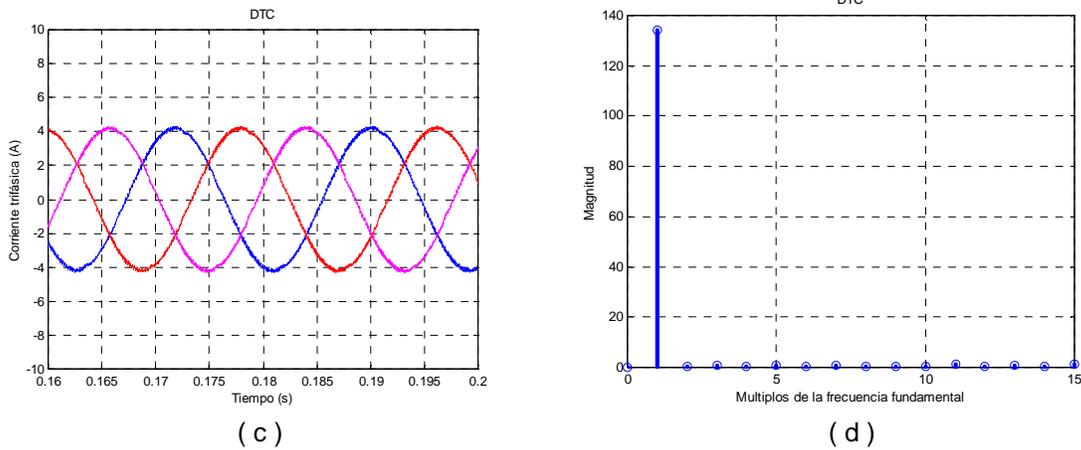


Figura 4. 33 Flujos del estator y del rotor, corriente y armónicos de corriente con $\Delta T = 0.2$ y $\Delta \psi = 0.001$

La figura 4.34 muestra el inconveniente de emplear un ancho de banda de histéresis del flujo muy estrecho debido a la alta frecuencia de conmutación que se obtiene en los dispositivos de potencia del inversor, en esta figura se tiene una frecuencia de conmutación aproximadamente de 33 kHz, esta alta frecuencia de conmutación es debido al reducido valor del ancho de la banda de histéresis del flujo.

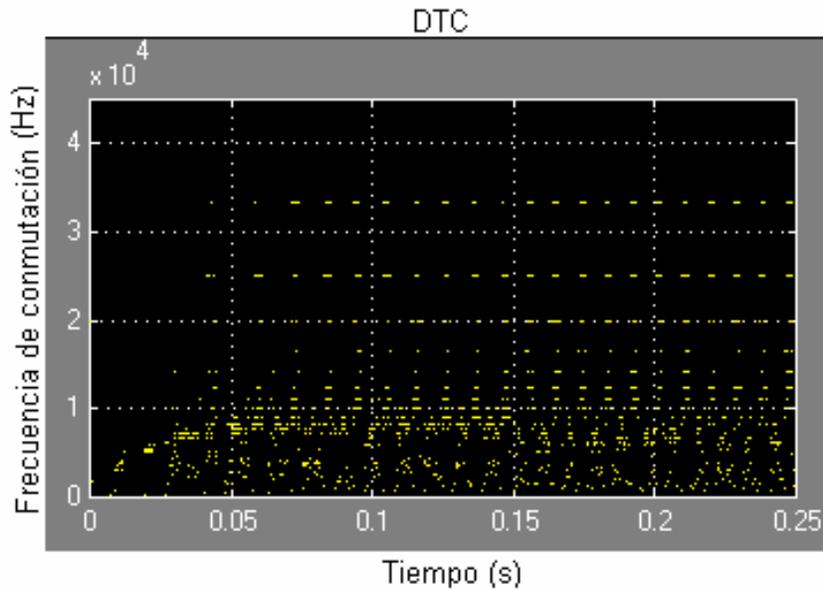


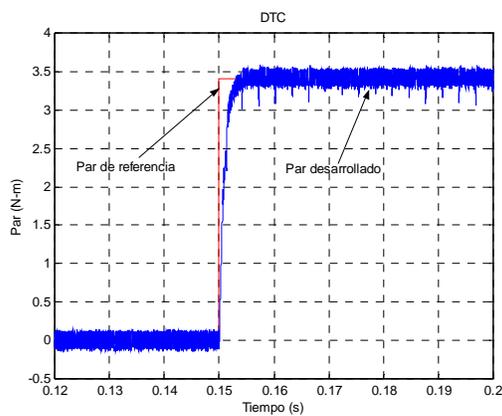
Figura 4. 34 Frecuencia de conmutación con $\Delta T = 0.2$ y $\Delta \psi = 0.001$

Los siguientes resultados muestran las respuestas obtenidas al variar el ancho de la banda de histéresis del flujo manteniendo constante el ancho de la banda de histéresis del par. Los anchos de la banda de histéresis utilizados son los siguientes:

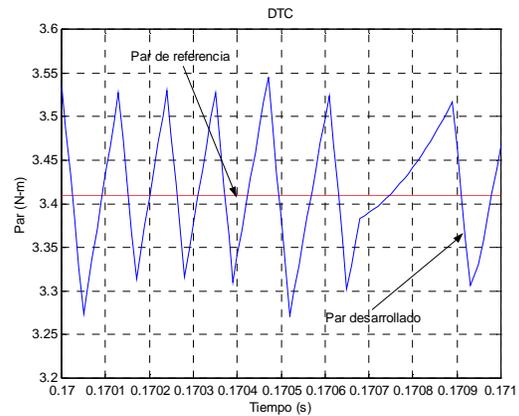
Ancho de banda del par = 0.2 N-m

Ancho de banda del flujo = 0.03 Wb

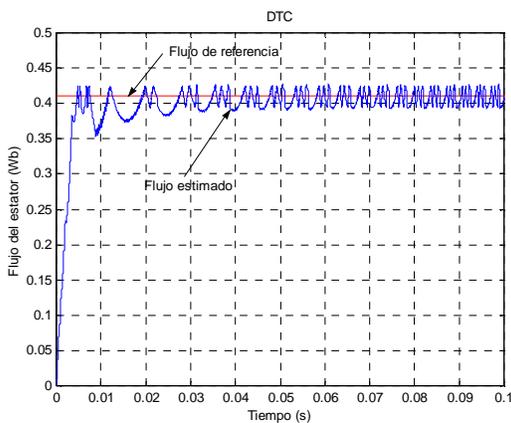
Las figuras 4.35 (a) y (b) muestran la respuesta del par electromagnético, como se puede observar en la figura 4.35 (a) el par desarrollado sigue la trayectoria fijado por la referencia pero tiene picos de par que salen notablemente de la banda de histéresis fijada, estos picos de par que se observan en la figura 4.35 (a) son provocados por los cambios de sector que se muestran en las figuras 4.35 (c) y (d) debido a que la respuesta del par es más rápida que la respuesta del flujo.



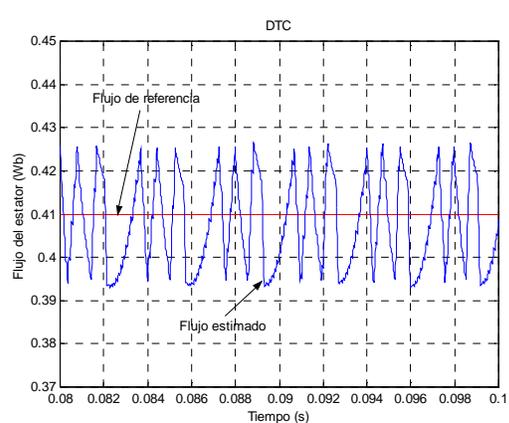
(a)



(b)



(c)



(d)

Figura 4. 35 Respuesta del par y del flujo con $\Delta T = 0.2$ y $\Delta \psi = 0.03$

La figura 4.36(a) muestra la deformación que tiene la trayectoria del vector flujo del estator al incrementar el ancho de la banda de histéresis, esto se puede comprobar comparando esta gráfica con la figura 4.33(a). En cuanto a la trayectoria del vector flujo del rotor no tiene alguna deformación de consideración, en lo que respecta a las corrientes trifásicas del motor se observa claramente que incrementa la cantidad de rizado de la señal, los cuales provocan una deformación de la corriente, en consecuencia incrementan la magnitud del quinto, séptimo, onceavo y treceavo armónicos.

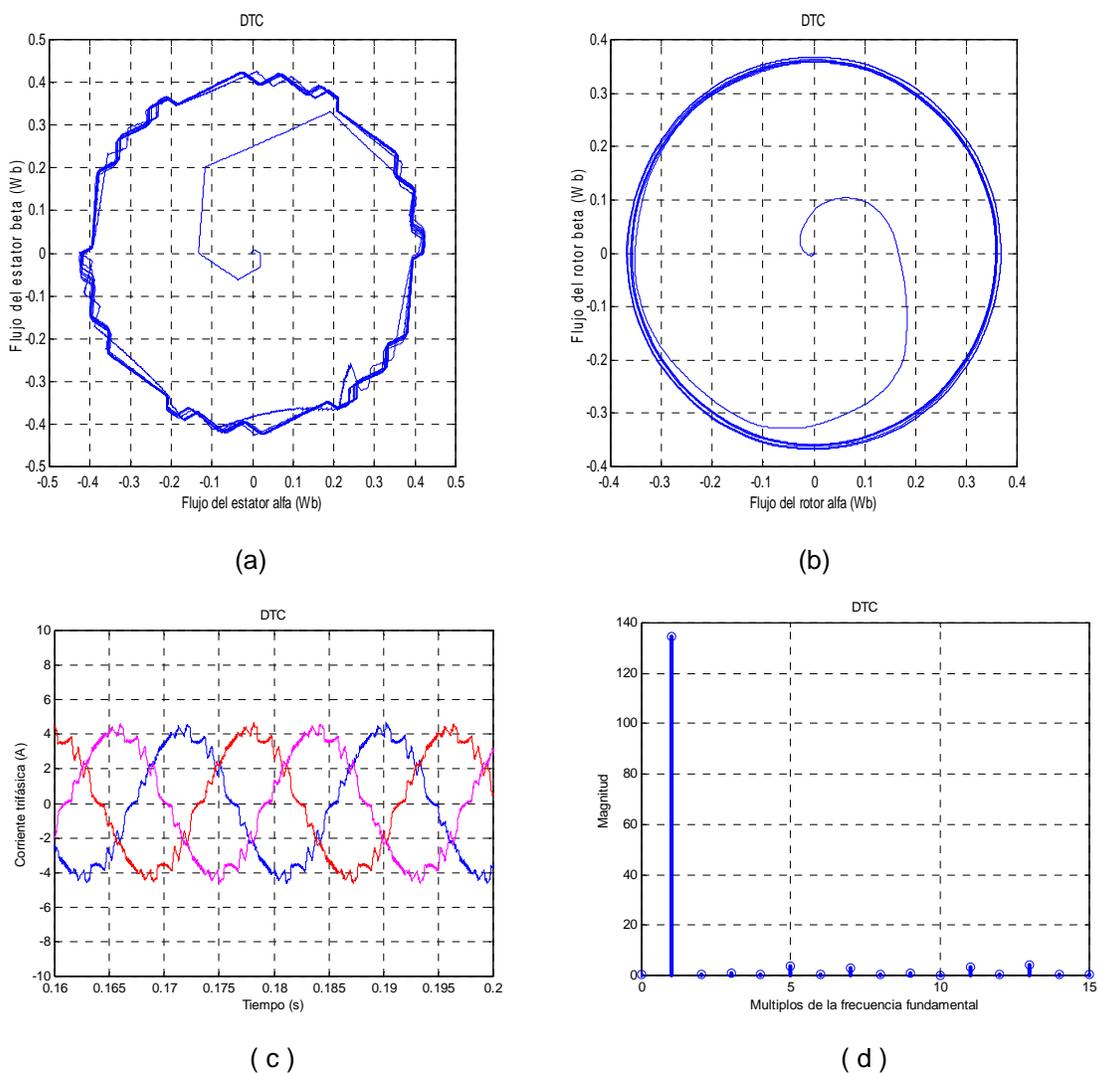


Figura 4. 36 Flujos del estator y del rotor, corriente y armónicos de corriente con

$$\Delta T = 0.2 \quad y \quad \Delta \psi = 0.03$$

La figura 4.37 muestra que la frecuencia de conmutación disminuye con respecto al resultado mostrado en la figura 4.34 debido al incremento del ancho de la banda de histéresis del flujo, en este caso se tiene una frecuencia de conmutación máxima de 9 kHz, con algunas conmutaciones del dispositivo que alcanza una frecuencia de conmutación de 11 kHz.

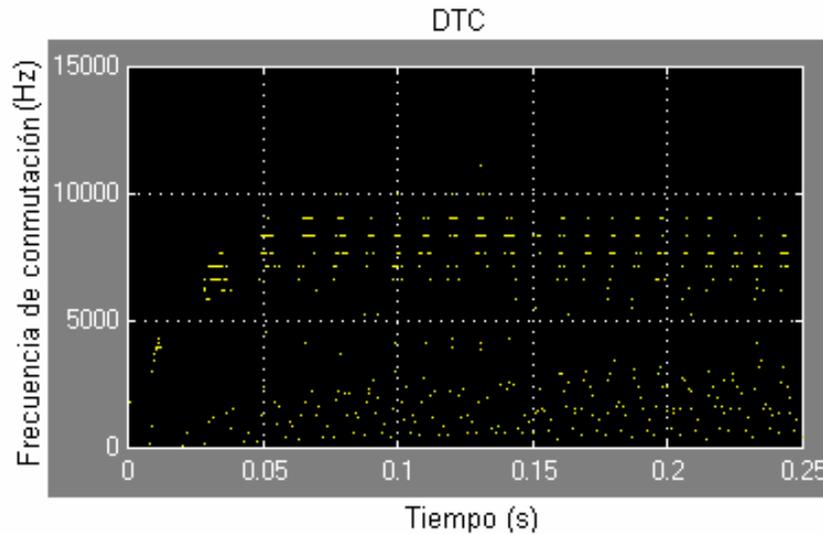


Figura 4. 37 Frecuencia de conmutación con $\Delta T = 0.2$ y $\Delta \psi = 0.03$

Los siguientes resultados muestran las respuestas obtenidas con los siguientes parámetros de simulación:

Ancho de banda del par = 0.2 N-m

Ancho de banda del flujo = 0.1 Wb

En la figura 4.38 se puede observar el flujo del estator sigue la trayectoria fijada por el flujo de referencia además de permanecer dentro de la banda de histéresis establecida, sin embargo el par desarrollado tiene los picos de par observados en la figura 4.35(a) y (b) pero las mostradas en la figura 4.38(a) son de mayor magnitud.

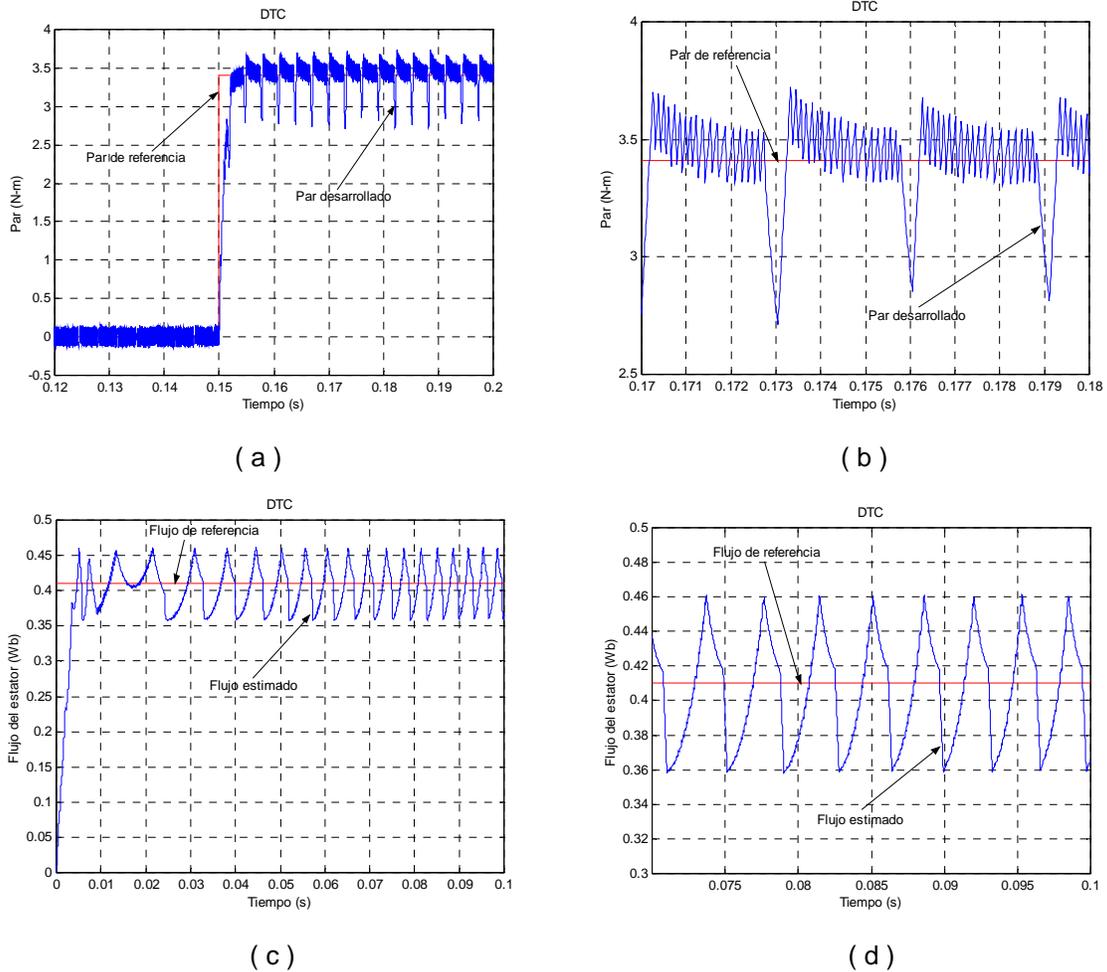


Figura 4. 38 Respuesta del par y del flujo con $\Delta T = 0.2$ y $\Delta \psi = 0.1$

La figura 4.39 muestra la deformación de los flujos del estator y del rotor cuando el ancho de la banda de histéresis del flujo tiene un valor grande con respecto a los parámetros del motor empleado en la simulación. La figura 4.39(a) muestra el inconveniente de emplean un ancho de banda de histéresis del flujo con un valor grande ya que esta deformación del flujo del estator provoca una deformación a las corrientes trifásicas del motor y como consecuencia incrementan las magnitudes del quinto y séptimo armónico, como se muestra en las figuras 4.39(c) y (d).

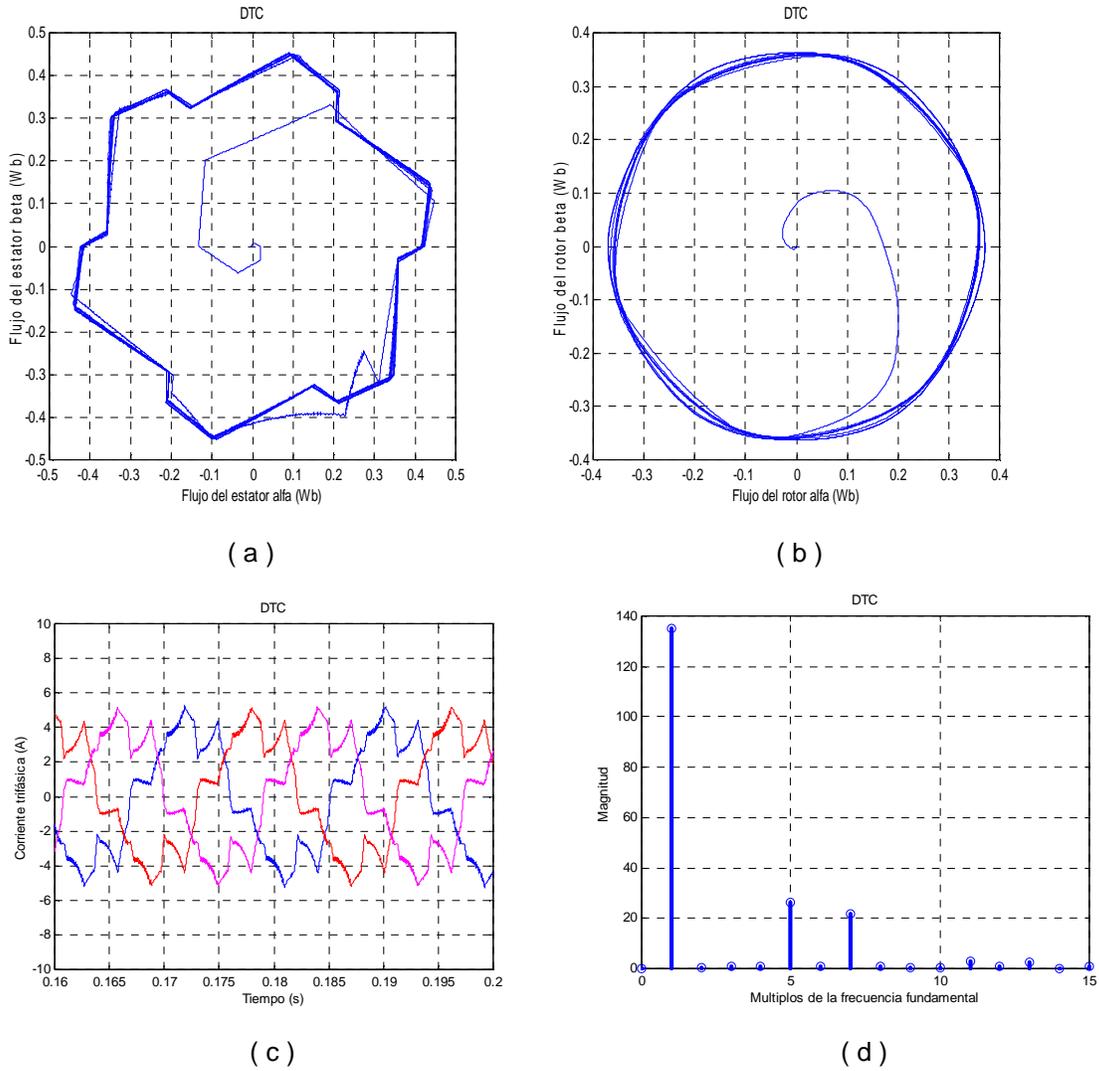


Figura 4. 39 Flujo del estator y del rotor, corriente y armónicos de corriente con $\Delta T = 0.2$ y $\Delta \psi = 0.1$

La figura 4.40 muestra que la frecuencia de conmutación disminuye a 9 kHz y no aparecen más conmutaciones arriba de este valor como sucede en la figura 4.37.

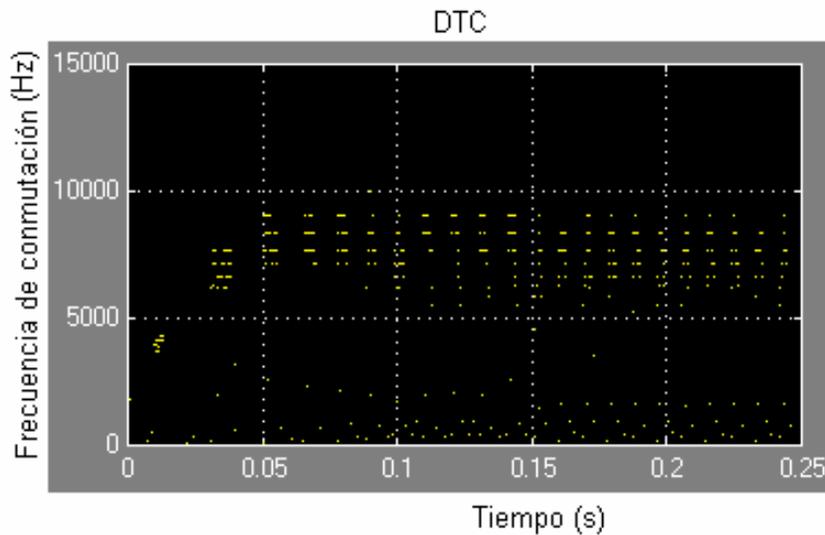


Figura 4. 40 Frecuencia de conmutación con $\Delta T = 0.2$ y $\Delta\psi = 0.1$

Los siguientes resultados muestran las respuestas obtenidas al variar el ancho de la banda de histéresis del par con un ancho de banda de histéresis del flujo reducido, los anchos de banda de histéresis manejados son los siguientes:

Ancho de banda del par = 0.5 N-m

Ancho de banda del flujo = 0.01 Wb

La figura 4.41 muestra que las respuestas del par y del flujo siguen correctamente la trayectoria establecida por las referencia dentro de sus respectivos anchos de banda de histéresis del par y del flujo.

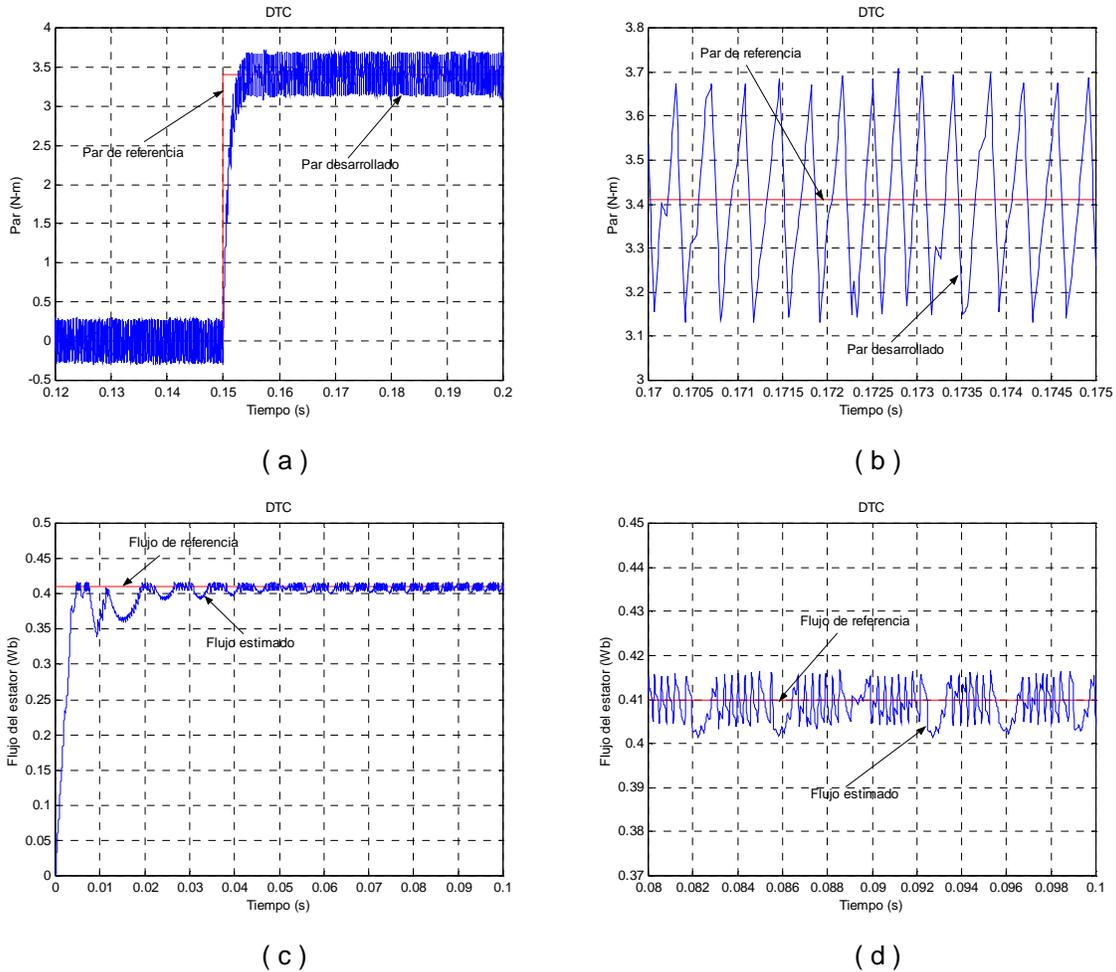


Figura 4. 41 Respuesta del par y del flujo con $\Delta T = 0.5$ y $\Delta \psi = 0.01$

La figura 4.42(c) muestra la mayor influencia que tiene un incremento del ancho de la banda de histéresis del par sobre el DTC debido al incremento del rizado en la señal de corriente. Al comparar la figura 4.42 con las figuras 4.36 y 4.39 se observa claramente que un incremento del ancho de la banda de histéresis del flujo provoca una deformación en la onda senoidal de la corriente, pero con un incremento en el ancho de la banda de histéresis del par provoca un incremento en el rizado de la corriente sin embargo conserva su forma senoidal. En la figura 4.42(d) se puede observar que no aparece algún armónico de corriente de magnitud considerable al igual como se muestra en la figura 4.33 en donde el ancho de la banda de histéresis es igual a la empleada en la figura 4.42.

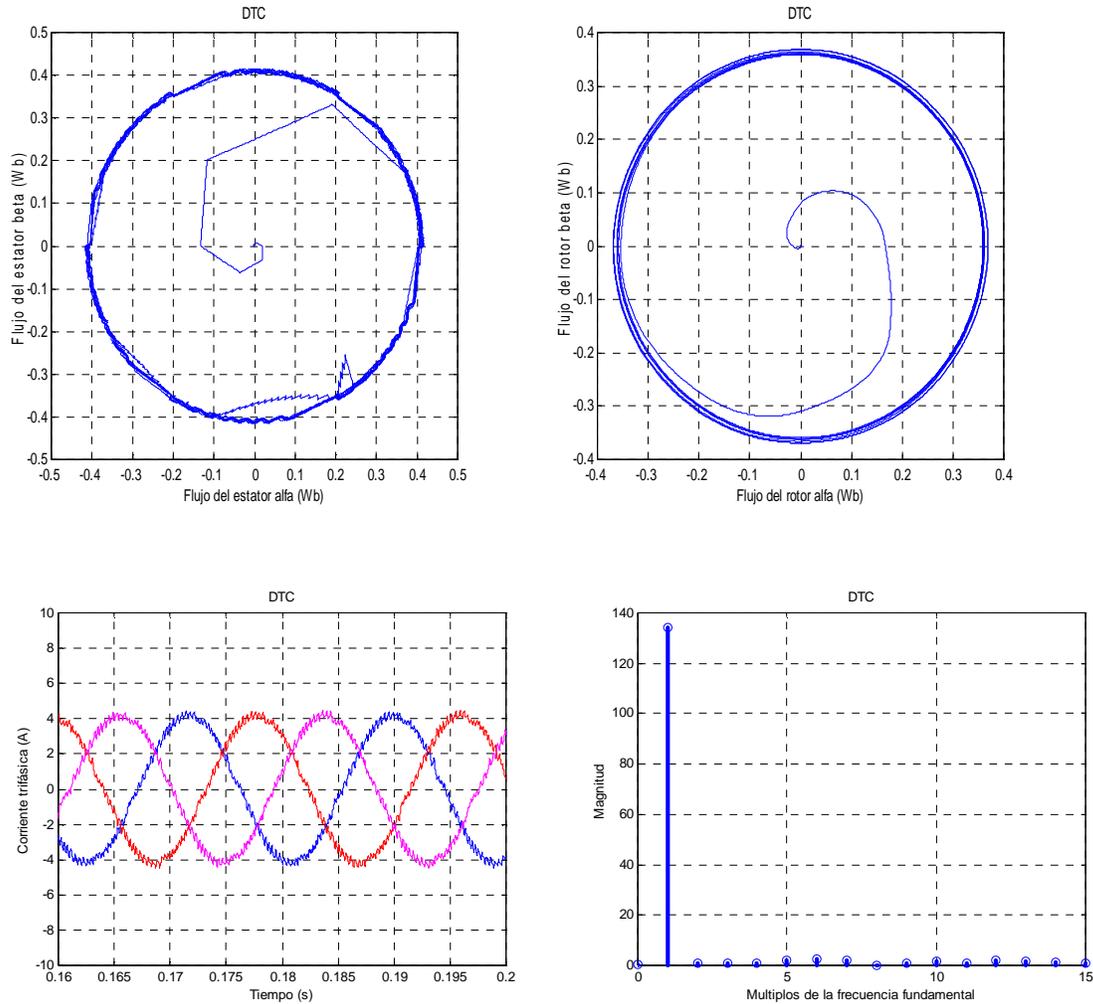


Figura 4. 42 Flujo del estator y del rotor, corriente y armónicos de corriente con $\Delta T = 0.5$ y $\Delta \psi = 0.01$

La figura 4.43 muestra la frecuencia de conmutación cuando el ancho de la banda de histéresis del par aumenta, en esta figura se tiene una frecuencia de conmutación que oscila alrededor de los 4 kHz, pero aparecen algunas conmutaciones cercanas a los 8 kHz cuando el motor esta trabajando en vacío y una vez aplicado la carga se mantienen por debajo de los 6 kHz.

Los resultados obtenidos con respecto a la variación del ancho de la banda de histéresis del flujo muestran que éste esta directamente relacionada con la deformación a la onda senoidal del flujo del estator y las corrientes trifásicas del

motor, los cuales provocan una variación en contenido armónico en el motor. Una variación del ancho de la banda de histéresis del par influye directamente en la frecuencia de conmutación en los dispositivos del inversor.

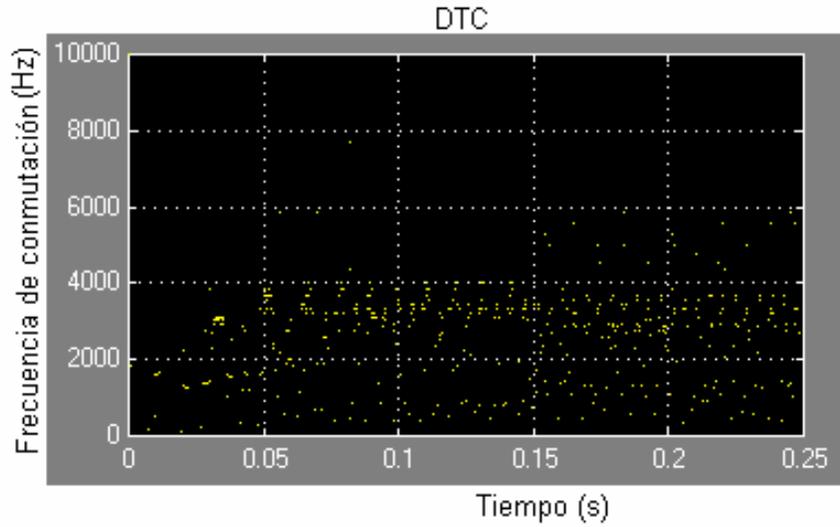


Figura 4. 43 Frecuencia de conmutación con $\Delta T = 0.5$ y $\Delta \psi = 0.01$

CAPITULO CINCO

MEJORAS EN EL DTC

5.1 CONTROL DIRECTO DEL PAR EN BAJAS VELOCIDADES

El DTC en un motor de inducción tiene una estructura de control simple lográndose una rápida respuesta del flujo y del par, debido a estas características, éste método de control es uno de los métodos que han llamado la atención en los años recientes. Sin embargo el DTC tiene problemas en bajas velocidades, ya que no se puede estimar el flujo del estator con precisión, provocando esto un deterioro en el desempeño del sistema.

Para resolver el problema de la estimación de flujo del estator en bajas velocidades se propone un integrador modificado, cuya salida puede ser expresada mediante la expresión siguiente [31,36].

$$y = \frac{1}{s + \omega_c} x + \frac{\omega_c}{s + \omega_c} z$$

donde x es la entrada al integrador y z es la señal de compensación. Asumiendo que la señal de compensación es cero, el integrador modificado sirve como un filtro pasa bajos (LP) de primer orden. Considerando que la salida del integrador tiene el mismo valor que la señal de compensación (por ejemplo $z=y$), el integrador

modificado hace la función de un integrador puro [$y=(1/s)x$]. El diagrama de bloques con retroalimentación saturable se muestra en la figura 5.1

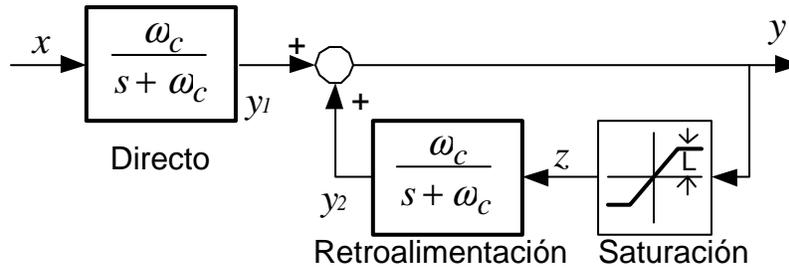


Figura 5. 1 Integrador modificado con retroalimentación saturable

En el integrador modificado, si la señal de la frecuencia de entrada x es mucho mayor que la frecuencia de corte ω_c , la ganancia del lazo de retroalimentación es cero. Como resultado, la salida del integrador esta compuesta únicamente por la componente y_1 . En bajas frecuencias sin embargo, el lazo de retroalimentación tiene un papel muy importante eliminando la desviación de c.d. Asumiendo que el valor de limitación L no se excede en el bloque de saturación, la señal de compensación z es igual a la salida del integrador y , se obtiene entonces un integrador puro. Si se alcanza el valor límite de L , la salida del integrador tiene la expresión[31]:

$$y = \frac{1}{s + \omega_c} x + \frac{\omega_c}{s + \omega_c} z(L)$$

en donde $z(L)$ es la salida del bloque de saturación, cuya amplitud es limitada por el valor de L . Si se asume que una señal de c.d. es aplicada en la entrada, la salida máxima del integrador es

$$y(cd) = \frac{1}{\omega_c} x(cd) + L$$

lo que implica que el integrador no trabaja en saturación si el valor límite de L es seleccionado apropiadamente.

El principal problema asociado con este algoritmo es determinar el valor límite de L , debido a los problemas que surgen al seleccionar un valor incorrecto de L , como son la componente de corriente directa y la distorsión de la onda de salida. Para eliminar la componente de c.d. en el flujo estimado, el valor límite de L se debe fijar a un valor igual a la amplitud del flujo del estator. Si L se fija a un valor mayor a la amplitud del flujo, la forma de la onda de salida tiene una componente de c.d., por lo tanto, el flujo estimado estará compuesta de una señal de flujo de c.a. y la componente de c.d. Si L se fija a un valor menor a la amplitud de flujo del estator, la forma de salida del flujo no contiene componentes de c.d pero la onda de salida se distorsiona.

5.1.1 PROBLEMAS DEL DTC EN BAJAS VELOCIDADES

A continuación se presentan algunos resultados de la simulación del DTC en bajas velocidades, los cuales muestran los problemas que tiene este método de control. Para el desarrollo de esta simulación se emplea el programa empleado en el capítulo anterior sin ninguna modificación, únicamente cambian los parámetros de la simulación los cuales son los siguientes:

Ancho de banda del par = 0.2 N-m
Ancho de banda del flujo = 0.01Wb
Par de carga = 3.41 N-m
Velocidad = 10rad/s
Flujo de referencia = 0.41Wb

La figura 5.2 muestra la respuesta del par en bajas velocidades, en donde se observa que el par desarrollado sigue al par de referencia después del transitorio de arranque. Sin embargo, la aplicación de los vectores de voltaje en el arranque es mucho más lenta que cuando se aplica el par nominal al motor.

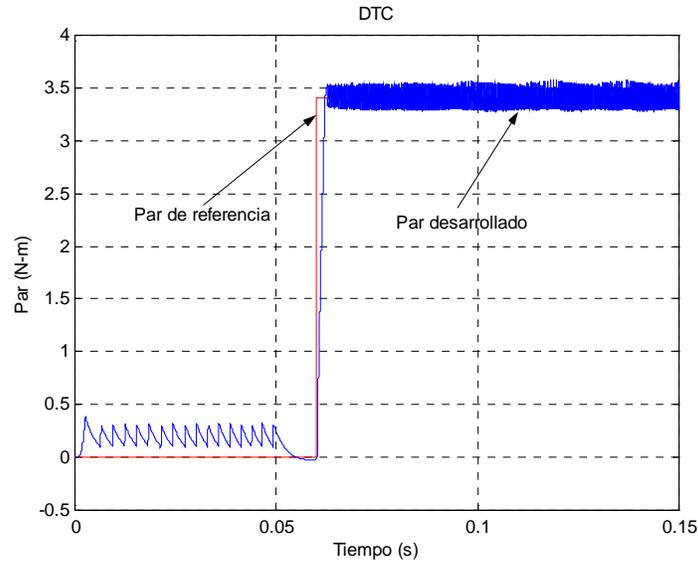


Figura 5. 2 Respuesta del par en baja velocidad

En la figura 5.3 se observa que el par desarrollado responde al par de carga dentro del ancho de banda de histéresis establecido, pero al comparar esta figura con la figura 4.2, la frecuencia del rizado en esta figura es casi tres veces menor, debido a la baja velocidad y a la aplicación de los vectores cero. En la figura 5.3 se puede observar que cuando el par se encuentra en el límite inferior de la banda de histéresis (se requiere incrementar el valor del par) el valor del par incrementa rápidamente debido a la aplicación de un vector de voltaje activo hasta alcanzar el límite superior de la banda. Cuando el par alcanza el límite superior de la banda (un valor del par alto, es necesario disminuir el valor del par) se requiere aplicar un vector de voltaje con magnitud cero, lo que hace que el flujo del estator se detenga y el flujo del rotor girará más lentamente, provocando que la respuesta del par sea lenta durante su disminución.

Como se explicó en la ecuación 2.5 la magnitud del par electromagnético depende del ángulo formado entre el flujo del estator y la corriente del rotor, por lo tanto la aplicación de un vector activo en la dirección del sentido del flujo aumenta el valor del par debido al aumento del ángulo formado entre el flujo del estator y la corriente del rotor, la aplicación de un vector con magnitud cero detiene la rotación del flujo del estator, disminuyendo el ángulo entre el flujo del estator y la corriente

del rotor, por lo tanto también disminuye el par electromagnético. Las respuesta del par en el DTC empeoran a medida que disminuye la velocidad del motor y el valor del par de referencia como se mostró en el punto 4.3 del capítulo anterior.

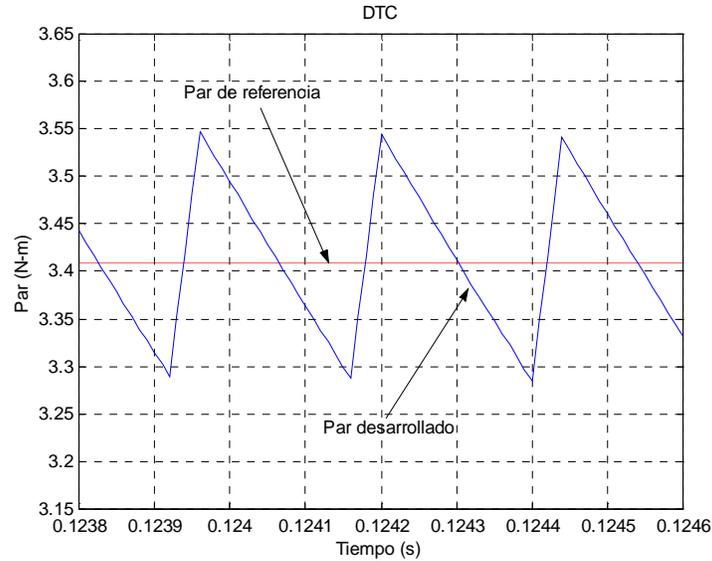


Figura 5. 3 Respuesta del par con una banda de histéresis del par de 0.2 N-m

La figura 5.4 muestra uno de los principales problemas que tiene el DTC en bajas velocidades debido a la influencia que tiene la caída de tensión en la resistencia del estator y a los cambios de sector durante la rotación del vector espacial flujo del estator (figura 2.5).

El DTC tiene problemas en los cambios de sector, ya que el flujo estimado sale del ancho de la banda de histéresis establecido en la simulación. Cuando el motor trabaja en bajas velocidades el problema que presenta el método en los cambios del sector empeora, como se observa en las figuras 5.5 y 5.6 debido a que el flujo estimado tiene una mayor caída durante los cambios de sector.

En cada uno de los seis sectores en los cuales puede estar localizado el vector flujo del estator se aplican dos vectores de voltaje activos para incrementar el par electromagnético y un vector voltaje con magnitud cero para disminuir el par. Suponiendo que el vector flujo del estator se encuentra en el sector 1, se tienen que aplicar los vectores de voltaje V_5 y V_6 para incrementar el par, pero en el

sector 2 se tienen que aplicar los vectores de voltaje V_4 y V_5 para incrementar el par (tabla 3.3). En el cambio del sector 1 al sector 2 el control aplica los vectores de voltaje del sector 1 hasta el límite de dicho sector, pero en el cambio al sector 2 los dos vectores de voltaje no pueden incrementar el flujo del estator, este problema se observa claramente en los demás cambios sectores como se puede observar en la figura 5.5.

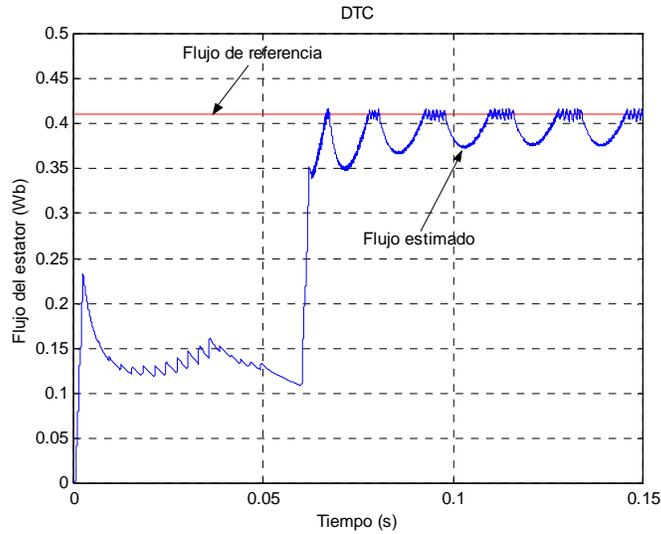


Figura 5. 4 Magnitud del vector flujo del estator en baja velocidad

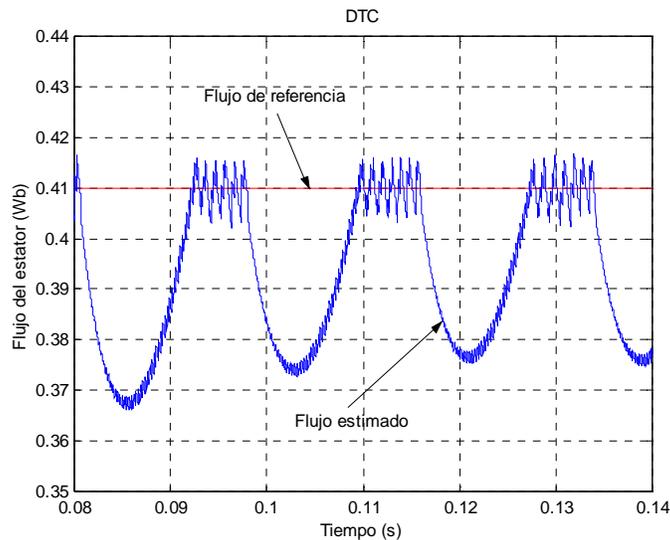


Figura 5. 5 Flujo del estator con un ancho de banda del flujo de 0.01 Wb en baja velocidad
 Las figuras 5.6 y 5.7 muestran el problema que presenta el método en los cambios de sector en el plano complejo. En la figura 5.6 se observa claramente los seis

cambios de zona en el flujo del estator ya que en estos puntos el vector flujo del estator sale de su trayectoria circular, disminuyendo su valor hacia el interior del círculo. En la figura 5.7 se muestra la deformación del flujo del rotor en baja velocidad.

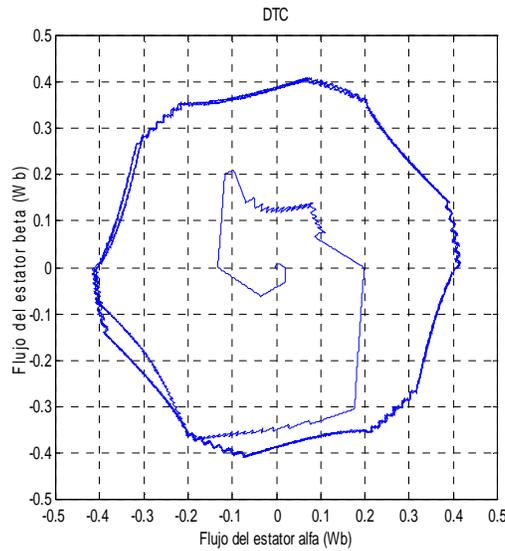


Figura 5. 6 Flujo del estator en coordenadas alfa-beta en baja velocidad

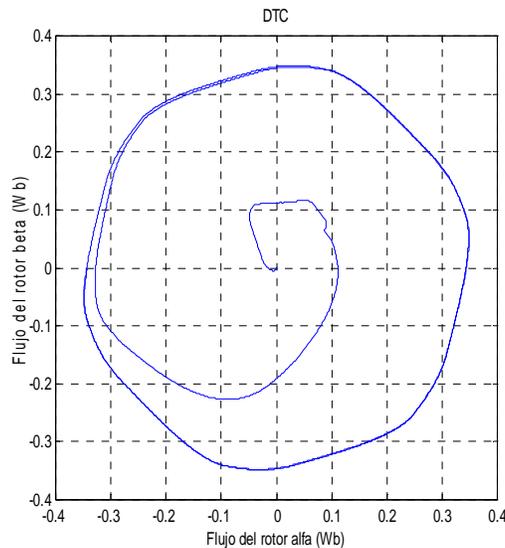


Figura 5. 7 Flujo del rotor en coordenadas alfa-beta en baja velocidad

La figura 5.8 muestra las corrientes de línea trifásicas estator, en donde se observa nuevamente el problema que presenta el método en los cambios de zona debido a la deformación senoidal de las corrientes. En esta figura se puede

observar que la corriente sigue la forma senoidal, pero en los cambios de sector la corriente cae debido a la caída del vector flujo del estator.

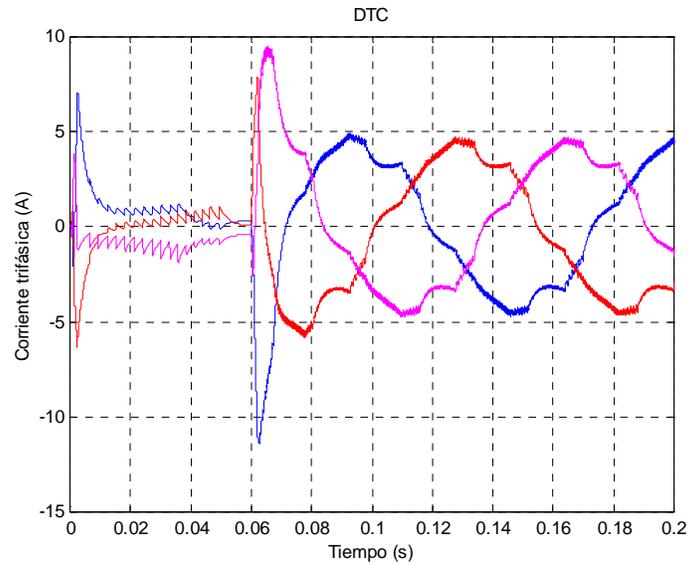


Figura 5. 8 Corrientes trifásicas en baja velocidad

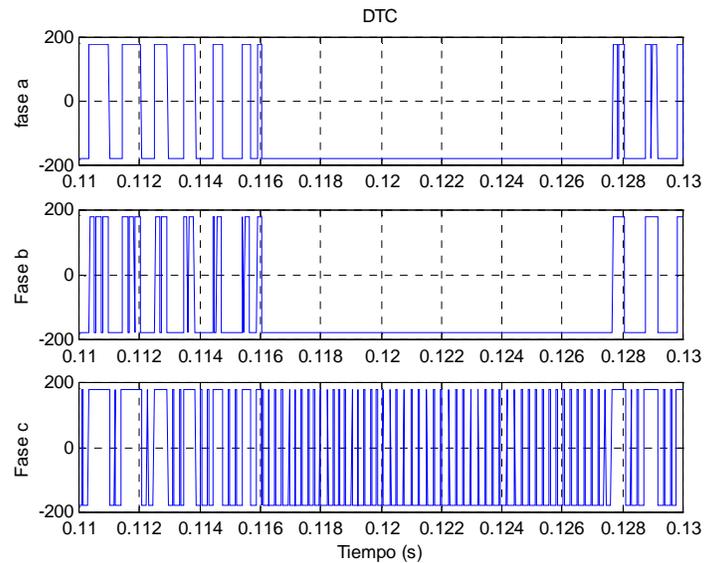


Figura 5. 9 Conmutaciones por fase en el inversor en baja velocidad

La figura 5.9 muestra las conmutaciones por fase de los dispositivos de potencia del inversor, en esta figura se comprueba que la cantidad de conmutaciones en cada uno de los dispositivos es relativamente baja comparada con los resultados

mostrados en el capítulo anterior, presentando una frecuencia de conmutación que oscila entre 4000 y 5000 Hz como se puede observar en la figura 5.10. La figura 5.11 muestra las componentes armónicas que aparecen en bajas velocidades, como se puede observar las componentes del quinto y séptimo armónico aumentaron notablemente debido a la forma de las corrientes del estator, la cual es semejante a la distorsión de la corriente del estator cuando el motor es alimentado por un inversor de onda cuadrada[25].

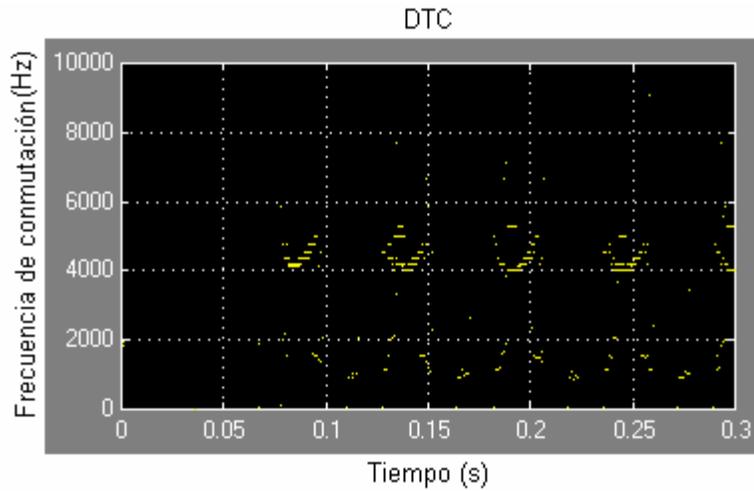


Figura 5. 10 Frecuencia de conmutación en el inversor en baja velocidad

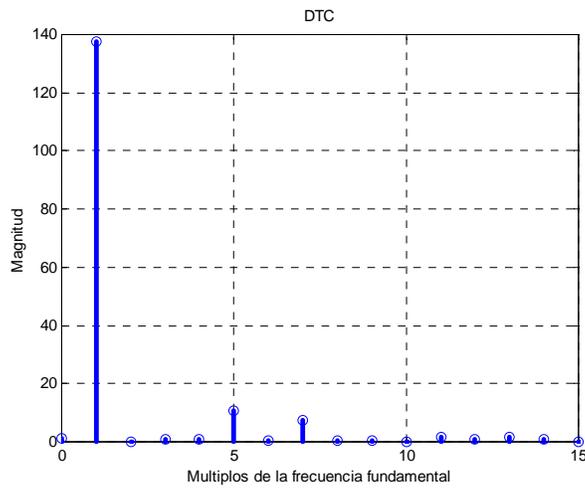


Figura 5. 11 Armónicos de corriente en baja velocidad

5.1.2 ESTIMACIÓN DEL FLUJO DEL ESTATOR EN BAJAS VELOCIDADES

La figura 5.12 muestra la comparación de tres algoritmos de estimación del flujo del estator con respecto al flujo real, los algoritmos de estimación son los siguientes: estimación del flujo del estator mediante una integral, estimación con un filtro pasa bajos LP y la estimación mediante un filtro modificado. Como se puede observar en la figura 5.12 la estimación del flujo del estator mediante la integral provoca una desviación positiva en el flujo de salida, la estimación con el filtro pasa bajos tiene problemas de magnitud y ángulo, la estimación mediante el integrador modificado es la que mejor se aproxima al flujo real ya que converge con éste rápidamente.

Parámetros de simulación:

Frecuencia de corte del filtro: 20 rad/s
Frecuencia de entrada: 10 rad/s

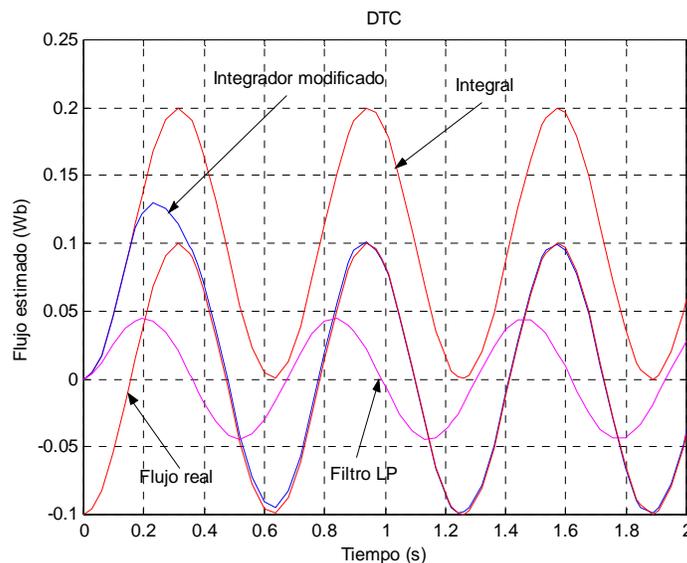


Figura 5. 12 Comparación entre la integral, el filtro LP y el integrador modificado

La figura 5.13 muestra la respuesta de una integral pura ante una señal de entrada con una desviación de c.d. en comparación con la respuesta del filtro modificado

con las mismas condiciones de entrada. La integral no estima en forma adecuada el flujo del estator como se puede observar en la figura 5.13, el filtro modificado estima mejor el flujo del estator con respecto a la integral pura aunque también tiene una pequeña señal de c.d en la salida.

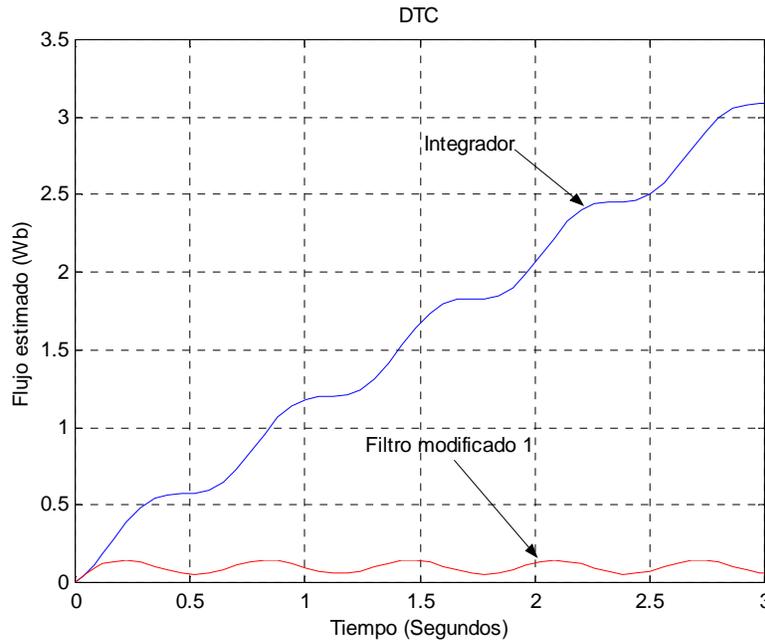


Figura 5. 13 Respuesta del integrador y el filtro modificado ante una señal de entrada con una desviación de c.d.

Las figuras 5.14 muestra las respuestas que se obtuvieron en el DTC cuando el voltaje en las terminales del motor tienen una desviación de voltaje de 0.3 volts de c.d., la estimación del flujo del estator es mediante una integral pura. Como se puede observar en esta figura el flujo del estator se inestabiliza debido a que su valor crece a medida que transcurre el tiempo, esto se puede comprobar en las figuras 5.14(c) y (d) en donde los flujos del estator y del rotor crecen formando círculos cada vez de mayor radio. La figura 5.14(a) muestra la respuesta del par desarrollado con respecto al par de referencia, en esta figura se observa claramente que el par crece a medida que transcurre el tiempo tal y como sucede en la respuesta del flujo del estator.

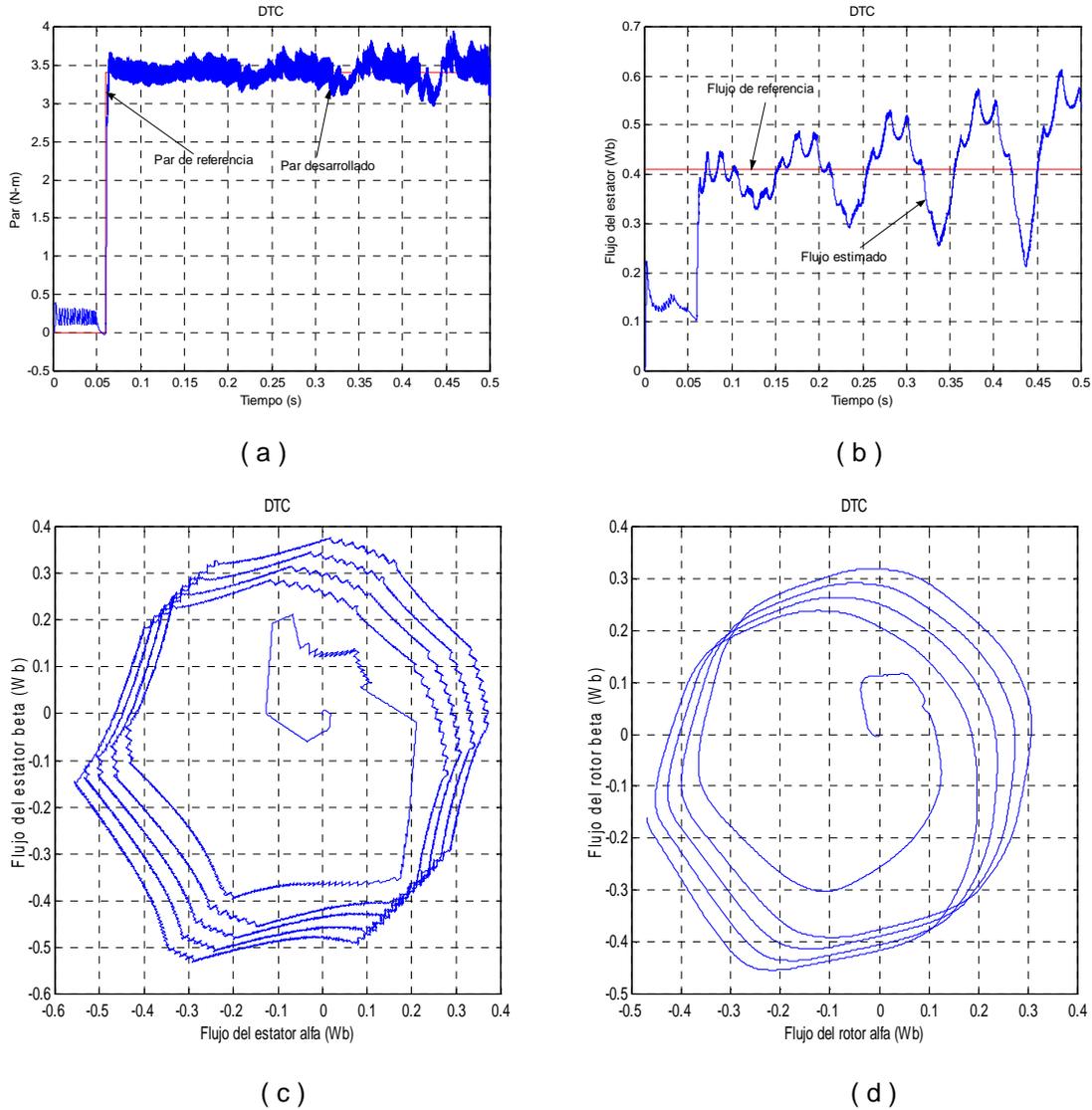


Figura 5. 14 Respuesta del par cuando el voltaje terminal tiene una desviación de c.d.

La figura 5.15 muestran las respuestas obtenidas con el filtro modificado, el voltaje en las terminales de entrada tiene un desviación de voltaje de c.d de 0.3 volts. La frecuencia de corte del filtro es de 20 rad/s, la frecuencia de entrada es de 10 rad/s y el valor límite L es igual al valor del flujo de referencia (0.41Wb). Las respuestas mostradas en esta figura son similares a las obtenidas cuando el DTC estima el flujo del estator mediante una integral pura sin desviación de voltaje en los voltajes de entrada.

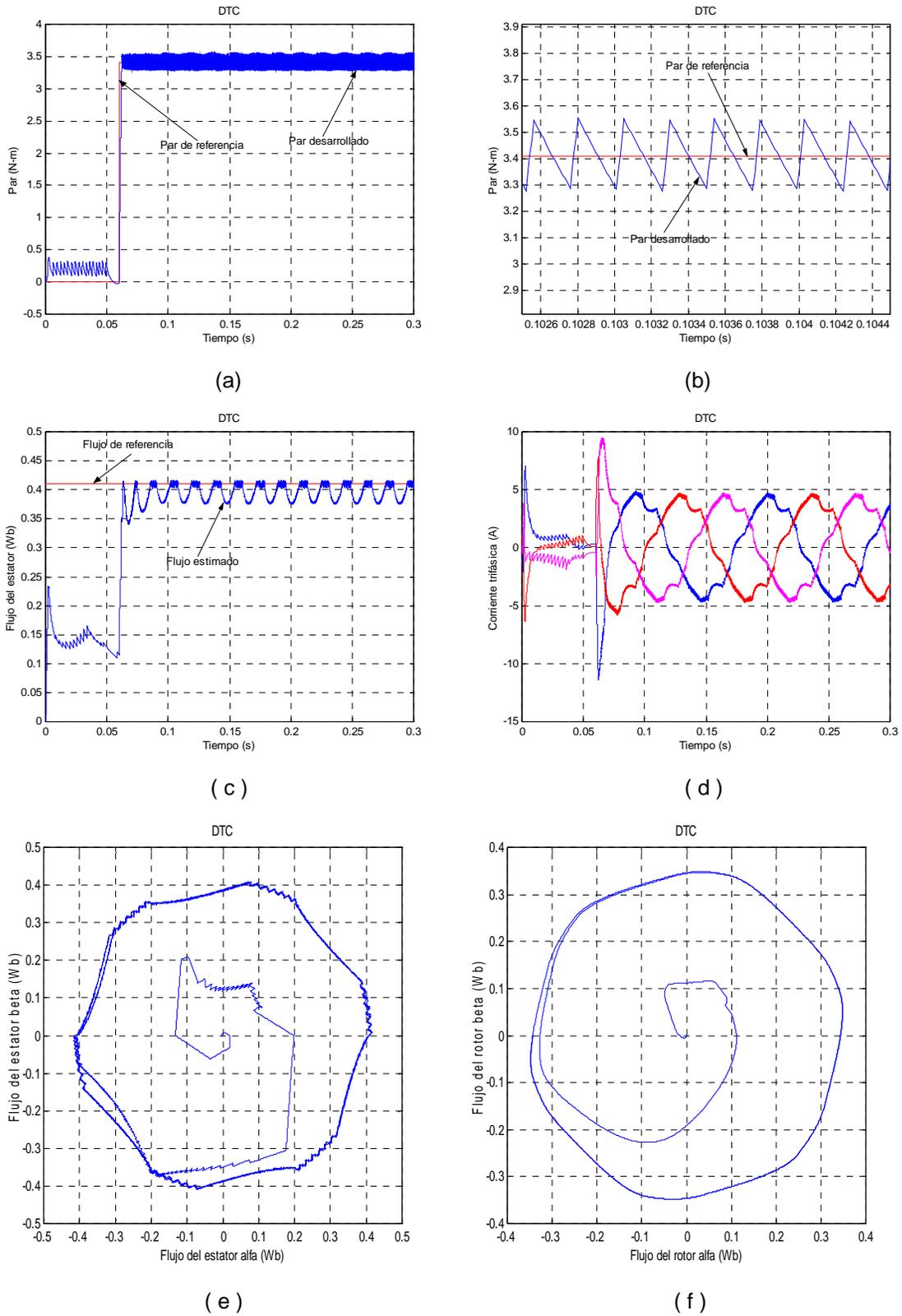
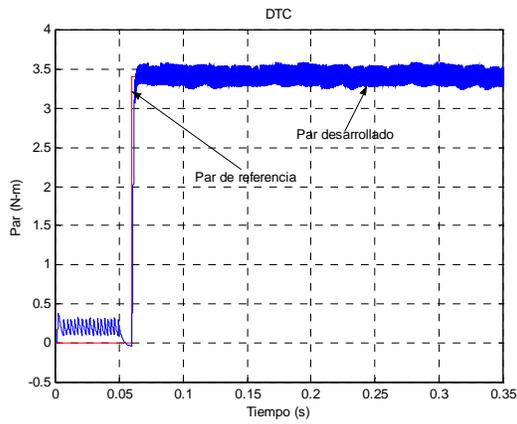


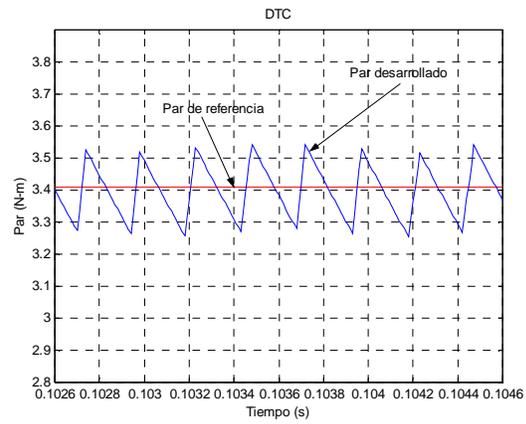
Figura 5. 15 Respuesta del filtro modificado ante una señal de voltaje con una desviación de c.d.

Las pruebas que se realizaron con valores de L menores a 0.41 eliminan el desnivel de c.d, pero el flujo del estator tiene deformaciones que son mostrados en la figura 5.16. En esta figura se tiene una aceptable respuesta del par, pero el flujo del estator tiene deformaciones los cuales son mostrados en la figura 5.16(c) y (e).

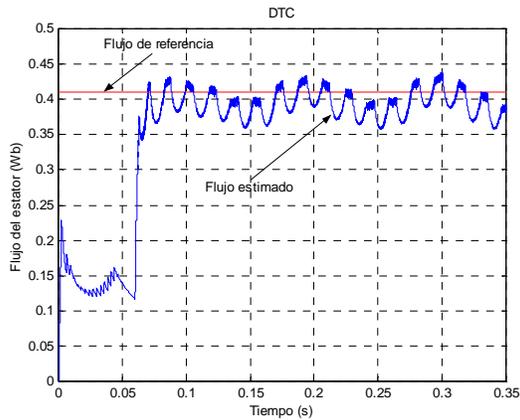
Resultados obtenidos con un valor de L de 0.2



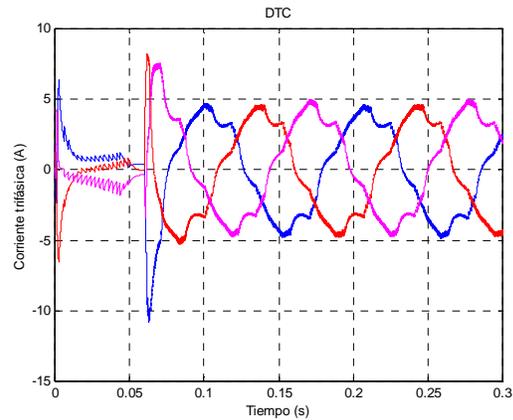
(a)



(b)



(c)



(d)

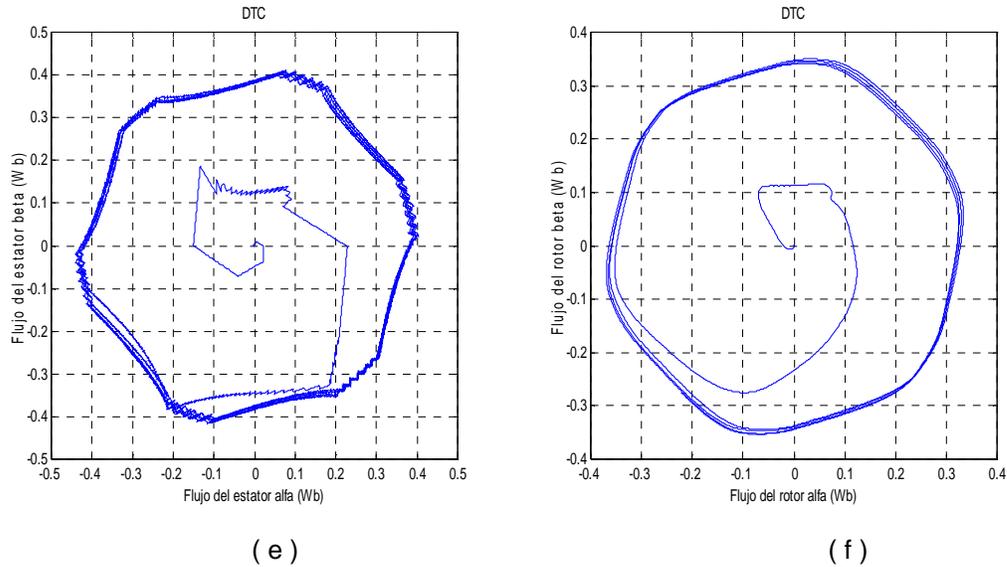


Figura 5. 16 Respuestas del integrador modificado con un valor de $L = 0.2$

Para valores de L mayores a 0.41, el filtro entrega una respuesta similar a la del integral pura como se muestra en la figura 5.14

De los resultados mostrados anteriormente, con un filtro modificado cuyos parámetros son mostrados en el inicio del punto 5.1.2 se logra mejorar la estimación del flujo del estator en comparación con los resultados mostrados con la integral, ya que con la integral la estimación se inestabiliza como se muestra en la figura 5.14(b), en cambio con el filtro modificado se obtienen unos resultados similares a los obtenidos con la integral pero sin desviación de c.d. en los voltajes de las terminales.

5.1.3 METODO DE CONMUTACIÓN PARA BAJAS VELOCIDADES

Uno de los problemas del algoritmo básico del DTC es la caída del vector flujo del estator en los cambios de sector como ya se mencionó en las gráficas 5.4 y 5.5. Para resolver este problema, se propone aplicar vectores de voltaje inversos para disminuir el valor del par electromagnético en la región de bajas velocidades en lugar de aplicar vectores de voltaje cero, sin embargo este procedimiento

incrementa la frecuencia de conmutación en el inversor y puede incrementar los rizados en las respuestas del par.

Los siguientes resultados muestran las respuestas obtenidas cuando cambia la tabla de conmutación normal del DTC por una tabla que contiene únicamente vectores de voltaje activos (tabla 5.4A).

Los parámetros utilizados en la simulación son los siguientes:

Ancho de banda del par = 0.2 N-m

Ancho de banda del flujo = 0.01Wb

Par de carga = 3.41 N-m aplicado en 0.06s

Velocidad nominal = 10 rad/s

En las figuras 5.17 y 5.18 muestran las respuestas del par desarrollado con respecto al par de referencia, en la figura 5.17 se puede observar que en el par de arranque se aplica una mayor cantidad de los vectores de voltaje en comparación con la figura 5.2 en donde se emplea una tabla que contiene vectores de voltaje cero. En la figura 5.18 se puede demostrar que al aplicar una tabla con vectores de voltaje activos la frecuencia de aplicación de los vectores de voltaje incrementa en comparación a cuando se aplica una tabla con vectores de voltaje con magnitud cero, ya que en esta figura se tienen aproximadamente 4 veces más los picos del par que en la figura 5.3. En la figura 5.18 también se puede observar que el par desarrollado sale fuera de la banda de histéresis establecido en la simulación debido a que un nuevo vector de voltaje se puede aplicar hasta que se cumplan las condiciones establecidas por la magnitud del vector flujo del estator y el par electromagnético, en este caso el par alcanza rápidamente su valor dentro del ancho de la banda de histéresis del par mientras que el flujo del estator incrementa o disminuye su valor más lentamente.

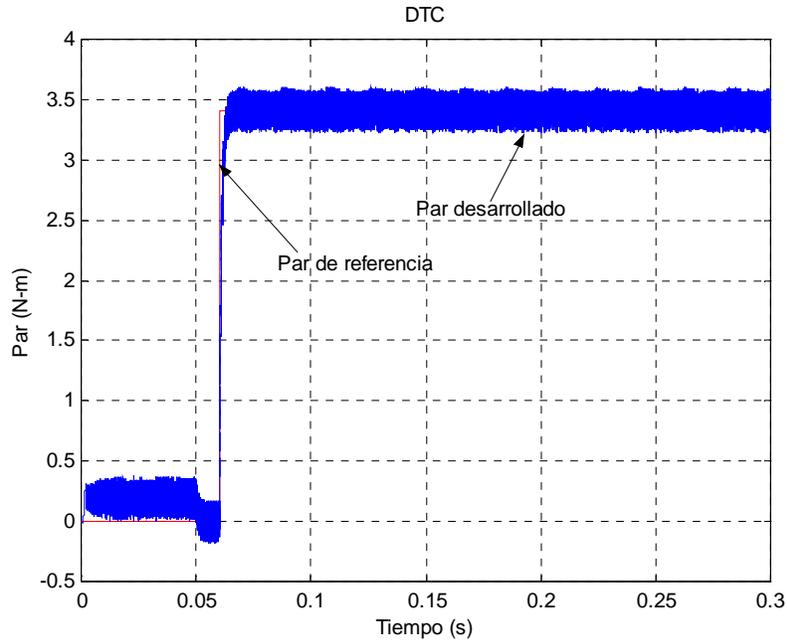


Figura 5. 17 Respuesta del par en baja velocidad con una tabla sin vectores de voltaje cero

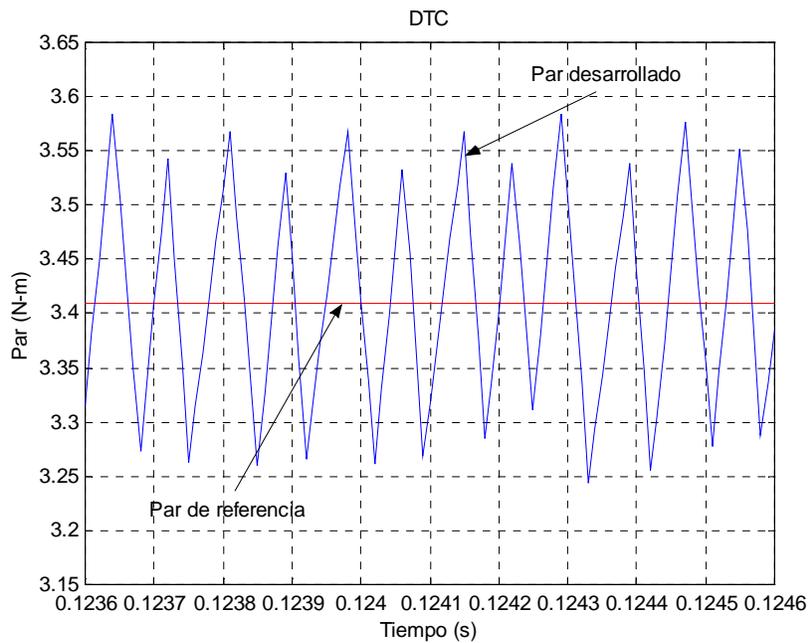


Figura 5. 18 Respuesta del par con un ancho de banda de histéresis del par de 0.2 N-m con una tabla sin vectores de voltaje cero

La figura 5.19 muestra la magnitud del vector flujo del estator, donde se observa que el flujo del estator estimado alcanza rápidamente su valor de referencia y se mantiene alrededor de este valor, en los cambios de sector el flujo del estator no

cae en comparación con la figura 5.4, debido a una aplicación rápida de un vector voltaje que incrementa el vector flujo del estator en el cambio de sector. La figura 5.20 muestra que el vector flujo del estator sigue su trayectoria dentro del ancho de la banda de histéresis del flujo establecida sin que tenga muchos rizados fuera de la banda. Se puede notar fácilmente en las figuras 5.19 y 5.20 que el empleo de una tabla sin vectores de voltaje cero mejora notablemente la estimación del flujo del estator en baja velocidad debido a que elimina el problema que presenta el método en los cambios de sector, pero como se puede observar en el rango del tiempo de la figura 5.20 la frecuencia de aplicación de los vectores de voltaje incrementa.

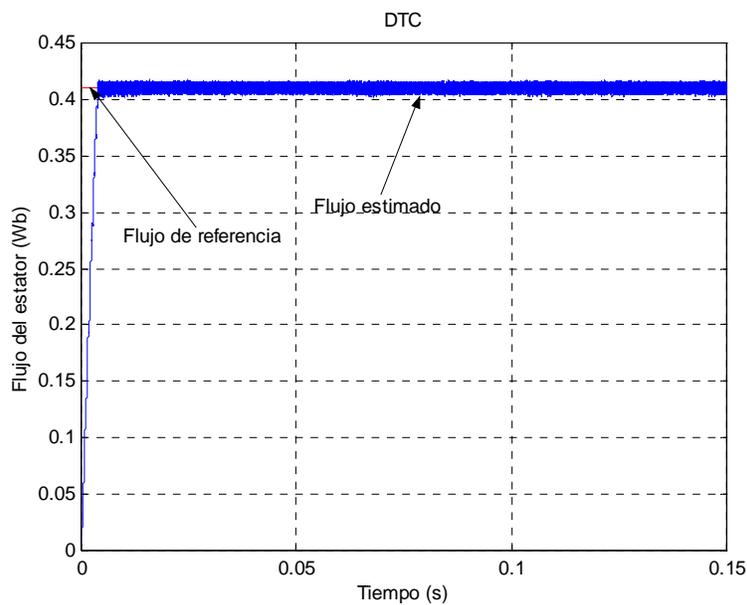


Figura 5. 19 Magnitud del flujo del estator con una tabla sin vectores de voltaje cero

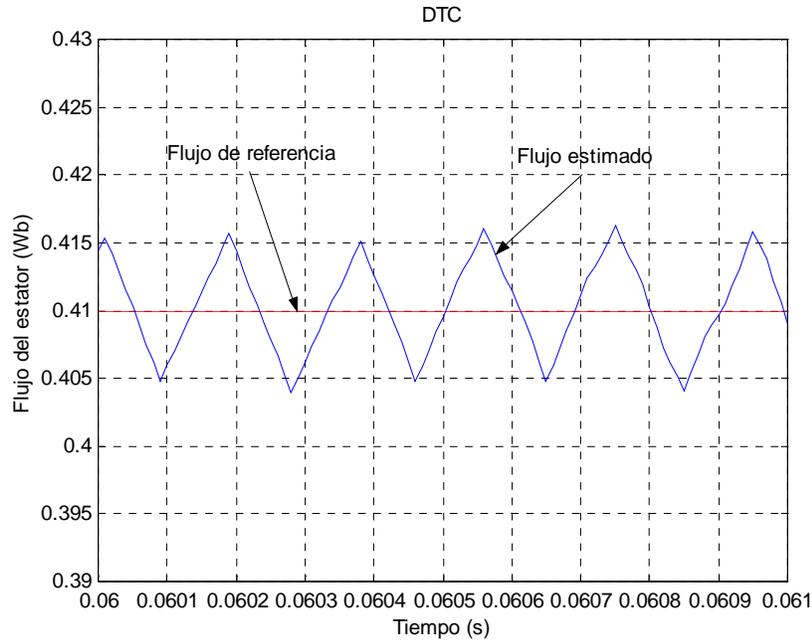


Figura 5. 20 Flujo del estator con un ancho de banda de histéresis del flujo de 0.01 Wb con una tabla sin vectores de voltaje cero

Las figuras 5.21 y 5.22 muestran las trayectorias de los flujos del estator y del rotor en el plano complejo, comparando estas figuras con las figuras 5.6 y 5.7 se observa claramente que empleando la tabla sin vectores de voltaje cero se recupera la forma senoidal de los flujos del estator y del rotor.

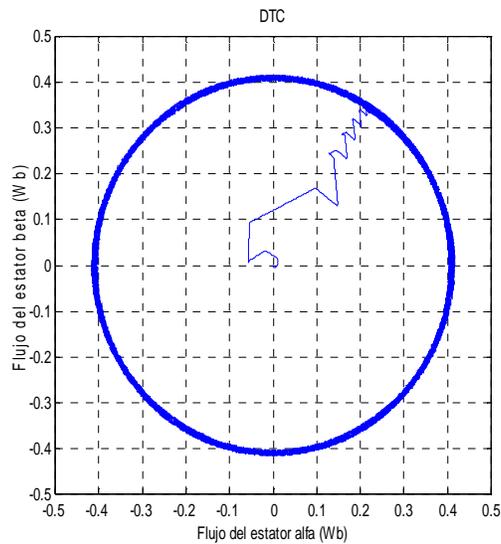


Figura 5. 21 Flujo del estator en coordenadas alfa-beta con una tabla sin vectores de voltaje cero

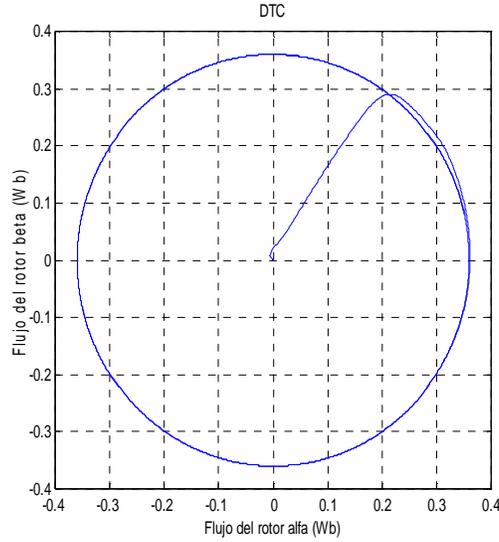


Figura 5. 22 Flujo del rotor en coordenadas alfa-beta con una tabla sin vectores de voltaje cero

La figura 5.23 muestra que la corriente trifásica es senoidal pero en esta trayectoria senoidal la corriente tiene una alta frecuencia de rizado debido a la rapidez con la que se aplican de los vectores de voltaje además la corriente no tiene las caídas de corriente mostradas en la figura 5.8 debidas a los cambios de sector.

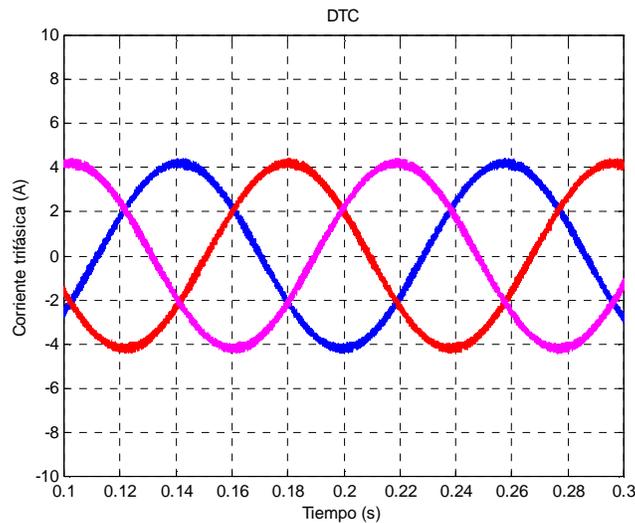


Figura 5. 23 Corriente trifásica con una tabla sin vectores de voltaje cero

La figura 5.24 muestra el inconveniente de emplear una tabla con vectores de voltaje activos debido a que la frecuencia de conmutación en los dispositivos de

potencia incrementa alcanzando un valor de 17 KHz, mientras que la frecuencia de conmutación empleando una tabla con vectores de voltaje cero es aproximadamente de 4 a 5 kHz. como se observa en la figura 5.10. La figura 5.25 muestra los armónicos de corriente que aparecen cuando se emplea una tabla sin vectores de voltaje cero, se puede observar que el quinto y el séptimo armónico que aparece en la figura 5.11 son eliminados.

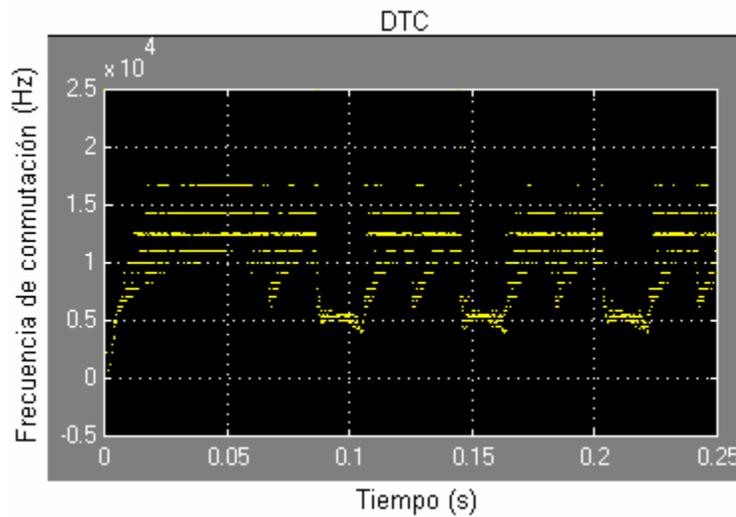


Figura 5. 24 Frecuencia de conmutación con una tabla sin vectores de voltaje cero

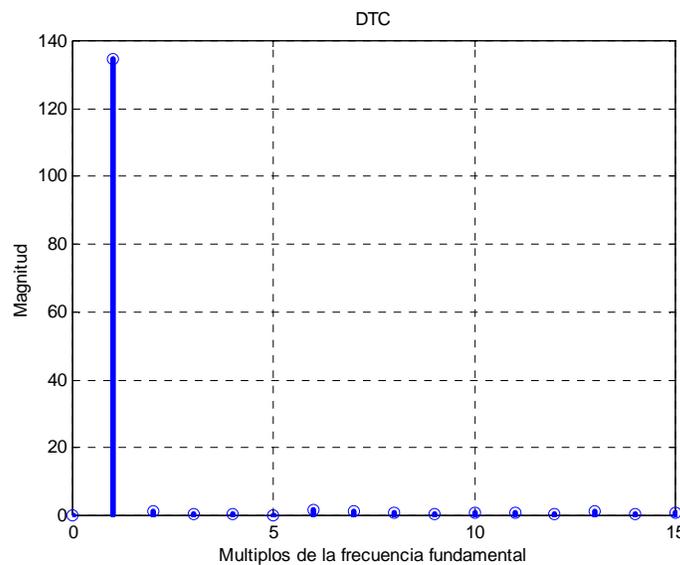


Figura 5. 25 Armónicos de corriente con una tabla sin vectores de voltaje cero

5.2 DIFERENTES CRITERIOS DE CONMUTACIÓN EN EL INVERSOR

En la tabla 1 se muestran los efectos que provocan los vectores de voltaje sobre las variables flujo del estator y par electromagnético. En esta tabla se puede observar que la aplicación de los vectores V_{k+1} y V_{k+2} (figura 2.8) incrementan el valor del par (\uparrow) y la aplicación de los vectores V_{k-1} y V_{k-2} decremента el valor del par (\downarrow) debido a que estos vectores de voltaje provocan una variación del ángulo formado entre los vectores flujo del estator y la corriente del estator (ángulo del par). Los vectores de voltaje radial V_k , V_{k+3} y los vectores cero V_0 , V_7 decremента el valor del par debido a que estos no producen una variación en el ángulo del par.

Tabla 5.1 Variación del par y del flujo debido a la aplicación de los vectores de voltaje

	V_k	V_{k+1}	V_{k+2}	V_{k+3}	V_{k-2}	V_{k-1}	V_0, V_7
ψ_s	$\uparrow\uparrow$	\uparrow	\downarrow	$\downarrow\downarrow$	\downarrow	\uparrow	$\uparrow\downarrow$
T	\downarrow	\uparrow	\uparrow	\downarrow	$\downarrow\downarrow$	$\downarrow\downarrow$	\downarrow

Manipulando los efectos que provocan los vectores de voltaje sobre el flujo del estator y el par electromagnético, podemos obtener diferentes criterios de conmutación para la construcción de las tablas de vectores de voltaje que serán aplicados al inversor.

TABLA 5.2 Criterio de conmutación A

	$\theta = 1$	$\theta = 0$
$\tau = 1$	V_{k+1}	V_{k+2}
$\tau = 0$	V_k	V_0
$\tau = -1$	V_{k-1}	V_{k-2}

TABLA 5.3 Criterio de conmutación B

	$\theta = 1$	$\theta = 0$
$\tau = 1$	V_{k+1}	V_{k+2}
$\tau = 0$	V_k	V_0
$\tau = -1$	V_k	V_{k+3}

TABLA 5.4 Criterio de conmutación C

	$\theta = 1$	$\theta = 0$
$\tau = 1$	V_{k+1}	V_{k+2}
$\tau = 0$	V_k	V_7
$\tau = -1$	V_{k-1}	V_{k+3}

TABLA 5.5 Criterio de conmutación D

	$\theta = 1$	$\theta = 0$
$\tau = 1$	V_{k+1}	V_{k+2}
$\tau = 0$	V_k	V_7
$\tau = -1$	V_k	V_7

Ancho de banda del par = 0.2 N-m

Ancho de banda del flujo = 0.01Wb

Par de carga = 3.41 N-m aplicado en 0.15s

Velocidad nominal = 300 rad/s

En la figura 5.26 se muestra las respuestas del par electromagnético y del flujo del estator empleando la tabla de conmutación mostrada en la tabla 5.2, en donde se puede observar que el par desarrollado sale de la banda de histéresis establecido como se observa en la figura 5.26(b), además de presentar algunos picos de

magnitud considerable mostrada en la figura 5.26(a). El flujo del estator tiene una buena respuesta como se puede observar en las figuras 5.26(c) y (d) ya que el flujo estimado sigue al flujo de referencia dentro del ancho de la banda de histéresis establecido sin que disminuya la magnitud del vector flujo del estator en los cambios de zona. No existe caída del vector flujo del estator en los cambios de zona debido a que no se aplica un vector de voltaje cero para disminuir el valor del par sino que se selecciona otro vector de voltaje activo con una dirección contraria a la dirección del flujo, con este vector voltaje seleccionado se tiene una respuesta más rápida del par disponiendo inmediatamente de otro vector activo para incrementar su valor en caso de ser necesario.

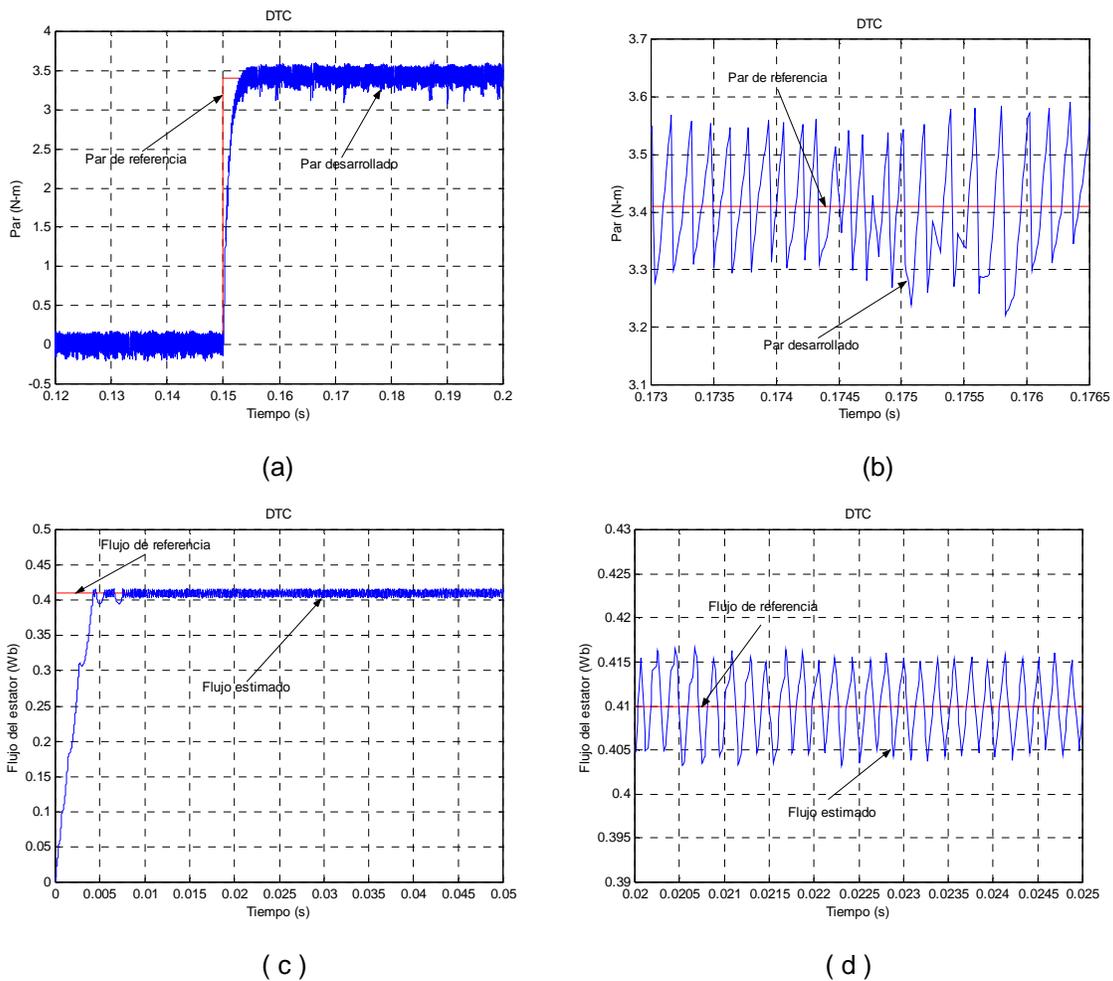


Figura 5. 26 Respuestas del par y del flujo empleando la tabla de vectores de voltaje 5.2

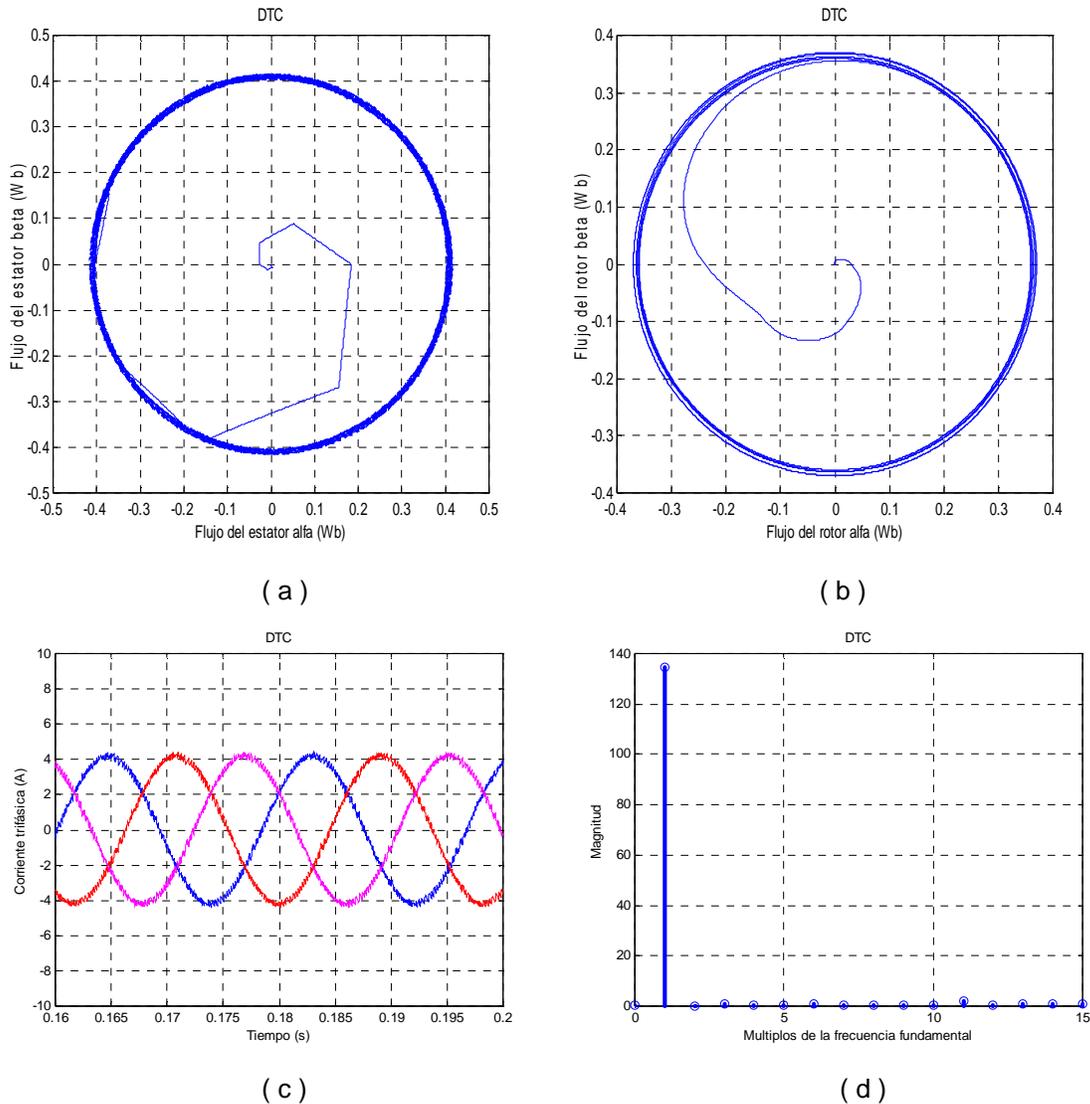


Figura 5.27 Flujo del estator y del rotor, corrientes y armónicos de corriente empleando la tabla de vectores de voltaje 5.2

Las figuras 5.27 muestra la forma senoidal que se tiene en los flujos del estator y del rotor respectivamente empleando una tabla de vectores de voltaje activos, en la figura 5.27(c) se muestra la forma senoidal de las corrientes trifásicas y en la figura 5.27(d) se puede observar que no aparece algún armónicos de corriente de consideración debido a la forma senoidal de las corriente trifásicas.

La figura 5.28 muestra la frecuencia de conmutación que se obtiene cuando es aplicada la tabla de vectores de voltaje activos 5.2, en el transitorio de arranque se

tiene una frecuencia de conmutación aproximada 14 KHz, sin embargo cuando el par de carga es aplicado la frecuencia de conmutación disminuye a una frecuencia de 10 KHz.

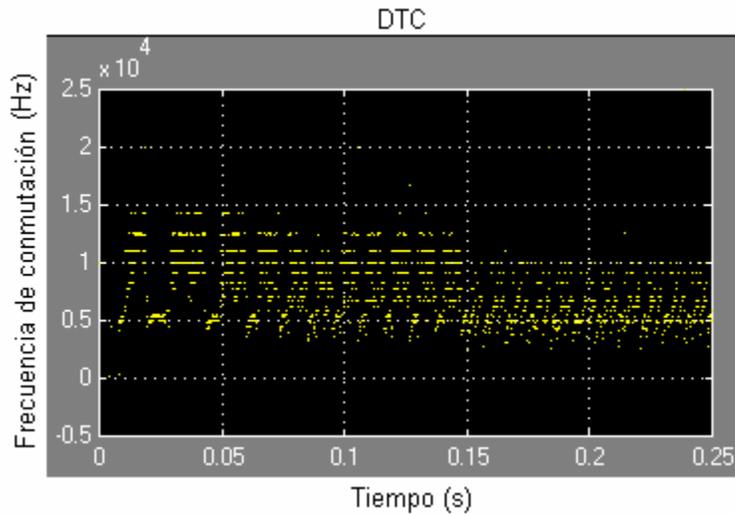
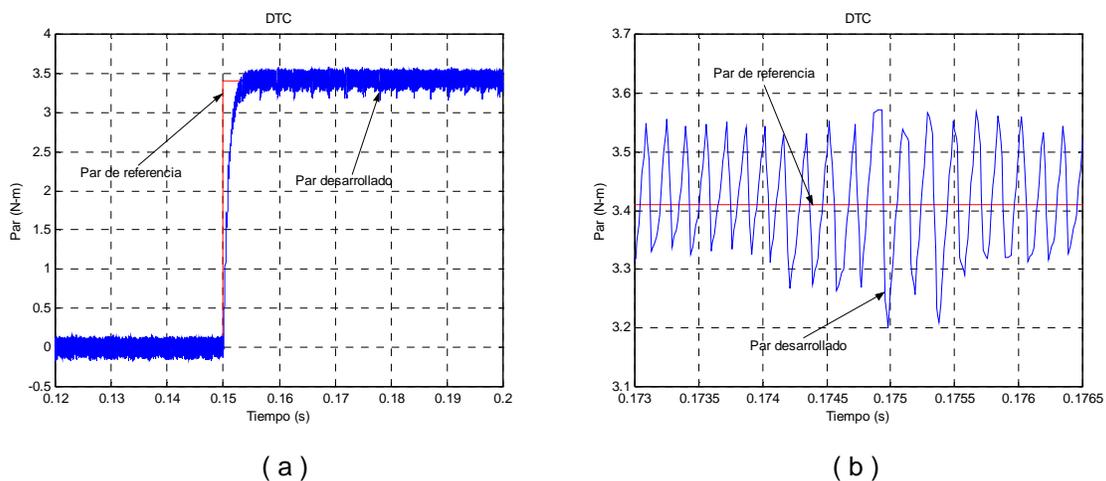
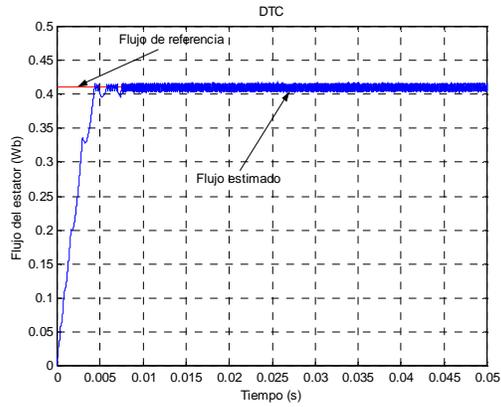


Figura 5. 28 Frecuencia de conmutación empleando la tabla de vectores de voltaje 5.2

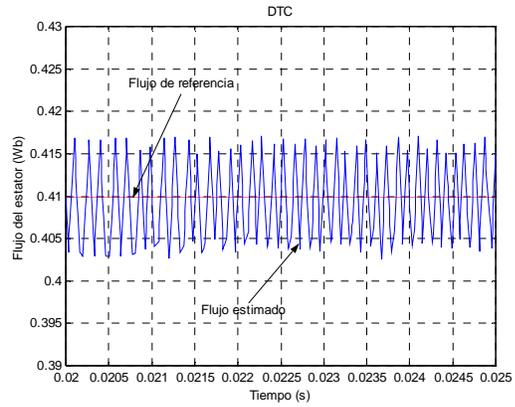
Resultados obtenidos empleando la tabla 5.3

La figura 5.29 muestra las respuestas del par electromagnético y del flujo del estator, la diferencia fundamental de esta figura con respecto a la mostrada en la figura 5.26 es la aplicación de otros vectores de voltaje para disminuir el par como se puede observar en la tabla 5.3.



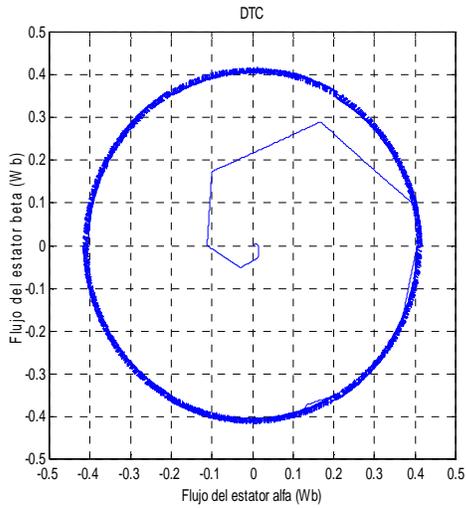


(c)

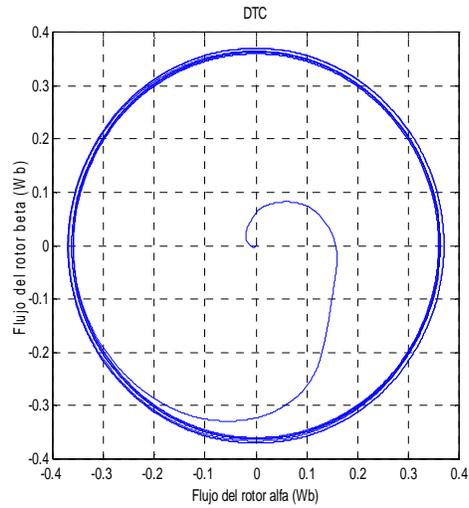


(d)

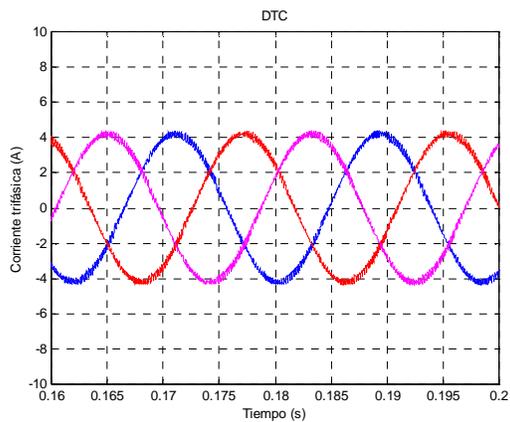
Figura 5. 29 Respuestas del par y del flujo empleando la tabla de vectores de voltaje 5.3



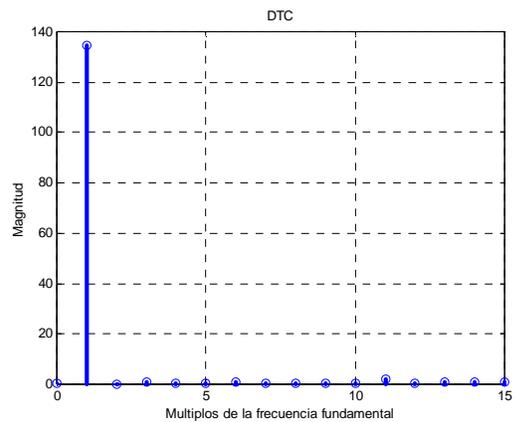
(a)



(b)



(c)



(d)

Figura 5. 30 Flujo del estator y del rotor, corrientes y armónicos de corriente empleando la tabla de vectores de voltaje 5.3

La figura 5.30 muestra las trayectorias de los flujos del estator y del rotor, las corrientes y los armónicos de corriente, como se puede observar estas figuras son prácticamente las mismas que las mostradas en la figura 5.27. la figura 5.31 muestra la frecuencia de conmutación obtenida al emplear la tabla de vectores de voltaje 5.3, en esta figura se tiene una frecuencia de conmutación en el arranque de 20 kHz y en después de aplicar el par de carga la frecuencia de conmutación baja a 8 kHz aproximadamente.

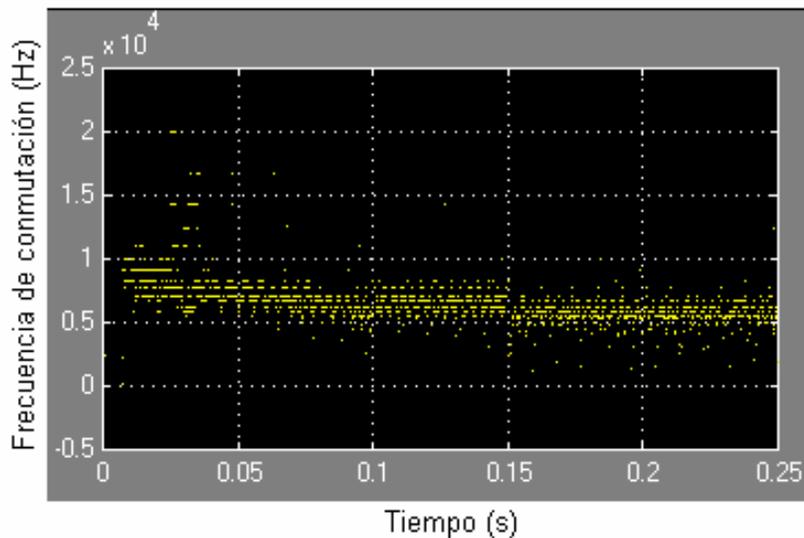
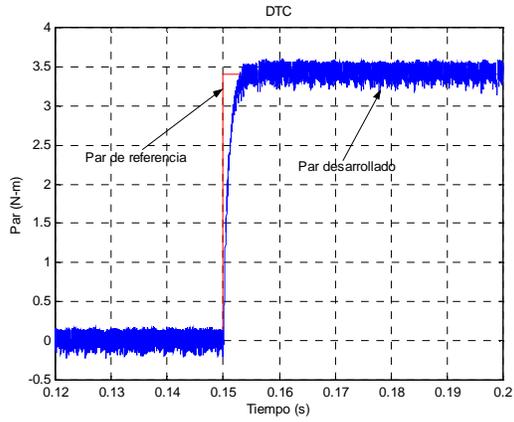


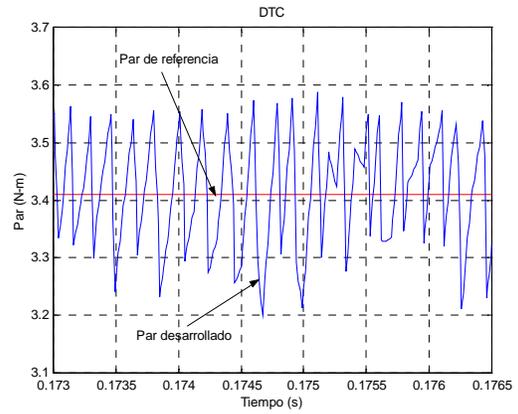
Figura 5. 31 Frecuencia de conmutación empleando la tabla de vectores de voltaje 5.3

Resultados obtenidos empleando la tabla 5.4

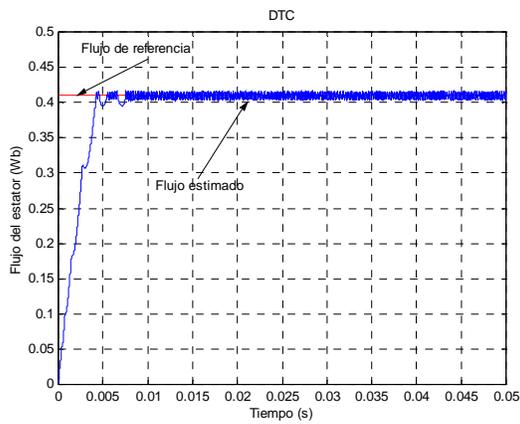
La figura 5.32 y 5.33 son similares a las figuras 5.26 y 5.27, la única diferencia son los vectores de voltaje que modifican el par electromagnético, como se puede observar los flujos del estator y del rotor son prácticamente senoidales, las corrientes son senoidales por lo tanto no aparecen armónicos de corriente, el flujo del estator responde dentro de la banda de histéresis establecida y el par electromagnético sigue la trayectoria fijada por el par de referencia fuera de la banda de histéresis del par.



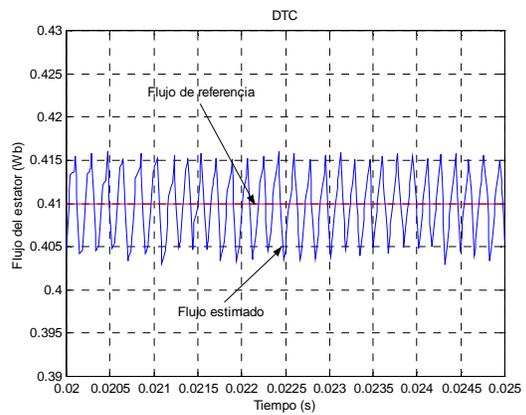
(a)



(b)

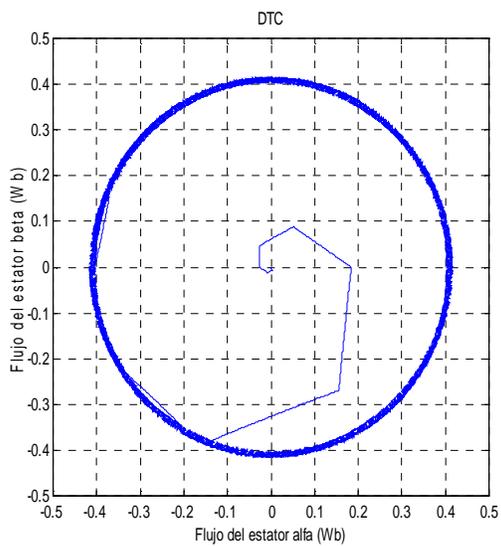


(c)

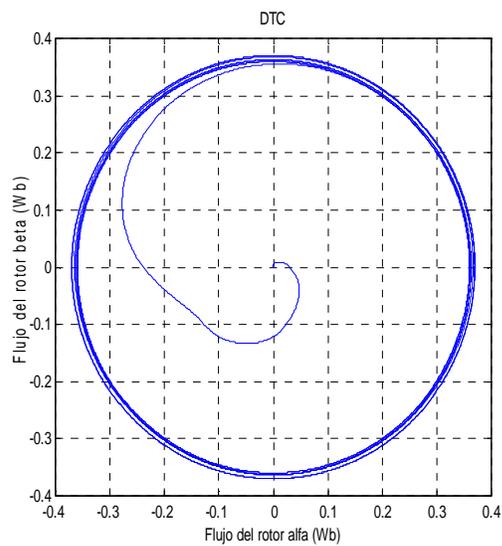


(d)

Figura 5. 32 Respuestas del par y del flujo empleando la tabla de vectores de voltaje 5.4



(a)



(b)

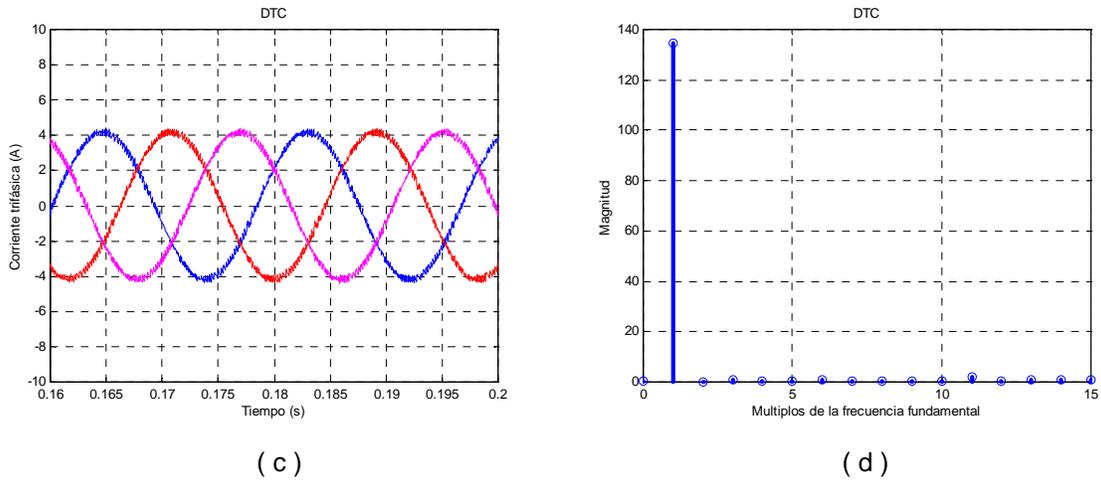


Figura 5. 33 Flujo del estator y del rotor, corrientes y armónicos de corriente empleando la tabla de vectores de voltaje 5.4

La frecuencia de conmutación en la figura 5.34 disminuye en el arranque con respecto a la figura 5.31, pero es mayor con respecto a la figura 5.28 debido a que en el arranque tiene una frecuencia de conmutación de 17 kHz, después de aplicada la carga la frecuencia de conmutación es de aproximadamente 9 kHz.

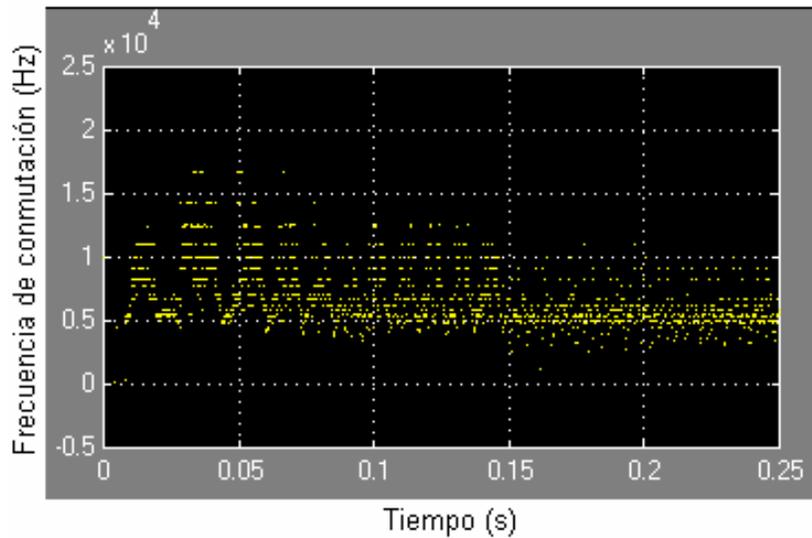


Figura 5. 34 Frecuencia de conmutación empleando la tabla de vectores de voltaje 5.4

Resultados obtenidos empleando la tabla 5.5

La figura 5.35 tiene una característica especial con respecto a la respuesta del vector flujo del estator como se puede observar en la figura 5.35c) y (d) ya que el flujo tiene una respuesta dentro del ancho de la banda de histéresis establecido, pero cuando el flujo alcanza el límite inferior de la banda se aplica un vector de voltaje que incrementa rápidamente su valor, pero en el límite superior el flujo disminuye de una forma más lenta con la aplicación de dos o tres vectores de voltaje incluyendo un vector de voltaje cero (V_7), como se puede observar en la tabla 5.5.

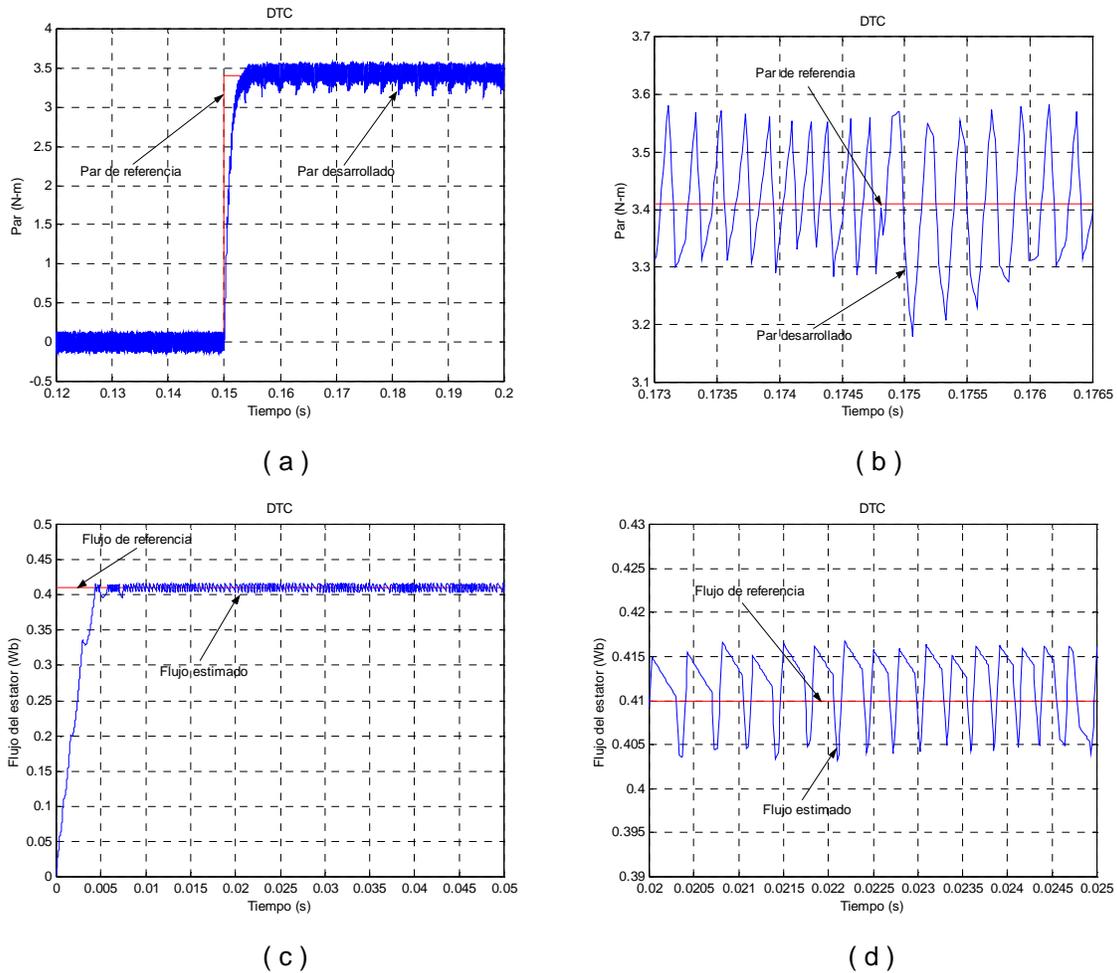


Figura 5. 35 Respuestas del par y del flujo empleando la tabla de vectores de voltaje 5.5

La figura 5.36 es similar a la mostrada en la figura 5.27.

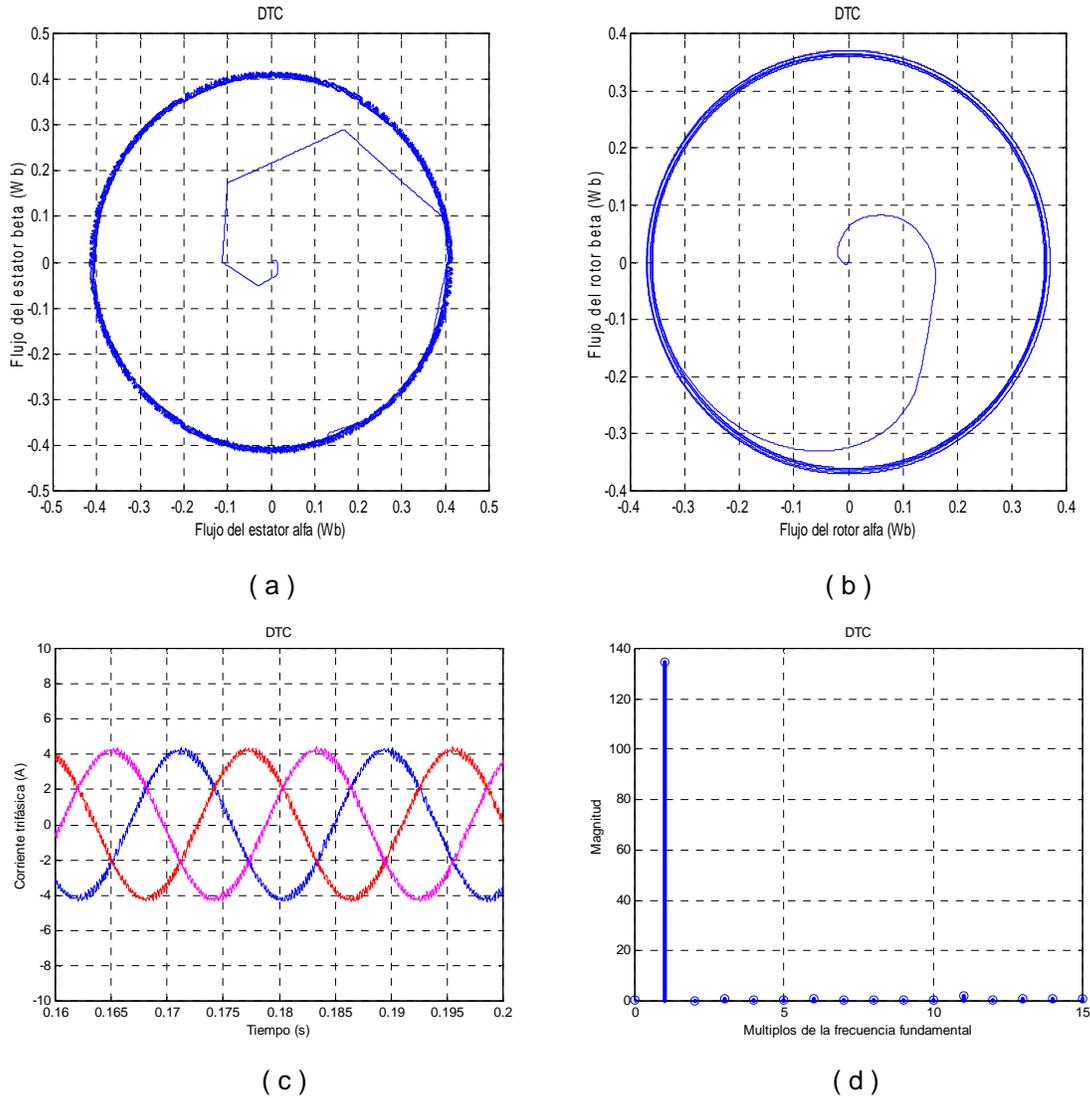


Figura 5. 36 Flujo del estator y del rotor, corrientes y armónicos de corriente empleando la tabla de vectores de voltaje 5.5

La figura 5.37 muestra que la frecuencia de conmutación es muy variable con respecto a las mostradas en las figuras 5.28, 5.31 y 5.34 ya en esta figura se tiene una frecuencia de conmutación que alcanza los 17 kHz y no se distingue un cambio en la frecuencia debido a la aplicación de la carga.

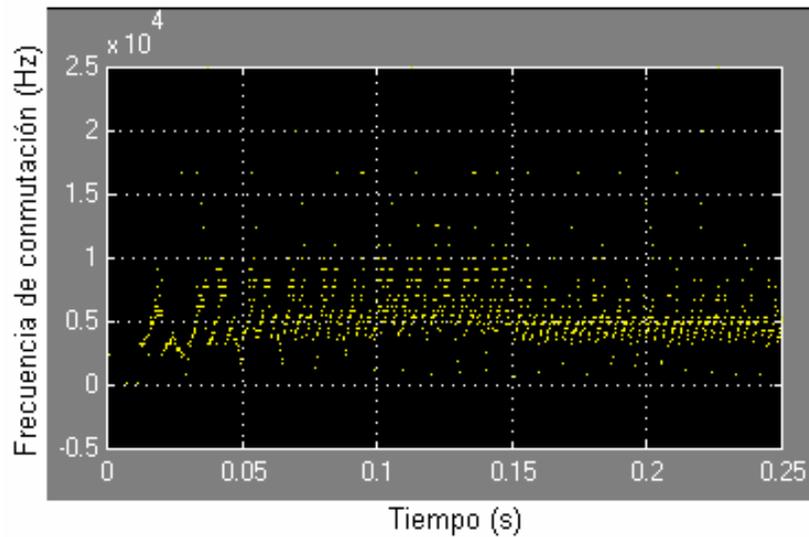


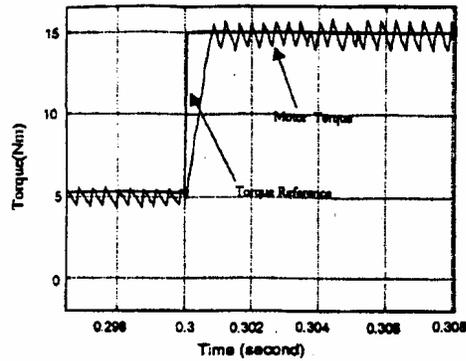
Figura 5. 37 Frecuencia de conmutación empleando la tabla de vectores de voltaje 5.5

De los resultados mostrados se puede analizar las ventajas que proporciona cada una de las tablas en lo que respecta a las respuestas del par y del flujo del estator deseados, por ejemplo los resultados obtenidos al utilizar las tablas 5.2 y 5.4 tienen mejores resultados del flujo del estator que al utilizar las tablas 5.3 y 5.5, pero la frecuencia de conmutación en las tablas 5.2 y 5.4 es más alta. Las respuestas del par electromagnético utilizando las cuatro tablas mostradas son similares, no observando alguna diferencia fundamental entre ellos. En lo que respecta a las trayectorias de los flujos del estator, del rotor y los armónicos de corriente son similares.

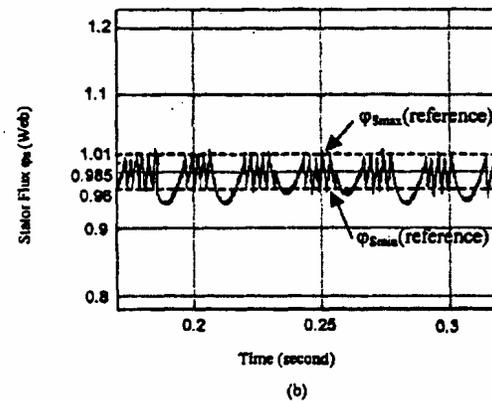
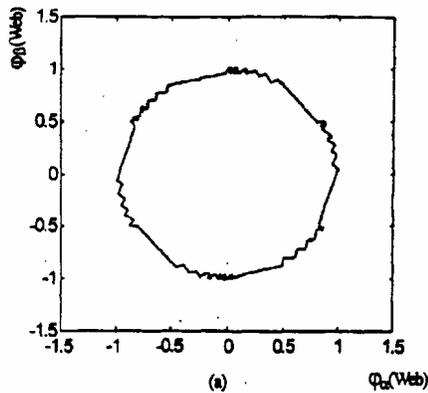
5.3 VALIDACION DE RESULTADOS

En las siguientes gráficas se muestran los resultados obtenidos empleando dos motores de inducción diferentes al empleado en la simulación. Los datos de los motores de inducción empleados para la validación son mostrados en el apéndice E. Para la validación de los resultados obtenidos en el trabajo desarrollado se utilizó un motor de inducción de menor capacidad y uno de mayor capacidad al empleado en la simulación.

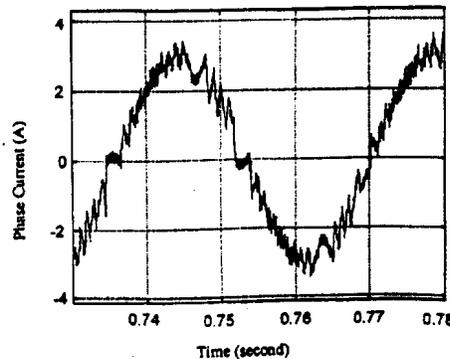
en la figura 5.38, únicamente en la figura 5.40 la respuesta del par electromagnético tiene un ancho de banda de histéresis del par más grande debido a la capacidad del motor. Los resultados mostrados en la figura 5.38 se obtuvieron de la referencia [39].



(a) Par electromagnético

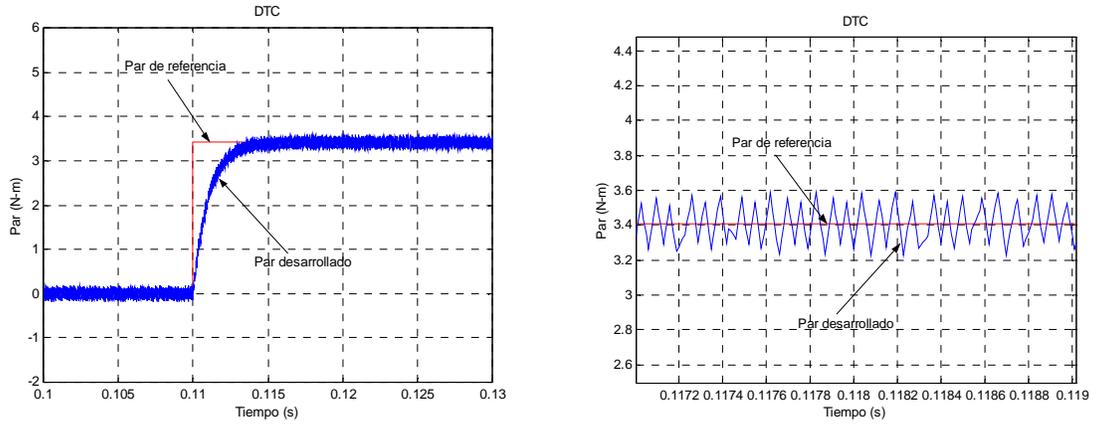


(b) Flujo del estator

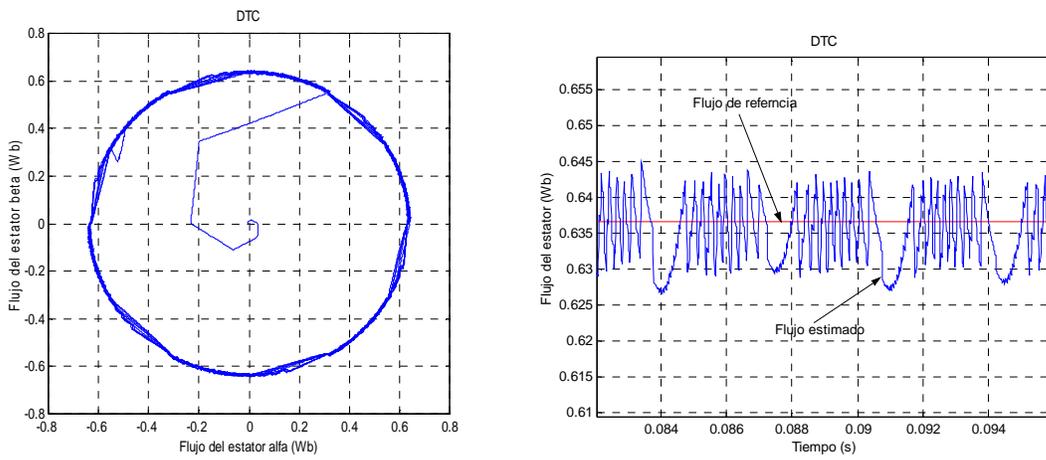


(c) Corriente de fase ia

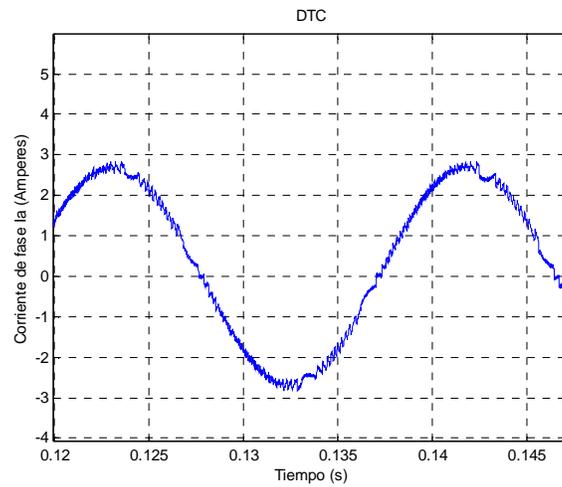
Figura 5. 38 Resultados para la validación del trabajo



(a) Par electromagnético

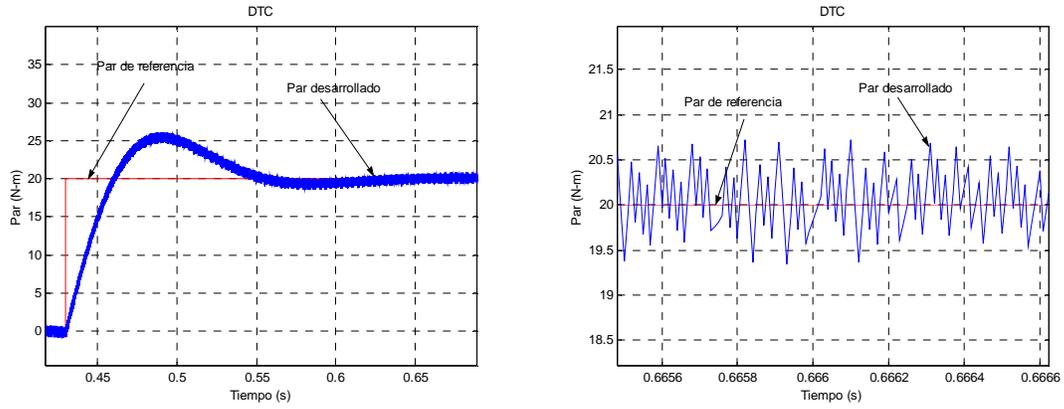


(b) Flujo del estator

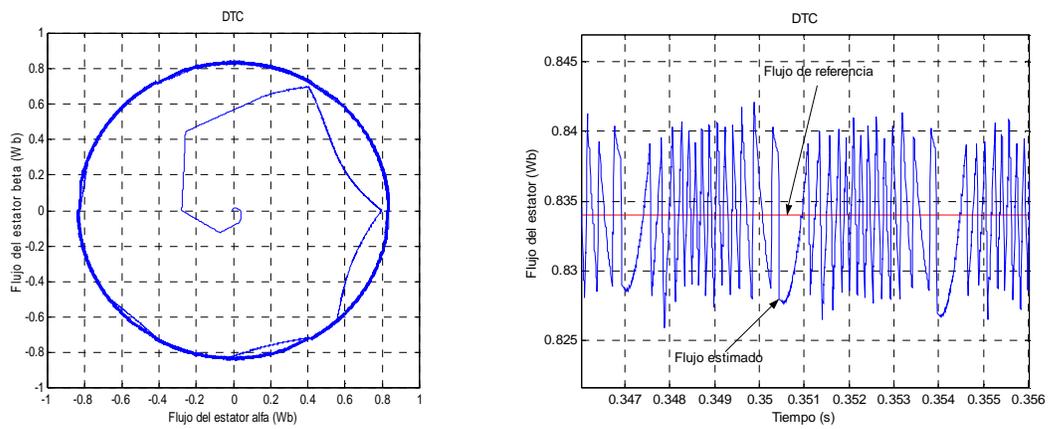


(c) Corriente de fase ia

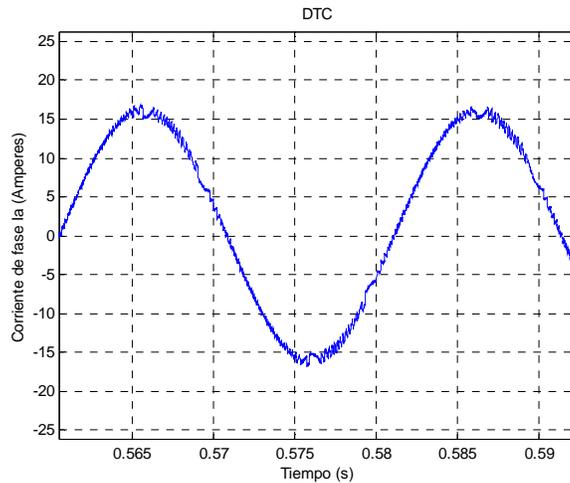
Figura 5. 38 Resultados obtenidos para un motor de ¼ de HP.



(a) Par electromagnético



(b) Flujo del estator



(c) Corriente de fase ia

Figura 5. 39 Resultados obtenidos para un motor de 4 kW

CONCLUSIONES Y RECOMENDACIONES

CONCLUSIONES:

- 1.- Según los resultados mostrados en este trabajo se puede afirmar que el control directo del par(DTC), controla de forma independiente el flujo del estator y el par electromagnético mediante dos bandas de histéresis, uno del par electromagnético y el otro del flujo del estator.
- 2.- El DTC tiene problemas en bajas velocidades debido a que el flujo del estator es estimada mediante una integral pura, en donde la caída de tensión en la resistencia del estator influye en la estimación del flujo provocando problemas en la respuesta del par.
- 3.- El DTC tiene problemas en los cambios de sector y en bajas velocidades este problema empeora. La caída del flujo del estator en los cambios de sector es debido a que no se tiene un vector de voltaje que asegure el aumento del flujo en el instante del cambio del sector.
- 4.- El ancho de la banda de histéresis del flujo afecta principalmente a la trayectoria del vector del vector flujo del estator, la corriente y como consecuencia en los armónicos que aparecen en las corrientes. Esto también provoca algunos picos de par que salen fuera del ancho de la banda de histéresis del par.
- 5.- El ancho de la banda de histéresis del par tiene una mayor influencia en la frecuencia de conmutación de los dispositivos de potencia y el rizado que tiene la forma senoidal de la corriente. El ancho de la banda de histéresis del flujo provoca un rizado que afecta a la forma senoidal de la corriente, mientras que el ancho de la banda de histéresis del par provoca un rizado en el contorno de la forma senoidal de la corriente no deformando su trayectoria senoidal. A partir de esto se puede concluir que el ancho de la banda de histéresis del par no influye de manera significativa sobre los armónicos que aparecen en la corriente.

- 6.- Una desviación de corriente directa (offset) en la medición de la corriente o voltaje para la estimación del flujo del estator, provoca una inestabilidad en el sistema debido al empleo del integrador.
- 7.- Cuando se emplea un vector de voltaje activo en dirección contraria para disminuir el par electromagnético en lugar de emplear un vector de voltaje de magnitud cero, elimina el problema que presenta el DTC en los cambios de sector, pero la frecuencia de conmutación incrementa.
- 8.- La variación de la resistencia del estator en el motor de inducción provoca un incremento en el par electromagnético desarrollado en el motor de inducción.

RECOMENDACIONES:

- 1.- Analizar la posibilidad de estimar la variación de la resistencia del estator y aplicar una compensación en línea.
- 2.- Estimar la velocidad del motor de inducción a partir de las mediciones de las corrientes y los voltajes en las terminales de la máquina, para eliminar el sensor de velocidad.
- 3.- Resolver el problema del cambio de sector que tiene el método mediante el empleo de sectores variables.
- 4.- Estudiar el problema de la frecuencia de conmutación variable y proponer una metodología para tener una frecuencia de conmutación constante.
- 5.- Analizar la posibilidad de implementar el DTC con el empleo de la herramienta computacional Dspace.

REFERENCIAS

- [1] Vas Peter, "Sensorless Vector and Direct Torque Control", Oxford University Press, New York, 1998. press,1998.
- [2] Ludke, I.; Jayne, M.G. "Direct Torque Control of Induction Motor", Vector control and direct torque control of induction motors, IEE colloquium, 1995, pages: 6/1 – 6/6.
- [3] Ludtke, I.; Jayne, M.G. "A new direct torque control strategy", Advanced in Control System for Electric Drives, IEE Colloquium, 1995, pages: 5/1 – 5/4.
- [4] Tiitinen, P.; Surandra, M. "The next generation motor control method, DTC direct torque control", Power Electronics, Drives and Energy Systems for Industrial Growth,1996, Proceedings of the 1996 International Conference, pages: 37 – 43, Vol. 1.
- [5] Mika Aaltonen, Pekka Tiitinen, Jarkko Ialu, Samuli Helkkiis, "Regulación directa del par de accionamientos trifásicos", Revista ABB 3/1995
- [6] C. A. Martins, A. S. Carvalho, X. Roboam, T. A. Meynard "Evolution of induction motor control methods and related voltage - source inverter topologies", Advanced Motion Control, 1998. AMC'98 – Coimbra, 1998 5th International Workshop, pages: 15 – 20.
- [7] J. Murphy, F. Turnbull, "Power Electronics Control of AC Motor", Pergamon Press, Great Britain, 1988.
- [8] W. Leonard, "Control of Electric Drives", Springer-Verlag, Berlin 1995
- [9] Giuseppe Buja, Domenico Casedi, Giovanni Serra, "Direct Torque Control of Induction Motor Drives", Industrial Electronics,1997 ISIE'97, proceedings of the IEEE International symposium, pages: TU2 – TU8 Vol. 1.
- [10] Isao Takahashi, Toshihiko Noguchi, "A new quick Response and high Efficiency Control Strategy of an Induction Motor", IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 1, pp. TU2 – TU8, 1997.
- [11] M. Depenbrock (inventor), "Direct Self-control of the flux and rotary moment of a rotary field machine", U.S. patent 4,678,248.
- [12] Ludtke, I., Jayne, M.G. "A comparative study of high performance speed control strategies for voltage-sourced pwm inverter-fed induction motor

- drive”, *Electrical Machines and Drives*, 1995. Seventh International Conference, pages: 343 – 348.
- [13] Tixiong Wu; Yongdong Li; Jie Chen; Hu Hu. “Speed sensor-less direct torque control of an induction machine in low speed region”, *Power Electronics and Motion Control Conference*, 2000. Proceedings. PIEMC 2000. The Third International, pages: 464 – 468, Vol. 1.
- [14] Idris, N.R.N.; Yatim, A.H.M. “An improved stator flux estimation in steady state operation for direct torque control of induction machines”, *Conference Record of the 2000 IEEE*, pages: 1353 – 1359, Vol. 3.
- [15] Francis, C.J.; Zelaya de la Parra, H. “Stator resistance voltage-drop compensation for open loop AC drives”, *Electric Power Application, IEE Proceedings*, Jan. 1997, pages: 21 – 26, Vol. 1441
- [16] Byeong-Seok Lee; Krishnan, R. “Adaptative stator resistance compensator for high performance direct torque controlled induction motor drive”, *Industry Applications conference*, 1998. Thirty – Third IAS Annual Meeting. The 1998 IEEE, pages: 423 – 430, Vol. 1.
- [17] Thomas G. Habetler, Francesco profuno, Giovanni Griva, Michele Pastorelli, Alberto Bettini, “Stator Resistance Tuning in a Stator-Flux Field-Oriented Drive Using an Instantaneous”, *IEEE Transaction on Power Electronics*, Vol. 13, No. 1, January 1998.
- [18] Giuseppe Buja, Domenico Casedi, Giovanni Serra, “DTC-Based Strategies for Induction Motor Drives”, *Industrial Electronics, Control and Instrumentation*, 1997, IECON 97. 23rd International conference, pages: 1506 – 1516 Vol. 4
- [19] Jun-Koo Kang; Dae-woong Chung; Seung-Ki Sul. “Direct torque control of induction machines with variable amplitude control of flux and torque hysteresis band”, *Electric machines and drives*, 1999. International conference IEMD’99 pages: 640 – 642.
- [20] Jun-Koo Kang; Seung-Ki Sul. “New direct torque control of induction motor for minimum torque ripple and constant switching frequency”, *Industry Applications, IEEE Transactions*, Sept - Oct 1999, pages: 1076 – 1082, Vol. 355.
- [21] S. Vaes-Zadeh, G.H. Mazarei, “Open Loop Control of Hysteresis Band Amplitudes in Direct Torque Control of Induction Machines”, *Industry Applications Conference*, 2000. Conference Record of the 2000 IEEE, pages: 1519 – 1524, Vol. 3

- [22] Tadros, Y.; Salama, S.; Hof, R. "Three level IGBT inverter", Power Electronics Specialists Conference, 1992. PESC'92, 23rd Annual IEEE, Pages: 46 – 52, Vol. 1
- [23] Pere Imuter, V. "Three level inverters with direct torque control", Industry Applications Conference, 2000. Conference Record of the 2000 IEEE, pages: 1368 – 1374, Vol. 3.
- [24] Takahashi, I.; Ohmori, Y. "High-performance direct torque control of an induction motor", Industry Applications, IEEE Transactions, March – April 1989, Pages: 257 – 264, Vol. 252.
- [25] Isao Takahashi, Toshihiko Noguchi, "Take a loop back upon the past decade of direct torque control", IEEE, Trans. On Ind., 1997.
- [26] Daniel Ruiz Vega, "Efecto de los modelos de motores de inducción en sistemas eléctricos de potencia", tesis de maestría, sepi-esime, Mexico D.F., enero de 1996.
- [27] P.C. Krause, "Analysis of Electric Machinery", McGraw-Hill, Singapore, 1985.
- [28] Vas Peter, "Electrical Machines and Drives, A Space-Vector Theory Approach", Oxford University Press, 1992, Press 1992.
- [29] Francisco J. Sampé López, Jaime J. Rodríguez R., Brahim Elfilali E. "Control Directo del Par y del Flujo del estator de un motor de inducción", Decimocuarta reunión de verano de potencia, aplicaciones industriales y exposición industrial. RVP-AI/2001, Tomo III, julio 2001.
- [30] Hurst, K.D.; Habetler, T.G.; Griva, G.; Profuno, F. "Zero-speed tachometerless I.M. torque control: simply a matter of stator voltage integration", Industry Applications, IEEE Transactions, July-Aug 1998, pages: 790 – 795, Vol. 344.
- [31] D. Casadei, G. Grandi, G. Serra, A. Tani, "Effects of Flux and Torque Hysteresis Band Amplitude in Direct Torque Control of Induction Machines." Industrial Electronics, Control and Instrumentations, 1994 IECON'94. 20th International Conference, pages: 299 – 304, Vol. 1.
- [32] R. Rivera, J. Rodríguez, F. Sampé, "Comparación entre el control directo del par y el autocontrol directo del par en un motor de inducción", Decimocuarta reunión de verano de potencia, aplicaciones industriales y exposición industrial. RVP-AI/2001, Tomo III, p. 327-331, julio 2001.

- [33] Brahim Elfilali, "Utilización del filtro de Kalman como estimador de la velocidad en el control vectorial de motores de inducción", sepi-esime, México D.F., 2001
- [34] Retter, G. J., "Matrix and Space-Phasor Theory of Electrical Machines", Akadémiai Kiadó, Budapest, 1987.
- [35] Pedro Ponce & J. Rodríguez, "Direct Torque Control of induction Motor in Wide Speed Region", Internationnal Conference on Electric and Electronics Engineering, Nov. 2001 Turquía.
- [36] Hurst, K.D.; Habeter, T.G. "A simple, tacho-less, I.M. drive with direct torque control down to zero speed", Industrial Electronics, Control and Instrumentations, 1997. IECON 97. 23rd International conference, pages: 563 – 568, Vol. 2.
- [37] Mir. S.; Elbuluk, M.E.; Zinger, D.S. "PI and fuzzy estimators for tuning the stator resistance in direct torque control of induction machines", Power Electronics, IEEE Transactions, March 1998, pages: 279 – 287, Vol. 132.
- [38] Jun Hu, Bin Wu, "New Integration Algorithms for Estimating Motor Flux Over a Wide Speed Range", IEEE transactions on power electronics, September 1998, pages: 969 – 977, Vol. 135.
- [39] Mei, C.G.; Panda, S.K.; XU, J.X.; K.W. "Direct torque control of induction motor-variable switching sector", Power Electronics and Drives System, 1999. PEDS'99. Proceedings of the IEEE 1999 International conference, pages: 80 – 85, Vol. 1.
- [40] El Hassan, J.; Westerholt, E.U.; Roboam, X.; De Fornel, B. "Comparation of different state models in direct torque control of induction machines operating without speed sensor", Industry Applications Conference, 2000. PESC 00. 2000 IEEE 31st Anual, pages: 737 – 742, Vol.2.
- [41] James N. Nash, "Direct Torque Control, Induction Motor Vector Control Without an Encoder", IEEE transactions on industry applications, March-April, 1997, pages: 333 – 341, Vol. 332.
- [42] K.R. Jordan, S.B. Dewan and G. R. Slemon, "General analysis of three-phase inverters", IEEE Trans. Ind. Gen. Appl., vol. IGA-5, pp. 672-679, Nov./Dec. 1969
- [43] Chapuis, Y. A.; Roye, D. "Direct Torque Control and Current Limitation Method in Start up of an Induction Machine". Power Electronics and variable speed drives, 1998 Seventh International Conference (conf. Publ. No. 456), pages: 451 – 455.

- [44] Brahim Elfilali, Jaime Rodríguez, y Francisco J. Sampe, "Simulación del control vectorial de la velocidad del motor de inducción usando filtro de Kalman ", Decimotercera reunión de verano de potencia, aplicaciones industriales y exposición industrial. RVP-AI/2000, Tomo 1, p. 235-240, julio 2000.
- [45] Literature Numer: BPRA057, "Sensorless Control with Kalman Filter on TMS320 Fixed-point DSP", Texas Instrument, Europe, July 1997.
- [46] Ong, C.M., "Dinamic Simulation of Electric Machinery Using Matlab/Simulink", Prentice Hall, New Jersey, 1998.
- [47] Pedro Ponce & J. Rodríguez, "Using Variable Switching Sectores in Direct Torque Control", IASTED 2001. Tampa Florida
- [48] Joachimin Holtz, "Sensorless Control of Induction Motor-Performance and Limitations", IEEE, ISIE'2000, Vol. 1, pp. PL 12-20.
- [49] Isao Takahashi, Youichi ohmori, "High-performance direct torque control of an induction motor", IEEE Transaction on Industry Aplicacions, Vol. 25, No. 2, March/april 1989.
- [50] Kevin D. Hurst, Thomas G. Habetler, "A simple, Tacho-less, I.M. Drives Whit Direct Torque Control Down to Zero Speed", Industrial Electronics, control and International, 1997 IECON'97. 23rd International Conference on published 1997, Volumen 2, pages(s): 563-568.
- [51] N.R.N. Idris, A.H.M. Yatim, "An Improved Stator Flux Estimation in Steady State Operations for Direct Torque Control of Induction Machines", Industry Aplicacions Conference, Conference Record of the 2000, IEEE Published 2000, volume 3, page(s): 1353-1359.
- [52] Marian P. Kazmierkowski, Andrzej B. Kasprowicz, "Improved Direct Torque and Flux Vector Control of PWM Inverter-Fed Induction Motor Drives", IEEE Transaction on Industrial Electronics, Vol. 42, No.4, August 1995.
- [53] Katsuhito Ogata, Ingeniería de control moderna. Tercera edición, Prentice Hall, 1993

TRANSFORMACIONES ENTRE MARCOS DE REFERENCIA

Se pueden controlar únicamente las tres variables físicas que se tienen en las terminales del motor (corrientes o voltajes) en una forma directa. Por lo tanto, existe la necesidad de transformar cantidades entre marcos de referencia estacionario (a, b, c) y el rotatorio (d, q) y viceversa. Frecuentemente, un marco de referencia estacionario (α, β) es usado como intermediario entre estos marcos de referencia.

Las siguientes ecuaciones son usadas cuando se transforman variables que se encuentran en un marco de referencia a otro marco de referencia.

TRANSFORMACIÓN DE CLARK

Esta transformación modifica un sistema trifásico a un sistema ortogonal bifásico estacionario.

$$\begin{bmatrix} V_\alpha \\ V_\beta \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & -\frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_a \\ V_b \\ V_c \end{bmatrix} \quad (\text{A.1})$$

TRANSFORMACIÓN DE PARK

Esta transformación modifica el sistema bifásico ortogonal estacionario a un sistema bifásico girando a la velocidad del flujo del rotor.

$$\begin{bmatrix} V_d \\ V_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \theta & \text{sen } \theta \\ -\text{sen } \theta & \cos \theta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_\alpha \\ V_\beta \end{bmatrix} \quad (\text{A.2})$$

TRANSFORMACIÓN INVERSA DE PARK

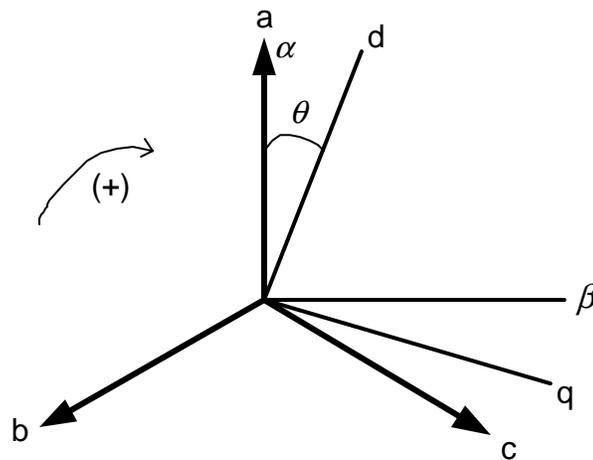
Transforma un vector en el marco de referencia $(d - q)$ a un marco de referencia $(\alpha - \beta)$.

$$\begin{bmatrix} V_\alpha \\ V_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \theta & -\text{sen } \theta \\ \text{sen } \theta & \cos \theta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_d \\ V_q \end{bmatrix} \quad (\text{A.3})$$

TRANSFORMACIÓN INVERSA DE CLARK

Transforma un vector de un marco de referencia $(\alpha - \beta)$ a un marco de referencia trifásico (a, b, c) .

$$\begin{bmatrix} V_a \\ V_b \\ V_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_\alpha \\ V_\beta \end{bmatrix} \quad (\text{A.4})$$



Ejes de referencia para las transformaciones

PARAMETROS DEL MOTOR DE INDUCCIÓN EMPLEADO EN LA SIMULACIÓN

Motor de inducción trifásico conectado en estrella con una simple jaula de ardilla

Potencia nominal.....	500 Watts
Voltaje nominal.....	127 Volts rms (fase)
Corriente nominal.....	2.9 Amperes rms
Velocidad nominal.....	1400 RPM
Frecuencia.....	50 Hz
Pares de polos.....	2
Deslizamiento.....	0.066
Par nominal.....	3.41 N-m
Resistencia del estator.....	4.491 Ohms
Resistencia del rotor.....	5.365 Ohms
Inductancia de magnetización.....	149 mHenrys
Inductancia de dispersión del estator.....	16 mHenrys
Inductancia del estator.....	165 mHenrys
Inductancia de dispersión del rotor.....	13 mHenrys
Inductancia del rotor.....	162 mHenrys
Inercia del rotor.....	$0.95E10^{-3}$ kg-m ²

INVERSOR

La estructura de un inversor fuente de voltaje trifásico se muestra en la figura c.1, V_a, V_b, V_c son los voltajes de salida del inversor. Q_1 hasta Q_6 son seis transistores de potencia, los cuales son controlados por a, a', b, b', c, c' . Cuando un transistor superior es activado (cuando a, b , ó c es 1), el correspondiente transistor inferior es apagado (a', b' , o c' es 0). Los estados activado y apagado de los transistores Q_1, Q_3 y Q_5 o equivalentemente, el estado de a, b , y c , son suficientes para evaluar el voltaje de salida.

El vector espacial $\bar{x}(t)$ de un sistema trifásico que se define como[37]:

$$\bar{x}(t) = \frac{2}{3} \left[x_a(t) + \bar{a}x_b(t) + \bar{a}^2x_c(t) \right] \quad (\text{c.1})$$

donde:

$$\bar{a} = e^{j(2\pi/3)} = -\frac{1}{2} + j\frac{\sqrt{3}}{2} \quad (\text{c.2})$$

$$\bar{a}^2 = e^{-j(2\pi/3)} = -\frac{1}{2} - j\frac{\sqrt{3}}{2} \quad (\text{c.3})$$

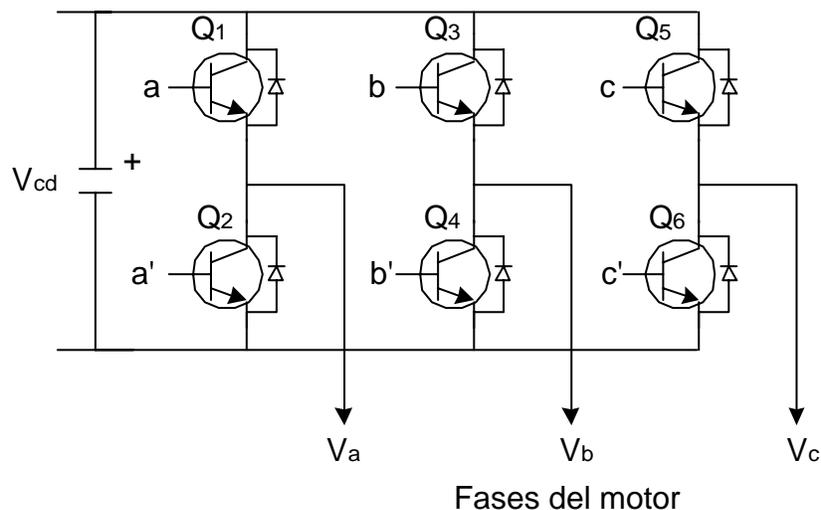


Figura c. 1 Inversor trifásico

y $x_a(t)$, $x_b(t)$, $x_c(t)$ son los valores instantáneos de fase del sistema trifásico.

El valor de la secuencia cero es[46]:

$$x_0 = \frac{1}{3} [x_a(t) + x_b(t) + x_c(t)] \quad (\text{c.4})$$

Si el vector $\bar{x}(t)$ es conocido, la siguiente ecuación puede ser usada para obtener las cantidades de fase como:

$$x_a(t) = \text{Re}\{\bar{x}(t)\} + x_0(t) \quad (\text{c.5})$$

$$x_b(t) = \text{Re}\{a^{-2}\bar{x}(t)\} + x_0(t) \quad (\text{c.6})$$

$$x_c(t) = \text{Re}\{a\bar{x}(t)\} + x_0(t) \quad (\text{c.7})$$

Las cantidades de fase (c.5, c.6 y c.7) son proyecciones del vector $\bar{x}(t)$ sobre los ejes $(1, a^{-2}, a)$.

Para el patrón de conducción mostrada en la Tabla c.1, cuyo diagrama se muestra en la figura c.2, se puede obtener el voltaje de salida de un sistema trifásico a partir de la ecuación c.1.

Para el primer intervalo $\pi/3$

$$e_R = E$$

$$e_S = -E$$

$$e_T = -E$$

Sustituyendo estos valores en la ecuación c.1, se tiene:

$$\bar{e}(1) = \frac{2}{3} [E + a(-E) + a^{-2}(-E)]$$

$$\bar{e}(1) = \frac{2}{3} [(1 - a - a^{-2})E] = \bar{v}_1 E$$

Sustituyendo los valores de \bar{a} y \bar{a}^2 en el vector \bar{v}_1 se obtiene su valor,

$$\bar{v}_1 = \frac{2}{3} \left(1 + 0.5 - j \frac{\sqrt{3}}{2} + 0.5 + j \frac{\sqrt{3}}{2} \right) = \frac{4}{3}$$

Tabla c. 1 patrón de conducción

Intervalo	1	2	3	4	5	6
Interrupor Activado	s_6	s_1	s_2	s_3	s_4	s_5
	s_1	s_2	s_3	s_4	s_5	s_6
	s_2	s_3	s_4	s_5	s_6	s_1

La relación entre el vector variable de conmutación $[a \ b \ c]^t$ con el vector voltaje de línea a línea $[V_{ab} \ V_{bc} \ V_{ca}]^t$ y el vector voltaje de línea a neutro $[V_a \ V_b \ V_c]^t$ esta representada en forma matricial mediante las ecuaciones c.8 y c.9.

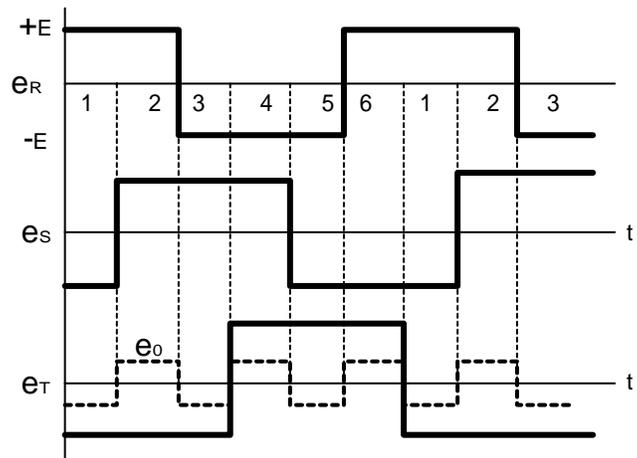


Figura c. 2 Voltajes de fase del inversor

$$\begin{bmatrix} V_{ab} \\ V_{bc} \\ V_{ca} \end{bmatrix} = V_{dc} \begin{bmatrix} 1 & -1 & 0 \\ 0 & 1 & -1 \\ -1 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} a \\ b \\ c \end{bmatrix} \tag{c.8}$$

$$\begin{bmatrix} V_a \\ V_b \\ V_c \end{bmatrix} = \frac{1}{3} V_{dc} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} a \\ b \\ c \end{bmatrix} \quad (\text{c.9})$$

Como se muestra en la figura c.1, existen 8 posibles combinaciones de los estados activado y apagado para los transistores de potencia, estos estados se muestran en la tabla c.2.

El inversor que se utilizó en esta simulación tiene la misma estructura que se muestra en la figura c.1, pero los dispositivos de potencia son sustituidos por interruptores ideales.

Tabla c. 2 Estados obtenidos en el inversor trifásico

V_o	V_1	V_2	V_3	V_4	V_5	V_6	V_7
↓	↓	↓	↓	↓	↓	↓	↓
(0,0,0)	(1,0,0)	(1,0,1)	(0,0,1)	(0,1,1)	(0,1,0)	(1,1,0)	(1,1,1)

SINTONIZACIÓN DEL CONTROLADOR PI

Al proceso de seleccionar los parámetros a un controlador para obtener la mejor respuesta posible es conocido como sintonización de un controlador[53]. El método de ajuste de los parámetros del control es una etapa fundamental en el control de un sistema.

El regulador proporcional integral derivativo PID constituye uno de los controladores más usados en el control clásico, debido a su sencillez de programación en cualquier lenguaje.

En este trabajo se emplea únicamente un regulador tipo PI que tiene como entrada la comparación de la velocidad del rotor y la velocidad de referencia del motor, la salida de este controlador es el par de referencia. Los controladores PI se usan para minimizar el error en estado estable mediante la comparación entre la señal de referencia y la señal real de retroalimentación, a través de las acciones de las ganancias del controlador proporcional e integral. Se usan los controladores PI en el control de una planta cuya función de transferencia no posee integrador, con el fin de eliminar el error en estado estacionario cuando se aplica una entrada escalón.

Hay dos métodos de sintonización denominados reglas de sintonización Ziegler-Nichols (los cuales significa establecer los valores K_p , T_i , T_d).

PRIMER MÉTODO:

En este método, la respuesta de la planta a una entrada escalón unitario se obtiene de manera experimental. Si la planta no contiene integradores ni polos dominantes complejos conjugados, la curva de la respuesta escalón unitario puede tener forma de S, como se observa en la figura D.1. Si la respuesta no exhibe una curva con forma de S, no se puede aplicar este método.

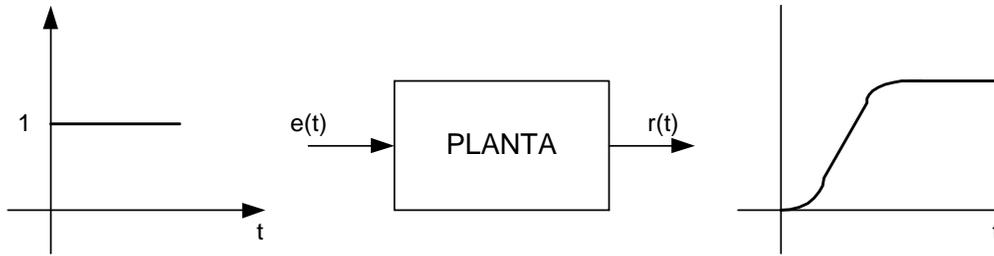


Figura D.1 Respuesta de una planta al escalón unitario

La curva con forma de S se caracteriza por dos parámetros: el tiempo de retardo T_r y la constante de tiempo T_c . Estas constantes se determinan trazando una línea tangencial a la curva en forma de S en el punto de inflexión, y se determinan las intersecciones en esta línea tangencial con el eje del tiempo y con la línea de valor final, como se muestra en la figura D.2.

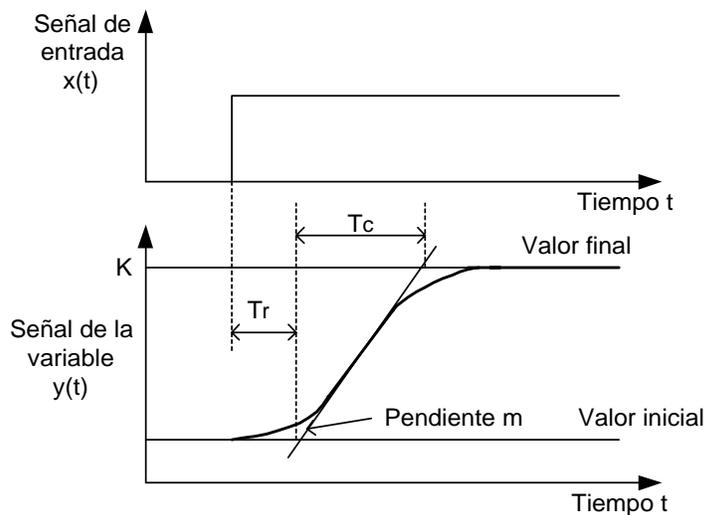


Figura D.2 Curva de respuesta con forma de S.

Ziegler y Nichols sugirieron establecer los valores de K_p , T_i , T_d de acuerdo con la fórmula que aparece en la tabla D.1.

De acuerdo con el primer método de sintonización de Ziegler-Nichols, el controlador PI queda con la forma siguiente:

$$G(s) = K_p \left(1 + \frac{1}{T_i s} \right) \quad (D.1)$$

Tabla D.1 Regla de sintonización de Ziegler-Nichols basada en la respuesta escalón unitario de la planta

Tipo de controlador	K_p	T_i	T_d
P	$\frac{T_r}{T_c}$	∞	0
PI	$0.9 \frac{T_r}{T_c}$	$\frac{T_r}{0.3}$	0
PID	$1.2 \frac{T_r}{T_c}$	$2T_r$	$0.5T_r$

Donde G(S) es la función de transferencia del controlador PI.

De acuerdo a la tabla D.1 la ecuación D.1 queda de la forma siguiente:

$$G(s) = 0.9 \frac{T_c}{T_r} * \frac{s + \frac{0.3}{T_a}}{s} \tag{D.2}$$

De esta forma el controlador PI tiene un polo en el origen y cero en $s = -\frac{0.3}{T_r}$

Cuando en la planta se tiene un integrador se pueden determinar los parámetros del integrador como se muestra en la figura D.3, ya que el sistema tiene una respuesta que incrementa a medida que transcurre el tiempo.

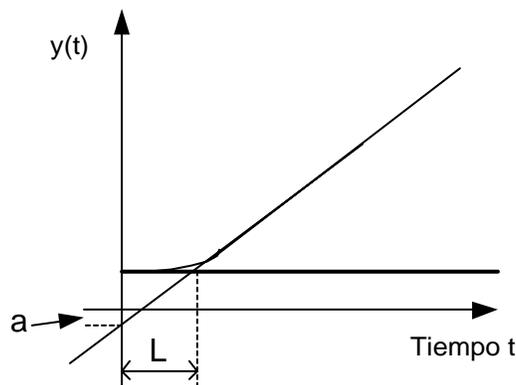


Figura D.3 Gráfica de un sistema cuya respuesta incrementa en el tiempo

Ziegler y Nichols proporcionan unos parámetros del controlador PID directamente en función de a y L . Estos son mostrados en la tabla D.2[54].

Tabla D.2 Regla de sintonización de Ziegler-Nichols basada en la respuesta escalón unitario de la planta

Tipo de controlador	K_p	T_i	T_d
P	$\frac{1}{a}$	∞	0
PI	$\frac{0.9}{a}$	3L	0
PID	$\frac{1.2}{a}$	2L	$\frac{L}{2}$

SEGUNDO METODO:

Para usar este método, es necesario que el controlador este conectado para trabajar en modo proporcional (K_p) esto quiere decir que $T_i = \infty$ y $T_d = 0$ y que el sistema a controlar este retroalimentado como se muestra en la figura D.4[53].

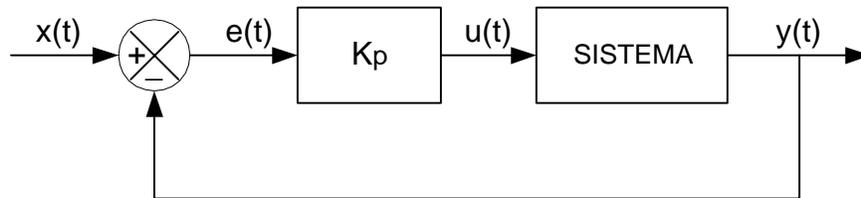


Figura D.4 Sistema de lazo cerrado con control proporcional

En este método se incrementa K_p desde cero hasta un valor crítico K_{cr} donde la salida exhiba por primera vez oscilaciones sostenidas como las que se presenta en la figura D.5. Esto es debido a que se llega al límite de la estabilidad de dicho sistema, (si la salida no presenta oscilaciones sostenidas para cualquier valor de K_p , entonces no se puede aplicar este método[53].

En base al valor crítico de la ganancia proporcional K_{cr} y el periodo de la oscilación P_{cr} , se obtienen los valores de los parámetros del controlador por medio de la tabla D.3.

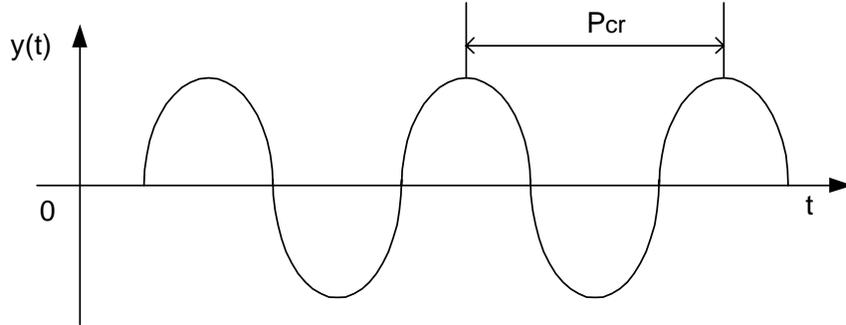


Figura D.5 Oscilaciones sostenidas de periodo P_{cr}

Tipo de controlador	K_p	T_i	T_d
P	$0.5 K_{cr}$	∞	0
PI	$0.45 K_{cr}$	$\frac{1}{1.2} P_{cr}$	0
PID	$0.6 K_{cr}$	$0.5 P_{cr}$	$0.125 P_{cr}$

Tabla D.3 Regla de sintonización de Ziegler-Nichols basada en la ganancia crítica K_{cr} y el periodo crítico P_{cr}

SINTONIZACIÓN DEL CONTROLADOR

Se emplea el primer método propuesto cuando la planta tiene un integrador. Para emplear este primer método, el sistema se trabaja en lazo abierto y se determinan los parámetros a partir de la gráfica de salida obtenida, en este caso es la velocidad del rotor. Como se esperaba la respuesta incrementa por arriba de su velocidad nominal debido al integrador que se tiene en el sistema en el lazo abierto.

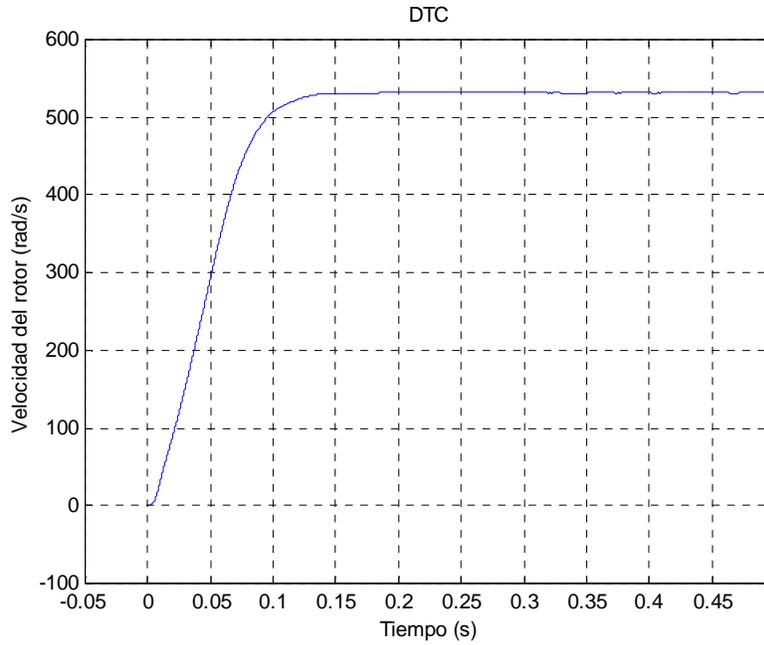


Figura D.6 Respuesta de la velocidad del rotor con lazo de velocidad abierta

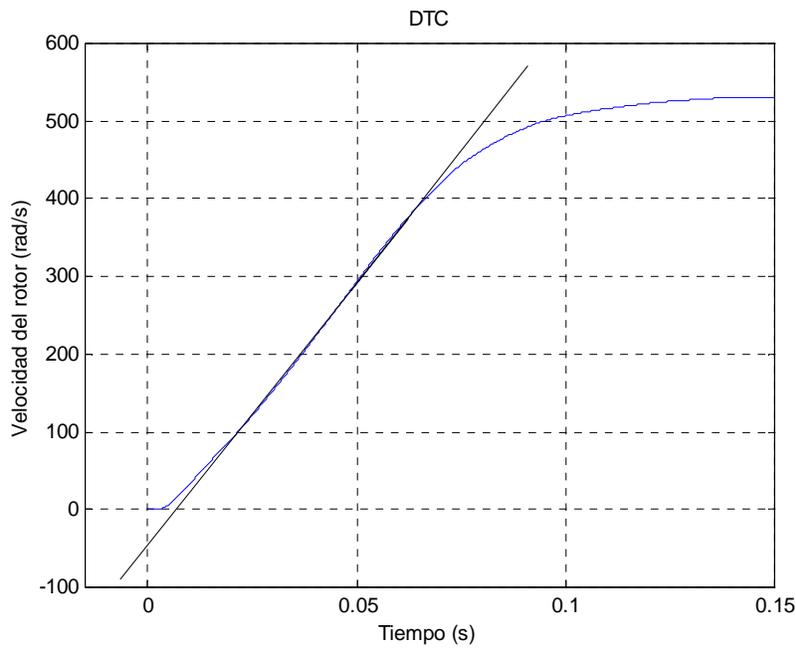


Figura D.7 Respuesta de la velocidad del rotor con lazo de velocidad abierta, con la recta tangente a la curva para la determinación de los parámetros del controlador

En la gráfica D.7 se observa que los valores de a y L se pueden obtener como se explicó en la gráfica D.3 y los parámetros del controlador se obtiene en la tabla D.2. En este caso se obtiene un valor de $a = 45.8$ y de $L = 0.08$.

PARAMETROS DE LOS MOTORES DE INDUCCIÓN EMPLEADOS PARA LA VALIDACIÓN

Motor de inducción trifásico conectado en estrella con una simple jaula de ardilla

PARÁMETROS DE LA MÁQUINA	Motor de ¼ de Hp	Motor de 4 kW
Potencia nominal	186.5 W	4000 W
Voltaje nominal	230 V	250 V
Corriente nominal	1.4 A	22 A
Velocidad nominal	1725 RPM	1430 RPM
Frecuencia	50 Hz	50 Hz
Pares de polos	2	2
Resistencia del estator	9.07 Ohms	0.6592 Ohms
Resistencia del rotor	11.41 Ohms	0.472 Ohms
Inductancia de magnetización	345 mHy	58.2 mHy
Inductancia de dispersión del estator	18 mHy	4.29 mHy
Inductancia del estator	363 mHy	62.49 mHy
Inductancia de dispersión del rotor	27 mHy	4.29 mHy
Inductancia del rotor	372 mHy	62.49 mHy
Inercia del rotor	0.002051	0.03 N-m/s ²