



INSTITUTO POLITÉCNICO NACIONAL

**ESCUELA SUPERIOR DE INGENIERÍA MECÁNICA Y ELÉCTRICA
SECCIÓN DE ESTUDIOS DE POSGRADO E INVESTIGACIÓN**

**CONTROL DIRECTO DE PAR
DEL MOTOR SÍNCRONO DE
IMANES PERMANENTES**

T E S I S

**QUE PARA OBTENER EL GRADO DE:
MAESTRO EN CIENCIAS
CON ESPECIALIDAD EN INGENIERÍA ELÉCTRICA**

PRESENTA:

**ALBERTO ENRIQUE
SIXTEGA LANDEROS**



MÉXICO, D.F. DICIEMBRE 2011



INSTITUTO POLITÉCNICO NACIONAL

SECRETARÍA DE INVESTIGACIÓN Y POSGRADO

ACTA DE REVISIÓN DE TESIS

En la Ciudad de MEXICO siendo las 13:00 horas del día 06 del mes de DICIEMBRE del 2011 se reunieron los miembros de la Comisión Revisora de la Tesis, designada por el Colegio de Profesores de Estudios de Posgrado e Investigación de la: E. S. I. M. E. ZAC. para examinar la tesis titulada:

“CONTROL DIRECTO DE PAR DEL MOTOR SÍNCRONO DE IMANES PERMANENTES”

Presentada por el alumno:

<u>SIXTEGA</u>	<u>LANDEROS</u>	<u>ALBERTO ENRIQUE</u>
Apellido paterno	Apellido materno	Nombre(s)
Con registro:		
B	0	9 1 6 1 8

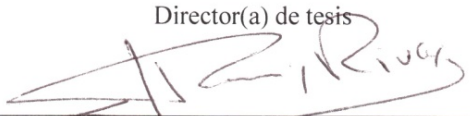
aspirante de:

MAESTRÍA EN CIENCIAS EN INGENIERÍA ELÉCTRICA

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

LA COMISIÓN REVISORA

Director(a) de tesis

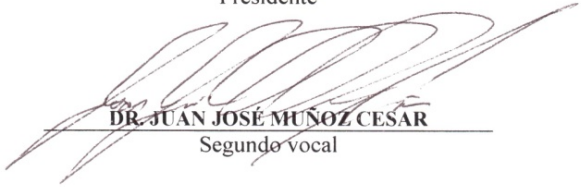

DR. JAIME JOSÉ RODRÍGUEZ RIVAS


DR. LESZEK KAWECKI ZLOTKOWSKA

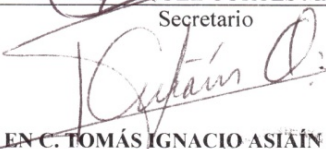
Presidente


DR. RAÚL ÁNGEL CORTÉS MATEOS

Secretario


DR. JUAN JOSÉ MUÑOZ CESAR

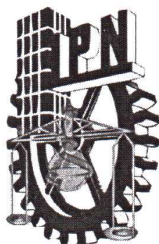
Segundo vocal


M. EN C. TOMÁS IGNACIO ASIAIN OLIVARES

Tercer vocal

PRESIDENTE DEL COLEGIO DE PROFESORES


DR. JAIME ROBLES GARCÍA



INSTITUTO POLITÉCNICO NACIONAL
COORDINACIÓN GENERAL DE
POSGRADOS E INVESTIGACIÓN

CARTA DE CESIÓN DE DERECHOS

En la Ciudad de México D.F. el día 02 del mes de diciembre del año 2011, el que suscribe Alberto Enrique Sixtega Landeros, alumno del Programa de Maestría en Ciencias en Ingeniería Eléctrica con número de registro B091618, adscrito a la Sección de Estudios de Posgrado e Investigación de la ESIME-Zacatenco del IPN, manifiesta que es autor intelectual del presente trabajo de Tesis bajo la dirección del Dr. Jaime José Rodríguez Rivas y cede los derechos del trabajo intitulado Control Directo de Par del Motor Síncrono de Imanes Permanentes, al Instituto Politécnico Nacional para su difusión, con fines académicos y de investigación.

Los usuarios de la información no deben reproducir el contenido textual, gráficas o datos del trabajo sin el permiso expreso del autor y/o director del trabajo. Este puede ser obtenido escribiendo a la siguiente dirección **ali_landeros@hotmail.com** y/o **jjrodriguezr@ipn.mx**. Si el permiso se otorga, el usuario deberá dar el agradecimiento correspondiente y citar la fuente del mismo.

Alberto Enrique Sixtega Landeros

Nombre y Firma

DEDICATORIA

AGRADECIMIENTOS

RESUMEN

En esta tesis se analiza el Control Directo de Par (DTC) clásico de una Máquina Síncrona de Imanes Permanentes (MSIP), utilizando la herramienta computacional Matlab - Simulink 7.8.0.

El control requiere conocer los valores instantáneos del voltaje y de la corriente trifásica que alimenta a la MSIP, para reducir el número de sensores de voltaje y corriente utilizados, se analizan dos métodos de reconstrucción: el primero para el voltaje trifásico y el segundo para la corriente trifásica. Las variables reconstruidas son monitoreadas y también son utilizadas en el control.

Los resultados del DTC de la MSIP obtenidos al utilizar en las simulaciones una frecuencia de muestreo de 200 Khz, son comparados con los resultados obtenidos al reducir el valor empleado de la frecuencia de muestreo a 30.5 Khz.

El DTC utiliza dos controladores de histéresis (uno para el flujo del estator y otro para el par electromagnético). En este trabajo se analizan los efectos de la amplitud del ancho de las bandas de los controladores de histéresis en la frecuencia de conmutación del inversor, en la distorsión de la corriente trifásica, en la trayectoria del vector espacial de flujo del estator y en el rizado del flujo del estator y del par electromagnético.

El DTC clásico controla de manera desacoplada el flujo del estator y el par electromagnético de la MSIP. Para lograr controlar la velocidad de la MSIP, en esta tesis se analiza y simula el DTC clásico con lazo de control de velocidad.

El lazo de control de velocidad requiere del conocimiento de la velocidad real del rotor de la MSIP, comúnmente la velocidad real se obtiene utilizando un sensor de posición. Para eliminar el sensor de posición, en este trabajo se estima la velocidad real del rotor de la MSIP mediante un método que utiliza el ángulo del vector espacial de flujo del estator y el ángulo de carga. La velocidad estimada es monitoreada y también es utilizada en el lazo de control de velocidad. Los resultados del DTC con sensor de posición y sin sensor de posición son analizados y comparados en el presente trabajo.

ABSTRACT

Permanent Magnet Synchronous Machine (PMSM) Direct Torque Control (DTC) classic is analyzed in this thesis using Matlab – Simulink 7.8.0 computational tool.

The control requires knowing PMSM three phase voltage and current instantaneous values. To reduce the number of sensors used, two reconstruction methods are analyzed: the first is for three phase voltage reconstruction and the second is for three phase current reconstruction. Reconstructed variables are monitored and also are used in the control.

The permanent magnet synchronous machines direct torque control results obtained when using 200 KHz as sample frequency in the simulations, are compared with the results obtained when sample frequency is reduced to 30.5 KHz.

DTC uses two hysteresis controllers (to control the stator flux and to control the electromagnetic torque). In this work are analyzed the hysteresis controllers wide bands amplitude effects over the inverter commutation frequency, three phase current distortion, stator flux space vector loci and the ripple in both stator flux and electromagnetic torque.

DTC controls the PMSM stator flux and the PMSM electromagnetic torque in an independent way. To be able to control the PMSM rotor speed, is analyzed and simulated DTC with speed loop control in this thesis.

Speed loop control requires knowing the PMSM rotor actual speed, usually the actual speed is obtained from a position sensor. To eliminate the position sensor, the PMSM rotor real speed is estimated in this thesis, employing a method that use the stator flux space vector angle and the load angle. The estimated speed is monitored and also is used in the speed loop control. DTC results using position sensor and DTC results without position sensor, are analyzed and compared in this work.

CONTENIDO

DESCRIPCIÓN	PÁGINA
DEDICATORIA	VII
AGRADECIMIENTO	IX
RESUMEN	XI
ABSTRACT	XIII
CONTENIDO	XV
LISTA DE FIGURAS	XIX
LISTA DE TABLAS	XXXIII
GLOSARIO DE TÉRMINOS	XXXV
CAPÍTULO 1: INTRODUCCIÓN Y DESCRIPCIÓN DE LA TESIS	1
1.1 INTRODUCCIÓN GENERAL	1
1.2 ANTECEDENTES	2
1.3 ESTADO DEL ARTE	5
1.3.1 TÉCNICAS DE CONTROL	5
1.3.2 CONTROL ESCALAR	6
1.3.3 CONTROL VECTORIAL	7
1.3.4 CONTROL DE CAMPO ORIENTADO	7
1.3.5 CONTROL DIRECTO DE PAR	8
1.3.6 AUTO CONTROL DIRECTO DE PAR	9
1.4 OBJETIVO DE LA TESIS	9
1.5 JUSTIFICACIÓN	9
1.6 CONTENIDO DE LA TESIS	10
CAPÍTULO 2: MODELO VECTORIAL DE LA MÁQUINA SÍNCRONA DE IMANES PERMANENTES Y DEL INVERSOR FUENTE DE VOLTAJE	12
2.1 INTRODUCCIÓN	12
2.2 MÁQUINA SÍNCRONA DE IMANES PERMANENTES	12
2.3 MODELO VECTORIAL DE LA MÁQUINA SÍNCRONA DE IMANES PERMANENTES	15
2.4 MODELO VECTORIAL DEL INVERSOR FUENTE DE VOLTAJE	18
CAPÍTULO 3: CONTROL DIRECTO DE PAR	22
3.1 INTRODUCCIÓN	22
3.2 PRINCIPIO DEL CONTROL DIRECTO DE PAR	22
3.2.1 FUNDAMENTOS TEÓRICOS DEL CONTROL DE PAR	23
3.2.2 FUNDAMENTOS TEÓRICOS DEL CONTROL DE FLUJO	25
3.2.3 SELECCIÓN DEL VECTOR ESPACIAL DE VOLTAJE	27
3.2.4 PROCEDIMIENTO DEL CONTROL DIRECTO DE PAR	29
3.3 DTC CLÁSICO CON LAZO DE CONTROL DE VELOCIDAD	30
3.3.1 LAZO DE CONTROL DE VELOCIDAD	31
3.4 CONTROL DIRECTO DE PAR SIN SENSOR DE POSICIÓN	33
3.4.1 ESTIMACIÓN DE LA VELOCIDAD DEL ROTOR DE LA MSIP	36

DESCRIPCIÓN	PÁGINA
3.4.2 RECONSTRUCCIÓN DEL VOLTAJE TRIFÁSICO	38
3.4.3 RECONSTRUCCIÓN DE LA CORRIENTE TRIFÁSICA	39
3.4.3.1 ETAPA DE PREDICCIÓN	40
3.4.3.2 ETAPA DE AJUSTE	41
CAPÍTULO 4: SIMULACIÓN DEL CONTROL DIRECTO DE PAR DE LA MÁQUINA SÍNCRONA DE IMANES PERMANENTES	43
4.1 INTRODUCCIÓN	43
4.2 DESARROLLO DEL PROGRAMA	43
4.2.1 REPRESENTACIÓN DEL MODELO DE LA MSIP EN BLOQUES DE SIMULINK	43
4.2.2 REPRESENTACIÓN DEL MODELO PROMEDIO DEL INVERSOR EN BLOQUES DE SIMULINK	47
4.2.3 REPRESENTACIÓN DEL CONTROL DIRECTO DE PAR EN BLOQUES DE SIMULINK	49
4.2.3.1 TRANSFORMACIÓN DIRECTA DE CLARK	49
4.2.3.2 CÁLCULO DE LOS COMPONENTES (α, β) , DE LA MAGNITUD Y ÁNGULO DEL VECTOR ESPACIAL DE FLUJO MAGNÉTICO DEL ESTATOR, CÁLCULO DEL PAR REAL Y DEL ÁNGULO DE CARGA	51
4.2.3.3 CÁLCULO DEL SECTOR	52
4.2.3.4 CONTROLADOR DE HISTÉRESIS DE FLUJO Y PAR ELECTROMAGNÉTICO	53
4.2.3.5 SELECCIÓN DE LAS SEÑALES DE CONTROL DEL INVERSOR	54
4.2.4 FUNCIÓN DE MATLAB EMBEBIDA PROGRAMADA PARA LA RECONSTRUCCIÓN DE VOLTAJE TRIFÁSICO	55
4.2.5 FUNCIÓN DE MATLAB EMBEBIDA PROGRAMADA PARA RECONSTRUCCIÓN DE CORRIENTE TRIFÁSICA	56
4.2.6 BLOQUE DE LAZO DE CONTROL DE VELOCIDAD	57
4.2.7 ESTIMACIÓN DE LA VELOCIDAD DE LA MÁQUINA	59
4.2.7.1 ACONDICIONAMIENTO DEL ÁNGULO DEL VECTOR DE FLUJO DEL ESTATOR	61
4.2.7.2 CÁLCULO DEL ÁNGULO DEL VECTOR DE FLUJO DEL ROTOR (POSICIÓN ELÉCTRICA DEL ROTOR)	64
4.2.7.3 FILTRADO DE LA POSICIÓN ESTIMADA DEL ROTOR	64
4.2.7.4 DIFERENCIACIÓN DE LA POSICIÓN ESTIMADA DEL ROTOR	65
CAPÍTULO 5: RESULTADOS DE LA SIMULACIÓN DEL DTC CONTROLANDO UNA MSIP	66
5.1 INTRODUCCIÓN	66
5.2 RESULTADOS DEL DTC CLÁSICO DE LA MSIP SIN LAZO DE CONTROL DE VELOCIDAD	66
5.2.1 DTC CLÁSICO UTILIZANDO EN EL CONTROL LA CORRIENTE Y EL VOLTAJE TRIFÁSICO MEDIDOS	66
5.2.2 EFECTOS DE LA REDUCCIÓN DE LA FRECUENCIA DE MUESTREO EN EL DTC CLÁSICO	78
5.2.3 EFECTOS DE LA VARIACIÓN DEL ANCHO DE LAS BANDAS DE LOS CONTROLADORES DE HISTÉRESIS DE FLUJO Y PAR EN EL DTC CLÁSICO	87

DESCRIPCIÓN	PÁGINA
5.2.3 EFECTOS DE LA VARIACIÓN DEL ANCHO DE LAS BANDAS DE LOS CONTROLADORES DE HISTÉRESIS DE FLUJO Y PAR EN EL DTC CLÁSICO	87
5.2.4 DTC CLÁSICO UTILIZANDO EN EL CONTROL LA CORRIENTE Y EL VOLTAJE TRIFÁSICO RECONSTRUIDO	95
5.3 RESULTADO DEL DTC CLÁSICO DE LA MSIP CON LAZO DE CONTROL DE VELOCIDAD	101
5.3.1 CONTROL DE LA VELOCIDAD DE LA MSIP CON RETROALIMENTACIÓN DE LA VELOCIDAD MEDIDA DEL ROTOR	104
5.3.2 CONTROL DE VELOCIDAD DE LA MSIP SIN SENSOR DE POSICIÓN (SENSORLESS)	116
CAPÍTULO 6: CONCLUSIONES Y RECOMENDACIONES	121
6.1 CONCLUSIONES	121
6.2 RECOMENDACIONES	123
6.3 APORTACIONES	124
6.4 PONENCIAS EN CONGRESOS	125
REFERENCIAS BIBLIOGRÁFICAS	126
APÉNDICE A: FUNDAMENTOS TEÓRICOS PARA LA COMPRESIÓN DEL MODELO VECTORIAL DE LA MSIP	132
A.1 TRANSFORMACIÓN DE CLARK	132
A.2 TRANSFORMACIÓN DE PARK	133
A.3 VECTORES ESPACIALES	134
APÉNDICE B: DESARROLLO MATEMÁTICO DEL MODELO VECTORIAL DE LA MÁQUINA SÍNCRONA DE IMANES PERMANENTES	137
B.1 DESARROLLO MATEMÁTICO DEL MODELO VECTORIAL DE LA MÁQUINA SÍNCRONA DE IMANES PERMANENTES	137
APÉNDICE C: DESARROLLO MATEMÁTICO DE LA ECUACIÓN DE PAR ELECTROMAGNÉTICO DE LA MSIP	141
C.1 DESARROLLO MATEMÁTICO DE LA ECUACIÓN DE PAR ELECTROMAGNÉTICO DE LA MSIP	141
APÉNDICE D: PRINCIPIOS TEÓRICOS PARA EL DISEÑO DEL LAZO DE CONTROL DE VELOCIDAD DE LA MSIP	145
D.1 PRINCIPIOS TEÓRICOS PARA EL DISEÑO DEL LAZO DE CONTROL DE VELOCIDAD DE LA MSIP	145
APÉNDICE E: PARÁMETROS DE LA SIMULACIÓN Y CÓDIGO DE LOS ALGORITMOS EMPLEADOS	148
E.1 PARÁMETROS DE LA SIMULACIÓN “VARIABLES. M”	148
E.2 CÓDIGO DE LA TRANSFORMACIÓN DIRECTA DE CLARK PARA EL MODELO DE LA MSIP	148
E.3 CÓDIGO DE LA TRANSFORMACIÓN DIRECTA DE PARK PARA EL MODELO DE LA MSIP	149
E.4 CÓDIGO DE LA ECUACIÓN PARA CALCULAR LA ACELERACIÓN DE LA MSIP	149
E.5 CÓDIGO DE LA TRANSFORMACIÓN DIRECTA DE CLARK DE CORRIENTE Y VOLTAJE TRIFÁSICA PARA EL	149

DESCRIPCIÓN	PÁGINA
ALGORITMO DEL DTC	
E.6 CÓDIGO DE LA INTEGRAL DISCRETA PARA EL CÁLCULO DE LAS COMPONENTES (α, β) DEL VECTOR DE FLUJO DEL ESTATOR	149
E.7 CÓDIGO DE LAS ECUACIONES PARA EL CÁLCULO DE LA MAGNITUD Y ÁNGULO DEL VECTOR DE FLUJO DEL ESTATOR, DEL PAR ELECTROMAGNÉTICO Y EL ÁNGULO DE CARGA	149
E.8 CÓDIGO DEL ALGORITMO PARA CALCULAR EL SECTOR DONDE GIRA EL VECTOR DE FLUJO	150
E.9 CÓDIGO DEL ALGORITMO DEL CONTROLADOR DE HISTÉRESIS Y DE LA TABLA DE SELECCIÓN DEL VECTOR ESPACIAL DEL VOLTAJE	150
E.10 CÓDIGO DEL ALGORITMO DE RECONSTRUCCIÓN DE VOLTAJE TRIFÁSICO	152
E.11 CÓDIGO DEL ALGORITMO PARA LA ETAPA DE CÁLCULO DE LAS CORRIENTES PREDICHAS	152
E.12 CÓDIGO DEL ALGORITMO PARA LA ETAPA DEL CÁLCULO DE LAS CORRIENTES AJUSTADAS	153
E.13 CÓDIGO DEL BLOQUE EMBEBIDO QUE PROCESA EL ERROR ENTRE LA VELOCIDAD DE REFERENCIA Y REAL	153
E.14 CÓDIGO DE LA PRIMERA ETAPA DE ACONDICIONAMIENTO DEL ÁNGULO DEL VECTOR DEL FLUJO DEL ESTATOR	153
E.15 CÓDIGO DE LA SEGUNDA ETAPA DE ACONDICIONAMIENTO DEL ÁNGULO DE VECTOR DEL FLUJO DEL ESTATOR	154
E.16 CÓDIGO DE LA ECUACIÓN QUE CALCULA LA POSICIÓN ELÉCTRICA DEL ROTOR	154
E.17 CÓDIGO DE LA DIFERENCIACIÓN DE LA POSICIÓN ELÉCTRICA ESTIMADA DEL ROTOR	154
E.18 CÓDIGO DEL ALGORITMO PARA EL CÁLCULO DE LA FRECUENCIA DE LA CONMUTACIÓN DEL INVERSOR	154
APENDICE F: PARÁMETROS DE LA MÁQUINA SÍNCRONA DE IMANES PERMANENTES	156
F.1 PARÁMETROS DE LA MSIP	156

LISTA DE FIGURAS

	FIGURA	DESCRIPCIÓN	PÁGINA
CAPÍTULO 1: INTRODUCCIÓN Y DESCRIPCIÓN DE LA TESIS	1.1	CLASIFICACIÓN DE LAS TÉCNICAS DE CONTROL PARA MÁQUINAS ELÉCTRICAS	5
	1.2	CONTROL ESCALAR EN LAZO ABIERTO	6
	1.3	ESQUEMA GENERAL DEL CONTROL DE CAMPO ORIENTADO	7
CAPÍTULO 2 MODELO VECTORIAL DE LA MÁQUINA SÍNCRONA DE IMANES PERMANENTES Y DEL INVERSOR FUENTE DE VOLTAJE	2.1	CLASIFICACIÓN GENERAL DE LA MÁQUINA SÍNCRONA DE IMANES PERMANENTES	13
	2.2	CORTE TRANSVERSAL DEL ROTOR DE LA MÁQUINA SÍNCRONA DE IMANES PERMANENTES: MSIP DE IMANES SUPERFICIALES MSIP DE IMANES INTERNOS	14
	2.3	ELÉCTRICO EQUIVALENTE DE LA MSIP	17
	2.4	INVERSOR FUENTE DE VOLTAJE DE 3 PIERNAS	18
	2.5	MODELO IDEAL DEL INVERSOR FUENTE DE VOLTAJE DE 3 PIERNAS	18
	2.6	VOLTAJE DE SALIDA DEL INVERSOR	20
	2.7	VOLTAJE DE SALIDA DEL INVERSOR EN EL MARCO DE REFERENCIA (α, β).	21
	2.8	MODELO PROMEDIO DEL INVERSOR FUENTE DE VOLTAJE	21
	3.1	ESQUEMA GENERAL DEL CONTROL DIRECTO DE PAR CLÁSICO	22
	3.2	VECTOR DE FLUJO DEL ROTOR Y VECTOR DE FLUJO DEL ESTATOR [41]	23
CAPÍTULO 3 CONTROL DIRECTO DE PAR	3.3	VECTOR DE FLUJO DEL ESTATOR EN EL PLANO DE VOLTAJE DE SALIDA DEL INVERSOR EN EL MARCO DE REFERENCIA (α, β)	25
	3.4	TRAYECTORIA DEL VECTOR DE FLUJO DEL ESTATOR	26
	3.5	VECTOR DE FLUJO DEL ESTATOR EN EL HEXÁGONO FORMADO POR LOS VECTORES ESPACIALES DE VOLTAJE DE SALIDA DEL INVERSOR, DIVIDIDO EN 6 SECTORES.	27
	3.6	CONTROLADORES DE HISTÉRESIS DE PAR ELECTROMAGNÉTICO Y FLUJO	30

	FIGURA	DESCRPCIÓN	PÁGINA
	3.7	DTC CLÁSICO CON LAZO DE CONTROL DE VELOCIDAD	31
	3.8	DIAGRAMA DE BLOQUES DEL LAZO DE CONTROL DE VELOCIDAD EN EL DTC	32
	3.9	CONTROL DIRECTO DE PAR SIN SENSOR DE POSICIONES	36
	3.10	DIAGRAMAS DE BODE DE LA FUNCIÓN DE TRANSFERENCIA DE LAZO ABIERTO DEL LAZO DE CONTROL DE VELOCIDAD DEL DTC A) PARA UNA FRECUENCIA DE CORTE DE 50 HZ B) CON FRECUENCIA DE CORTE DE 100 HZ	38
CAPÍTULO 4 SIMULACIÓN DEL CONTROL DIRECTO DE PAR DE LA MÁQUINA SÍNCRONA DE IMANES PERMANENTES	4.1	DIAGRAMA DE LA SIMULACIÓN DEL DTC DE LA MSIP.	44
	4.2	BLOQUE DEL MODELO PROMEDIO DE LA MSIP	45
	4.3	BLOQUE QUE GENERA LA SEÑAL DE PAR DE CARGA QUE ACCIONA LA MSIP	45
	4.4	SUBSISTEMA INTERNO DEL BLOQUE DEL MODELO DE LA MSIP	46
	4.5	A) FUENTE DE VOLTAJE QUE ALIMENTA AL BUS DE DIRECTA DEL INVERSOR B) MEDIDOR DE CORRIENTE Y VOLTAJE TRIFÁSICO DE SALIDA DEL INVERSOR	47
	4.6	BLOQUE DEL MODELO PROMEDIO DEL INVERSOR FUENTE DE VOLTAJE.	47
	4.7	CIRCUITO EQUIVALENTE DEL MODELO PROMEDIO DEL VSI.	48
	4.8	BLOQUE DEL CONTROL DIRECTO DE PAR	49
	4.9	FUNCIÓN DE MATLAB EMBEBIDA QUE REALIZA LA TRANSFORMACIÓN DIRECTA DE CLARK	49
	4.10	SUBSISTEMA DEL CONTROL DIRECTO DE PAR	50
	4.11	A) DIAGRAMA DE BLOQUES DEL SUBSISTEMA QUE CALCULA AL FLUJO Y PAR DE LA MSIP. B) FUNCIÓN EMBEBIDA DE MATLAB QUE CALCULA LAS COMPONENTES DEL VECTOR DE FLUJO. C) FUNCIÓN EMBEBIDA DE MATLAB QUE CALCULA LA MAGNITUD Y ÁNGULO DEL VECTOR DE FLUJO DEL ESTATOR, EL PAR REAL Y EL ÁNGULO DE CARGA	51
	4.12	FUNCIÓN EMBEBIDA DE MATLAB QUE REALIZA EL CÁLCULO DEL PAR ELECTROMAGNÉTICO	52

FIGURA	DESCRIPCIÓN	PÁGINA
4.13	DIAGRAMA DE FLUJO PARA EL CALCULO DEL SECTOR	52
4.14	FUNCIÓN EMBEBIDA DE MATLAB QUE SIMULA LOS CONTROLADORES DE HISTÉRESIS Y LA TABLA DE SELECCIÓN DE VECTORES ESPACIALES DE VOLTAJE DE SALIDA DEL INVERSOR	53
4.15	DIAGRAMA DE FLUJO DE LOS CONTROLADORES DE HISTÉRESIS DE PAR Y FLUJO	53
4.16	DIAGRAMA DE FLUJO QUE SELECCIONA EL VECTOR ESPACIAL DE VOLTAJE DE SALIDA DEL INVERSOR	54
4.17	FUNCIÓN EMBEBIDA DE MATLAB UTILIZADA PARA RECONSTRUIR EL VOLTAJE TRIFÁSICO	55
4.18	DIAGRAMA DE FLUJO DEL ALGORITMO DE RECONSTRUCCIÓN DE VOLTAJE TRIFÁSICO	55
4.19	INTERRUPTOR QUE SELECCIONA EL VOLTAJE TRIFÁSICO MEDIDO O EL RECONSTRUIDO	55
4.20	BLOQUE DE MATLAB QUE CONTIENE EL SUBSISTEMA QUE ESTIMA LA CORRIENTE TRIFASICA	56
4.21	FUNCIONES EMBEBIDAS DE MATLAB CONTENIDAS EN EL BLOQUE DE ESTIMACIÓN DE CORRIENTE TRIFÁSICA	56
4.22	DIAGRAMA DE FLUJO DEL PROCESO DE ESTIMACIÓN DE CORRIENTE TRIFÁSICA	57
4.23	SELECCIÓN DEL DTC CLÁSICO SIN Y CON LAZO DE CONTROL DE VELOCIDAD	57
4.24	SUBSISTEMA DEL LAZO DE CONTROL DE VELOCIDAD	58
4.25	INTERRUPTOR QUE SELECCIONA LA VELOCIDAD MEDIDA O ESTIMADA PARA CERRAR EL LAZO DE CONTROL	59
4.26	BLOQUE UTILIZADO PARA REALIZAR LA ESTIMACIÓN DE LA VELOCIDAD DE LA MSIP	59
4.27	SUBSISTEMA DEL BLOQUE DE ESTIMACIÓN DE VELOCIDAD DE LA MSIP	60
4.28	ÁNGULO DEL VECTOR DE FLUJO OBTENIDO Y ÁNGULO DESEADO	62
4.29	DIAGRAMA DE FLUJO DEL ALGORITMO DEL PRIMER ACONDICIONAMIENTO DEL ÁNGULO DEL VECTOR ESPACIAL DE FLUJO DEL ESTATOR.	62

	FIGURA	DESCRIPCIÓN	PÁGINA
CAPÍTULO 5 RESULTADOS DE LA SIMULACIÓN DEL DTC CONTROLANDO UNA MSIP	4.30	FUNCIÓN EMBEBIDA DE MATLAB QUE REALIZA EL PRIMER ACONDICIONAMIENTO DEL ÁNGULO DEL VECTOR DE FLUJO DEL ESTATOR	62
	4.31	BLOQUE QUE REALIZA LA SEGUNDA ETAPA DE ACONDICIONAMIENTO DEL ÁNGULO DEL VECTOR DE FLUJO	63
	4.32	DIAGRAMA DE FLUJO DEL ALGORITMO DEL SEGUNDO ACONDICIONAMIENTO DEL ÁNGULO.	63
	4.33	FUNCIÓN EMBEBIDA DE MATLAB QUE CALCULA EL ÁNGULO DE CARGA Y EL ÁNGULO DEL VECTOR DE FLUJO DEL ROTOR	64
	4.34	BLOQUE DE MATLAB SIMULINK DEL FILTRO ANÁLOGO.	64
	4.35	VENTANA DE CONFIGURACIÓN DEL FILTRO ANÁLOGO EMPLEADO.	65
	4.36	BLOQUE QUE REALIZA LA DIFERENCIACIÓN DE LA POSICIÓN DEL ROTOR	65
	5.1	PERFIL DE PAR ELECTROMAGNÉTICO DE REFERENCIA EN UN TIEMPO DE 0.2 SEGUNDOS	67
	5.2	A) PAR ELECTROMAGNÉTICO DE REFERENCIA Y PAR ELECTROMAGNÉTICO DESARROLLADO POR LA MSIP B) FLUJO DE REFERENCIA Y FLUJO REAL C) VELOCIDAD MECÁNICA DESARROLLADA DE LA MSIP	68
	5.3	A) ÁNGULO DEL VECTOR DE FLUJO B) SECTOR	69
	5.4	ÁNGULO DE CARGA	69
	5.5	ACERCAMIENTO DE PAR ELECTROMAGNÉTICO DE REFERENCIA Y PAR REAL DURANTE EL ARRANQUE	70
	5.6	ACERCAMIENTO DE PAR ELECTROMAGNÉTICO DE REFERENCIA Y PAR DESARROLLADO POR LA MSIP	70
	5.7	ACERCAMIENTO DE PAR ELECTROMAGNÉTICO DE REFERENCIA Y PAR DESARROLLADO POR LA MSIP	70
	5.8	A) ACERCAMIENTO DE PAR DE REFERENCIA Y PAR REAL B) ACERCAMIENTO DE FLUJO DE REFERENCIA Y FLUJO REAL.	71
	5.9	A) FLUJO ALFA Y FLUJO BETA B) VOLTAJE ALFA Y VOLTAJE BETA	72

FIGURA	DESCRIPCIÓN	PÁGINA
5.10	COMPONENTES DEL VECTOR DE FLUJO EN EL MARCO DE REFERENCIA BIFASICO ESTACIONARIO	72
5.11	A) VOLTAJE EN EL MARCO DE REFERENCIA BIFÁSICO ESTACIONARIO B) CORRIENTE EN EL MARCO DE REFERENCIA BIFÁSICO ESTACIONARIO	72
5.12	A) VAN MEDIDO B) VBN MEDIDO C) VCN MEDIDO D) VAN RECONSTRUIDO E) VBN RECONSTRUIDO F) VCN RECONSTRUIDO	73
5.13	A) ERROR ENTRE VAN MEDIDO Y VAN RECONSTRUIDO B) ERROR ENTRE VBN MEDIDO Y VBN RECONSTRUIDO C) ERROR ENTRE VCN MEDIDO Y VCN RECONSTRUIDO	73
5.14	A) SEÑAL FILTRADAS DE VAN B) SEÑAL FILTRADA DE VBN C) SEÑAL FILTRADA DE VCN	74
5.15	SEÑALES FILTRADAS DE LOS VOLTAJES DE FASE DE SALIDA DEL INVERSOR QUE ALIMENTAN LA MSIP	74
5.16	A) CORRIENTE TRIFÁSICA MEDIDA B) CORRIENTE TRIFÁSICA AJUSTADA C) CORRIENTE TRIFÁSICA PREDICHA	75
5.17	A) ERROR IA(MEDIDA – PREDICHA) B) ERROR IB(MEDIDA – PREDICHA) C) ERROR IC(MEDIDA – PREDICHA) D) ERROR IA(MEDIDA – AJUSTADA) E) ERROR IB(MEDIDA – AJUSTADA) F) ERROR IC(MEDIDA –AJUSTADA).	75
5.18	CORRIENTE TRIFÁSICA QUE ALIMENTA A LA MSIP	76
5.19	ACERCAMIENTO DE CORRIENTE TRIFÁSICA MEDIDA	76
5.20	A) SECTOR B) ESTADO DE PAR ELECTROMAGNÉTICO C) ESTADO DE FLUJO D) SA E) SB F) SC G) ESTADO DE CONMUTACIÓN DEL INVERSOR	77
5.21	FRECUENCIA DE CONMUTACIÓN DEL INVERSOR	77
5.22	A) FRECUENCIA DEL CONTROLADOR DE HISTÉRESIS DE PAR B) FRECUENCIA DEL CONTROLADOR DE HISTÉRESIS DE FLUJO.	78
5.23	A) PAR ELECTROMAGNÉTICO DE REFERENCIA Y PAR ELECTROMAGNÉTICO DESARROLLADO POR LA MSIP	79

FIGURA	DESCRIPCIÓN	PÁGINA
	B) FLUJO DE REFERENCIA Y FLUJO REAL	
	C) VELOCIDAD MECÁNICA DESARROLLADA DE LA MSIP	
5.24	ACERCAMIENTO DE PAR ELECTROMAGNÉTICO DE REFERENCIA Y PAR REAL DURANTE EL ARRANQUE	79
5.25	ACERCAMIENTO DE PAR ELECTROMAGNÉTICO DE REFERENCIA Y PAR DESARROLLADO POR LA MSIP	80
5.26	ACERCAMIENTO DE PAR ELECTROMAGNÉTICO DE REFERENCIA Y PAR DESARROLLADO POR LA MSIP	80
5.27	A) ACERCAMIENTO DE PAR ELECTROMAGNÉTICO DE REFERENCIA Y PAR REAL B) ACERCAMIENTO DE FLUJO DE REFERENCIA Y FLUJO REAL.	81
5.28	ÁNGULO DE CARGA OBTENIDO CON UNA FRECUENCIA DE MUESTREO DE 30.5 KHZ	81
5.29	TRAYECTORIA DEL VECTOR ESPACIAL DE FLUJO DEL ESTATOR AL UTILIZAR UNA FRECUENCIA DE MUESTREO DE 30500 HERTZ	82
5.30	COMPONENTES DEL VECTOR ESPACIAL DE FLUJO DEL ESTATOR EN EL MARCO DE REFERENCIA BIFÁSICO ESTACIONARIO (α, β), OBTENIDAS CON UNA FRECUENCIA DE MUESTREO DE 30500 HERTZ	82
5.31	A) VAN MEDIDO B) VBN MEDIDO C) VCN MEDIDO D) VAN RECONSTRUIDO E) VBN RECONSTRUIDO F) VCN RECONSTRUIDO. OBTENIDOS CON UNA FRECUENCIA DE MUESTREO DE 30.5 KHZ	83
5.32	A) ERROR ENTRE VAN MEDIDO Y VAN RECONSTRUIDO B) ERROR ENTRE VBN MEDIDO Y VBN RECONSTRUIDO C) ERROR ENTRE VCN MEDIDO Y VCN RECONSTRUIDO	83
5.33	SEÑALES FILTRADAS DE LOS VOLTAJES DE FASE DE SALIDA DEL INVERSOR QUE ALIMENTAN A LA MSIP. OBTENIDAS AL UTILIZAR UNA FRECUENCIA DE MUESTREO DE 30500 HERTZ	84

FIGURA	DESCRIPCIÓN	PÁGINA
5.34	A) CORRIENTE TRIFÁSICA MEDIDA B) CORRIENTE TRIFÁSICA AJUSTADA C) CORRIENTE TRIFÁSICA PREDICHA. UTILIZANDO UNA FRECUENCIA DE MUESTREO DE 30.5 KHZ	84
5.35	A) ERROR IA(MEDIDA – PREDICHA) B) ERROR IB(MEDIDA – PREDICHA) C) ERROR IC(MEDIDA – PREDICHA) D) ERROR IA(MEDIDA – AJUSTADA) E) ERROR IB(MEDIDA – AJUSTADA) F) ERROR IC(MEDIDA –AJUSTADA). UTILIZANDO UNA FRECUENCIA DE MUESTREO DE 30.5 KHZ.	85
5.36	CORRIENTE TRIFÁSICA QUE ALIMENTA A LA MSIP, OBTENIDA CON UNA FRECUENCIA DE MUESTREO DE 30500 HERTZ	85
5.37	ACERCAMIENTO DE LA CORRIENTE TRIFÁSICA. UTILIZANDO UNA FRECUENCIA DE MUESTREO DE 30.5 KHZ.	86
5.38	FRECUENCIA DE CONMUTACIÓN DEL INVERSOR TRIFÁSICO. UTILIZANDO UNA FRECUENCIA DE MUESTREO DE 30.5 KHZ.	86
5.39	A) FRECUENCIA DEL CONTROLADOR DE HISTÉRESIS DE PAR B) FRECUENCIA DEL CONTROLADOR DE HISTÉRESIS DE FLUJO. UTILIZANDO UNA FRECUENCIA DE MUESTREO DE 30.5 KHZ	86
5.40	A) PAR ELECTROMAGNÉTICO DE REFERENCIA Y PAR ELECTROMAGNÉTICO DESARROLLADO POR LA MSIP B) FLUJO DE REFERENCIA Y FLUJO REAL C) VELOCIDAD MECÁNICA DESARROLLADA DE LA MSIP. OBTENIDOS CON $\Delta T_E = 1.0812 \text{ NM}$ Y $\Delta \Psi_S = 0.0167 \text{ WB}$	88
5.41	A) ACERCAMIENTO DE PAR ELECTROMAGNÉTICO DE REFERENCIA Y PAR REAL B) ACERCAMIENTO DE FLUJO DE REFERENCIA Y FLUJO REAL. CON $\Delta T_E = 1.0812 \text{ NM}$ Y $\Delta \Psi_S = 0.0167 \text{ WB}$.	88
5.42	TRAYECTORIA DEL VÉCTOR ESPACIAL DE FLUJO DEL ESTATOR OBTENIDOS CON $\Delta T_E = 1.0812 \text{ NM}$ Y $\Delta \Psi_S = 0.0167 \text{ WB}$	89
5.43	CORRIENTE TRIFÁSICA QUE ALIMENTA A LA MSIP, OBTENIDA $\Delta T_E = 1.0812 \text{ NM}$ Y $\Delta \Psi_S = 0.0167 \text{ WB}$.	89

FIGURA	DESCRIPCIÓN	PÁGINA
5.44	ACERCAMIENTO DE LA CORRIENTE TRIFÁSICA, OBTENIDA CON $\Delta T_E = 1.0812 \text{ NM}$ Y $\Delta \Psi_S = 0.0167 \text{ WB}$	90
5.45	FRECUENCIA DE CONMUTACIÓN DEL INVERSOR TRIFÁSICO. OBTENIDA CON $\Delta T_E = 1.0812 \text{ NM}$ Y $\Delta \Psi_S = 0.0167 \text{ WB}$.	90
5.46	A) FRECUENCIA DEL CONTROLADOR DE HISTÉRESIS DE PAR B) FRECUENCIA DEL CONTROLADOR DE HISTÉRESIS DE FLUJO. OBTENIDA CON $\Delta T_E = 1.0812 \text{ NM}$ Y $\Delta \Psi_S = 0.0167 \text{ WB}$	91
5.47	A) PAR ELECTROMAGNÉTICO DE REFERENCIA Y PAR ELECTROMAGNÉTICO DESARROLLADO POR LA MSIP B) FLUJO DE REFERENCIA Y FLUJO REAL C) VELOCIDAD MECÁNICA DESARROLLADA DE LA MSIP. OBTENIDOS CON $\Delta T_E = 3.69 \text{ NM}$ Y $\Delta \Psi_S = 0.00205 \text{ WB}$	92
5.48	A) ACERCAMIENTO DE PAR ELECTROMAGNÉTICO DE REFERENCIA Y PAR REAL B) ACERCAMIENTO DE FLUJO DE REFERENCIA Y FLUJO REAL. OBTENIDOS CON $\Delta T_E = 3.69 \text{ NM}$ Y $\Delta \Psi_S = 0.00205 \text{ WB}$.	92
5.49	TRAYECTORIA DEL VECTOR ESPACIAL DE FLUJO DEL ESTATOR OBTENIDOS CON $\Delta T_E = 3.69 \text{ NM}$ Y $\Delta \Psi_S = 0.00205 \text{ WB}$	93
5.50	CORRIENTE TRIFÁSICA QUE ALIMENTA A LA MSIP, OBTENIDA $\Delta T_E = 3.69 \text{ NM}$ Y $\Delta \Psi_S = 0.00205 \text{ WB}$.	93
5.51	ACERCAMIENTO DE LA CORRIENTE TRIFÁSICA, OBTENIDA CON $\Delta T_E = 3.69 \text{ NM}$ Y $\Delta \Psi_S = 0.00205 \text{ WB}$	94
5.52	FRECUENCIA DE CONMUTACIÓN DEL INVERSOR TRIFÁSICO. OBTENIDA CON $\Delta T_E = 3.69 \text{ NM}$ Y $\Delta \Psi_S = 0.00205 \text{ WB}$	94
5.53	B) FRECUENCIA DEL CONTROLADOR DE HISTÉRESIS DE FLUJO. OBTENIDA CON $\Delta T_E = 3.69 \text{ NM}$ Y $\Delta \Psi_S = 0.00205 \text{ WB}$.	95
5.54	A) PAR ELECTROMAGNÉTICO DE REFERENCIA Y PAR ELECTROMAGNÉTICO DESARROLLADO POR LA MSIP B) FLUJO DE REFERENCIA Y FLUJO REAL C) VELOCIDAD MECÁNICA	96

FIGURA	DESCRIPCIÓN	PÁGINA
	DESARROLLADA DE LA MSIP. UTILIZANDO LA CORRIENTE Y EL VOLTAJE TRIFÁSICO RECONSTRUIDOS	
5.55	A) ACERCAMIENTO DE PAR DE REFERENCIA Y PAR REAL B) ACERCAMIENTO DE FLUJO DE REFERENCIA Y FLUJO REAL. OBTENIDOS CON LA CORRIENTE Y EL VOLTAJE TRIFÁSICO RECONSTRUIDOS.	96
5.56	TRAYECTORIA DEL VECTOR ESPACIAL DE FLUJO DEL ESTATOR OBTENIDA CON LA CORRIENTE Y EL VOLTAJE TRIFÁSICO RECONSTRUIDOS	97
5.57	A) VAN MEDIDO B) VBN MEDIDO C) VCN MEDIDO D) VAN RECONSTRUIDO E) VBN RECONSTRUIDO F) VCN RECONSTRUIDO. OBTENIDOS CON LA CORRIENTE Y EL VOLTAJE TRIFÁSICO RECONSTRUIDOS.	97
5.58	A) ERROR ENTRE VAN MEDIDO Y VAN RECONSTRUIDO, B) ERROR ENTRE VBN MEDIDO Y VBN RECONSTRUIDO C) ERROR ENTRE VCN MEDIDO Y VCN RECONSTRUIDO. OBTENIDOS CON LA CORRIENTE Y EL VOLTAJE TRIFÁSICO RECONSTRUIDOS.	98
5.59	SEÑALES FILTRADAS DEL VOLTAJE TRAFÁSICO, OBTENIDOS CON LA CORRIENTE Y EL VOLTEJE TRIFÁSICOS RECONSTRUIDOS	98
5.60	A) CORRIENTE TRIFÁSICA MEDIDA B) CORRIENTE TRIFÁSICA AJUSTADA C) CORRIENTE TRIFÁSICA PREDICHA. OBTENIDOS CON LA CORRIENTE Y EL VOLTAJE TRIFÁSICO RECONSTRUIDOS.	98
5.61	A) ERROR IA(MEDIDA – PREDICHA) B) ERROR IB(MEDIDA – PREDICHA) C) ERROR IC(MEDIDA – PREDICHA) D) ERROR IA(MEDIDA – AJUSTADA) E) ERROR IB(MEDIDA – AJUSTADA) F) ERROR IC(MEDIDA –AJUSTADA). OBTENIDOS CON LA CORRIENTE Y EL VOLTAJE TRIFÁSICO RECONSTRUIDOS	99
5.62	CORRIENTE TRIFÁSICA QUE ALIMENTA A LA MSIP. OBTENIDOS CON LA CORRIENTE Y EL VOLTAJE TRIFÁSICO RECONSTRUIDOS	100

FIGURA	DESCRIPCIÓN	PÁGINA
5.63	ACERCAMIENTO DE LA CORRIENTE TRIFÁSICA. OBTENIDOS CON LA CORRIENTE Y EL VOLTAJE TRIFÁSICO RECONSTRUIDOS	100
5.64	PERFIL DE VELOCIDAD MECÁNICA DE REFERENCIA	101
5.65	PERFIL DE PAR DE CARGA APLICADO A LA MSIP.	101
5.66	A) VELOCIDAD MECÁNICA DE REFERENCIA, VELOCIDAD MECÁNICA REAL Y VELOCIDAD MECÁNICA ESTIMADA ($\theta_{est} = \omega_s$). B) VELOCIDAD MECÁNICA DE REFERENCIA, VELOCIDAD MECÁNICA REAL Y VELOCIDAD MECÁNICA ESTIMADA ($\theta_{est} = \omega_s - \delta$). C) DIFERENCIA EN LA VELOCIDAD MECÁNICA (REAL-ESTIMADA) ($\theta_{est} = \omega_s$). D) DIFERENCIA EN LA VELOCIDAD MECÁNICA (REAL-ESTIMADA) ($\theta_{est} = \omega_s - \delta$).	102
5.67	VELOCIDAD MECÁNICA DE REFERENCIA, VELOCIDAD MECÁNICA REAL Y VELOCIDAD MECÁNICA ESTIMADA. UTILIZANDO LA VELOCIDAD MEDIDA EN EL CONTROL	104
5.68	ACERCAMIENTO EN EL ARRANQUE DE LA VELOCIDAD MECÁNICA DE REFERENCIA, VELOCIDAD MECÁNICA REAL Y VELOCIDAD MECÁNICA ESTIMADA, UTILIZANDO LA VELOCIDAD MEDIDA EN EL CONTROL	105
5.69	ACERCAMIENTO DE LA VELOCIDAD MECÁNICA DE REFERENCIA, VELOCIDAD MECÁNICA REAL Y VELOCIDAD MECÁNICA ESTIMADA, EN EL INSTANTE QUE VARÍA LA VELOCIDAD DE REFERENCIA. UTILIZANDO LA VELOCIDAD MEDIDA EN EL CONTROL	105
5.70	ACERCAMIENTO DE LA VELOCIDAD MECÁNICA DE REFERENCIA, VELOCIDAD MECÁNICA REAL Y VELOCIDAD MECÁNICA ESTIMADA, EN EL INSTANTE EN QUE VARÍA LA APLICACIÓN DE PAR DE CARGA A LA MSIP. UTILIZANDO LA VELOCIDAD MEDIDA EN EL CONTROL	106
5.71	A) PAR ELECTROMAGNÉTICO DE REFERENCIA Y PAR REAL. B) FLUJO DE REFERENCIA Y FLUJO REAL. UTILIZANDO LA VELOCIDAD MEDIDA	107

FIGURA	DESCRIPCIÓN	PÁGINA
	EN EL CONTROL	
5.72	ACERCAMIENTO DE PAR ELECTROMAGNÉTICO DE REFERENCIA Y PAR REAL. UTILIZANDO LA VELOCIDAD MEDIDA EN EL CONTROL	108
5.73	A) FLUJO DE REFERENCIA Y FLUJO REAL B) ÁNGULO DEL VECTOR DE FLUJO C) SECTOR. UTILIZANDO LA VELOCIDAD MEDIDA EN EL CONTROL.	108
5.74	RESULTADOS DE LA PRIMERA ETAPA DE ACONDICIONAMIENTO DEL ÁNGULO DEL VECTOR ESPACIAL DE FLUJO DEL ESTATOR. UTILIZANDO LA VELOCIDAD MEDIDA EN EL CONTROL	109
5.75	RESULTADOS DE LA SEGUNDA ETAPA DE ACONDICIONAMIENTO DEL ÁNGULO DEL VECTOR ESPACIAL DE FLUJO DEL ESTATOR. UTILIZANDO LA VELOCIDAD MEDIDA EN EL CONTROL.	109
5.76	ÁNGULO DE CARGA. UTILIZANDO LA VELOCIDAD MEDIDA EN EL CONTROL	110
5.77	POSICIÓN ELÉCTRICA DEL ROTOR MEDIDA Y ESTIMADA. UTILIZANDO LA VELOCIDAD MEDIDA EN EL CONTROL	110
5.78	ERROR DE VELOCIDAD MECÁNICA (REAL - ESTIMADA). UTILIZANDO LA VELOCIDAD MEDIDA EN EL CONTROL	111
5.79	ACERCAMIENTO DEL ERROR DE VELOCIDAD MECÁNICA (REAL - ESTIMADA). A) DE 0 A 0.1 SEGUNDOS. B) DE 0.201 A 0.22 SEGUNDOS. C) DE 0.48 A 0.62 SEGUNDOS. D) DE 0.75 A 0.9 SEGUNDOS. UTILIZANDO LA VELOCIDAD MEDIDA EN EL CONTROL	112
5.80	A) SEÑAL FILTRADA DE VAN B) SEÑAL FILTRADA DE VBN C) SEÑAL FILTRADA DE VCN	113
5.81	ACERCAMIENTO DE LAS SEÑALES FILTRADAS DEL VOLTAJE TRIFÁSICO DE FASE DURANTE EL ARRANQUE DE LA MSIP	113
5.82	ACERCAMIENTO DE LAS SEÑALES FILTRADAS DEL VOLTAJE TRIFÁSICO DE FASE DURANTE LA INVERSIÓN DEL SENTIDO DE GIRO DE LA VELOCIDAD DEL ROTOR DE LA MSIP	113
5.83	CORRIENTE TRIFÁSICA QUE ALIMENTA AL ESTATOR DE LA MSIP	114

	FIGURA	DESCRIPCIÓN	PÁGINA
	5.84	ACERCAMIENTO DE 0 A 0.2 SEGUNDOS DE LA CORRIENTE TRIFÁSICA QUE ALIMENTA AL ESTATOR DE LA MÁQUINA SÍNCRONA DE IMANES PERMANENTES.	114
	5.85	ACERCAMIENTO DE 0.13 A 0.3 SEGUNDOS DE LA CORRIENTE TRIFÁSICA QUE ALIMENTA AL ESTATOR DE LA MÁQUINA SÍNCRONA DE IMANES PERMANENTES	115
	5.86	ACERCAMIENTO DE 0.5 A 0.555 SEGUNDOS DE LA CORRIENTE TRIFÁSICA QUE ALIMENTA AL ESTATOR DE LA MÁQUINA SÍNCRONA DE IMANES PERMANENTES	115
	5.87	A) COMPONENTES DEL VECTOR ESPACIAL DE VOLTAJE EN EL MARCO DE REFERENCIA (A,B) B) COMPONENTES DEL VECTOR ESPACIAL DE CORRIENTE EN EL MARCO DE REFERENCIA (A,B).	116
	5.88	TRAYECTORIA DEL VECTOR ESPACIAL DE FLUJO DEL ESTATOR. OBTENIDO AL APLICAR EL DTC A LA MSIP CON LAZO DE CONTROL DE VELOCIDAD	116
	5.89	VELOCIDAD MECÁNICA DE REFERENCIA, VELOCIDAD MECÁNICA REAL Y VELOCIDAD MECÁNICA ESTIMADA. UTILIZANDO LA VELOCIDAD ESTIMADA EN EL CONTROL	117
	5.90	ERROR DE VELOCIDAD MECÁNICA (REAL - ESTIMADA). UTILIZANDO LA VELOCIDAD ESTIMADA EN EL CONTROL	117
	5.91	ACERCAMIENTO DEL ERROR DE VELOCIDAD MECÁNICA (REAL - ESTIMADA). A) DE 0 A 0.1 SEGUNDOS. B) DE 0.201 A 0.22 SEGUNDOS. C) DE 0.48 A 0.62 SEGUNDOS. D) DE 0.75 A 0.9 SEGUNDOS. UTILIZANDO LA VELOCIDAD ESTIMADA EN EL CONTROL	118
	5.92	A) PAR ELECTROMAGNÉTICO DE REFERENCIA Y PAR REAL. B) FLUJO DE REFERENCIA Y FLUJO REAL. UTILIZANDO LA ESTIMADA EN EL CONTROL	119
	5.93	TRAYECTORIA DEL VECTOR ESPACIAL DE FLUJO DEL ESTATOR. OBTENIDO AL APLICAR EL DTC A LA MSIP CON LAZO DE CONTROL DE VELOCIDAD.	119

	FIGURA	DESCRIPCIÓN	PÁGINA
	5.94	ÁNGULO DE CARGA. UTILIZANDO LA VELOCIDAD ESTIMADA EN EL CONTROL	120

LISTA DE TABLAS

	TABLA	DESCRIPCIÓN	PÁGINA
CAPÍTULO 2: MODELO VECTORIAL DE LA MÁQUINA SÍNCRONA DE IMANES PERMANENTES Y DEL INVERSOR FUENTE DE VOLTAJE	1	ESTADOS DEL CONMUTACIÓN DEL INVERSOR	19
	2	TABLA DE SELECCIÓN DEL VECTOR ESPACIAL DE VOLTAJE	28
CAPÍTULO 3: CONTROL DIRECTO DE PAR	3	RELACIÓN ENTRE EL ESTADO DE CONMUTACIÓN DEL INVERSOR Y LA CORRIENTE TRIFÁSICA (i_a, i_b, i_c).	42

GLOSARIO DE TÉRMINOS

TÉRMINO	SIGNIFICADO
V_0	Voltaje compensado en el control escalar.
V_s^*	Voltaje de referencia en el control escalar.
(d, q)	Marco de referencia bifásico síncrono.
(α, β)	Marco de referencia bifásico estacionario.
$(a, b, c,)$	Marco de referencia trifásico.
ψ_{IP}	Flujo del imán permanente.
L_{ls}	Inductancia de dispersión del estator.
L_s	Inductancia del estator.
(L_d, L_q)	Inductancia del estator en el marco de referencia bifásico síncrono.
(ψ_d, ψ_q)	Componentes del flujo del estator en el marco de referencia bifásico síncrono.
(i_d, i_q)	Componentes de la corriente del estator en el marco de referencia bifásico síncrono.
(V_d, V_q)	Componentes del voltaje del estator en el marco de referencia bifásico síncrono.
R_s	Resistencia del estator.
$V_1, V_2, V_3, V_4, V_5, V_6$	Vectores espaciales del voltaje de salida del inversor.
$\overrightarrow{\Delta\psi_{SN}}$	Posibilidades de variación del vector espacial de flujo del estator.
$\Delta\psi_s$	Ancho de banda del controlador de histéresis de flujo.
ΔT_e	Ancho de banda del controlador de histéresis de par.
p	Número de pares de polos de la MSIP.
T_L	Par de carga.
J	Momento de inercia del rotor.
β	Coefficiente de fricción.
(V_{an}, V_{bn}, V_{cn})	Voltajes de fase del estator de la máquina eléctrica.
$(\psi_\alpha, \psi_\beta)$	Componentes del flujo del estator en el marco de referencia bifásico estacionario.
(i_α, i_β)	Componentes de la corriente del estator en el marco de referencia bifásico estacionario.
(V_α, V_β)	Componentes del voltaje del estator en el marco de referencia bifásico estacionario.
V_s	Vector espacial del voltaje del estator.
(S_a, S_b, S_c)	Señales de control del inversor determinadas por el DTC.
(d_a, d_b, d_c)	Nomenclatura de las señales de control utilizadas por el modelo promedio del inversor.
V_{CD}	Voltaje del bus de directa.

TÉRMINO	SIGNIFICADO
i_{CD}	Corriente del bus de directa.
(ψ_x, ψ_y)	Componentes del flujo del estator en el marco de referencia síncrono referido al estator.
(i_x, i_y)	Componentes de la corriente del estator en el marco de referencia síncrono referido al estator.
i_0	Componente de secuencia cero de la corriente del estator.
V_0	Componente de secuencia cero del voltaje de fase del estator.
ψ_0	Componente de secuencia cero del flujo del estator
ψ_s^*	Flujo del estator de referencia
ω_{mec}	Velocidad mecánica del rotor real.
ω_{mec}^*	Velocidad mecánica de referencia.
ω_r	Velocidad eléctrica del rotor real.
ω_r^*	Velocidad eléctrica de referencia.
ω_{est}	Velocidad eléctrica del rotor estimada.
ω_e	Velocidad angular del vector espacial de flujo del estator
T_e	Par electromagnético.
T_e^*	Par electromagnético de referencia.
ψ_s	Flujo del estator.
T_L	Par de carga.
p	Numero de pares de polos de la máquina.
β	Coeficiente de fricción.
J	Momento de inercia del rotor.
S	Sector del vector espacial de flujo del estator.
$E_{DO} T_e$	Estado del par electromagnético.
$E_{DO} \psi_s$	Estado del flujo magnético del estator.
E_{Te}	Error de la variable de par electromagnético.
E_{ψ_s}	Error de la variable de flujo del estator.
δ	Ángulo de carga.
θ_r	Posición eléctrica del rotor medida
θ_{rEST}	Posición eléctrica del rotor estimada
$\Delta\psi_s$	Ancho de banda del controlador de histéresis de flujo del estator.
ΔT_e	Ancho de banda del controlador de histéresis de par electromagnético.
$\vec{\psi_s}$	Vector espacial de flujo del estator.
$\angle \vec{\psi_s}$	Ángulo del vector espacial de flujo del estator
$ \vec{\psi_s} $	Magnitud del vector espacial de flujo del estator
$\vec{\psi_{IP}}$	Vector de flujo del rotor.

TÉRMINO	SIGNIFICADO
$G(S)_{PI}$	Función de transferencia en el dominio de la frecuencia del controlador PI.
K_i	Constante integral de controlador PI del lazo de control de velocidad.
K_p	Constante proporcional de controlador PI del lazo de control de velocidad.
K_{iw}	Constante integral de controlador PI del lazo de control de velocidad.
K_{pw}	Constante proporcional de controlador PI del lazo de control de velocidad.
f_c	Frecuencia de corte de controlador PI.
ω_c	Frecuencia angular de corte.
MF	Margen de fase.
$\phi_{OL} _{f_c}$	Fase de la función de transferencia en lazo abierto evaluada en la frecuencia de corte.
θ_{REST}	Posición eléctrica del rotor estimada.
$i_{\alpha,\beta}^p(k)$	Corriente del estator predicha en el marco de referencia bifásico estacionario (muestra actual).
$i_{\alpha,\beta}^p(k-1)$	Corriente del estator predicha en el marco de referencia bifásico estacionario (muestra anterior).
T_s	Periodo de muestreo.
$L_{\alpha,\beta}$	Inductancia del estator.
$E_{\alpha,\beta}$	Fuerza electromotriz en el marco de referencia bifásico estacionario.
(i_a^p, i_b^p, i_c^p)	Corriente trifásica del estator predicha.
$(i_a, i_b, i_c)_{ajuste}$	Corriente trifásica del estator ajustada (reconstruida).
$\theta_{REST}(K)$	Posición eléctrica del rotor estimada (muestra actual).
$\theta_{REST}(K-1)$	Posición eléctrica del rotor estimada (muestra anterior).
CA	Corriente Alterna
CD	Corriente Directa
MCDE	Máquina de Corriente Directa sin Escobilla
PWM	Modulación de ancho de pulso
MSIP	Máquina Síncrona de Imanes Permanentes
MI	Máquina de Inducción
FOC	Control de Campo Orientado (Field Oriented Control)
DTC	Control Directo de Par (Direct Torque Control)
DSC	Aunto Control Directo de Par (Direct Self Control)
DTC – SVM	Control Directo de Par con Modulación de Vectores Espaciales (Space Vector Modulation Direct Torque Control)
Sm	Elemento químico Samario
Co	Elemento químico Cobalto
Nd	Elemento químico Neodimio
Fe	Elemento químico Hierro

TÉRMINO	SIGNIFICADO
B	Elemento químico Boro
IPN	Instituto Politécnico Nacional
ESIME	Escuela Superior de Ingeniería Mecánica y Eléctrica
SEPI	Sección de Estudios de Posgrado e Investigación

CAPÍTULO 1

INTRODUCCIÓN Y DESCRIPCIÓN DE LA TESIS

1.1 INTRODUCCIÓN GENERAL

En la industria moderna el accionamiento de las máquinas eléctricas es muy importante. Generalmente se requiere controlar su velocidad y par electromagnético.

Durante muchos años la máquina de corriente directa fue ampliamente usada en la industria. Una característica que hizo popular el amplio uso de esta máquina es la facilidad de controlar independientemente su par y flujo con la corriente de armadura y de campo respectivamente. Sin embargo algunos grandes inconvenientes que presenta son: su baja proporción potencia - peso, potencia limitada, el mantenimiento frecuente que requiere para su correcta operación, en áreas con entornos explosivos la emanación de chispas entre el colector y las escobillas es fatal debido al chisporroteo ocasionado por la fricción en las escobillas, esto incrementa las pérdidas y reduce la eficiencia de la máquina.

Con el surgimiento de la máquina de inducción (en lo sucesivo MI) el área de aplicación de la máquina de corriente directa se redujo considerablemente, al ser la primera una mejor opción y contar con mayor eficiencia. Sin embargo inicialmente uno de los inconvenientes en el uso de la MI, fue que su control no era tan fácil como el de la máquina de corriente directa, hoy en día gracias a los avances de la electrónica de potencia, de los dispositivos embebidos y de la tecnología desarrollada, este problema ha sido resuelto con el control vectorial para máquinas de corriente alterna.

En los años recientes gracias al desarrollo de nuevos materiales magnéticos tales como Samario - Cobalto (Sm – Co) o Neodimio – Hierro – Boro (Nd – Fe – B) [8], ha surgido la Máquina Síncrona de Imanes Permanentes (en lo sucesivo “MSIP”). La MSIP presenta ventajas sobre la clásica y ampliamente usada máquina de inducción, esto ha originado que la MSIP incremente su campo de acción en la industria donde existen mecanismos que requieren alta precisión, rápida respuesta de par y operación con alto rendimiento [1,2]; tales como robots industriales, máquinas herramientas, ascensores, servomotores, vehículos eléctricos, cargas que requieren velocidad y par variable, etcétera [8, 16, 24]. Algunas de las características que hacen atractiva a la MSIP [3,9] son:

- ❖ Alta proporción potencia - peso.
- ❖ Alta proporción par - inercia.
- ❖ Diseño compacto, menor espacio de instalación.
- ❖ Alta eficiencia, reducción de pérdidas de potencia al carecer de devanado en el rotor y mantenimiento mínimo.
- ❖ Su mecanismo de enfriamiento es más efectivo, debido a que el calentamiento por pérdidas es concentrado únicamente en el estator.
- ❖ Velocidad rápida de respuesta de par.

- ❖ Alta densidad de flujo magnético y par electromagnético.

Debido al amplio campo de acción de la MSIP en la industria y en diversas aplicaciones, es necesario contar con técnicas capaces de controlar la velocidad y par electromagnético de estas máquinas eléctricas.

En esta tesis se aborda el análisis y simulación del Control Directo de Par clásico de la Máquina Síncrona de Imanes Permanentes.

A continuación se describen los antecedentes, el estado del arte respecto al control realizado en máquinas de corriente alterna, el objetivo del trabajo, la justificación y la estructura general de la tesis.

1.2 ANTECEDENTES

En la década de los 70's Felix Blaschke [6] presentó el primer trabajo concerniente al esquema de "Control de Campo Orientado" (en lo sucesivo "FOC" por sus siglas en inglés "Field Oriented Control") [1,4,6] para máquinas de inducción, desde aquellos años la técnica ha sido completamente desarrollada y en la actualidad es la estrategia de control que más ha sido implementada en aplicaciones industriales y comerciales.

En los años 80's, surgió una nueva técnica para el control de la MI llamada "Control Directo de Par" (en lo sucesivo "DTC" por sus siglas en inglés "Direct Torque Control"), desarrollada por los investigadores Japoneses I. Takahashi y Noguchi en 1984 - 1985 [6,9] y presentada en [20]. La técnica DTC inicialmente fue desarrollada para la máquina asíncrona de inducción [3,14], sin embargo esta técnica también puede ser aplicada para el control de par y velocidad de máquinas síncronas.

En 1985, el investigador Alemán Depenbrock [9,31] presentó su técnica conocida como "Control Auto Directo de Par" (DSC por sus siglas en inglés "Direct Self Control") [6]. El esquema de control DSC es una variante del DTC y está orientado para aplicaciones que requieren alto nivel de potencia, en contraste la estrategia DTC se enfoca en aplicaciones con niveles de potencia bajos e intermedios.

En 1995, la empresa ABB introduce el primer accionamiento industrial de máquinas de corriente alterna basado en la técnica de Control Directo de Par [9].

En 1997 Zhong y Rahman [1] analizan y simulan el Control Directo de Par aplicado a la máquina síncrona de imanes permanentes.

En el año 2002, Mohamed Ahmed Moustafa Azab [10] analiza la aplicación del DTC con dos inversores de diferentes topologías los cuales son: inversor de componentes reducidos e inversor cuasi resonante, con la justificación de presentar ventajas bajo modos específicos de operación. El control acciona una MI.

En el 2005 Dariusz Swierczynski [3,8,16] simula e implementa el "Control Directo de Par de una máquina síncrona de imanes permanentes usando modulación de vectores espaciales" (DTC – SVM Direct Torque Control using Space Vector Modulation).

La diferencia principal entre el DTC clásico y el DTC-SVM, radica en que el primero utiliza controladores de histéresis y una tabla de conmutación que selecciona los vectores espaciales de voltaje que se aplicarán a la máquina, y el segundo emplea controladores PI y modulación por vectores espaciales.

También en el 2005 en Estocolmo, David Ocen [11] analiza un sistema DTC mejorado que es llamado “control directo de par con modulación discreta de vectores espaciales” aplicado a una MSIP.

A continuación se mencionan los trabajos relacionados con el control de máquinas eléctricas, que han sido desarrollados en la Sección de Estudios de Posgrado e Investigación (SEPI) de la Escuela Superior de Ingeniería Mecánica y Eléctrica (ESIME) unidad Zacatenco del Instituto Politécnico Nacional (IPN).

En octubre del 2001 Brahim Elfilali [32], con la herramienta computacional Matlab - Simulink 5.3, simula el control de campo orientado método directo de una MI sin sensor de posición; para llevar a cabo la estimación de la velocidad, emplea el filtro de Kalman extendido discreto como observador de velocidad.

En noviembre del 2001 Pedro Ponce Cruz [44] con la herramienta computacional Matlab - Simulink, simula el control directo de par de un motor de inducción, cerrando el lazo de control de velocidad con la velocidad estimada utilizando una red neuronal artificial, en el mismo trabajo el autor utiliza un controlador difuso para regular los anchos de las bandas de los controladores de histéresis de par y flujo con el objetivo de controlar la frecuencia del inversor y por último emplea el método de sectores variables para corregir los problemas que afectan al vector de flujo durante el cambio del sector. También en el mismo trabajo el autor reporta resultados experimentales al implementar el sistema utilizando el Kit MCK-240 de Technosoft el cual incluye un procesador digital de señales TMS320F240.

En el año 2001, Rosario Alberto Rivera Ayon [33], utilizando la herramienta computacional Matlab - Simulink 5.3, simula el Control de una MI utilizando el Método de Auto Control Directo de Flujo y Par. En este mismo trabajo se analiza el desempeño del control a bajas velocidades, también se considera la mejora del sistema de control con la utilización de un inversor de tres niveles y se hace un estudio de los efectos de la variación del ancho de banda del controlador de histéresis de par.

En el año 2002, Francisco Javier Sampe López (en paz descanse) [34], simula el Control Directo de Par de una Máquina de Inducción, con la herramienta computacional Matlab - Simulink 5.3. En este trabajo se estudia la relación entre el ancho de banda de los controladores de histéresis con la frecuencia del inversor y el contenido armónico de la corriente del estator; también se analizan los efectos de la variación de la resistencia del estator sobre el control, se estudia el comportamiento del control a bajas velocidades y se emplean diferentes criterios de conmutación resaltando los resultados obtenidos en cada criterio.

En marzo del 2003, Juan Carlos Ramirez Martinez [35], simula el Control Directo de Par de una Máquina de Inducción, en el mismo trabajo lleva a cabo el control directo de par con modulación de vectores espaciales y un controlador difuso, resaltando las diferencias entre el control clásico y el control con modulación de vectores espaciales. La herramienta computacional utilizada para las simulaciones es Matlab - Simulink.

Meses más tardes en mayo del 2003, Marla E. Ramírez S. [36], apoyándose de la herramienta computacional Matlab - Simulink, presenta la simulación de campo orientado método indirecto de una MI jaula de ardilla sin sensor de posición, utilizando un estimador de velocidad basado en observadores de flujo.

En el mismo trabajo se realiza un estudio de los métodos existentes para estimar la velocidad en motores.

En el año 2004, José Antonio Sixto Berrocal [37], con la herramienta computacional Matlab - Simulink, estudia y simula el control vectorial directo con orientación de flujo del estator de una MI trifásica jaula de ardilla. En el mismo trabajo analiza el comportamiento del control a bajas velocidades.

En el mismo año, Miguel Angel Gama Valdez [38], analiza y simula el Control Directo de Par y Flujo de la MI, utilizando un control neuro difuso con propiedades de adaptación para producir el vector de voltaje de referencia, logrando la eliminación de los controladores de histéresis y de la tabla clásica de conmutación y de esta manera mejorar el desempeño del Control Directo de Par.

En octubre del 2005 Juan José Muñoz César [45] empleando el software Borland C++ ® versión 5.0A y Borland C++ ® Builder Versión 6.0, simula el control vectorial de velocidad de la máquina de inducción utilizando el método de control vectorial directo con orientación del flujo del rotor. El autor emplea 4 controladores difusos y utiliza la búsqueda tabú para sintonizar óptimamente la base de reglas de los controles difusos.

En noviembre del 2005, Pedro Francisco Huerta González [39], lleva a cabo la simulación del Control de Campo Orientado método indirecto de la máquina de inducción, utilizando la herramienta computacional Matlab - Simulink, con la peculiaridad de utilizar una red neuronal artificial para estimar la resistencia del rotor en línea, logrando evitar la desintonización del control, mejorando su desempeño inclusive si hay variaciones en el valor de la resistencia.

En diciembre del 2007, Sergio Galván Colmenares [43], empleando la herramienta computacional Matlab – Simulink 2006, lleva a cabo la simulación del Control Directo de Par en un motor de inducción, el autor analiza y simula un método para limitar la corriente del estator y un método para obtener una frecuencia de conmutación fija.

En junio del 2008, Antonio Obregón Tenorio [40], realiza la simulación e implementación del Control Vectorial de la Velocidad de una MI, para la simulación utilizó el software Matlab – Simulink, mientras que para la implementación utilizó la Tarjeta DS1103 de Dspace. La técnica utilizada es el control de campo orientado método indirecto con orientación del campo magnético del rotor.

El trabajo más reciente fue elaborado por Pedro Celestino Castellanos Morales [42], en agosto del 2011 el autor simula e implementa el control de campo orientado de una Máquina Síncrona de Imanes Permanentes, también evalúa un esquema de control sin sensor de posición, utilizando la velocidad estimada en el control.

Analizando los trabajos existentes se nota que un 77 % se han limitado a simulaciones, a excepción de [40], [41] y [44]. Otro dato importante es que el 92 % de los trabajos realizados en la sección en el área de control de máquinas eléctricas, han enfocado su trabajo en la máquina de inducción trifásica jaula de ardilla.

En [41] se llevó a cabo la implementación del control vectorial de una MI, cabe aclarar que se utilizó una Tarjeta DS1103 de Dspace la cual no fue programada directamente en lenguaje C, en vez de esto la programación se realiza en Matlab – Simulink, donde en diagramas de bloques se elabora el control, posteriormente se

genera el código en lenguaje C a partir de los bloques, para después descargar los algoritmos del programa en la memoria de la tarjeta Ds1103 de Dspace y realizar el trabajo experimental en el laboratorio.

En [44] se implementó el sistema de control sin sensor de velocidad, utilizando una red neuronal como estimador, para la implementación fue necesario obtener el programa en código “C” a partir del programa Simulink utilizando un compilador.

Es importante mencionar que en [42] Pedro Celestino Castellanos Morales, realiza por primera vez la implementación de un control de campo orientado empleando la máquina síncrona de imanes permanentes y por primera vez se llevo a cabo la implementación programando en lenguaje C el control, no descargándolo desde Matlab – Simulink como es el caso de [41] y [44]. El software utilizado para la programación es Code Warrior de Freescale.

En la presente tesis se realiza el análisis y simulación del Control Directo de Par clásico en la Máquina Síncrona de Imanes Permanentes. La herramienta computacional empleada es Matlab - Simulink 7.8.0.

Cabe mencionar que en la sección no existen antecedentes de trabajos que presenten el control de máquinas síncronas de imán permanente usando la técnica de control directo de par; solo en [42] se presenta el primer trabajo de simulación e implementación de un control vectorial aplicado en una MSIP.

1.3 ESTADO DEL ARTE

1.3.1 TÉCNICAS DE CONTROL

Durante el transcurso de los años se han desarrollado diversas técnicas de control enfocadas principalmente para la máquina de inducción, sin embargo estos métodos de control son aplicables también para la máquina síncrona de imanes permanentes, un esquema general de la clasificación de las mismas es mostrado a continuación [8, 11,13]:

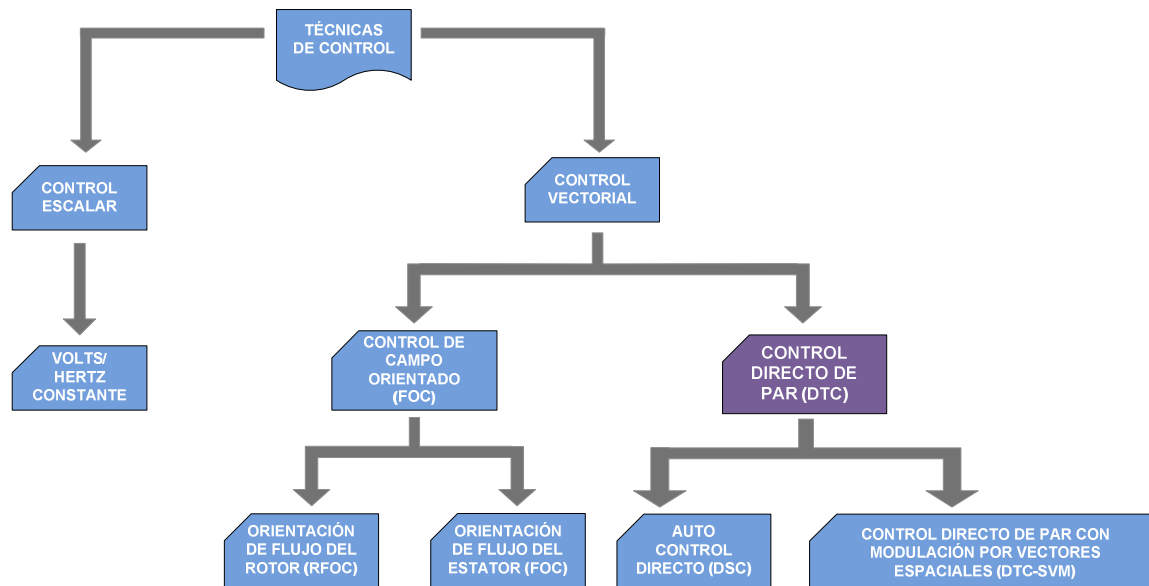


Figura 1.1 Clasificación de las técnicas de control para máquinas eléctricas.

Las técnicas de control para máquinas eléctricas, se clasifican en control escalar y control vectorial. Para un control preciso de par, el control vectorial es la mejor opción [8], este se divide en Control de Campo Orientado con sus diversas variantes y Control Directo de Par [8]. Algunos investigadores como Bimal K. Bose [12], consideran al Control Directo de Par, como una técnica de control escalar avanzada.

1.3.2 CONTROL ESCALAR

El “control escalar” se basa en expresiones matemáticas que describen a la máquina en estado estable, esta técnica únicamente controla la magnitud y velocidad angular de los vectores espaciales de voltaje, corriente y flujo. Por lo tanto el sistema no actúa sobre la posición de los vectores espaciales durante etapas transitorias. Su aplicación está enfocada a sistemas de control que no requieren una precisión rigurosa y también en aplicaciones donde el inversor acciona varias máquinas conectados en paralelo.

En este tipo de control, la señal de posición del rotor no es retroalimentada; por lo tanto el control del par es deficiente [12]. El control se lleva a cabo variando la relación Volts/Hertz de manera que el cociente sea siempre constante. Lo ideal es que el flujo del entre hierro permanezca constante con cualquier frecuencia de alimentación por debajo de la frecuencia nominal.

El problema principal del control escalar radica en los efectos de acoplamiento entre el flujo y par que tornan al sistema inestable si no es considerado, esto empobrece y limita al control escalar [8, 11,13].

Otro inconveniente de la técnica, se presenta en la operación a bajas velocidades donde la caída de tensión en la resistencia del estator no puede ser despreciada y debe ser compensada.

Mientras que en altas velocidades al exceder la frecuencia su valor nominal, se opera en la zona de flujo debilitado debido a que no es recomendable alimentar a la máquina por encima de su voltaje nominal y por lo tanto la relación voltaje sobre frecuencia constante no se cumple, esto implica un debilitamiento del par electromagnético en zonas de operación a velocidades superiores a la nominal.

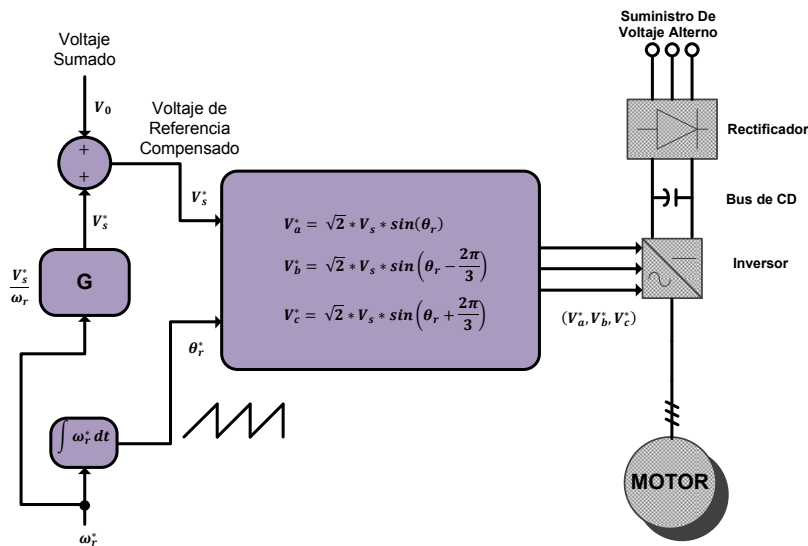


Figura 1.2 Control escalar en lazo abierto.

En la figura 1.2 se aprecia el diagrama básico del control escalar de velocidad con lazo abierto. El voltaje V_0 corresponde al voltaje de compensación, el cual es sumado al voltaje de referencia V_s^* para poder obtener el flujo y par nominal a velocidades cercanas a cero, compensando de esta manera la caída de tensión presente en la resistencia del estator; V_s^* es generado en función de ω_r^* de manera que se cumpla la relación voltaje sobre frecuencia constante [5].

1.3.3 CONTROL VECTORIAL

A diferencia del control escalar, el control vectorial se basa en expresiones matemáticas que describen las etapas transitorias de la máquina. En esta técnica no únicamente la magnitud y velocidad angular son manipuladas, también la posición instantánea de los vectores espaciales de voltaje, corriente y flujo son controladas.

De esta manera el control ajusta la posición de los vectores espaciales y garantiza su correcta orientación para estado estable y transitorio, esto es deseable para un control preciso de par y velocidad [8, 11, 13].

De acuerdo con su esquema, las técnicas de control vectorial se dividen en “Control de Campo Orientado” y “Control Directo de Par”. Estas técnicas con el paso de los años han sido estudiadas y modificadas con el objetivo de mejorar su funcionamiento, dando origen a sus distintas variantes.

1.3.4 CONTROL DE CAMPO ORIENTADO

La técnica de “Control de Campo Orientado” [4] controla a la máquina de CA como una máquina de CD con excitación separada. Para emular las condiciones magnéticas de funcionamiento de una máquina de CD, es decir para orientar el campo, el control necesita conocer la posición espacial angular del flujo del rotor en el interior de la máquina; mientras que en una máquina de CD la orientación de flujo se obtiene a través de medios mecánicos valiéndose de las escobillas del conmutador, en la máquina de CA se orienta al campo a través de sensores de posición montados en la flecha del rotor [12].

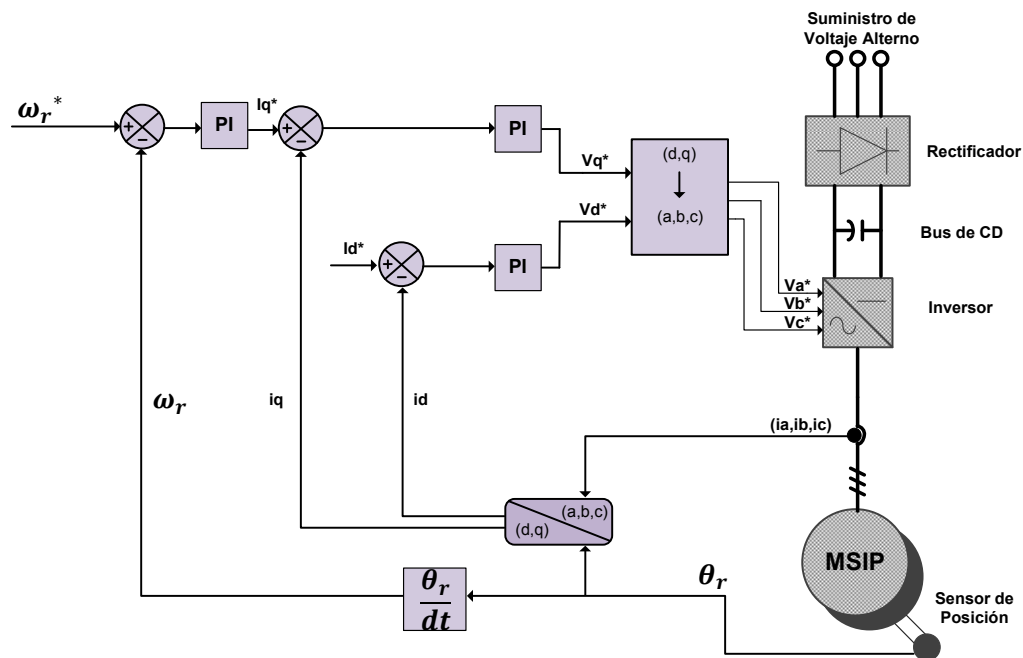


Figura 1.3 Esquema general del control de campo orientado [6].

En la figura 1.3 se aprecia el esquema general del Control de Campo Orientado. Este esquema de control se lleva a cabo en el marco de referencia bifásico síncrono (d, q). Los valores de las corrientes i_d e i_q obtenidas mediante la transformación de Clark y Park son llevadas a un punto de comparación con valores de referencia de las mismas variables, a la salida de esta comparación tenemos una señal de error que enviamos a los controladores PI, el controlador modifica las variables eléctricas tales como tensión, frecuencia y corriente que son las variables de control y las alimenta a un modulador PWM para controlar la conmutación del inversor que alimenta al máquina, esto implica que el par y flujo son controlado indirectamente.

La corriente i_d es usada para regular el flujo, mientras que la corriente i_q es usada para el control de par. Este desacoplamiento solo es posible si el control del máquina es llevado a cabo en el marco de referencia bifásico síncrono (d, q), donde i_d está ubicada perpendicularmente de i_q , en este marco las variables sinusoidales son componentes de directa en estado estable rotando a la frecuencia de alimentación [13]. Si se desea trabajar en la zona de flujo constante, la corriente i_d de referencia debe ser igual a cero.

En esta técnica la fase de modulación aumenta el tiempo de procesamiento de señales esto implica una limitación en la velocidad de respuesta de par y en la velocidad del accionamiento PWM [12]. El FOC logra desacoplar las variables de flujo y par para controlarlas independientemente, el rendimiento de esta técnica es parecido al del control de una máquina de CD.

Este esquema necesita controladores PI, un modulador PWM y para el control continuo de par electromagnético y flujo requiere retroalimentación de la posición del rotor, la cual comúnmente es obtenida de un sensor de posición.

1.3.5 CONTROL DIRECTO DE PAR

Por otro lado el esquema de “Control Directo de Par” [1, 2, 3, 4, 6, 7, 9] durante las últimas dos décadas ha tendido a reemplazar al FOC en algunas aplicaciones por las ventajas que ofrece sobre el mismo. El DTC se lleva a cabo en el marco de referencia bifásico estacionario (α, β). Esta técnica se aleja de la analogía de controlar a la máquina de CA como un máquina de CD, su principio básico consiste en seleccionar directamente los vectores espaciales de voltaje que genera el inversor para alimentar a la máquina, de acuerdo a las diferencias existentes entre los valores de referencia y reales de par electromagnético y flujo del estator, con el objetivo de controlar directamente y por separado el flujo y par en la máquina [2].

La técnica DTC es el primer intento de lograr controlar las variables de par electromagnético y flujo de la máquina de forma directa y separada [12]. Dado que el par y el flujo son variables que se controlan directamente, no es necesario utilizar un modulador PWM para controlar corrientes, frecuencia y tensión como el FOC; esto implica eliminar etapas intermedias de control y acelerar considerablemente la respuesta del control ante cambios de par requeridos.

La velocidad de control de par es 10 veces más rápida que la de cualquier otro accionamiento de CA o CD [12]. Esta técnica ofrece una respuesta de par más rápida respecto al Control de Campo Orientado [2, 4, 6].

El DTC está destinado en un futuro a sustituir a los tradicionales accionamientos PWM [12]. En la figura 3.1 se puede observar el esquema del DTC clásico, en el capítulo 3 se analiza a detalle los principios teóricos de esta técnica de control.

1.3.6 AUTO CONTROL DIRECTO DE PAR

El auto control directo [31] DSC por sus siglas en inglés (Direct Self Control) es considerado como un caso especial del control directo de par. Las características principales del DSC son [6,11,]:

La frecuencia de conmutación del inversor es más baja que la usada por el esquema DTC.

Se caracteriza por tener una excelente respuesta dinámica de par en la región de flujo constante, así como en la zona de flujo debilitado.

La estrategia DSC está enfocada principalmente en aplicaciones de altos niveles de potencia.

1.4 OBJETIVO DE LA TESIS

El objetivo principal de la tesis es utilizar la técnica de Control Directo de Par clásico [1] para analizar y simular el control de velocidad, par y flujo de una máquina síncrona de imanes permanentes. Adicionalmente se pretende:

- ❖ Estimar la velocidad de la máquina para prescindir del sensor de posición, a partir de ángulo del vector de flujo del estator y del ángulo de carga.
- ❖ Evaluar el desempeño del DTC sin sensor de posición, con la velocidad estimada.
- ❖ Analizar la reconstrucción de voltaje trifásico a partir del voltaje de bus de directa y del estado de conmutación del inversor.
- ❖ Evaluar el desempeño del DTC con el voltaje trifásico reconstruido.
- ❖ Analizar la reconstrucción de la corriente trifásica mediante un método que costa de dos etapas: predicción y ajuste.
- ❖ Evaluar el desempeño del DTC con la corriente trifásica reconstruida.

1.5 JUSTIFICACIÓN

El FOC o Control Vectorial es una técnica establecida y ampliamente usada en la industria para el control de par y velocidad de máquinas de CA [6]. Sin embargo el DTC presenta algunas ventajas sobre el Control Vectorial, estas ventajas son las justificaciones de utilizar esta técnica de control en la MSIP y se mencionan a continuación [12]:

- 1) El DTC realiza el control directamente y por separado sobre las variables de flujo y par electromagnético, usando una tabla de conmutación donde se elige el estado de conmutación del inversor para aplicar los vectores espaciales de

- tensión al estator, mientras que el FOC realiza las acciones de control indirectamente usando la técnica PWM basándose en lazos de control de las corrientes i_d e i_q [6,10].
- 2) Debido a la razón anterior, el DTC ofrece una respuesta dinámica de par más rápida que el FOC.
 - 3) Es una estrategia de control más simple debido a que la técnica DTC para el control de par y flujo solo requiere de dos comparadores de histéresis y un controlador PI para la velocidad, mientras que la técnica FOC necesita al menos 3 controladores PI y un modulador PWM [6,10].
 - 4) Las variables eléctricas medidas de la máquina, no necesitan ser desacopladas mediante la transformación de Park, solo se ocupan las corrientes y tensiones en el marco de referencia bifásico estacionario [4].
 - 5) Como consecuencia del punto anterior para el control de par y flujo en el DTC la retroalimentación de la posición del rotor no es indispensable, prescindiendo así del sensor de posición, a diferencia del FOC que necesita un sensor de posición para poder controlar el par y flujo, este dispositivo mecánico acoplado a la flecha reduce la fiabilidad e incrementa el costo del sistema de control en la implementación [4,6].
 - 6) El comportamiento del DTC es robusto contra la variación de los parámetros de la máquina, ya que solo necesita conocer la resistencia óhmica del estator [2,10].
 - 7) Otra gran ventaja del DTC es el buen control de par en etapas transitorias [6], es decir ante cambios súbitos de carga la máquina recupera rápidamente sus características de operación en estado estable [12], reduciendo así el tiempo de caída de la velocidad de la máquina durante la aplicación de carga.
 - 8) Para la implementación, el DTC requiere menos procesamiento de señales digitales [15], es un sistema de control más sencillo y menos costoso comparado con el FOC.
 - 9) Desde el punto de vista de aplicaciones en vehículos eléctricos, el Control Directo de Par parece ser la técnica más conveniente para controlar el par y velocidad de las máquinas eléctricas que serán el accionamiento motriz de los vehículos [22,23, 28].

No es correcto afirmar que una técnica es mejor que otra, la elección entre las dos depende del tipo de aplicación, de las características y velocidad de respuesta de par requerido.

1.6 CONTENIDO DE LA TESIS

La estructura del presente trabajo de tesis, se describe de manera general a continuación:

CAPÍTULO I Descripción general de la tesis.

El capítulo 1 tiene como propósito dar un panorama general de la tesis; empezando con la introducción general, analizando los antecedentes de trabajos existentes en la comunidad científica internacional y dentro de la sección de estudios

de posgrado e investigación, mencionando el estado del arte de las técnicas de control de máquinas eléctricas existentes, detallando el objetivo de la tesis y enlistando las razones que justifican la realización del presente trabajo de tesis.

CAPÍTULO II Modelo vectorial de la máquina síncrona de imanes permanentes y del inversor fuente de voltaje.

Para poder controlar a la MSIP, es necesario conocerla desde el punto de vista de un modelo matemático donde tengamos las ecuaciones que describan el comportamiento dinámico de la misma. Como primer punto en este capítulo se describen las características físicas de la MSIP y su clasificación, después se aborda la teoría necesaria apoyándose del apéndice A para la comprensión del desarrollo de los modelos matemáticos, más tarde se lleva a cabo el desarrollo del modelo vectorial de la MSIP, así como también se analiza el modelo matemático del inversor fuente de voltaje y por último se describen los modelos promedios de la MSIP y del inversor fuente de voltaje que se emplean en las simulaciones.

CAPÍTULO III Control Directo de Par.

En este capítulo se analizan los fundamentos teóricos de la técnica de Control Directo de Par. En primera instancia se estudian los principios del DTC clásico, posteriormente se analiza el DTC clásico con lazo de control de velocidad usando un sensor de posición, sensores de corriente trifásica y voltaje trifásico.

Se analiza la estimación de velocidad de la máquina a partir del ángulo del vector de flujo del estator y el ángulo de carga, y también se analizan dos métodos: el primero para la reconstrucción del voltaje trifásico y el segundo para la reconstrucción de la corriente trifásica que alimentan al estator de la MSIP.

CAPÍTULO IV Simulación del Control Directo de Par de la máquina síncrona de imanes permanentes.

A lo largo de este capítulo se detallan los procedimientos y algoritmos utilizados para llevar a cabo la simulación del modelo vectorial de la MSIP, del inversor fuente de voltaje y de las ecuaciones que emplea el DTC para controlar a la MSIP. El software que se utiliza es Matlab – SIMULINK 7.8.0.

CAPÍTULO V Análisis de los resultados de la simulación del Control Directo de Par de la máquina síncrona de imanes permanentes.

En este capítulo se discuten los resultados de la simulación del control directo de par de la MSIP. Los resultados se dividen en dos secciones principales: la primera es DTC clásico sin lazo de control de velocidad y la segunda es DTC clásico con lazo de control de velocidad. Las condiciones de simulación son especificadas al explicar los resultados.

CAPÍTULO VI: Conclusiones y recomendaciones.

En este último capítulo se redactan las conclusiones del trabajo y se hacen las recomendaciones para trabajos futuros.

Referencias y anexos

Al final de la tesis se citan todas las referencias utilizadas para la elaboración de este trabajo, así como los anexos necesarios.

CAPÍTULO 2

MODELO VECTORIAL DE LA MÁQUINA SÍNCRONA DE IMANES PERMANENTES Y DEL INVERSOR FUENTE DE VOLTAJE

2.1 INTRODUCCIÓN

En este capítulo se desarrolla el modelo matemático de la máquina síncrona de imanes permanentes (MSIP), así como del inversor fuente de voltaje. Es importante aclarar que para desarrollar el modelo de la MSIP de manera ideal se han asumido los siguientes criterios [26]:

- ❖ Los efectos de saturación son despreciados.
- ❖ Las pérdidas por corriente de Eddy y por histéresis son despreciadas.
- ❖ El devanado del estator es trifásico y se encuentra conectado en estrella.
- ❖ Las resistencias eléctricas en los devanados de cada fase, son idénticas.
- ❖ Cada uno de los tres devanados se encuentra distribuido exactamente a 120° espaciales de uno a otro.
- ❖ El rotor está compuesto por un núcleo de hierro con imanes permanentes montados en la superficie del rotor.
- ❖ Los imanes permanentes empleados, son hechos de un material magnético con gran resistencia eléctrica, por lo tanto las corrientes inducidas en el rotor son despreciables.
- ❖ La distribución de la fuerza contra electromotriz en el devanado de armadura del estator, es sinusoidal.
- ❖ Debido a que la máquina se considera como una carga completamente balanceada sin hilo neutro, las componentes de secuencia cero son nulas.

Este modelo describe a la máquina en estado estacionario y dinámico, está enfocado al punto de vista de operación, por lo que no proporciona información acerca de la eficiencia de la misma.

Los fundamentos teóricos necesarios para comprender el modelo de la MSIP se encuentran en el apéndice A, se recomienda estudiar este punto. En este capítulo se muestran las ecuaciones principales del modelo, mientras que en los apéndices B y C se encuentra el desarrollo matemático detallado con el cual se han obtenido las ecuaciones.

A continuación se describen algunos aspectos importantes acerca de la Máquina Síncrona de Imanes Permanentes.

2.2 MÁQUINA SÍNCRONA DE IMANES PERMANENTES

Físicamente el estator de una máquina síncrona es idéntico al de una máquina de inducción (MI). Sin embargo el rotor no posee una jaula de ardilla como la MI, en su lugar este consta de un devanado alimentado por corriente directa a través de escobillas y anillos deslizantes.

La máquina síncrona requiere doble alimentación, en la parte del estator con corriente alterna y a través del rotor que es el campo excitado eléctricamente con corriente directa.

En el caso de la MSIP, el estator es idéntico al estator de la máquina de inducción, sin embargo el rotor no posee devanados y la excitación es proporcionada por imanes permanentes ubicados en el núcleo de hierro del rotor en vez de ser proporcionada por un devanado de campo con anillos deslizantes o escobillas alimentado por una fuente de corriente directa.

Cabe mencionar que no hay diferencia entre la fuerza contra electromotriz producida por el imán permanente que la producida por un devanado excitado [26].

El imán permanente utilizado en este tipo de máquinas está compuesto por materiales magnéticos tales como Cobalto – Samario (Sm – Co) o Neodimio – Boro – Acero (Nd – Fe – B) [8]. El uso de imanes permanentes tiene varias ventajas, por ejemplo: eliminación de las escobillas, eliminación de anillos deslizantes y eliminación de las pérdidas en el cobre del rotor del devanado de campo; esto implica una mayor eficiencia en la máquina [8].

Las investigaciones recientes indican que la MSIP, puede ser un buen reemplazo para la clásica y ampliamente usada MI, en aplicaciones de servomotores [26].

De acuerdo a la forma de onda de la fuerza contra electromotriz en el estator, la MSIP se clasifica en: Máquina de Corriente Directa sin Escobilla (MCDE) y en Máquina Síncrona de Imanes Permanentes (MSIP), tal como se observa en la siguiente figura:

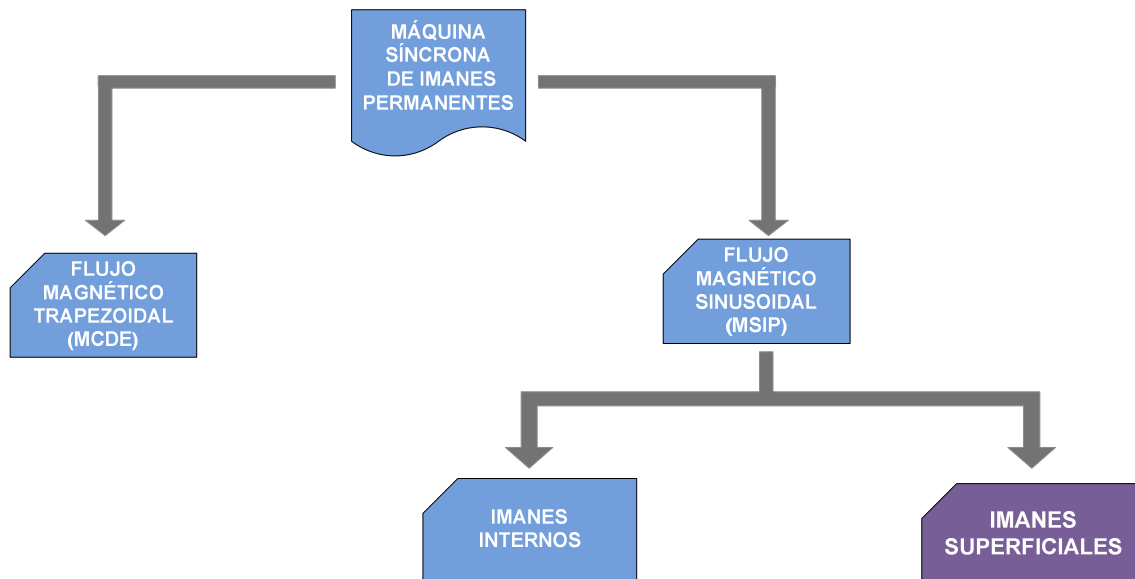


Figura 2.1 Clasificación general de la máquina síncrona de imanes permanentes.

La MCDE llamada así debido a que su operación es similar a la máquina de corriente directa con escobillas [42], tiene una fuerza electromotriz trapezoidal y requiere corrientes del estator rectangulares para producir par constante [26].

Por otro lado, la MSIP posee una fuerza contra electromotriz sinusoidal en el estator y requiere corrientes sinusoidales para producir par constante [26].

Las MSIP con distribución de flujo sinusoidal, se clasifican en máquinas de imanes superficiales (máquinas de polos lisos) y máquinas de imanes internos (máquina de polos salientes) esto de acuerdo a la manera en que están ubicados los imanes permanentes en la estructura de hierro del núcleo del rotor.

La figura 2.2 muestra un corte transversal del rotor con imanes internos e imanes superficiales.

En la primera clasificación, los imanes se encuentran instalados sobre la superficie del rotor con adhesivos epóxicos. Mientras que en la segunda clasificación, los imanes se encuentran incrustados en el núcleo del rotor.

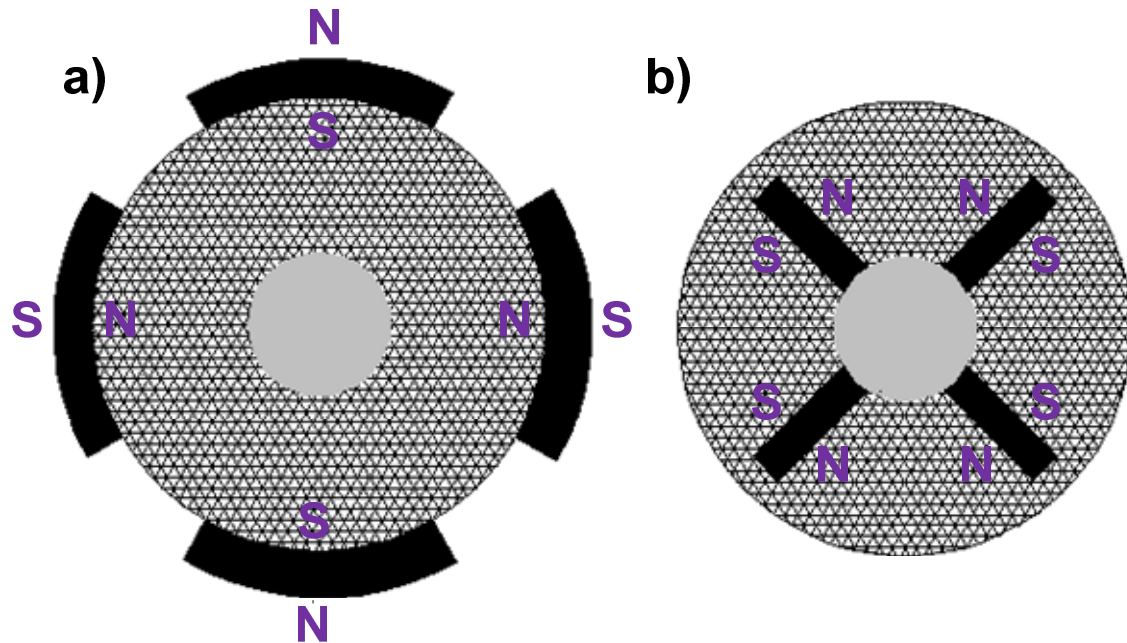


Figura 2.2 Corte transversal del rotor de la Máquina Síncrona de Imanes Permanentes.
2.2 a) MSIP de imanes superficiales. 2.2 b) MSIP de imanes internos.

Un fenómeno importante que depende de la ubicación de los imanes permanentes en el núcleo del rotor (internos o superficiales) es el de la variación de las inductancias magnetizantes.

Para el caso la máquina de polos salientes, la reluctancia en el eje d es mayor que la reluctancia del eje q , como consecuencia $L_q > L_d$ y esto origina un par de reluctancia adicional al par mutuo. El par de reluctancia es producido debido a la variación de reluctancia en los caminos magnéticos del flujo, ocasionada por el espacio entre el núcleo y los imanes incrustados. El par mutuo es producido debido a la interacción entre el campo magnético y la corriente del estator. Por otro lado en la máquina de polos lisos, las inductancias magnetizantes son iguales $L_q = L_d$ debido a que la permeabilidad de los imanes es muy cercana a la del aire, por lo tanto la misma intensidad de flujo atraviesa el eje d y el eje q ; como resultado el par de reluctancia es nulo [8].

Respecto a la clasificación de la MSIP, cabe mencionar que dependiendo de la dirección del flujo magnético respecto al rotor, la MSIP se clasifica en MSIP de flujo radial (con dirección del campo magnético en sentido radial de la máquina) y MSIP de flujo axial (con dirección del campo magnético paralela al eje del rotor) [8].

Hasta este punto se han destacado los aspectos físicos más importantes y la clasificación de la MSIP

. En esta tesis se trabaja con la MSIP de imanes superficiales, flujo radial y fuerza electromotriz sinusoidal en el estator.

2.3 MODELO VECTORIAL DE LA MÁQUINA SÍNCRONA DE IMANES PERMANENTES

Después de considerar la descripción física de la máquina, tomando en cuenta los criterios mencionados en la introducción de este capítulo, se procede a presentar el modelo vectorial de la Máquina Síncrona de Imanes Permanentes con distribución sinusoidal de la fuerza contra electromotriz en el devanado del estator e imanes montados en la superficie del rotor.

Para comprender el modelo de la MSIP primero se recomienda estudiar los conceptos teóricos de transformación de Clark, transformación de Park y de vectores espaciales que se aplican al análisis de sistemas eléctricos trifásicos; esta teoría se muestra en el apéndice A. Posteriormente se sugiere analizar el apéndice B, donde se encuentra el desarrollo matemático detallado del modelo vectorial de la MSIP.

Las ecuaciones de voltaje de la MSIP en coordenadas (a, b, c,) poseen una matriz de inductancia variante en el tiempo, lo que origina problemas para analizar y simular el modelo, sin embargo con la transformación de Clark y Park este problema puede ser resuelto [24, 25]. Las transformaciones de Clark y Par son válidas para cualquiera de las variables de voltaje, corriente y flujo de un sistema trifásico balanceado. El modelo vectorial de la MSIP esta expresado en el marco de referencia síncrono (d,q), en este marco de referencia los valores de las inductancias se mantienen constantes y se reduce la complejidad del modelo.

Analizando el flujo magnético de la máquina y orientando el flujo de los imanes permanentes sobre el eje d, se tiene que:

$$\begin{bmatrix} \Psi_d \\ \Psi_q \\ \Psi_0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_d & 0 & 0 \\ 0 & L_q & 0 \\ 0 & 0 & L_{ls} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \\ i_0 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \Psi_{IP} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \quad 2.1$$

El término Ψ_{IP} corresponde al valor del flujo de los imanes y L_{ls} es la inductancia de dispersión del estator de la máquina, sustituyendo 2.1 en las expresiones matemáticas B.18 y B.28 del apéndice B se obtiene:

$$V_d = L_d \frac{di_d}{dt} + R_s i_d - \omega_r (L_q i_q) \quad 2.2$$

$$V_q = L_q \frac{di_q}{dt} + R_s i_q + \omega_r (L_d i_d + \Psi_{IP}) \quad 2.3$$

Las ecuaciones 2.2 y 2.3 describen la parte eléctrica del modelo matemático de la máquina síncrona de imanes permanentes en el marco de referencia bifásico síncrono (d,q) [26]. El modelo de la MSIP también es conocido como “modelo vectorial” debido a que esta expresado en función de las componentes (d,q) del vector espacial de voltaje del estator. Matricialmente las ecuaciones 2.2 y 2.3 pueden expresarse como:

$$\begin{pmatrix} V_d \\ V_q \\ V_0 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} L_d & 0 & 0 \\ 0 & L_q & 0 \\ 0 & 0 & L_{ls} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \frac{di_d}{dt} \\ \frac{di_q}{dt} \\ \frac{di_0}{dt} \end{pmatrix} + R_s \begin{pmatrix} i_d \\ i_q \\ i_0 \end{pmatrix} + \left[\begin{pmatrix} 0 & -L_q & 0 \\ L_d & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} i_d \\ i_q \\ i_0 \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} 0 \\ \Psi_{IP} \\ 0 \end{pmatrix} \right] \omega_r \quad 2.4$$

Para comprender la deducción de la ecuación de par electromagnético que produce la MSIP, se recomienda estudiar el apéndice C donde se encuentra el desarrollo matemático detallado. Simplificando la ecuación C.28 se obtiene que el par electromagnético es igual a:

$$T_e = \frac{3}{2} p (i_d i_q (L_d - L_q) + i_q \Psi_{IP}) \quad 2.5$$

Considerando la ecuación 2.1 para simplificar 2.5 se obtiene:

$$T_e = \frac{3}{2} p (\Psi_d i_q - \Psi_q i_d) \quad 2.6$$

El término $\frac{3}{2} p (i_d i_q (L_d - L_q))$ de la ecuación 2.5, representa al par de reluctancia. En una MSIP con imanes montados sobre la superficie del rotor, la inductancia en el eje d es aproximadamente igual a la inductancia en el eje q:

$$L_d \approx L_q \quad 2.7$$

Por lo tanto esto implica que el par electromagnético desarrollado por la MSIP con imanes montados sobre la superficie del rotor, puede expresarse por:

$$T_e = \frac{3}{2} p (i_q \Psi_{IP}) \quad 2.8$$

Por ley de Newton se determina que el par electromagnético desarrollado por la máquina debe ser igual a:

$$\Sigma_T = T_e = T_L + \frac{J d\omega_{mec}}{dt} + \beta \omega_{mec} \quad 2.9$$

En donde se tiene que:

T_e = par electromagnético desarrollado por la máquina (**Nm**).

T_L = par de carga aplicado a la máquina (**Nm**).

J = momento de inercia del rotor (**Kgm²**).

$\frac{d\omega_{mec}}{dt}$ = es la aceleración angular mecánica del rotor (**m/s²**).

β = coeficiente de fricción.

La ecuación 2.4 describe al modelo eléctrico de la MSIP en el marco de referencia síncrono (d, q), el par electromagnético se expresa por la ecuación 2.6 y la ecuación mecánica de equilibrio de la máquina se describe por la expresión 2.9. A continuación se repiten estas ecuaciones.

$$\begin{pmatrix} V_d \\ V_q \\ V_0 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} L_d & 0 & 0 \\ 0 & L_q & 0 \\ 0 & 0 & L_{ls} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \frac{di_d}{dt} \\ \frac{di_q}{dt} \\ \frac{di_0}{dt} \end{pmatrix} + R_s \begin{pmatrix} i_d \\ i_q \\ i_0 \end{pmatrix} + \left[\begin{pmatrix} 0 & -L_q & 0 \\ L_d & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} i_d \\ i_q \\ i_0 \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} 0 \\ \Psi_{IP} \\ 0 \end{pmatrix} \right] \omega_r \quad 2.4$$

$$T_e = \frac{3}{2}p(\psi_d i_q - \psi_q i_d) \quad 2.6$$

$$\Sigma_T = T_e = T_L + \frac{J d\omega_{mec}}{dt} + \beta \omega_{mec} \quad 2.9$$

El circuito eléctrico equivalente del modelo vectorial de la MSIP en el marco de referencia síncrono (d, q) [19], se muestra en la figura 2.3. Este modelo es utilizado para la simulación de la MSIP, que se controla con el DTC clásico.

La ecuación de par electromagnético podría modelarse con fuentes de corriente dependientes y un capacitor en paralelo, tal y como se muestra en [19].

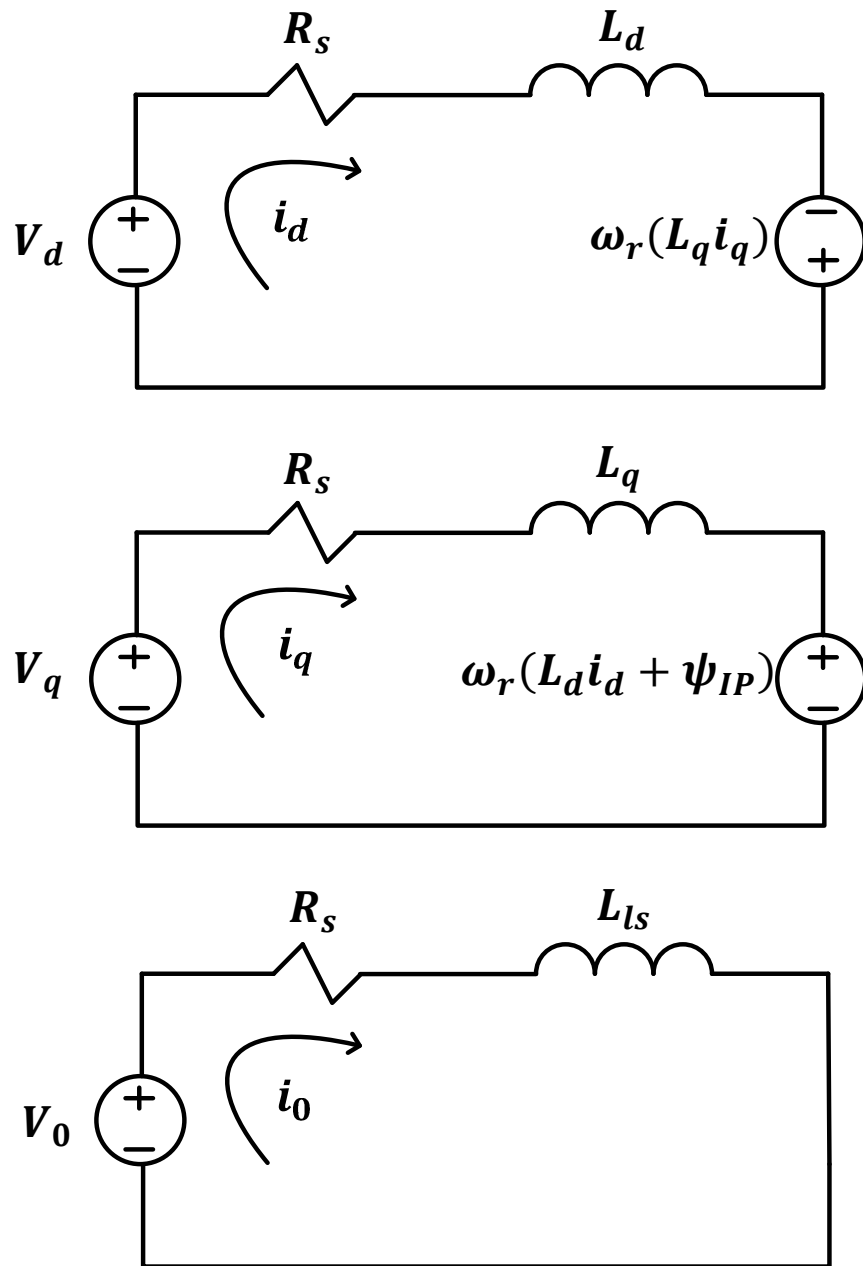


Figura 2.3 Circuito eléctrico equivalente de la MSIP.

2.4 MODELO VECTORIAL DEL INVERSOR FUENTE DE VOLTAJE

El inversor trifásico fuente de voltaje es controlado para alimentar a las máquinas de CA. Estos dispositivos convierten el voltaje de un bus de directa, en voltaje de naturaleza alterna con frecuencia variable.

En la figura 2.4 se muestra el inversor fuente de voltaje alimentando una carga trifásica conectada en estrella, los interruptores pueden ser tiristores, transistores que requieren un diodo en anti paralelo u otro semiconductor de potencia.

Para el análisis de operación, no de eficiencia, se considera al convertidor con interruptores ideales como se muestra en la figura 2.5, donde se aprecia un inversor fuente de voltaje de 3 piernas.

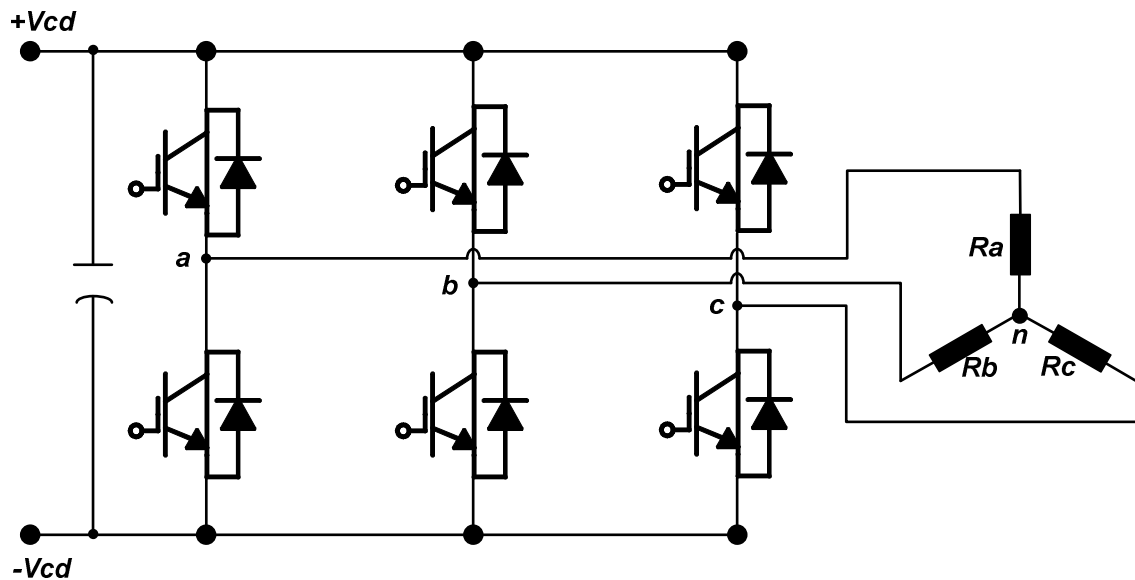


Figura 2.4 Inversor fuente de voltaje de 3 piernas.

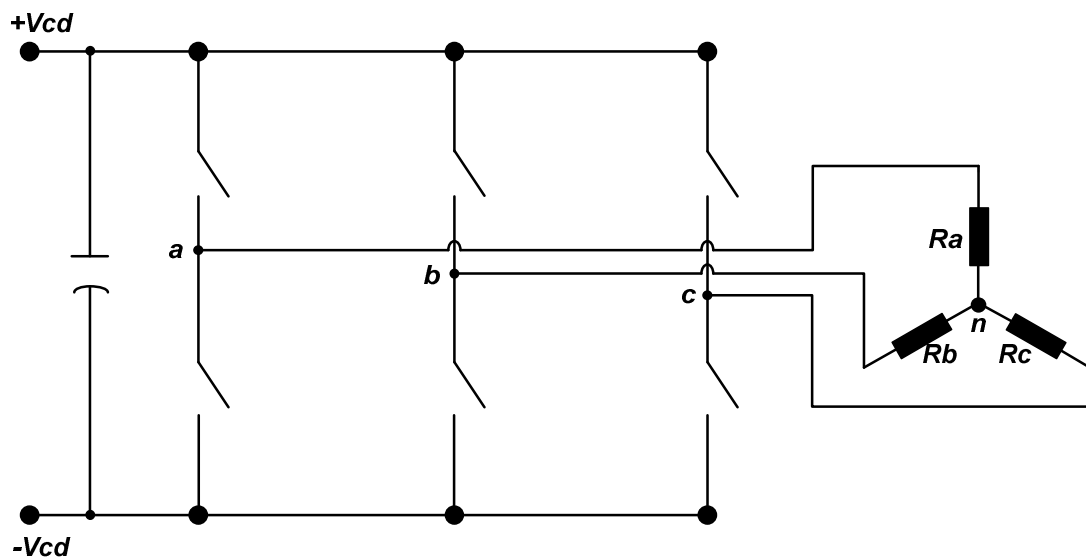


Figura 2.5 Modelo ideal del Inversor fuente de voltaje de 3 piernas.

La conmutación de los semiconductores de potencia, debe realizarse de manera tal que solo un interruptor por pierna del inversor se mantenga en conducción, evitando así un corto circuito.

Las señales de control por pierna (S_a, S_b, S_c) pueden tomar valores de “1” o su estado complementario “0”, estas señales determinan el estado de conmutación del inversor. Un “1” implica que el interruptor superior de la pierna se encuentra en conducción, mientras que el interruptor inferior está apagado, el efecto inverso ocurre cuando la señal de control es “0”.

Debido a que solo son posibles 2 estados lógicos para cada una de las 3 piernas del inversor, solo se pueden tener 8 estados de conmutación [30], determinados por las combinaciones de las señales de control, los cuales son descritos en la tabla 1:

Tabla 1 Estados de conmutación del inversor.

SEÑALES DE CONTROL	ESTADO DE CONMUTACIÓN	V_{an}	V_{bn}	V_{cn}	V_{α}	V_{β}
000	0	0	0	0	0	0
100	1	$\frac{2}{3}V_{CD}$	$-\frac{V_{CD}}{3}$	$-\frac{V_{CD}}{3}$	$\frac{2}{3}V_{CD}$	0
110	2	$\frac{V_{CD}}{3}$	$\frac{V_{CD}}{3}$	$-\frac{2}{3}V_{CD}$	$\frac{V_{CD}}{3}$	$\frac{V_{CD}}{\sqrt{3}}$
010	3	$-\frac{V_{CD}}{3}$	$\frac{2}{3}V_{CD}$	$-\frac{V_{CD}}{3}$	$-\frac{V_{CD}}{3}$	$\frac{V_{CD}}{\sqrt{3}}$
011	4	$-\frac{2}{3}V_{CD}$	$\frac{V_{CD}}{3}$	$\frac{V_{CD}}{3}$	$-\frac{2}{3}V_{CD}$	0
001	5	$-\frac{V_{CD}}{3}$	$-\frac{V_{CD}}{3}$	$\frac{2}{3}V_{CD}$	$-\frac{V_{CD}}{3}$	$-\frac{V_{CD}}{\sqrt{3}}$
101	6	$\frac{V_{CD}}{3}$	$-\frac{2}{3}V_{CD}$	$\frac{V_{CD}}{3}$	$\frac{V_{CD}}{3}$	$-\frac{V_{CD}}{\sqrt{3}}$
111	7	0	0	0	0	0

En la tabla 1 se observa que para cada estado de conmutación se tienen distintos voltajes línea a neutro en la carga, proporcionado por cada una de las fases del inversor; aplicando la transformación de Clark a (V_{an}, V_{bn}, V_{cn}), se obtienen los voltajes en el marco de referencia estacionario (α, β) tal y como en muestra la misma tabla.

En la figura 2,6 se aprecia el voltaje de salida del inversor (V_{an}, V_{bn}, V_{cn}) y (V_{α}, V_{β}), durante cada estado de conmutación, con un voltaje de bus de directa $V_{CD} = 300$ volts.

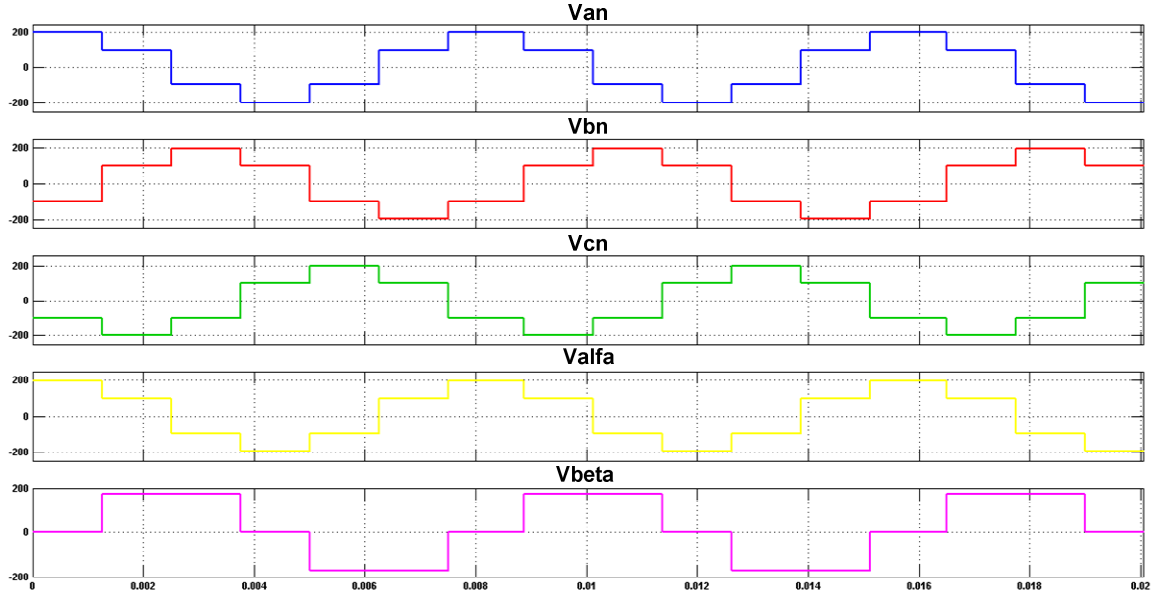


Figura 2.6 Voltaje de salida del inversor.

La justificación de los valores que se obtienen en los voltajes de línea a neutro en la carga durante cada estado de conmutación, es presentada en el capítulo 3, en la sección de reconstrucción de voltajes trifásicos.

Cuando una máquina con devanado trifásico es alimentada por un inversor, el voltaje trifásico (V_a, V_b, V_c) es determinado por las señales de control (S_a, S_b, S_c). $V_a = V_{CD}$ si $S_a = 1$ y $V_a = -V_{CD}$ si $S_a = 0$. Lo mismo aplica para las fases V_b y V_c .

En la tabla 1 se aprecia que cada estado de conmutación da origen a un vector espacial de voltaje asociado al voltaje trifásico, de los 8 vectores de voltaje de salida 6 son considerados activos, mientras que los dos restantes son considerados como vectores cero. Estos vectores espaciales de voltaje están definidos por [1]:

$$V_s(S_a, S_b, S_c) = \frac{2}{3} V_{cd} \left(S_a + S_b e^{j\left(\frac{2\pi}{3}\right)} + S_c e^{j\left(\frac{4\pi}{3}\right)} \right) \quad 2.10$$

La ecuación 2.10 puede expresar cada uno de los vectores espaciales de voltaje de salida del inversor, V_{CD} corresponde al voltaje del bus de directa.

En la figura 2.7 se aprecia el hexágono formado por los vectores espaciales de voltaje de salida del inversor, cada vector está desfasado $\frac{\pi}{3}$ rad respecto al otro.

Para llevar a cabo las simulaciones se utiliza el modelo promedio del inversor [19], este modelo reduce el tiempo de computo de las mismas, sin embargo elimina los efectos de las conmutaciones de los dispositivos, ignorando así las componentes armónicas del voltaje de salida, el modelo promedio se aprecia en la figura 2.8. Las señales de control (S_a, S_b, S_c) son el promedio de los ciclos de trabajo por fase y se representan por (d_a, d_b, d_c) dentro del modelo promedio del inversor [19].

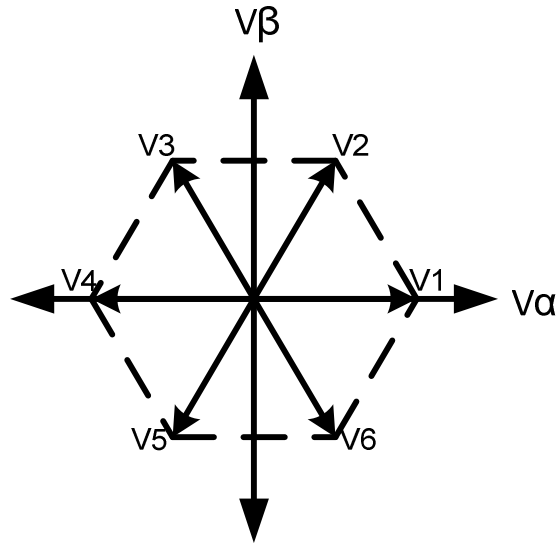
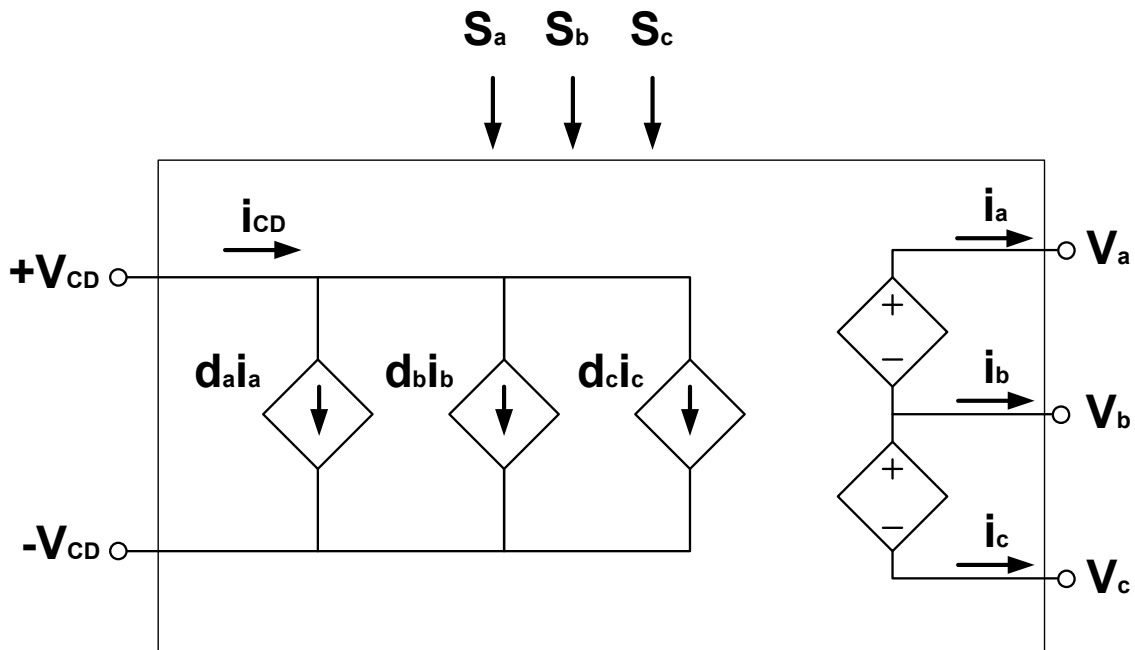

 Figura 2.7 Voltaje de salida del inversor en el marco de referencia (α, β) .


Figura 2.8 Modelo promedio del inversor fuente de voltaje.

La ecuación 2.11 describe el voltaje línea a línea de salida del inversor y la ecuación 2.12 expresa a la corriente del bus de directa.

$$\begin{bmatrix} V_{ab} \\ V_{bc} \\ V_{ca} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} V_a - V_b \\ V_b - V_c \\ V_c - V_a \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} d_{ab} \\ d_{bc} \\ d_{ca} \end{bmatrix} \cdot V_{CD} = \begin{bmatrix} d_a - d_b \\ d_b - d_c \\ d_c - d_a \end{bmatrix} \cdot V_{CD} \quad 2.11$$

$$i_{CD} = [S_a \quad S_b \quad S_c] \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} \quad 2.12$$

CAPÍTULO 3

CONTROL DIRECTO DE PAR

3.1 INTRODUCCIÓN

En este capítulo se analizan los principios teóricos de la estrategia clásica del DTC, posteriormente la descripción se enfoca en el lazo de control de velocidad que complementa al DTC clásico, para poder eliminar el sensor de velocidad se analiza la estimación de velocidad de la MSIP y por último son analizados dos métodos de reconstrucción: uno para el voltaje trifásico y otro para la corriente trifásica que alimenta a la máquina.

A lo largo del capítulo se desarrollan las ecuaciones matemáticas que justifican este esquema de control, para una mejor comprensión de la técnica se hace referencia a los modelos vectoriales de la MSIP, del Inversor Fuente de Voltaje, de la teoría desarrollada en el capítulo 2 y de la teoría de los apéndices A, B y C.

3.2 PRINCIPIO DEL CONTROL DIRECTO DE PAR

Debido a que esta técnica permite controlar de manera independiente y directa el par electromagnético y el flujo de la máquina eléctrica, es conocida por algunos autores como “Control Directo de Flujo y Par”, sin embargo en esta tesis se hace mención a este esquema como “Control Directo de Par” (DTC).

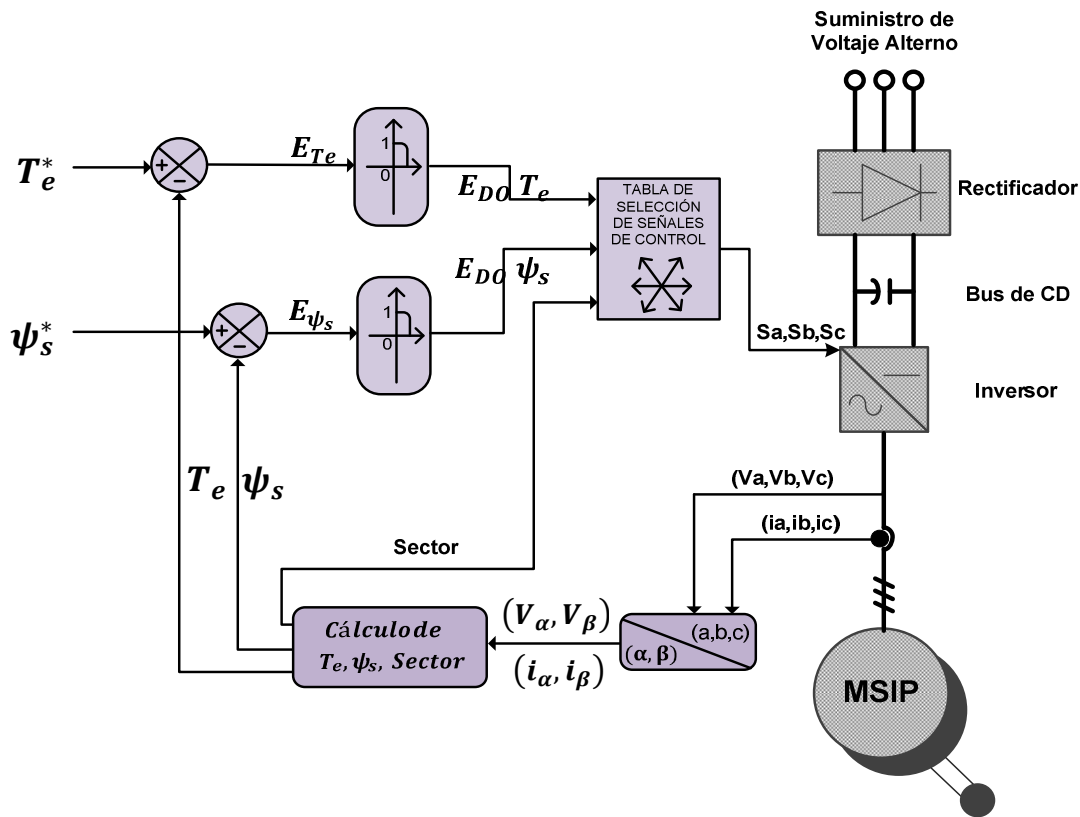


Figura 3.1 Esquema general del Control Directo de Par clásico

El principio básico del DTC consiste en seleccionar directamente el vector espacial de voltaje del inversor que se aplica al estator de la máquina y de esta manera controla directamente y por separado el flujo magnético y el par electromagnético, manteniendo la magnitud del par y flujo cercanos a sus valores de referencia [9]. En la figura 3.1 se puede apreciar el esquema del DTC clásico.

3.2.1 FUNDAMENTOS TEÓRICOS DEL CONTROL DE PAR

Para comprender cómo el DTC controla directamente el par, se analiza la teoría necesaria a continuación.

En el diagrama vectorial que se muestra en la figura 3.2, se encuentra el vector espacial del flujo del estator ($\vec{\psi}_s$) y el vector espacial del flujo del rotor ($\vec{\psi}_{IP}$ que en el caso de la MSIP es igual al flujo de los imanes permanentes), el término δ es el ángulo de carga y corresponde al ángulo entre $\vec{\psi}_s$ y el $\vec{\psi}_{IP}$. El vector $\vec{\psi}_{IP}$ se encuentra en el eje d del marco de referencia síncrono (d,q) y $\vec{\psi}_s$ está orientado en el eje x del marco de referencia síncrono (x,y). El marco de referencia estacionario es (α, β), la posición de $\vec{\psi}_{IP}$ se mide respecto a al eje α con el ángulo θ_r .

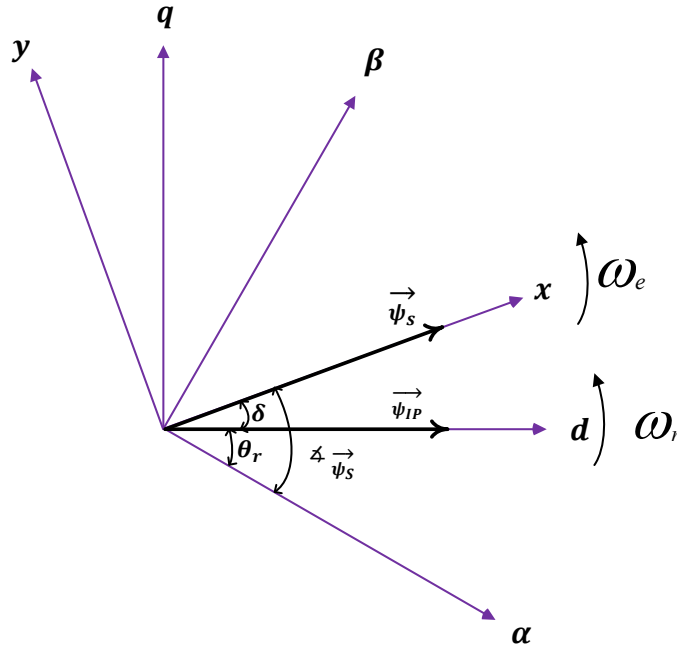


Figura 3.2 Vector de flujo del rotor y vector de flujo del estator [41].

De la figura 3.2 se determina que la transformación entre el marco de referencia síncrono (d,q) al marco de referencia síncrono (x,y) está dada por la ecuación 3.1.

$$\begin{bmatrix} \mathbf{F}_x \\ \mathbf{F}_y \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \delta & \sin \delta \\ -\sin \delta & \cos \delta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{F}_d \\ \mathbf{F}_q \end{bmatrix} \quad 3.1$$

La transformación inversa de 3.1 es:

$$\begin{bmatrix} \mathbf{F}_d \\ \mathbf{F}_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \delta & -\sin \delta \\ \sin \delta & \cos \delta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{F}_x \\ \mathbf{F}_y \end{bmatrix} \quad 3.2$$

Donde F puede ser la variable de flujo, voltaje o corriente. Del capítulo 2 se sabe que el par electromagnético puede ser expresado con la siguiente ecuación:

$$T_e = \frac{3}{2} p (\psi_d i_q - \psi_q i_d) \quad 2.6$$

De la figura 3.2 se determina que:

$$\text{sen } \delta = \frac{\psi_q}{|\psi_s|} \quad 3.3$$

$$\text{cos } \delta = \frac{\psi_d}{|\psi_s|} \quad 3.4$$

$$i_q = i_x \text{sen } \delta + i_y \text{cos } \delta \quad 3.5$$

$$i_d = i_x \text{cos } \delta - i_y \text{sen } \delta \quad 3.6$$

La magnitud del vector de flujo del estator es $|\vec{\psi}_s|$. Sustituyendo 3.3, 3.4, 3.5 y 3.6 en 2.6, aplicando la transformación 3.1 y simplificando se obtiene:

$$T_e = \frac{3}{2} p (|\psi_s| i_y) \quad 3.7$$

La expresión 3.7 expresa al par electromagnético en el marco de referencia síncrono (x,y), esta ecuación implica que el par electromagnético es directamente proporcional a la componente de corriente del estator en el eje y si la amplitud del flujo del estator es constante.

A continuación se muestra la ecuación de flujo del capítulo 2:

$$\begin{bmatrix} \psi_d \\ \psi_q \\ \psi_0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_d & 0 & 0 \\ 0 & L_q & 0 \\ 0 & 0 & L_{ls} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \\ i_0 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \psi_{IP} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \quad 2.1$$

Aplicando la transformación 3.1 en 2.1, bajo la consideración que $L_d = L_q$ (debido a que se trabaja con una MSIP de imanes superficiales), ignorando la componente de secuencia cero y simplificando; se obtienen las ecuaciones de flujo en el marco de referencia del estator:

$$\psi_x = L_s i_x + \psi_{IP} \text{cos } \delta \quad 3.8$$

$$\psi_y = L_s i_y - \psi_{IP} \text{sen } \delta \quad 3.9$$

En la figura 3.2 se observa que el vector de flujo del estator está alineado al eje x, esto implica que $\psi_y = 0$. Con la consideración anterior, se despeja i_y de 3.9, se sustituye esta variable en 3.7 y se obtiene:

$$T_e = \frac{3p}{2L_s} \psi_{IP} |\psi_s| \text{sen } \delta \quad 3.10$$

La variable $L_s = L_d = L_q$, es la inductancia del estator de la máquina. El siguiente término de 3.10 puede ser considerado constante:

$$K = \frac{3p}{2L_s} \psi_{IP} \quad 3.11$$

De tal manera que 3.10 puede ser expresada como:

$$T_e = K |\psi_s| \text{sen } \delta \quad 3.12$$

De acuerdo a 3.12 si $|\vec{\psi}_s|$ es constante, el incremento o decremento de par

electromagnético en una MSIP de imanes superficiales será directamente proporcional a la variación del ángulo entre $\vec{\psi}_s$ y $\vec{\psi}_{ip}$.

Esto implica que el control de par electromagnético se logra variando la velocidad de rotación de $\vec{\psi}_s$ respecto a $\vec{\psi}_{ip}$ tan rápido como sea posible [1], para lograr que δ varíe y de esta manera el par electromagnético pueda ser controlado.

3.2.2 FUNDAMENTOS TEÓRICOS DEL CONTROL DE FLUJO

Para controlar el par electromagnético de la MSIP, es necesario controlar a $\vec{\psi}_s$ bajo los siguientes criterios:

- ❖ La magnitud de $\vec{\psi}_s$ debe permanecer constante.
- ❖ La velocidad de rotación de $\vec{\psi}_s$ debe variar tan rápido como sea posible.

A continuación se analiza la teoría para comprender el control de la magnitud y la velocidad angular de $\vec{\psi}_s$.

En términos de vectores espaciales, el flujo del estator es igual a [1]:

$$\vec{\psi}_s = \int (\vec{V}_s - \vec{R}_s \vec{i}_s) dt \quad 3.13$$

Durante cada intervalo de conmutación, el vector de voltaje es considerado constante, por lo tanto la ecuación 3.13 puede expresarse como:

$$\vec{\psi}_s = \vec{V}_s t - \vec{R}_s \int \vec{i}_s dt + \vec{\psi}_s|_{t=0} \quad 3.14$$

Despreciando la caída de tensión en la resistencia del estator, se obtiene que:

$$\Delta \vec{\psi}_s = \vec{V}_s \Delta t \quad 3.15$$

La ecuación 3.15 implica matemáticamente que $\vec{\psi}_s$ es directamente proporcional al vector espacial de voltaje aplicado al estator de la máquina durante el tiempo Δt , es decir $\vec{\Delta \psi}_{SN} = \vec{V}_N * \Delta t_N$.

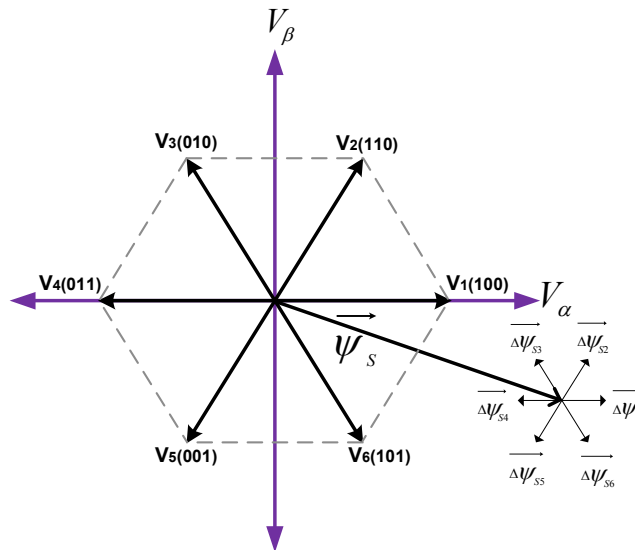


Figura 3.3 Vector de flujo del estator en el plano de voltaje de salida del inversor en el marco de referencia (α, β) .

En la figura 3.3, se observa que $\vec{\psi}_s$ está ubicado dentro del hexágono formado por el voltaje de salida del inversor en el marco (α, β) . Analizando la figura 3.3 y tomando en cuenta la ecuación 3.15, es claro que la magnitud como la velocidad de rotación de $\vec{\psi}_s$ se controlan a través del vector espacial de voltaje aplicado al estator de la máquina eléctrica.

El vector espacial de voltaje que dirija a $\vec{\psi}_s$ en dirección radial tendrá efecto sobre la magnitud de $\vec{\psi}_s$. Mientras que velocidad de rotación de $\vec{\psi}_s$ será afectada por el vector espacial de voltaje que dirija a $\vec{\psi}_s$ en dirección tangencial [59]. De esta manera al controlar la magnitud y velocidad angular de $\vec{\psi}_s$, este último girará describiendo una trayectoria establecida por los vectores espaciales de voltaje que alimenten al estator de la MSIP, esta trayectoria se observa en la figura 3.4.

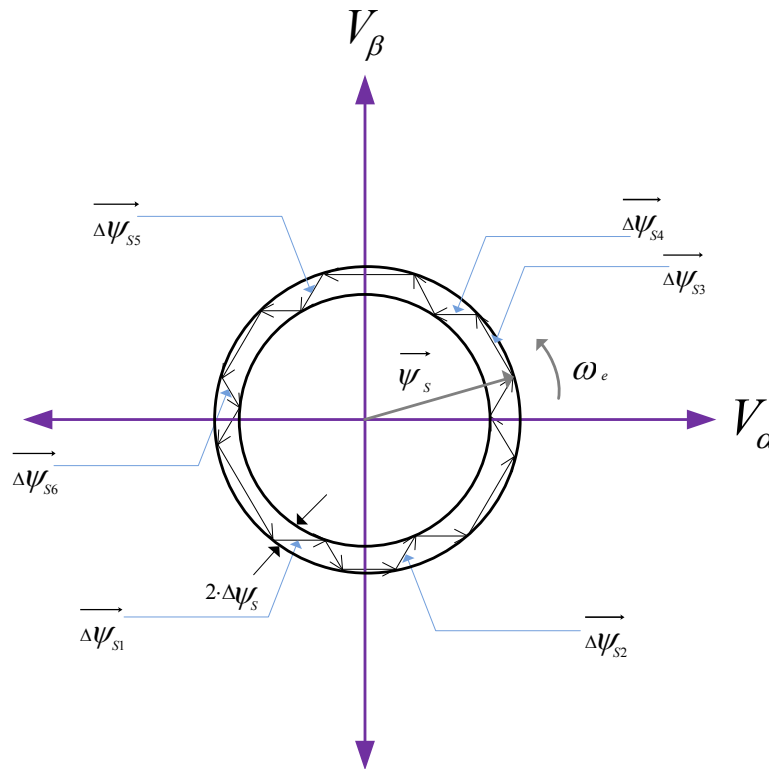


Figura 3.4 Trayectoria del vector de flujo del estator.

En la figura 3.4, $\Delta\psi_s$ es el ancho de banda del controlador de histéresis de flujo. Se aprecia que si los vectores espaciales de voltaje se seleccionan correctamente, la magnitud de $\vec{\psi}_s$ puede mantenerse constante variando ligeramente sobre un ancho de banda pequeño y fijo, la velocidad de rotación de $\vec{\psi}_s$ también se controla mediante la aplicación de los vectores activos.

Esto es muy práctico debido a que a través de las señales de control del inversor es posible seleccionar el vector espacial de voltaje que se aplicará a la MSIP, sin embargo es muy importante seleccionar el vector espacial de voltaje correcto que alimente a la MSIP para ser controlada, a continuación se explica este proceso de selección.

3.2.3 SELECCIÓN DEL VECTOR ESPACIAL DE VOLTAJE

El par electromagnético y la magnitud de $\vec{\psi}_s$ se controlan seleccionando el vector espacial de voltaje que debe alimentar al estator de la MSIP, el cual afecta directamente a $\vec{\psi}_s$. La razón por la cual se opta manipular a $\vec{\psi}_s$ en lugar de manipular a $\vec{\psi}_{ip}$, es debido a que la constante de tiempo del rotor es mayor que la constante de tiempo del estator [1], esto impacta en que la velocidad de cambio de $\vec{\psi}_{ip}$ es lenta comparada con la velocidad de cambio de $\vec{\psi}_s$.

A continuación se describe la teoría necesaria para comprender la selección del vector espacial de voltaje que debe alimentar a la MSIP.

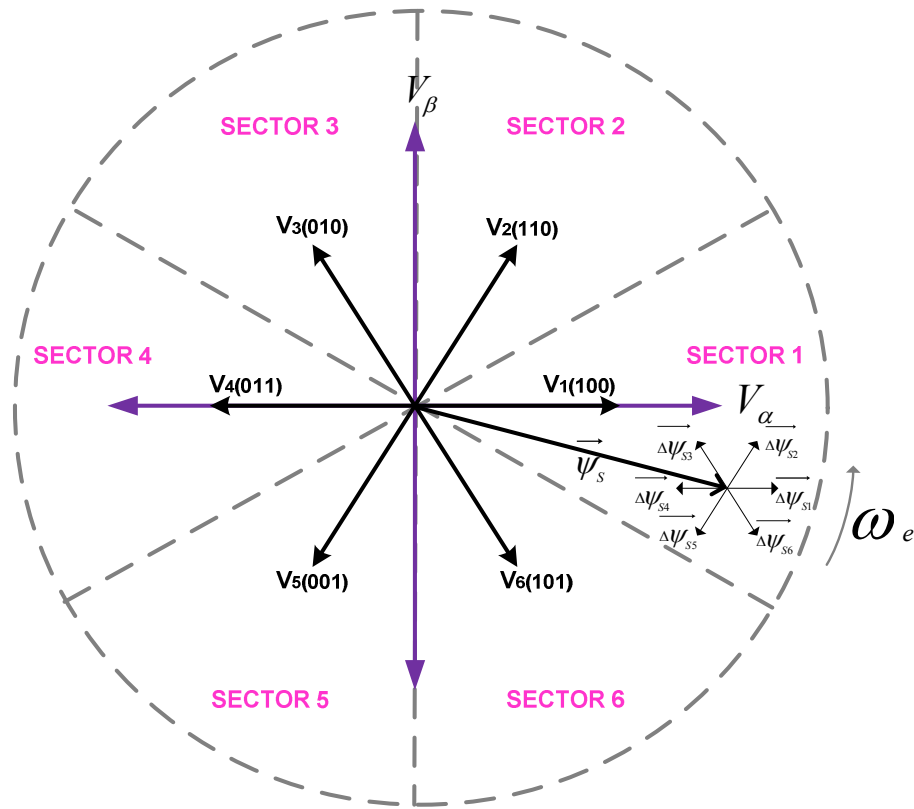


Figura 3.5 Vector de flujo del estator en el hexágono formado por los vectores espaciales de voltaje de salida del inversor, dividido en 6 sectores.

En la figura 3.5 se ubica a $\vec{\psi}_s$ en el marco de referencia (α, β) del voltaje de salida del inversor, el plano se encuentra dividido en 6 sectores, cada sector ocupa 60 grados y dentro de cada sector se ubica solamente un vector espacial de voltaje.

En la figura 3.5, $\vec{\psi}_s$ se encuentra en el sector 1 ($S = 1$) girando en sentido anti horario. Para controlar a $|\vec{\psi}_s|$, se debe aplicar el vector V_2 para que incremente o V_3 para que decrezca, se deben elegir los vectores espaciales que mantienen a $\vec{\psi}_s$ girando en su sentido original, en este caso en sentido anti horario. De esta manera se controlara a $|\vec{\psi}_s|$ dentro del ancho de banda del controlador de histéresis.

Para controlar el par electromagnético, si el par real es menor que el de referencia, se debe seleccionar el vector espacial de voltaje que provoque que $\vec{\psi}_s$ rote en la misma dirección y al mismo tiempo aumente su velocidad angular de rotación, de esta manera se logra que δ incremente su valor tan rápido como sea posible y en consecuencia el par electromagnético desarrollado por la MSIP también incrementará. Tan pronto y el par real sea mayor que el par de referencia y alcance el límite superior del ancho de banda del controlador de histéresis, el vector espacial de voltaje que ocasiona que $\vec{\psi}_s$ gire en sentido contrario y al mismo tiempo disminuya su velocidad de rotación, debe ser elegido, de esta manera al decrecer el valor de δ , el valor del par electromagnético también disminuirá.

En la figura 3.5, con $\vec{\psi}_s$ ubicado en $S = 1$ y girando en sentido anti horario, se debe aplicar V_2 o V_3 para aumentar el valor de T_e , mientras que para disminuir su valor se debe aplicar V_5 o V_6 .

Los criterios anteriores para el control de flujo y par electromagnético se utilizan sin importar el sector donde se encuentre girando $\vec{\psi}_s$, solo deben tomarse en cuenta los efectos que cada vector espacial de voltaje tendrá sobre $\vec{\psi}_s$ de acuerdo al sector donde se encuentre girando.

La tabla 2 muestra los vectores espaciales de voltaje que deben alimentar al estator de la MSIP para el control de flujo y par electromagnético [1].

Tabla 2 Tabla de selección del vector espacial de voltaje.

$E_{DO} \psi_s$	$E_{DO} T_e$	S					
		1	2	3	4	5	6
$E_{\psi S} = 1$	$E_{T_e} = 1$	$V_2(110)$	$V_3(010)$	$V_4(011)$	$V_5(001)$	$V_6(101)$	$V_1(100)$
	$E_{T_e} = 0$	$V_6(101)$	$V_1(100)$	$V_2(110)$	$V_3(010)$	$V_4(011)$	$V_5(001)$
$E_{\psi S} = 0$	$E_{T_e} = 1$	$V_3(010)$	$V_4(011)$	$V_5(001)$	$V_6(101)$	$V_1(100)$	$V_2(110)$
	$E_{T_e} = 0$	$V_5(001)$	$V_6(101)$	$V_1(100)$	$V_2(110)$	$V_3(010)$	$V_4(011)$

Las señales de control del inversor determinan el estado de conmutación que origina el vector espacial de voltaje que alimenta al estator de la MSIP.

En la tabla 2, $E_{DO} T_e$ y $E_{DO} \psi_s$ son las salidas del controlador de histéresis de par y flujo, S es el sector donde se encuentra girando $\vec{\psi}_s$. Si el estado de salida del controlador de histéresis es "1", implica que la variable correspondiente es menor que su valor de referencia y hay que elegir el vector espacial de voltaje que incremente su valor, lo contrario ocurre para un estado de salida del controlador de histéresis de con valor de "0".

Algo importante que mencionar es que para controlar la velocidad de rotación $\vec{\psi}_s$, se debe notar que incluso cuando se apliquen los vectores de voltaje cero, $\vec{\psi}_s$ estará en movimiento con respecto a $\vec{\psi}_{ip}$. Por lo tanto los vectores cero no son usados para controlar la velocidad de rotación [1].

Seleccionando apropiadamente el vector espacial de voltaje aplicado al estator de la MSIP, se controla la magnitud y velocidad angular $\vec{\psi}_s$, de esta forma se logra controlar la magnitud del par electromagnético desarrollado por la máquina.

3.2.4 PROCEDIMIENTO DEL CONTROL DIRECTO DE PAR

Hasta el momento se ha descrito el principio teórico del DTC, sin embargo es conveniente resumir el procedimiento que el DTC ejecuta para controlar el par y flujo de la máquina, se recomienda observar el esquema del DTC en la figura 3.1.

- 1) El DTC realiza el control con las variables de corriente trifásica y voltaje trifásico de fase que alimentan al estator de la MSIP en el marco de referencia (α, β) , por lo tanto la primera acción es transformar los valores instantáneos de corriente y voltaje trifásico medidos mediante la transformación de Clark con las ecuaciones 3.16 y 3.17.

$$\begin{bmatrix} V_\alpha \\ V_\beta \\ V_0 \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_a \\ V_b \\ V_c \end{bmatrix} \quad 3.16$$

$$\begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \\ i_0 \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} \quad 3.17$$

- 2) A continuación el valor instantáneo de las componentes del vector espacial de flujo del estator se calcula integrando la fuerza contra electromotriz del estator [27]:

$$\Psi_\alpha = \int (V_\alpha - R_s V i_\alpha) dt \quad 3.18$$

$$\Psi_\beta = \int (V_\beta - R_s V i_\beta) dt \quad 3.19$$

La magnitud del vector de flujo instantáneo se calcula con:

$$|\vec{\Psi}_s| = \sqrt{\Psi_\alpha^2 + \Psi_\beta^2} \quad 3.20$$

Aplicando la transformación de Park a 2.6, se obtiene la ecuación que calcula el valor instantáneo de par electromagnético desarrollado por la MSIP, como lo muestra la ecuación 3.21.

$$T_e = \frac{3}{2} p (\Psi_\alpha i_\beta - \Psi_\beta i_\alpha) \quad 3.21$$

- 3) El sector (S) en el que se encuentra girando el vector de flujo del estator, es calculado a partir de las componentes de flujo previamente calculadas y del conocimiento del ángulo del vector de flujo del estator que se calcula con:

$$\angle \vec{\Psi}_s = \tan^{-1} \left(\frac{\Psi_\beta}{\Psi_\alpha} \right) \quad 3.22$$

El diagrama de flujo para el cálculo del sector se muestra en la figura 4.14, mientras que el código se encuentra en el apéndice E punto E.1.9.

- 4) El Ψ_s calculado es comparado con su valor de referencia Ψ_s^* , mientras que el T_e calculado se compara con su valor de referencia T_e^* , (ver figura 3.1), a la salida de la comparación se obtiene el error de par electromagnético (E_{T_e}) y el error de flujo (E_{Ψ_s}).

- 5) Las señales de error obtenidas, son procesadas en controladores de histéresis (ver figura 3.1), con anchos de banda ΔT_e (Ancho de banda del controlador de histéresis de par) y $\Delta \psi_s$ (Ancho de banda del controlador de histéresis de flujo) fijos. A la salida de los comparadores de histéresis se obtienen el estado de par ($E_{DO} T_e$) y el estado de flujo ($E_{DO} \psi_s$).

Al utilizar comparadores de histéresis de dos niveles, los estados pueden tomar únicamente dos valores distintos. Si el estado es “1”, implica que la variable correspondiente es menor que su valor de referencia y si el estado es “0” la variable correspondiente es mayor que su valor de referencia. La figura 3.6 muestra la acción de los controladores de histéresis de par y flujo, ambos son de dos niveles.

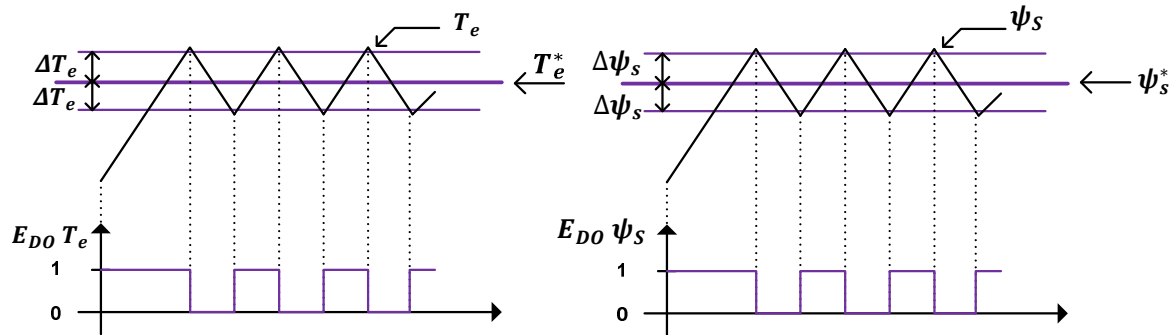


Figura 3.6 Controladores de histéresis de par electromagnético y flujo.

- 6) Por último, las variables $E_{DO} T_e$, $E_{DO} \psi_s$ y S , son la entrada a una tabla (ver tabla 2) donde se deciden las señales de control del inversor (S_a, S_b, S_c). De esta manera seleccionando el vector espacial de voltaje que alimente al estator de la maquina, se reducen las señales de error con el objetivo de obtener los valores de par y flujo deseados.

Es importante mencionar los siguientes aspectos del DTC clásico:

- ❖ Solo para controlar la velocidad (ω_r) se necesita la retroalimentación continua de la velocidad del rotor (ver figura 3.7).
- ❖ La velocidad de la maquina puede ser obtenida derivando la señal de un sensor de posición o de un estimador para eliminar el sensor montado en la flecha del rotor (ver figura 3.11).
- ❖ El flujo de referencia, es igualado al valor del flujo de los imanes permanentes si se desea trabajar en condiciones nominales.
- ❖ El par de referencia (T_e^*) puede obtenerse de dos formas: la primera es a través de un perfil de par de referencia programado (ver figura 3.1). Y la segunda opción es través del controlador PI del lazo de control de velocidad (ver figura 3.7), esta segunda alternativa se analiza a continuación.

3.3 DTC CLÁSICO CON LAZO DE CONTROL DE VELOCIDAD

El DTC clásico (ver figura 3.1) controla únicamente las variables de flujo y par electromagnético de la MSIP. Si se desea controlar la velocidad, es necesario agregar un lazo externo de control de velocidad al esquema clásico del DTC (ver figura 3.7)

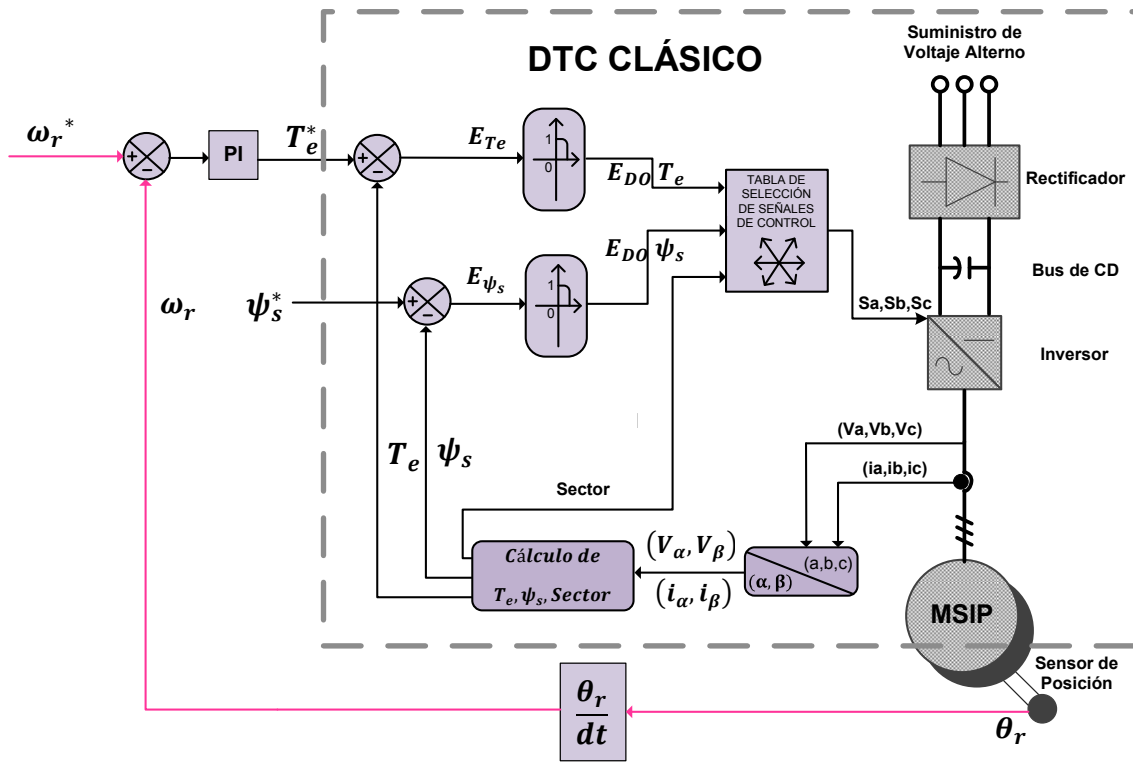


Figura 3.7 DTC clásico con lazo de control de velocidad.

El control de velocidad en lazo cerrado permite que el sistema detecte y corrija cualquier variación de la velocidad causada por variaciones de par de carga o por el perfil de velocidad de referencia.

En la figura 3.7 se aprecia que dentro del recuadro de líneas no continuas color gris se encuentra el esquema del DTC clásico, en la misma figura se observa que el lazo de control de velocidad se encuentra como lazo externo al lazo de control de par. En el lazo de control de velocidad de la MSIP, la velocidad de referencia (ω_r^*) es comparada con la velocidad del rotor de la máquina (ω_r) para obtener el error de velocidad que será procesado en el controlador Proporcional Integral, a la salida del controlador se obtiene el par de referencia (T_e^*) [2, 4, 6]. El par de referencia obtenido se utiliza en el lazo de control de par, de esta manera controlando T_e se logra controlar la velocidad de la máquina.

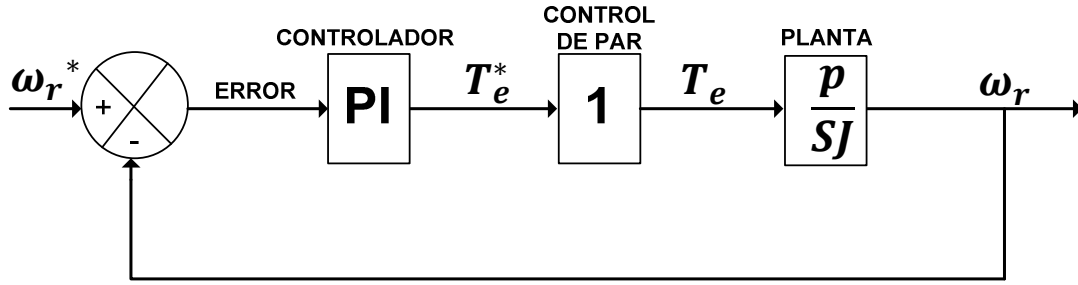
3.3.1 LAZO DE CONTROL DE VELOCIDAD

En este punto se analiza el lazo de control de velocidad del DTC clásico de la MSIP. El desarrollo teórico se basa en [46] donde se analiza el diseño de los controladores para accionamientos de máquinas eléctricas (máquinas de CD, máquinas de CD sin escobillas, y máquinas de inducción) mediante el control vectorial.

Al ser el DTC una técnica de control vectorial que se aplica a la MSIP, es posible utilizar los conceptos de diseño de [46] para sintonizar el controlador PI del lazo de control de velocidad. Para que esta sección sea más práctica de comprender, se recomienda analizar la teoría de [46] que se encuentra en el apéndice D.

Bajo las condiciones de diseño del controlador presentadas en [46] y bajo las consideraciones asumidas en [41] respecto a la velocidad de la dinámica de los

lazos de control; el lazo de control de velocidad en el DTC clásico queda representado mediante el diagrama de bloques mostrado en la figura 3.8.



La figura 3.8 Diagrama de bloques del lazo de control de velocidad en el DTC.

La función de transferencia del controlador PI está dada por:

$$G(S)_{PI} = \frac{K_i}{S} \left[1 + \frac{S}{K_i/K_p} \right] \quad 3.23$$

Mientras que la función de transferencia de la planta que relaciona el par electromagnético con la velocidad de la máquina se despeja de la ecuación A.6.

$$\omega_r = T_e \frac{p}{sJ} \quad 3.24$$

Por lo tanto la función de transferencia en lazo abierto del diagrama de la figura 3.8 es:

$$G_{LA}(S) = \frac{K_i}{S} \left[1 + \frac{S}{K_i/K_p} \right] \left[\frac{p}{sJ} \right] = \left[\frac{p}{J} \right] \left[\frac{K_i + K_p S}{S^2} \right] \quad 3.25$$

La función de transferencia en lazo abierto contiene dos polos en el origen, para encontrar los valores de K_i y K_p se consideran dos conceptos importantes [41]:

- ❖ La frecuencia a la cual la ganancia es igual a la unidad y ocurre cuando $|G_{LA}(S)| = 0\text{dB}$ es definida como “frecuencia de corte” (f_c).

Este criterio implica que:

$$|G_{LA}(S)|_{S=j\omega_c} = \left| \left[\frac{p}{J} \right] \left[\frac{K_i + K_p j\omega_c}{(j\omega_c)^2} \right] \right| = 1 \quad 3.26$$

La ecuación 3.26 puede expresarse en forma polar como:

$$\sqrt{\left(-\frac{pK_i}{J\omega_c^2} \right)^2 + \left(-\frac{pK_p\omega_c}{J\omega_c^2} \right)^2} = 1 \quad 3.27$$

Un concepto importante es el ancho de banda del controlador el cual es definido como la frecuencia a la cual la magnitud de la función de transferencia en lazo cerrado (ver ecuación 3.24) es igual a -3 dB . Sin embargo como una aproximación, en muchos sistemas prácticos el ancho de banda del controlador es igual a la frecuencia de corte.

- ❖ Otro aspecto es que a la frecuencia de corte el retaso de fase introducido por la función de transferencia en lazo abierto debe ser menor a 180° con el objetivo de que el sistema de retroalimentación en lazo cerrado sea estable. A la frecuencia de corte, el ángulo de fase $\phi_{OL}|_{f_c}$ de la función de transferencia en lazo abierto, medido con respecto a -180° es conocido

margen de fase:

$$\text{Margen de Fase (MF)} = \phi_{OL}|_{f_c} - (-180^\circ) = \phi_{OL}|_{f_c} + 180^\circ \quad 3.28$$

Por lo tanto el ángulo de la función de transferencia en lazo abierto evaluada en la frecuencia de corte debe ser:

$$\angle G_{LA}(S)|_{S=j\omega_c} = \angle \left[\frac{p}{l} \right] \left[\frac{K_i + K_p j\omega_c}{(j\omega_c)^2} \right] |_{S=j\omega_c} = \text{MF} - 180^\circ \quad 3.29$$

De 3.29 es claro que:

$$\frac{\frac{pK_p\omega_c}{j\omega_c^2}}{\frac{pK_i}{j\omega_c^2}} = \tan(\text{MF} - 180^\circ) \quad 3.30$$

Despejando para K_p se obtiene:

$$K_p = \frac{K_i \tan(\text{MF} - 180^\circ)}{\omega_c} \quad 3.31$$

Sustituyendo la ecuación anterior en 3.27 y despejando para la constante K_i se obtiene:

$$K_i = \frac{j\omega_c^2}{p\sqrt{\tan(\text{MF} - 180^\circ)}} \quad 3.32$$

Por lo tanto mediante las ecuaciones 3.31 y 3.32 se calculan las constantes del controlador Proporcional Integra del lazo de control de velocidad.

Se nota que para el cálculo de las constantes se requiere de algunos parámetros de la MSIP (J y p), estos se muestran en el apéndice F.

Para una respuesta dinámica satisfactoria, el valor del margen de fase (**MF**) debe ser mayor de 45° preferiblemente cercano a los 60° .

En el FOC la frecuencia de corte (ω_c) del controlador de velocidad al ser el lazo exterior, se considera de dos órdenes de magnitud menor a la frecuencia de conmutación del inversor (en el caso del FOC es fija). Sin embargo en el DTC clásico la frecuencia de conmutación es variable, por lo tanto la frecuencia de corte del controlador de velocidad debe ser elegida uno o dos órdenes menores que la frecuencia mínima de conmutación del inversor, con el objetivo de evitar la interferencia en el controlador generada por el ruido de la conmutación en el inversor.

La frecuencia de conmutación se determina analizando las señales de control del inversor mediante el algoritmo presentado en E.18 del apéndice E.

Las constantes del controlador PI se calculan en el archivo “**variables.m**”, el código se muestra en la sección E.1 del apéndice E.

3.4 CONTROL DIRECTO DE PAR SIN SENSOR DE POSICIÓN

Antes de desarrollar el estimador de velocidad propuesto, es conveniente resaltar cual es la función e importancia del sensor de posición en el DTC clásico sin lazo de control de velocidad y en el DTC clásico con lazo de control de velocidad.

Una de las grandes ventajas de la técnica DTC clásico, es que el control se realiza en el marco de referencia estacionario (α, β), por lo tanto el vector unitario

utilizado para pasar al marco de referencia (d,q) no es necesario, implicando que no se requiere de un sensor de posición exclusivamente para el control de flujo y par electromagnético. Sin embargo aunque el sensor de posición no es utilizado en los lazos de control de par y flujo, comúnmente este dispositivo proporciona la posición inicial del rotor la cual es una condición inicial necesaria en el control [55].

La presencia obligatoria del sensor de posición con el objetivo de proporcionar la posición inicial del rotor, implicaría no aprovechar la ventaja principal del DTC la cual es la eliminación del sensor de posición para el control de flujo y par [55].

Para poder prescindir del sensor de posición, en la literatura se han reportado diversos métodos para la estimación de la posición inicial del rotor. Debido a que el proceso de estimación de la posición inicial no es un objetivo de esta tesis, las simulaciones se realizan asumiendo que la posición inicial del rotor es conocida. Si se desea analizar el proceso de estimación de la posición inicial del rotor se recomienda estudiar las referencias [17], [57] y [58].

Por otro lado, en el DTC con lazo de control de velocidad, es indispensable conocer la velocidad del rotor la cual es retroalimentada para ser comparada con la velocidad de referencia del lazo de control. La mejor opción para conocer la velocidad real del rotor, es obteniendo esta variable del sensor de posición (resolver o encoder). En el DTC clásico con lazo de control de velocidad, la posición inicial del rotor también es una condición inicial necesaria.

Se ha mencionado la importancia del sensor de posición. Sin embargo, el uso de este dispositivo implica algunos inconvenientes como: incremento en el tamaño, incremento del costo, al ser un elemento mecánico montado en la flecha del rotor se reduce la fiabilidad del sistema de control, tienen un rango de operación de temperatura limitado y el ruido generado en la señal de retroalimentación resulta fatal [56].

Lo ideal es que el sistema de control físico sea económico, robusto, compacto y carente de las limitaciones mencionadas. Por lo tanto el control sin sensor de posición es un tema de gran interés.

Las investigaciones recientes sobre las técnicas de estimación de velocidad, pueden ser clasificadas de manera general en tres categorías [55]:

- ❖ Estimadores basados en la fuerza contra electromotriz.
- ❖ Estimadores basados en MRAS (por sus siglas en inglés “Model Reference Adaptive System”, es decir: sistema adaptable a un modelo de referencia).
- ❖ Estimadores basados en observadores.

Algunas otras clasificaciones de estimación de velocidad, donde se emplea inteligencia artificial y lógica difusa, pueden ser analizadas en [56].

En la primera categoría los algoritmos están basados en la estimación del flujo del estator, la cual se obtiene integrando la fuerza contra electromotriz. Estos estimadores trabajan correctamente a velocidades superiores al 20% de su respectiva velocidad nominal. A bajas velocidades este estimador tiende a fallar [55].

La segunda categoría se fundamenta en un sistema adaptable a un modelo de referencia. Este método emplea un modelo que es independiente de la velocidad al cual se le llama modelo de referencia y un modelo que depende directamente de la velocidad. El error obtenido de ambos modelos, es forzado a cero mediante un

mecanismo de ajuste, lo cual proporciona la velocidad estimada [55].

La tercera categoría emplea la teoría de observadores, donde se usa el modelo de espacio de estados linealizado y aumentado. La técnica del filtro de Kalman extendido, es popular en esta categoría [55].

Las técnicas de la segunda y tercera categoría, requieren cálculos computacionales intensos.

Para la técnica DTC que requiere un tiempo de muestreo demasiado rápido (del orden de décimas de microsegundos), los algoritmos de la primera categoría son los más adecuados, debido a que gran parte de las variables utilizadas en la estimación de la velocidad, se encuentran disponibles continuamente en cualquier instante debido a que las mismas variables son utilizadas por el DTC para realizar el control de flujo y par electromagnético.

La primera categoría de estimadores de velocidad, se dividen en dos métodos de acuerdo a las variables utilizadas para realizar la estimación.

El primer método de estimación de velocidad es el tradicional, esta basado únicamente en el flujo del estator y presenta los siguientes problemas [14, 27, 55]:

- ❖ Es únicamente válido para estado estable.
- ❖ El flujo del estator es estimado a partir de la integral de la fuerza contra electromotriz la cual es afectada por el nivel offset de corriente directa de las señales de retroalimentación.
- ❖ Se considera que el vector de flujo del estator rota en cualquier instante a la velocidad síncrona y que el ángulo δ conocido como ángulo de carga y que representa al desplazamiento angular entre el vector de flujo del estator y vector de flujo del rotor (o del imán permanente) permanece constante en cualquier momento sin importar los cambios en el par electromagnético, sin embargo esto es impráctico debido a que en etapas transitorias (arranque de la máquina, aplicación de carga o cambios en la velocidad y par de referencia), el vector de flujo del estator rota a diferentes velocidades cambiando δ y en consecuencia T_e , provocando grandes errores en la velocidad estimada.

El segundo método de estimación de velocidad de la primera categoría, se realiza a partir del vector de flujo del estator y del ángulo de carga, estas variables son usadas para controlar el par desarrollado tanto en estado estable como en estado transitorio. Por lo tanto al usar estas dos variables en el proceso de estimación, la velocidad del rotor puede ser calculada con suficiente precisión en estado estable y estado transitorio.

En esta tesis se emplea el segundo método de estimación de velocidad de la primera categoría, que calcula la posición eléctrica del rotor utilizando el ángulo del vector de flujo del estator y el ángulo de carga. El esquema del DTC clásico con lazo de control de velocidad y retroalimentación de la velocidad estimada que se utiliza en las simulaciones, se muestra en la figura 3.9.

El desempeño del control de velocidad cerrando el lazo con la velocidad estimada, se discute en el capítulo de resultado de simulaciones.

En la siguiente sección se analizan los detalles necesarios para comprender la estimación de la velocidad del rotor de la MSIP.

3.4.1 ESTIMACIÓN DE LA VELOCIDAD DEL ROTOR DE LA MSIP

36

El ángulo del vector espacial de flujo de rotor (θ_r) (o flujo de los imanes permanentes) es medido respecto al eje α del marco de referencia bifásico estacionario, este vector gira con una velocidad angular eléctrica ω_r .

El ángulo del vector espacial de flujo del estator ($\angle \vec{\psi_s}$) es medido respecto al eje α del marco de referencia bifásico estacionario, este vector gira con una velocidad angular eléctrica ω_e .

El ángulo que existe entre ambos vectores, es el ángulo de carga (δ).

Las ecuaciones de flujo y par de la MSIP se encuentran en el marco de referencia síncrono (d, q), sin embargo se requiere poder expresar estas ecuaciones en el marco de referencia síncrono (x, y), para obtener la ecuación de par que contenga la variable del ángulo de carga.

La ecuación que controla el par electromagnético está definida por la expresión matemática 3.10.

$$T_e = \frac{3p}{2L_s} \psi_{IP} |\psi_s| \sin \delta \quad 3.10$$

Y el par electromagnético en el DTC es calculado con:

$$T_e = \frac{3}{2} p (\psi_\alpha i_\beta - \psi_\beta i_\alpha) \quad 3.21$$

Igualando las ecuaciones 3.10 y 3.21 y despejando para δ se obtiene que el ángulo de carga es:

$$\delta = \sin^{-1} \left(\frac{(\psi_\alpha i_\beta - \psi_\beta i_\alpha) L_s}{\psi_{IP} |\psi_s|} \right) \quad 3.33$$

La ecuación 3.33 en función del par electromagnético se expresa como:

$$\delta = \sin^{-1} \left(\frac{2T_e L_s}{3p \psi_{IP} |\psi_s|} \right) \quad 3.34$$

El término L_s corresponde a la inductancia del estator de la MSIP con imanes superficiales, en este caso $L_s = L_d = L_q$.

Se observa de 3.34 que para calcular el ángulo de carga, los parámetros L_s , p y ψ_{IP} son constantes. Las variables son el par electromagnético y la magnitud del vector espacial de flujo del estator, debido a que estas dos últimas variables son controlados por el DTC, son adquiridas fácilmente y continuamente en cualquier instante.

El ángulo $\angle \vec{\psi_s}$ se calcula mediante 3.22 y también es una variable de fácil de conocer debido a que se emplea para calcular el sector

De la figura 3.2 se deduce que la posición eléctrica del rotor es igual al ángulo del vector espacial de flujo del estator menos el ángulo de carga:

$$\theta_{rEST} = \angle \vec{\psi_s} - \delta \quad 3.35$$

Por lo tanto conociendo el ángulo del vector espacial del flujo del estator y el ángulo de carga, es posible conocer el ángulo del vector de flujo del rotor.

El vector de flujo del rotor gira a la velocidad de los imanes permanentes, por lo tanto conociendo θ_r es posible conocer la posición exacta del rotor y la velocidad eléctrica del rotor se estima derivando a 3.35:

$$\omega_{\text{est}} = \frac{d\theta_{\text{rEST}}}{dt}$$

3.36

La velocidad estimada es lo suficientemente precisa en condiciones dinámicas y de estado estable [14].

De esta manera concluye el proceso de estimación de velocidad del rotor de la máquina síncrona de imanes permanentes.

3.4.2 RECONSTRUCCIÓN DEL VOLTAJE TRIFÁSICO

El DTC necesita conocer el voltaje trifásico aplicado a la máquina, el uso de sensores incrementa el costo del sistema de control en la implementación, lo ideal es reducir la cantidad de sensores usados para disminuir el costo de la implementación. Por lo tanto en este punto se desarrolla un método para reconstruir (V_{an} , V_{bn} , V_{cn}), el proceso es simple y solo necesita un sensor de voltaje en el bus de directa y conocer las señales de control (S_a , S_b , S_c) [23].

Considerando que la impedancia es igual para cada una de las fases y tomando en cuenta una conexión en estrella, de los 8 estados de conmutación la impedancia de carga solo puede tener las 3 topologías mostradas en la figura 3.10.

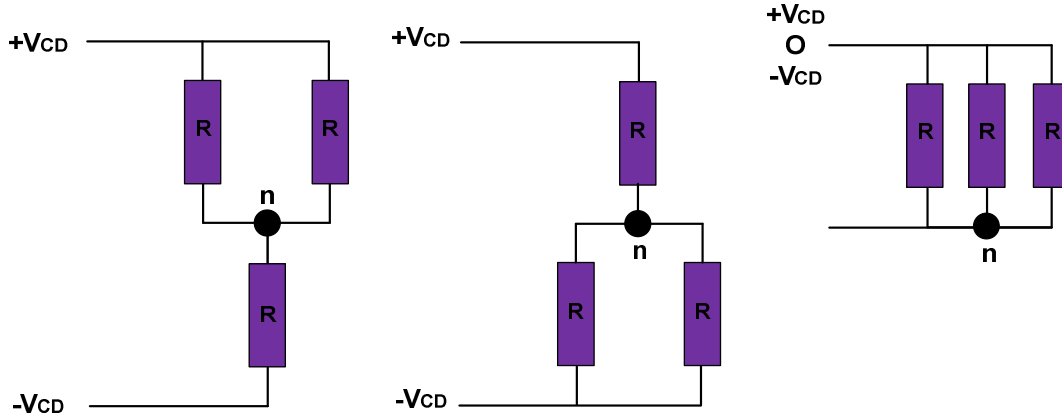


Figura 3.10 Topología 1, topología 2 y topología 3 de la impedancia de carga dependiendo el estado de conmutación del inversor.

Analizando la distribución de voltajes (V_{an} , V_{bn} , V_{cn}) en cada estado de conmutación mediante el divisor de tensión de acuerdo a la topología que puede tomar la carga, se obtiene la tabla 1 del capítulo 2 (a continuación se repite).

La topología 1 implica que dos fases se encuentran conectadas a +V_{CD} y una fase a -V_{CD}; los estados de conmutación relacionados a esta topología son: 2, 4 y 6.

Mientras que la topología 2 implica que dos fases se encuentran conectadas a -V_{CD} y una fase a +V_{CD}; los estados de conmutación relacionados a esta topología son: 1, 3 y 5.

Por otro lado la topología 3 implica que las tres fases se encuentran conectadas a +V_{CD} o a -V_{CD} donde se cortocircuitan los terminales de la carga, los estados de conmutación relacionados a esta topología son el 1 y 8, esta topología implica la aplicación de cualquiera de los dos vectores cero.

La tabla 1 muestra la relación de los voltajes de fase en la carga con el estado de conmutación del inversor. Por lo tanto es claro que si se conoce el voltaje del busde directa y el estado de conmutación del inversor, es fácil reconstruir el voltaje

trifásico línea a neutro de cada una de las fases que se aplica a la carga. Esto implica que en vez de usar 3 sensores de voltaje (uno para cada fase) se puede conocer el voltaje trifásico con solo un sensor de voltaje en el bus de directa.

Tabla 1 Estados de conmutación del inversor.

SEÑALES DE CONTROL	ESTADO DE CONMUTACIÓN	V_{an}	V_{bn}	V_{cn}	V_{α}	V_{β}
000	0	0	0	0	0	0
100	1	$\frac{2}{3}V_{CD}$	$-\frac{V_{CD}}{3}$	$-\frac{V_{CD}}{3}$	$\frac{2}{3}V_{CD}$	0
110	2	$\frac{V_{CD}}{3}$	$\frac{V_{CD}}{3}$	$-\frac{2}{3}V_{CD}$	$\frac{V_{CD}}{3}$	$\frac{V_{CD}}{\sqrt{3}}$
010	3	$-\frac{V_{CD}}{3}$	$\frac{2}{3}V_{CD}$	$-\frac{V_{CD}}{3}$	$-\frac{V_{CD}}{3}$	$\frac{V_{CD}}{\sqrt{3}}$
011	4	$-\frac{2}{3}V_{CD}$	$\frac{V_{CD}}{3}$	$\frac{V_{CD}}{3}$	$-\frac{2}{3}V_{CD}$	0
001	5	$-\frac{V_{CD}}{3}$	$-\frac{V_{CD}}{3}$	$\frac{2}{3}V_{CD}$	$-\frac{V_{CD}}{3}$	$-\frac{V_{CD}}{\sqrt{3}}$
101	6	$\frac{V_{CD}}{3}$	$-\frac{2}{3}V_{CD}$	$\frac{V_{CD}}{3}$	$\frac{V_{CD}}{3}$	$-\frac{V_{CD}}{\sqrt{3}}$
111	7	0	0	0	0	0

3.4.3 RECONSTRUCCIÓN DE LA CORRIENTE TRIFÁSICA

La corriente trifásica que alimenta a la MSIP es una de las variables que el DTC requiere conocer para ejecutar los algoritmos inherentes a su técnica de control.

Los métodos más efectivos para medir la corriente trifásica, son el uso de resistores de bajo valor o los sensores de corriente de efecto Hall. Esta última opción es preferida debido a que proporciona aislación eléctrica [47].

En la implementación física para poder conocer la corriente trifásica de la máquina se requieren tres sensores de efecto Hall. El número de sensores usados puede ser reducido de tres a dos si el devanado trifásico del estator se encuentra conectado en estrella, sin embargo los errores en la estimación del valor de la tercera corriente son inevitables debido a las diferencias en los niveles de CD utilizados como offset en los otros dos sensores de corriente [47].

El costo del sistema de control físico incrementa en función del número de sensores utilizados, por lo tanto lo ideal es conocer las variables requeridas con el menor número de sensores utilizados.

El propósito de la estimación de la corriente trifásica es reducir el número de sensores y de esta manera reducir los costos.

El problema de reconstrucción de corriente trifásica ha sido analizado en numerosos trabajos, tales como [51, 52, 53, 54]. Sin embargo estos trabajos están enfocados a inversores controlados mediante la técnica por modulación de vectores espaciales, por lo tanto este análisis no puede ser aplicado para la reconstrucción de la corriente trifásica cuando se emplea la técnica DTC clásica.

En [47] se analiza un método para estimar las corrientes de fase de una máquina de imanes permanentes de CA, a partir de la corriente medida del bus de directa; el método empleado se basa en un observador de corriente adaptativo. Por otro lado en [48, 49, 50] se analiza la reconstrucción de las corrientes de fase de una máquina de imanes permanentes de CA con excitación de corriente rectangular.

En esta sección se analiza la reconstrucción de la corriente trifásica de una MSIP controlada mediante la técnica DTC clásica, la teoría que se presenta a continuación se basa principalmente en [27] y [29].

El proceso de reconstrucción únicamente requiere de un sensor de corriente en el bus de directa del inversor para medir la corriente y partir de esta medición reconstruye las corrientes trifásicas mediante dos etapas [27, 29]:

- ❖ Predicción: primero se predice la corriente del estator a partir del modelo de la MSIP.
- ❖ Ajuste: en la segunda etapa la corriente predicha es ajustada en base a la corriente medida en el bus de directa.

A continuación se describen el proceso de reconstrucción de la corriente trifásica que alimenta a la MSIP.

3.4.3.1 ETAPA DE PREDICCIÓN

La primera etapa de reconstrucción de corriente trifásica, se conoce como etapa de predicción, en esta etapa la corriente trifásica se predice a partir del modelo vectorial de la MSIP.

El modelo de la MSIP en el marco de referencia síncrono (d, q) es:

$$V_d = \left[R_S i_d + L_d \frac{di_d}{dt} - \omega_r \psi_q \right] \quad \text{B.29}$$

$$V_q = \left[R_S i_q + L_q \frac{di_q}{dt} + \omega_r \psi_d \right] \quad \text{B.30}$$

De la figura 3.2 se observa que en el instante en que el marco de referencia síncrono (d, q) que se encuentra girando a una velocidad angular ω_r coincide con el marco de referencia estacionario (α, β), los ejes (d, q) serán igual a los ejes (α, β), es decir: $d = \alpha$ y $q = \beta$. Por lo tanto el modelo de la MSIP puede ser expresado como:

$$V_\alpha = \left[R_S i_\alpha + L_S \frac{di_\alpha}{dt} - \omega_r \psi_\beta \right] \quad \text{3.37}$$

$$V_\beta = \left[R_S i_\beta + L_S \frac{di_\beta}{dt} + \omega_r \psi_\alpha \right] \quad \text{3.38}$$

Para determinar las componentes (ψ_α, ψ_β) del vector espacial de flujo del estator, analizando la figura 3.2 se deduce que:

$$\psi_\alpha = \psi_{IP} \cos(\theta_r) \quad \text{3.39}$$

$$\psi_{\beta} = \psi_{IP} \text{sen}(\theta_r) \quad 3.40$$

Sustituyendo 3.39 y 3.40 en 3.37 y 3.38 respectivamente se tiene que:

$$V_{\alpha} = \left[R_s i_{\alpha} + L_s \frac{di_{\alpha}}{dt} - \omega_r \psi_{IP} \text{sen}(\theta_r) \right] \quad 3.41$$

$$V_{\beta} = \left[R_s i_{\beta} + L_s \frac{di_{\beta}}{dt} + \omega_r \psi_{IP} \cos(\theta_r) \right] \quad 3.42$$

Por lo tanto, para cada uno de los 6 vectores activos de voltaje de salida del inversor, la MSIP puede ser modelada por la ecuación 3.43 [27].

$$V_{\alpha,\beta} = R_s i_{\alpha,\beta} + L_s \frac{di_{\alpha,\beta}}{dt} + E_{\alpha,\beta} \quad 3.43$$

En donde las componentes en el marco de referencia (α, β) del vector espacial de la fuerza electromotriz son:

$$E_{\alpha} = -\omega_r \psi_{IP} \text{sen} \theta_r \quad 3.44$$

$$E_{\beta} = +\omega_r \psi_{IP} \cos \theta_r \quad 3.45$$

La constante ψ_{IP} por lo regular es obtenida de la placa de la máquina o mediante pruebas experimentales [27, 29]. En [41] en el apéndice B, se presenta un método experimental para determinar el valor del flujo del imán permanente.

Resolviendo la ecuación diferencial no homogénea 3.43 para $i_{\alpha,\beta}$ se obtiene:

$$i_{\alpha,\beta} = \lambda e^{-\frac{R_s t}{L_s}} + \frac{(V_{\alpha,\beta} - E_{\alpha,\beta})}{R_s} \quad 3.46$$

De acuerdo a [27,29], 3.46 puede ser expresada en forma discreta como:

$$i_{\alpha,\beta}^P(k) = i_{\alpha,\beta}^P(k-1) + \frac{T_s}{L_{\alpha,\beta}} [v_{\alpha,\beta}(k-1) - E_{\alpha,\beta} - R_s i_{\alpha,\beta}^P(k-1)] \quad 3.47$$

La letra “P” implica que se trabaja con las corrientes predichas, T_s corresponde al tiempo de muestreo y $(k), (k-1)$ implican la muestra actual y anterior de la variable correspondiente.

Aplicando la transformación Clark inversa a de 3.47, se encuentran las corrientes trifásicas predichas (i_a^P, i_b^P, i_c^P) , concluyendo de esta manera la primera etapa de proceso de reconstrucción de corriente trifásica.

3.4.3.2 ETAPA DE AJUSTE

Analizando las diferentes topologías de carga en cada estado de conmutación (ver figura 3.10), se concluye que cuando el inversor aplica un vector espacial de voltaje activo a la MSIP, una fase del estator siempre se encontrará conectada en serie con el bus de directa (puede ser con +VCD o -VCD), mientras que las otras dos fases se encontrarán conectadas en paralelo al bus de directa con polaridad opuesta. La fase en serie con el bus de directa puede ser fácilmente identificada mediante las señales de control, la corriente que fluye en esa fase es igual en magnitud y polaridad o igual en magnitud y opuesta en polaridad a la corriente que fluye por el bus de directa. Con estos juicios es posible construir la tabla 3 que muestra la relación entre la corriente del bus de directa, la corriente de fase de la MSIP y el estado de conmutación del inversor.

Es importante notar que cuando el inversor aplica un vector de voltaje cero, las terminales de la máquina se encontrarán en corto circuito y por lo tanto la corriente en el bus de directa y la corriente de las fases del estator son igual a cero.

La etapa de predicción está basada en el modelo de la MSIP que asume los criterios ideales mencionados en el capítulo 2, esto implica que la corriente predicha será diferente de la corriente medida del bus de directa. Por lo tanto las corrientes predichas de las otras dos fases también serán distintas de su valor real. Por esta razón se requiere la etapa de ajuste para que las corrientes predichas sean lo más cercanas posible a las corrientes reales, a continuación se describe la segunda etapa:

La corriente predicha correspondiente a la fase en serie con el bus de directa, es descartada y reemplazada por la corriente medida del bus de directa, esto se logra con el apoyo de la tabla 3.

Por otro lado para mantener la suma de las corrientes del estator en cero y al mismo tiempo para mejorar el proceso de reconstrucción de corrientes, se determina el error entre la corriente medida y la corriente predicha, este error es dividido entre dos y es restado a las otras dos corrientes previamente predichas para obtener las corrientes de ajuste restantes y así concluir el proceso de reconstrucción de corriente trifásica.

Por ejemplo analizando el estado de conmutación 1 se tiene que las corrientes de ajuste son:

$$i_{a \text{ ajuste}} = i_{CD}$$

$$e = i_{a \text{ ajuste}} - i_a^P$$

$$i_{b \text{ ajuste}} = i_b^P - \frac{e}{2}$$

$$i_{c \text{ ajuste}} = i_c^P - \frac{e}{2}$$

La corriente trifásica de ajuste obtenida al final del algoritmo, corresponde a la corriente trifásica reconstruida.

Con este método de reconstrucción de corriente trifásica, se logra que en la implementación en lugar de usar 3 sensores de corriente (uno para cada fase) se pueda conocer la corriente trifásica con solo un sensor de corriente instalado en el bus de directa. En el capítulo 5, se discute el desempeño del control con la corriente trifásica estimada.

Tabla 3 Relación entre el estado de conmutación del inversor y la corriente trifásica (i_a, i_b, i_c).

ESTADO DE CONMUTACIÓN	S_a	S_b	S_c	CORRIENTE DE FASE
0	0	0	0	$i_a = i_b = i_c = 0$
1	1	0	0	$i_a = i_{CD}$
2	1	1	0	$i_c = -i_{CD}$
3	0	1	0	$i_b = i_{CD}$
4	0	1	1	$i_a = -i_{CD}$
5	0	0	1	$i_c = i_{CD}$
6	1	0	1	$i_b = -i_{CD}$
7	1	1	1	$i_a = i_b = i_c = 0$

CAPÍTULO 4

SIMULACIÓN DEL CONTROL DIRECTO DE PAR DE LA MÁQUINA SÍNCRONA DE IMANES PERMANENTES

4.1 INTRODUCCIÓN

Este capítulo tiene como objetivo describir la estructura de la simulación del Control Directo de Par de la Máquina Síncrona de Imanes Permanentes. El software utilizado para realizar las simulaciones es Matlab ® Simulink ® versión 7.8.0 2009.

En la figura 4.1 se observa el esquema general de la simulación del DTC de la MSIP. El programa está compuesto por un conjunto de bloques que interactúan entre cada uno y han sido desarrollados en Matlab Simulink. Dentro de cada bloque se encuentran subsistemas. La función de cada parte que integra la simulación y los algoritmos programados, se explican a lo largo del capítulo, citando las ecuaciones desarrolladas en los capítulos 2 y 3, las variables utilizadas en la simulación, así como los parámetros de la MSIP, anchos de banda de los controladores, etc. Se declaran en un archivo llamado “**variables.m**”, el cual debe ser cargado antes de ejecutar las simulaciones, el archivo se localiza en la sección E.1 del apéndice E.

4.2 DESARROLLO DEL PROGRAMA

En el diagrama de bloques de la figura 4.1, es posible simular el DTC clásico de la MSIP sin lazo de control de velocidad que se muestra en la figura 3.1, con lazo de control de velocidad y con sensor de posición mostrado en la figura 3.7, con lazo de control de velocidad sin sensor de posición y velocidad estimada de la figura 3.9 y el DTC empleando la corriente trifásica y el voltaje de fase trifásico reconstruidos.

A continuación se describe cada uno de los bloques del programa.

4.2.1 REPRESENTACIÓN DEL MODELO DE LA MSIP EN BLOQUES DE SIMULINK

En la figura 4.2 se observa el bloque que contiene el modelo promedio de la MSIP, el bloque tiene como variables de entrada el voltaje de fase trifásico alimentado por el inversor fuente de voltaje y también una señal externa correspondiente al par de carga (ver figura 4.3). El subsistema contenido dentro del bloque se muestra en la figura 4.4.

Las ecuaciones y los algoritmos empleados se programan en bloques de Simulink llamados “**Embedded MATLAB Function**” o “función de Matlab embebida”, estos bloques permiten manipular las variables de entrada de acuerdo al código programado por el usuario.

El voltaje de fase trifásico instantáneo que alimenta a la MSIP es medido para ser transformado al marco de referencia bifásico estacionario (α, β), utilizando la función de Matlab embebida llamada “**(abc)>>(alfa,beta,0)**”, el código se muestra en el punto E.2 del apéndice E, con la transformación de Clark simplificada:

$$V_{\alpha} = \frac{2}{3}V_a - \frac{1}{3}V_b - \frac{1}{3}V_c = \frac{2}{3}V_a - \frac{1}{3}(V_b + V_c) = \frac{2}{3}V_a + \frac{1}{3}V_a = V_a \quad 4.1$$

$$V_{\beta} = \frac{1}{\sqrt{3}}V_b - \frac{1}{\sqrt{3}}V_c \quad 4.2$$

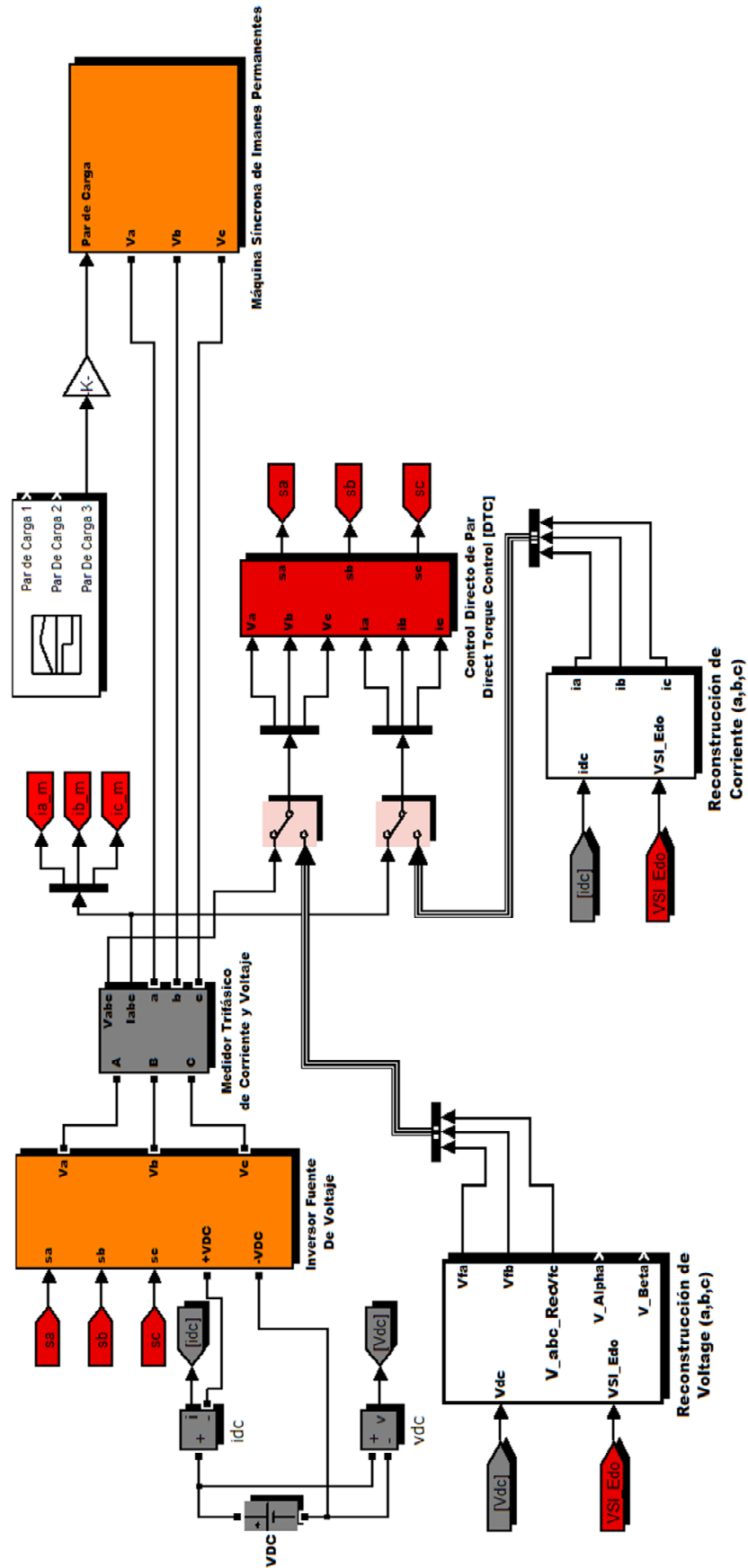


Figura 4.1 Diagrama de la simulación del DTC de la MSIP.

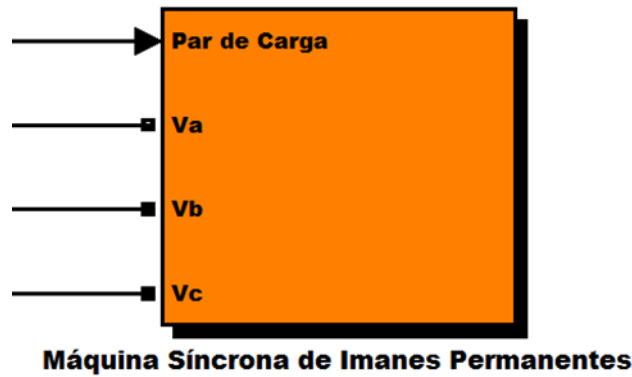


Figura 4.2 Bloque del modelo promedio de la MSIP.

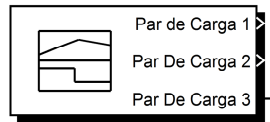


Figura 4.3 Bloque que genera la señal de par de carga que acciona la MSIP.

Para realizar la transformación del marco de referencia (α, β) al marco de referencia (d, q) , se utiliza la transformación de Park, realizada en la función de Matlab embebida llamada “**(alfa,beta,0)>>(d,q,0)**”, el código puede observarse en el punto E.3 del apéndice E. El argumento “theta” corresponde a la posición eléctrica del rotor de la máquina, esta variable es retroalimentada del modelo de la MSIP.

En la figura 4.4 se muestra el circuito equivalente de la Máquina Síncrona de Imanes Permanentes, contenido en el bloque de la figura 4.2. Se observa que los voltajes transformados al marco de referencia bifásico síncrono (d, q) son la alimentación de los circuitos equivalentes de la MSIP.

Las señales de control de los circuitos equivalentes de la MSIP, se calculan dentro del mismo bloque, para el circuito de V_d y V_q las señales de control respectivamente son:

$$S_1 = \omega_e L_q i_q \quad 4.3$$

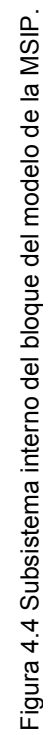
$$S_2 = \omega_e (L_d i_d + \Psi_{IP}) \quad 4.4$$

La velocidad eléctrica y la posición eléctrica del rotor de la máquina se calculan integrando dos veces respectivamente la señal de aceleración del rotor, calculada mediante el código programado en la función de Matlab embebida llamada “**Aceleración**”, el código es mostrado en el punto E. 4. La ecuación para calcular la aceleración del rotor, es despejada de la ecuación 2.9 en función de la velocidad eléctrica:

$$\frac{d\omega_r}{dt} = \frac{p(T_e - T_L) - \beta \omega_r}{J} \quad 4.5$$

La posición eléctrica del rotor medida en el modelo de la MSIP, es la variable “theta” que se utiliza en la transformación de Park.

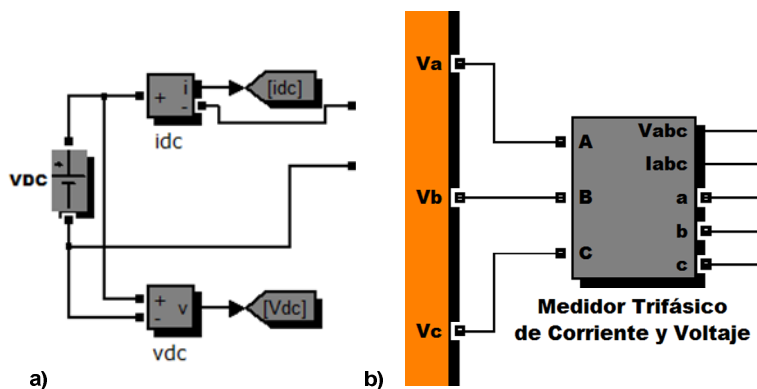
La velocidad eléctrica del rotor medida en el modelo de la MSIP, es la variable “Wr_Medida_rad_seg” y se utiliza para calcular las señales S_1 y S_2 utilizadas en el circuito de la MSIP. Esta variable también se retroalimenta en el lazo de control de velocidad de la MSIP.



4.2.2 REPRESENTACIÓN DEL MODELO PROMEDIO DEL INVERSOR EN BLOQUES DE SIMULINK

En la figura 4.5 a se muestra la fuente de voltaje que alimenta al bus de corriente directa del inversor, se observa el uso de un sensor de voltaje y uno de corriente para obtener estas señales.

En la figura 4.5 b, se muestra un medidor trifásico de corriente y voltaje conectado a la salida del inversor, las dos primeras variables de salida del bloque de medición “Vabc” e “Iabc” son señales de medición del voltaje de fase y corriente trifásica que alimenta a la MSIP, estas son las variables de entrada al subsistema del DTC. Los últimos tres puntos de salida “a, b, c” son terminales eléctricos y corresponden al voltaje trifásico de salida del inversor que alimenta al estator de la MSIP.



4.5 a) Fuente de voltaje que alimenta al bus de directa del inversor
 b) Medidor de corriente y voltaje trifásico de salida del inversor.

En la figura 4.6 se muestra el bloque que contiene el modelo promedio del VSI. Las señales de control (S_a , S_b , S_c) son las variables de entrada al bloque y se determinan en el subsistema del DTC que se explica más adelante.

En la figura 4.7 se aprecia al subsistema interno del bloque, que contiene el circuito equivalente del modelo promedio del inversor fuente de voltaje. Este modelo ha sido analizado en el capítulo 2 sección 2.4.

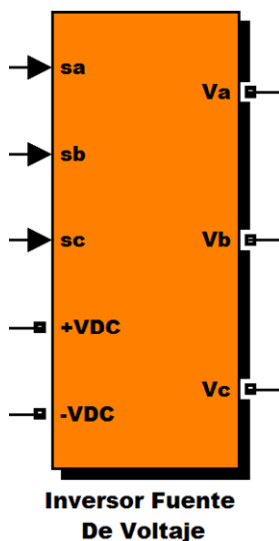


Figura 4.6 Bloque del modelo promedio del inversor fuente de voltaje.



Figura 4.7 Circuito equivalente del modelo promedio del VSI.

4.2.3 REPRESENTACIÓN DEL CONTROL DIRECTO DE PAR EN BLOQUES DE SIMULINK

A continuación se analiza el bloque donde se encuentra programado el Control Directo de Par de la Máquina Síncrona de Imanes Permanentes. Dentro del bloque mostrado en la figura 4.8, está el subsistema que contiene todas las ecuaciones y algoritmos del DTC. Estas ecuaciones han sido ampliamente analizadas en el capítulo 3.

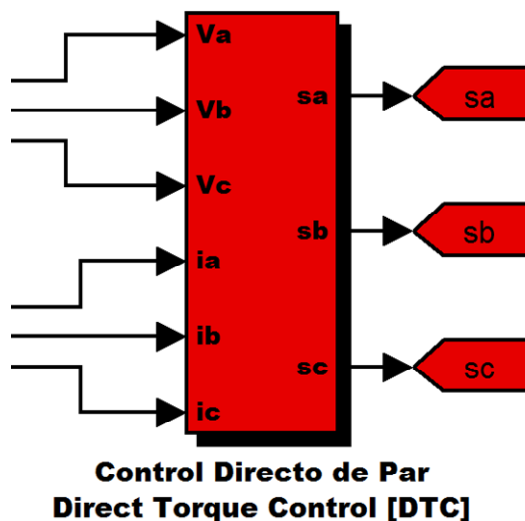


Figura 4.8 Bloque del Control Directo de Par.

Las variables de entrada al bloque son el voltaje de fase y la corriente trifásica medidos en las terminales de la MSIP (ver figura 4.5 b), las variables de salida son las señales de control del inversor (s_a, s_b, s_c). En la figura 4.10 se muestra el subsistema interno del bloque del DTC de la figura 4.8. A continuación se detalla el funcionamiento de los bloques del sistema del DTC.

4.2.3.1 TRANSFORMACIÓN DIRECTA DE CLARK

El control directo de par se lleva a cabo en el marco de referencia bifásico estacionario (α, β), por lo tanto el voltaje y la corriente trifásica son transformados al marco de referencia (α, β) mediante la transformación directa de Clark. Esto se realiza con la función de Matlab embebida llamada “**Voltaje (a,b,c)>>Voltaje(alfa,beta) Corriente (a,b,c)>>Corriente(alfa,beta)**” (ver figura 4.9), el código se muestra en el punto E. 5 del apéndice E.

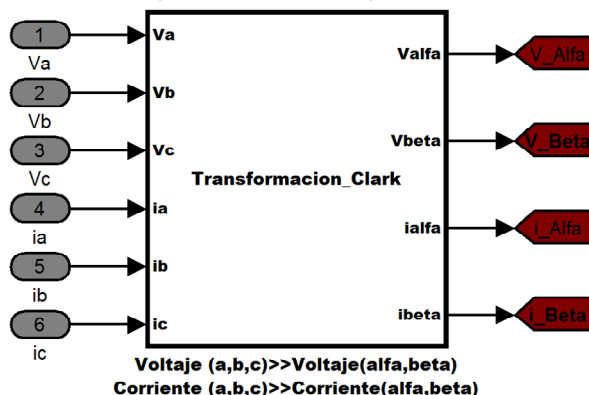


Figura 4.9 Función de Matlab embebida que realiza la transformación directa de Clark.

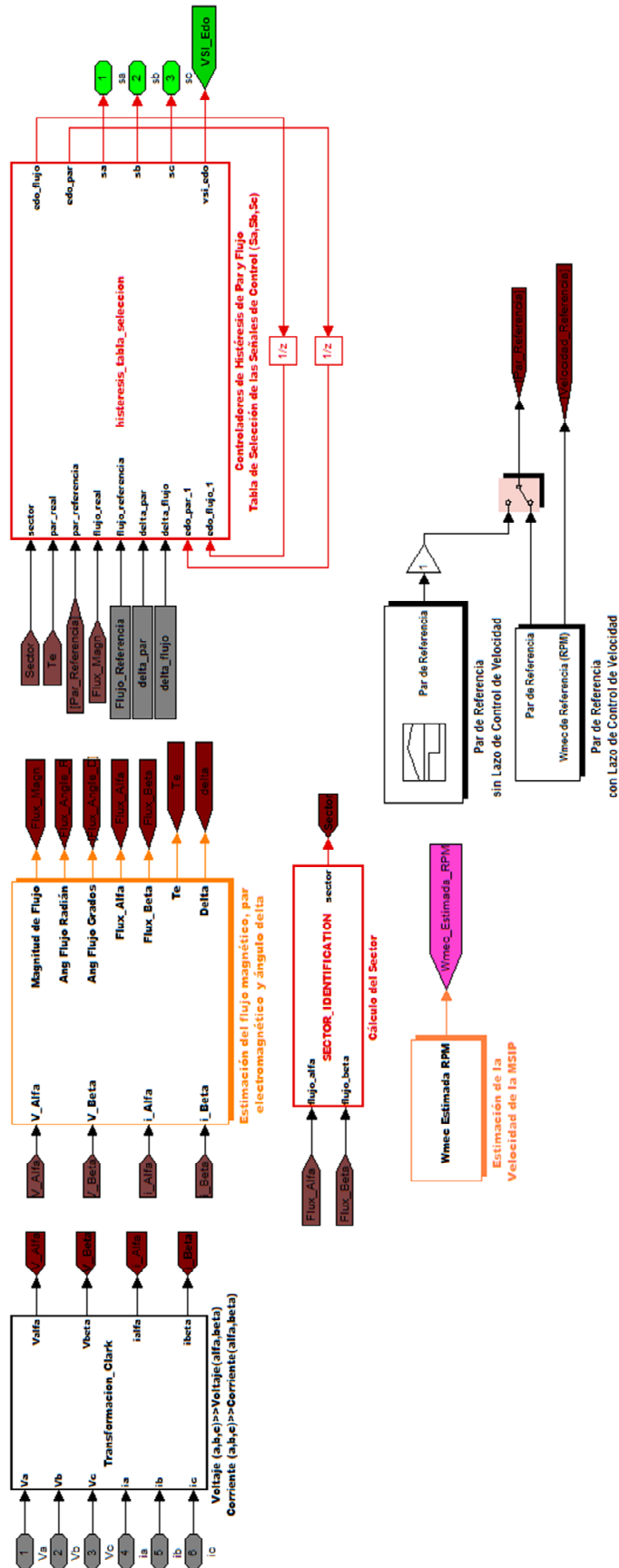


Figura 4.10 Subsistema del Control Directo de Par.

4.2.3.2 CÁLCULO DE LAS COMPONENTES (α, β) , DE LA MAGNITUD Y ÁNGULO DEL VECTOR ESPACIAL DE FLUJO MAGNÉTICO DEL ESTATOR, CÁLCULO DEL PAR REAL Y DEL ÁNGULO DE CARGA

La figura 4.11 a muestra el bloque llamado “**Estimación del flujo magnético, par electromagnético y ángulo delta**” donde se calculan las componentes (α, β) , la magnitud y ángulo del vector espacial de flujo del estator; en el mismo bloque se calcula el par electromagnético real y el ángulo de carga. Las funciones de Matlab embebidas de las figuras 4.11 b y 4.11 c, se encuentran dentro del bloque de la figura 4.11 a. Para calcular las componentes del flujo, se integra la fuerza contra electromotriz del estator con la siguiente ecuación [2]:

$$\varphi_{\alpha\beta}(k) = T_s * (V_{\alpha\beta}(k-1) - R_s * i_{\alpha\beta}(k-1)) + \varphi_{\alpha\beta}(k-1) \quad 4.6$$

En donde T_s corresponde al periodo de muestreo, (k) indica que se utiliza la muestra actual y $(k-1)$ indica el uso de la muestra anterior de la variable respectiva, la estimación de las componentes (α, β) del vector espacial de flujo se realiza en el bloque mostrado en la figura 4.11 b, el código se muestra en el punto E.6 del apéndice E. La magnitud y ángulo del vector espacial de flujo del estator, el par electromagnético real y el ángulo de carga, se calculan mediante la función de Matlab embebida mostrada en figura 4.11 c), el código se muestra en la sección E.7 del apéndice E. Las variables de entrada usadas para poder calcular el par electromagnético son los valores instantáneos de corriente trifásica y flujo de la máquina en el marco (α, β) y el número de pares de polos.

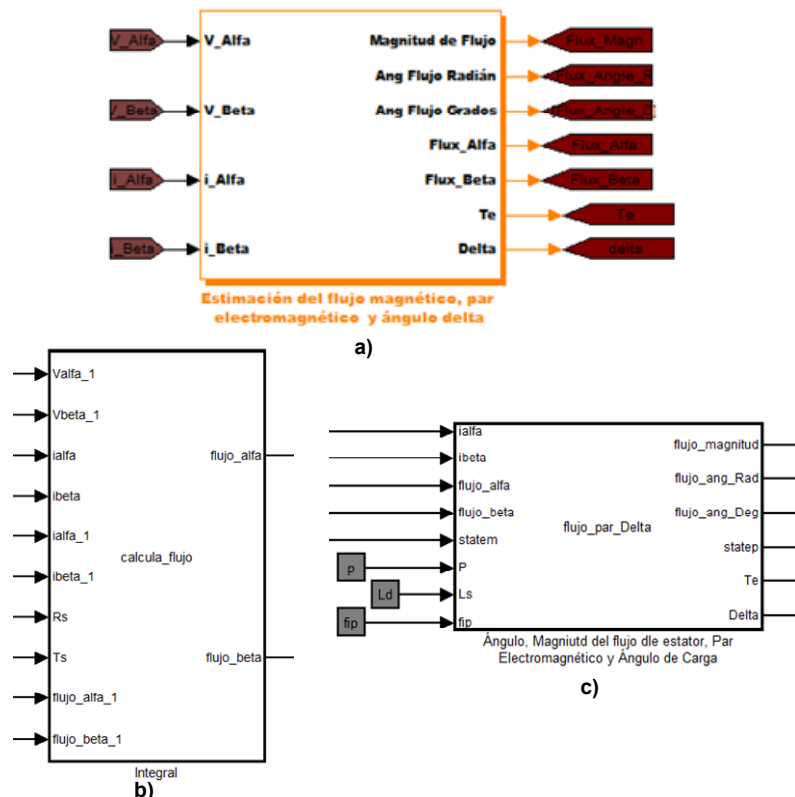


Figura 4.11 a) Diagrama de bloques del subsistema que calcula al flujo y par de la MSIP. b) Función embebida de Matlab que calcula las componentes del vector de flujo. c) Función embebida de Matlab que calcula la magnitud y ángulo del vector de flujo del estator, el par real y el ángulo de carga.

4.2.3.3 CÁLCULO DEL SECTOR

Para calcular el sector donde se encuentra girando el vector espacial de flujo de estator, se emplea el bloque de la función de Matlab embebida (ver figura 4.12) llamado “**Cálculo de Sector**”. Las variables de entrada al bloque son las componentes de flujo en el marco de referencia (α, β) y la variable de salida es el sector que puede tomar valores del 1 al 6. El diagrama de flujo del programa se observa en la figura 4.13. El código programado se muestra en el punto E.9 del apéndice E.

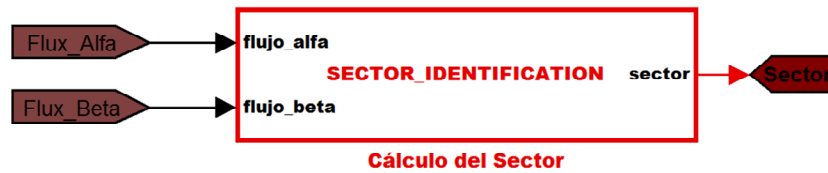


Figura 4.12 Función embebida de Matlab que realiza el cálculo del par electromagnético.

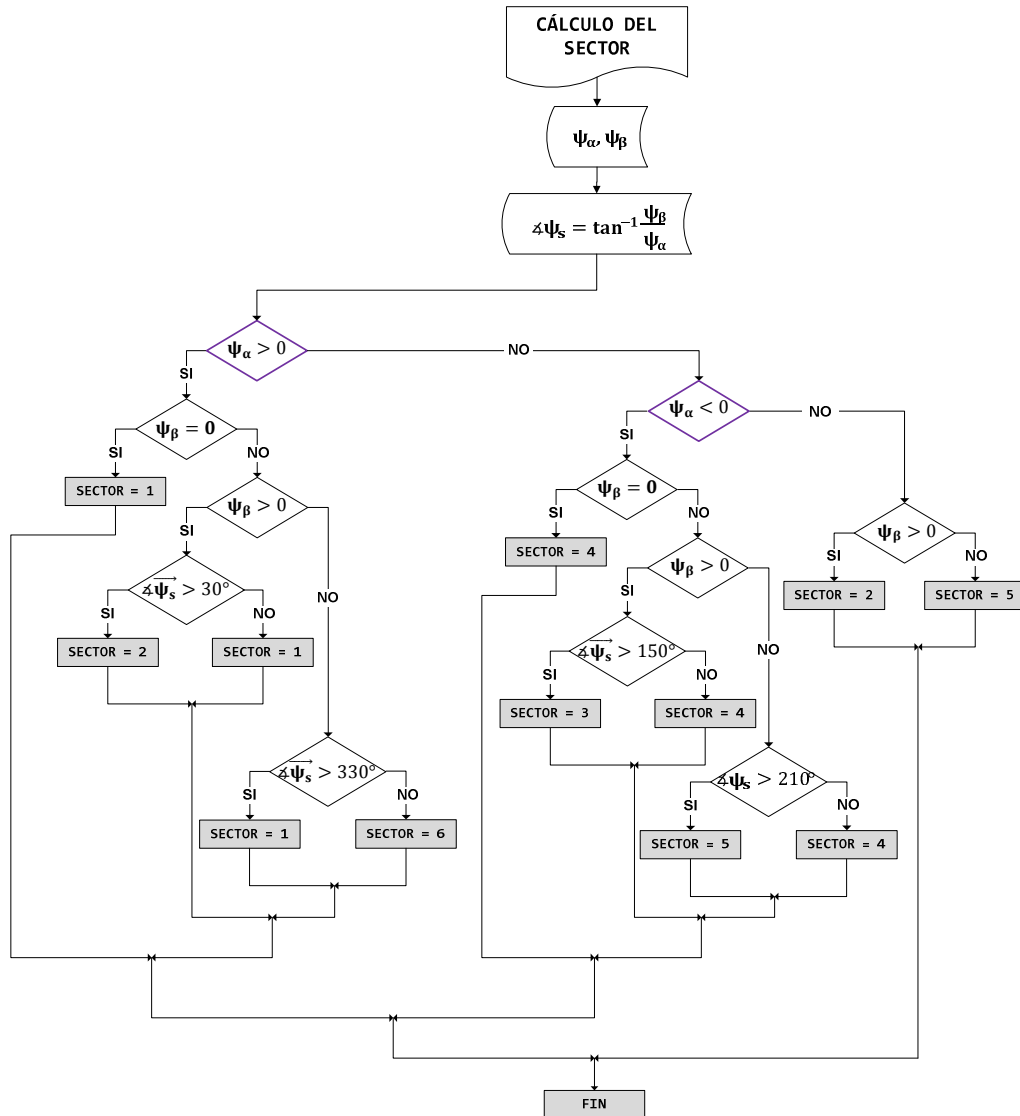


Figura 4.13 Diagrama de flujo para el cálculo del sector.

4.2.3.4 CONTROLADOR DE HISTÉRESIS DE FLUJO Y PAR ELECTROMAGNÉTICO

Para programar el algoritmo de los controladores de histéresis, son necesarias como variables de entrada: el par electromagnético estimado, el par de referencia, el flujo estimado, el flujo de referencia, el ancho de banda del controlador de histéresis de par y el ancho de banda del controlador de histéresis de flujo (ver figura 4.14). A la salida del controlador se obtienen las variables de estado de par y estado de flujo.

El diagrama de flujo de los controladores de histéresis, se muestra en la figura 4.15, mientras que el código se muestra en el punto E.9 del apéndice E.

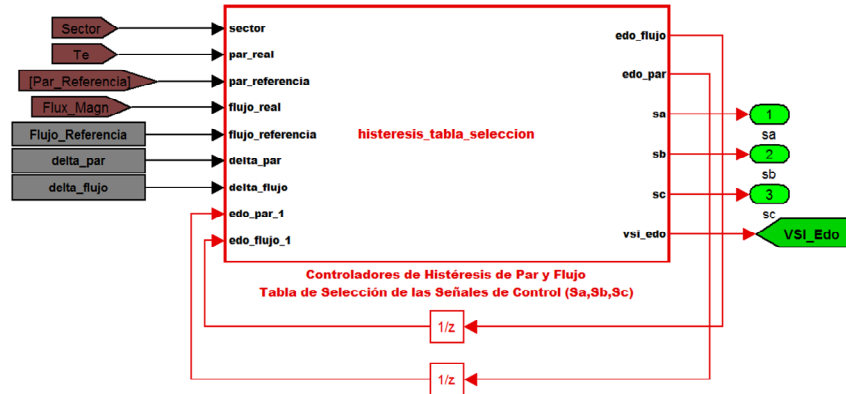


Figura 4.14 Función embebida de Matlab que simula los controladores de histéresis y la tabla de selección de vectores espaciales de voltaje de salida del inversor.

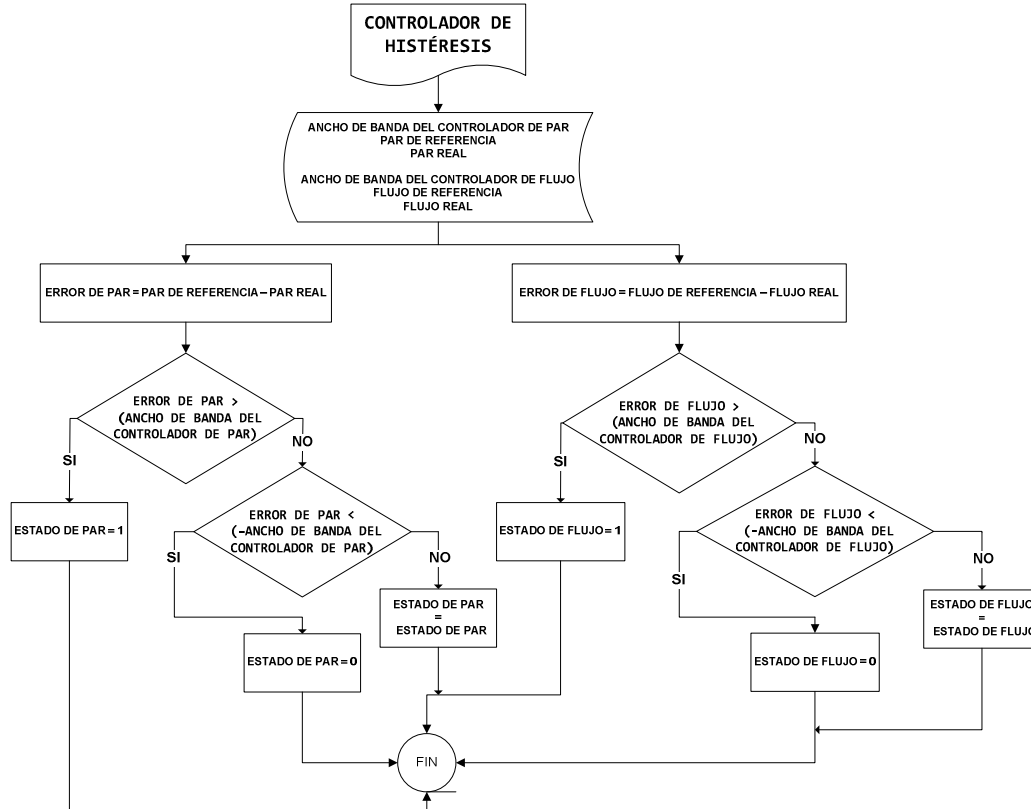


Figura 4.15 Diagrama de flujo de los controladores de histéresis de par y flujo.

Dentro de la función de Matlab embebida de la figura 4.14, también se programa el algoritmo para seleccionar las señales de control del inversor (S_a, S_b, S_c) para generar el vector espacial de voltaje que debe alimentar a la MSIP para ser controlada.

El diagrama de flujo para seleccionar las señales de control del inversor (S_a, S_b, S_c) se muestra en la figura 4.16.

```

graph TD
    Start([TABLA DE SELECCIÓN DE LAS SEÑALES  
(Sa, Sb, Sc)]) --> Sector1{SECTOR = 1}
    Sector1 -- SI --> D1{EDO FLUJO = 1  
EDO PAR = 1}
    D1 -- SI --> V2[da=1,db=1,dc=0]
    D1 -- NO --> D2{EDO FLUJO = 1  
EDO PAR = 0}
    D2 -- SI --> V6[da=1,db=0,dc=1]
    D2 -- NO --> D3{EDO FLUJO = 0  
EDO PAR = 1}
    D3 -- SI --> V3[da=0,db=1,dc=0]
    D3 -- NO --> D4{EDO FLUJO = 0  
EDO PAR = 0}
    D4 -- SI --> V5[da=0,db=0,dc=1]
    D4 -- NO --> Join1(( ))
    
    Sector1 -- NO --> Sector2{SECTOR = 2}
    Sector2 -- SI --> D5{EDO FLUJO = 1  
EDO PAR = 1}
    D5 -- SI --> V3[da=0,db=1,dc=0]
    D5 -- NO --> D6{EDO FLUJO = 1  
EDO PAR = 0}
    D6 -- SI --> V1[da=1,db=0,dc=0]
    D6 -- NO --> D7{EDO FLUJO = 0  
EDO PAR = 1}
    D7 -- SI --> V4[da=0,db=1,dc=1]
    D7 -- NO --> D8{EDO FLUJO = 0  
EDO PAR = 0}
    D8 -- SI --> V6[da=1,db=0,dc=1]
    D8 -- NO --> Join2(( ))
    
    Sector2 -- NO --> Sector3{SECTOR = 3}
    Sector3 -- SI --> D9{EDO FLUJO = 1  
EDO PAR = 1}
    D9 -- SI --> V4[da=0,db=1,dc=1]
    D9 -- NO --> D10{EDO FLUJO = 1  
EDO PAR = 0}
    D10 -- SI --> V2[da=1,db=1,dc=0]
    D10 -- NO --> D11{EDO FLUJO = 0  
EDO PAR = 1}
    D11 -- SI --> V5[da=0,db=0,dc=1]
    D11 -- NO --> D12{EDO FLUJO = 0  
EDO PAR = 0}
    D12 -- SI --> V1[da=1,db=0,dc=0]
    D12 -- NO --> Join3(( ))
    
    Sector3 -- NO --> Sector4{SECTOR = 4}
    Sector4 -- SI --> D13{EDO FLUJO = 1  
EDO PAR = 1}
    D13 -- SI --> V5[da=0,db=0,dc=1]
    D13 -- NO --> D14{EDO FLUJO = 1  
EDO PAR = 0}
    D14 -- SI --> V3[da=0,db=1,dc=0]
    D14 -- NO --> D15{EDO FLUJO = 0  
EDO PAR = 1}
    D15 -- SI --> V6[da=1,db=0,dc=1]
    D15 -- NO --> D16{EDO FLUJO = 0  
EDO PAR = 0}
    D16 -- SI --> V1[da=1,db=0,dc=0]
    D16 -- NO --> Join4(( ))
    
    Sector4 -- NO --> Sector5{SECTOR = 5}
    Sector5 -- SI --> D17{EDO FLUJO = 1  
EDO PAR = 1}
    D17 -- SI --> V6[da=1,db=0,dc=1]
    D17 -- NO --> D18{EDO FLUJO = 1  
EDO PAR = 0}
    D18 -- SI --> V4[da=0,db=1,dc=1]
    D18 -- NO --> D19{EDO FLUJO = 0  
EDO PAR = 1}
    D19 -- SI --> V1[da=1,db=0,dc=0]
    D19 -- NO --> D20{EDO FLUJO = 0  
EDO PAR = 0}
    D20 -- SI --> V3[da=0,db=1,dc=0]
    D20 -- NO --> Join5(( ))
    
    Sector5 -- NO --> Sector6{SECTOR = 6}
    Sector6 -- SI --> D21{EDO FLUJO = 1  
EDO PAR = 1}
    D21 -- SI --> V1[da=1,db=0,dc=0]
    D21 -- NO --> D22{EDO FLUJO = 1  
EDO PAR = 0}
    D22 -- SI --> V5[da=0,db=0,dc=1]
    D22 -- NO --> D23{EDO FLUJO = 0  
EDO PAR = 1}
    D23 -- SI --> V2[da=1,db=1,dc=0]
    D23 -- NO --> D24{EDO FLUJO = 0  
EDO PAR = 0}
    D24 -- SI --> V4[da=0,db=1,dc=1]
    D24 -- NO --> Join6(( ))
    
    Join1 --> Join2
    Join2 --> Join3
    Join3 --> Join4
    Join4 --> Join5
    Join5 --> Join6
    
    Join6 --> EDO[EDO CONMUTACIÓN ACTUAL  
= EDO CONMUTACION ANTERIOR]
    EDO --> FIN([FIN])
  
```

CAPÍTULO 4

4.2.4 FUNCIÓN DE MATLAB EMBEBIDA PROGRAMADA PARA LA RECONSTRUCCIÓN DE VOLTAJE TRIFÁSICO

El proceso de reconstrucción del voltaje de fase de salida del inversor que alimenta a la MSIP, ha sido analizado en la sección 3.4.2 del capítulo 3, a continuación se explica su simulación en Simulink. En la figura 4.17, se aprecia la función de Matlab embebida programada para reconstruir el voltaje de fase trifásico que alimenta al estator de la MSIP.

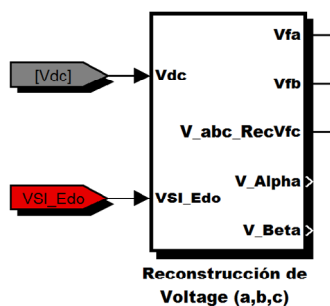


Figura 4.17 Función embebida de Matlab utilizada para reconstruir el voltaje trifásico.

Para reconstruir del voltaje de fase trifásico, se requieren como variables de entrada el voltaje sensado del bus de directa (ver figura 4.7 a) y la señales de control del inversor, sin embargo conociendo el estado de conmutación es posible conocer las señales de control. El diagrama de flujo del código se observa en la figura 4.18, mientras que el código se muestra en el punto E.10 del apéndice E.

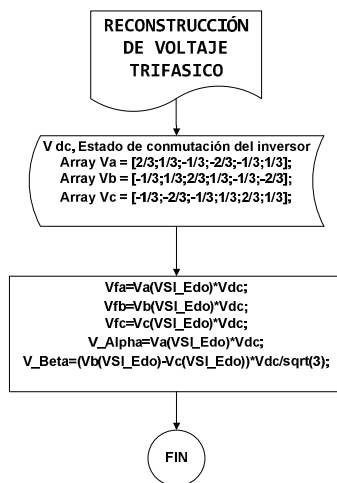


Figura 4.18 Diagrama de flujo del algoritmo de reconstrucción de voltaje trifásico.

Para el control se puede seleccionar el voltaje trifásico medido o el voltaje trifásico reconstruido, esto se logra mediante un interruptor como se observa en la figura 4.19.

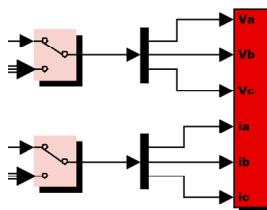


Figura 4.19 Interruptor que selecciona el voltaje trifásico medido o el reconstruido

4.2.5 FUNCIÓN DE MATLAB EMBEBIDA PROGRAMADA PARA RECONSTRUCCIÓN DE CORRIENTE TRIFÁSICA

A continuación se explica la simulación de la reconstrucción de corriente trifásica explicada en la sección 3.4.3 del capítulo anterior. En la figura 4.20 se muestra el bloque que realiza la reconstrucción de la corriente trifásica que alimenta a la MSIP.

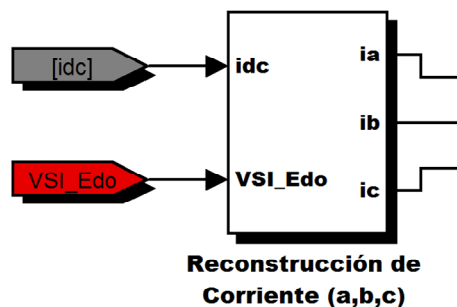


Figura 4.20 Bloque de Matlab que contiene el subsistema que estima la corriente trifásica.

Las funciones de Matlab embebidas que están dentro del bloque, se observan en la figura 4.21.

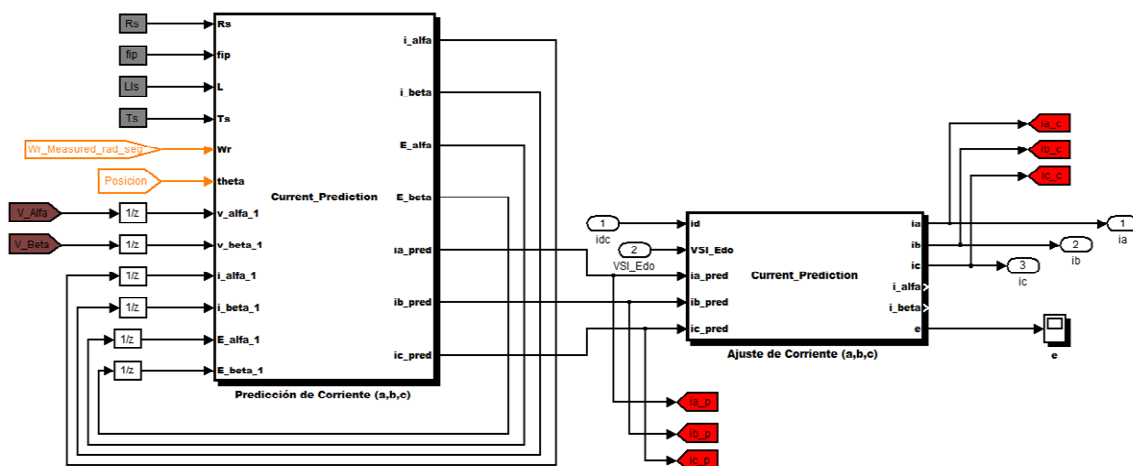


Figura 4.21 Funciones embebidas de Matlab contenidas en el bloque de estimación de corriente trifásica.

Las dos etapas de reconstrucción de corriente trifásica: predicción y ajuste, se realizan en estas funciones de Matlab embebidas.

En la primer función embebida llamada “**Predicción de Corriente (a,b,c)**” de la figura 4.21 se realiza la primera etapa de reconstrucción de corriente (ver sección 3.4.3.1 del capítulo 3), la corriente predicha junto con la corriente del bus de DC y el estado de conmutación del inversor, son las variables de entrada de la función embebida “**Ajuste de corriente (a,b,c)**” donde se realiza la etapa de ajuste (ver sección 3.4.3.2 del capítulo 3) para finalizar la reconstrucción de la corriente trifásica.

El código programado en la función “**Predicción de Corriente (a,b,c)**”, se muestra en el punto E.11 del apéndice E. Mientras que el código del bloque “**Ajuste de corriente (a,b,c)**”, se muestra en el punto E.12 del apéndice E. El diagrama de flujo, se muestra en la figura 4.22.

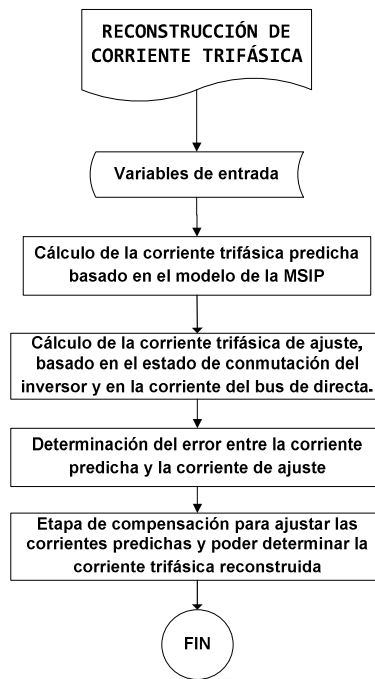


Figura 4.22 Diagrama de flujo del proceso de estimación de corriente trifásica.

En las simulaciones es posible seleccionar entre la corriente trifásica medida y la corriente trifásica reconstruida, a través de un interruptor como el mostrado en la figura 4.19.

4.2.6 BLOQUE DE LAZO DE CONTROL DE VELOCIDAD

La figura 4.23 muestra un interruptor con dos bloques, si se desea trabajar sin lazo de control de velocidad introduciendo un perfil de par de referencia, el bloque llamado **“Par de Referencia Sin Lazo de Control De Velocidad”** debe ser elegido.

Si lo que se desea es utilizar el lazo de control de velocidad en el DTC, se debe elegir el bloque inferior llamado **“Par de Referencia Con Lazo de Control De Velocidad”**. La velocidad de referencia es un perfil introducido por el usuario, esta señal se compara con la velocidad real de la máquina, el error obtenido es la señal de entrada del controlador PI para obtener a la salida el par de referencia.

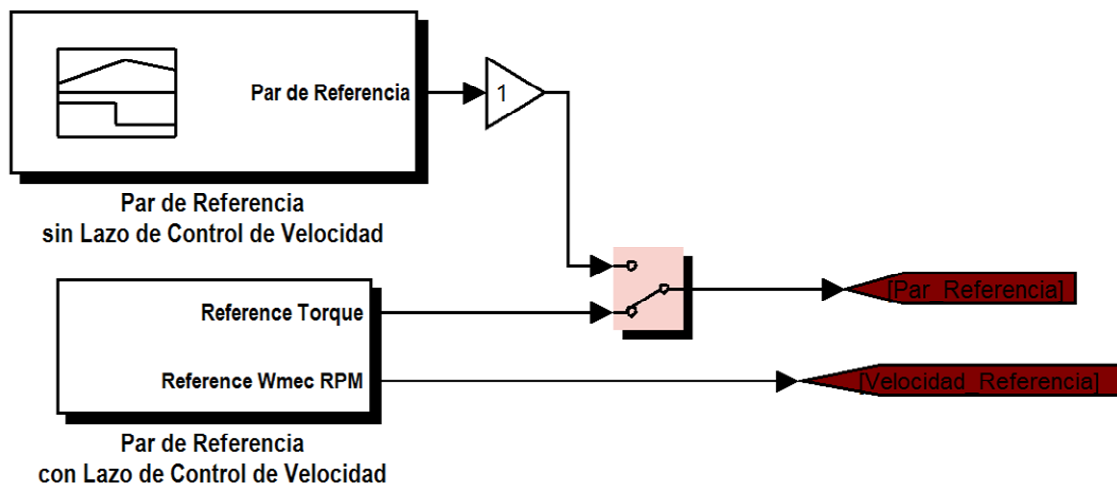


Figura 4.23 Selección del DTC clásico sin y con lazo de control de velocidad.

Dentro del bloque llamado “**Par de Referencia Con Lazo de Control De Velocidad**”, se encuentra el subsistema mostrado en la figura 4.24. Los elementos que conforman a este subsistema son:

- ❖ Perfil de velocidad de referencia, esta variable ingresa como velocidad mecánica en unidades de $\frac{r}{min}$, sin embargo el control se realiza en variables eléctricas, por lo tanto debe ser convertida a velocidad eléctrica en unidades de $\frac{rad}{s}$, de la siguiente manera:

$$\omega_r = \frac{p\pi}{30} \omega_{mec}$$

4.7

- ❖ Velocidad real de la máquina (puede ser la velocidad medida o la velocidad estimada), esta deber ser convertida de igual manera que la velocidad de referencia o de lo contrario debe ingresar como velocidad eléctrica en unidades de $\frac{rad}{s}$.
- ❖ Error determinado en la comparación entre la velocidad de referencia y la velocidad real de la máquina, esto se determina en la función Embebida de Matlab llamada “**Wr Error (Wr referencia – Wr real)**” que se observa en la figura 4.24. El código se muestra en el apéndice E punto E.13.
- ❖ Controlador PI que se encarga de procesar el error de velocidad obtenido y generar a la salida el valor del par de referencia. De esta manera controlando el par, la velocidad de la MSIP puede ser controlada. Las constantes K_{iw} y K_{pw} del controlador PI, se calculan de acuerdo a la teoría analizada en la sección 3.3.1 y en el apéndice D, los valores que se emplean en la simulación se especifican en el capítulo 5 donde se presentan los resultados obtenidos.

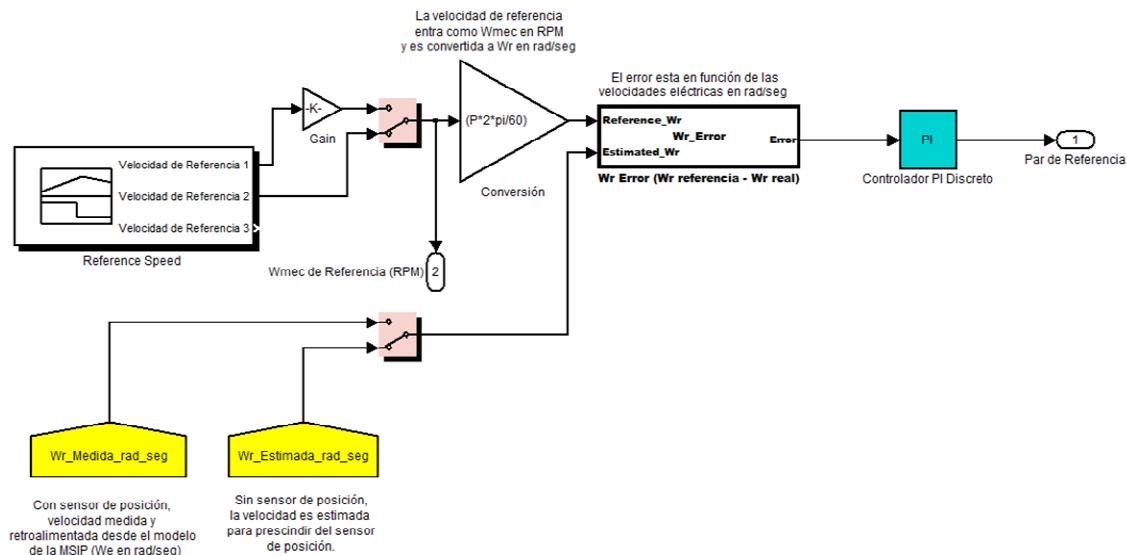


Figura 4.24 Subsistema del lazo de control de velocidad.

En la parte superior izquierda de la figura 4.24 se aprecia un bloque del tipo “**Signal Builder**” con nombres “**Reference Speed**”, estos bloques sirven para introducir el perfil de velocidad mecánica de referencia en unidades de $\frac{r}{min}$.

El lazo de control de velocidad se cierra retroalimentando la velocidad real de la MSIP, la cual puede obtenerse de dos maneras: la primera es derivando la señal del sensor de posición y la segunda es mediante la señal obtenida en el proceso de estimación de velocidad. Mediante un interruptor es posible seleccionar si la velocidad que se utiliza para cerrar el lazo de control de velocidad, es del sensor o del estimador (ver figura 4.25).

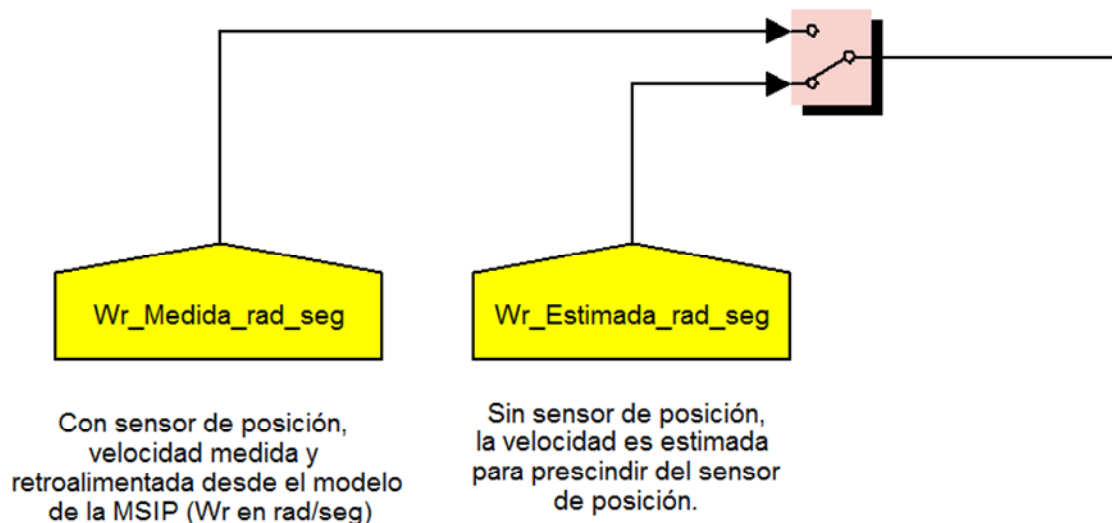


Figura 4.25 Interruptor que selecciona la velocidad medida o estimada para cerrar el lazo de control.

4.2.7 ESTIMACIÓN DE LA VELOCIDAD DE LA MÁQUINA

La velocidad de la MSIP se obtiene comúnmente derivando la señal de posición medida por el sensor instalado en la flecha de la máquina. Sin embargo el uso del sensor de posición presenta las desventajas e inconvenientes mencionados en el punto 3.4 del capítulo anterior.

Para no depender del sensor de posición, se estima la velocidad de la MSIP usando el ángulo de carga y el ángulo del vector de flujo del estator. El método de estimación se ha sido analizado en el capítulo anterior y a continuación se describe su desarrollo en las simulaciones.

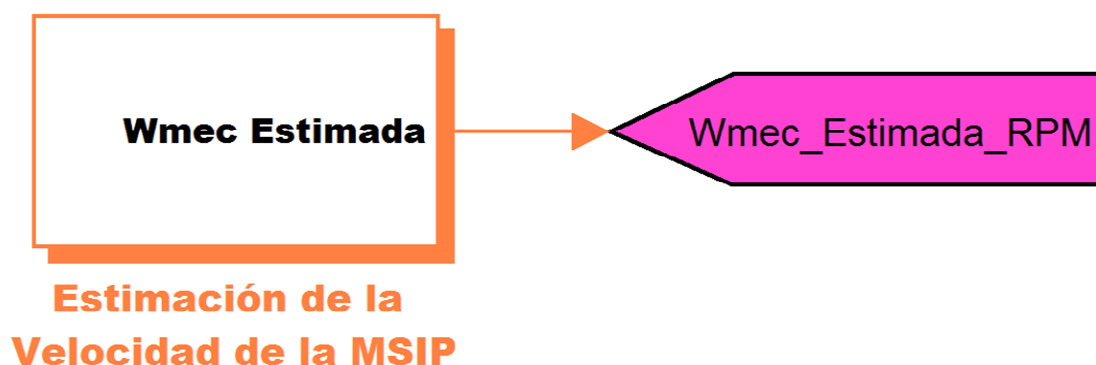


Figura 4.26 Bloque utilizado para realizar la estimación de la velocidad de la MSIP.

La figura 4.26 muestra el bloque empleado en Matlab Simulink para realizar la estimación de la velocidad de la MSIP, el subsistema interno del bloque se muestra en la figura 4.27.

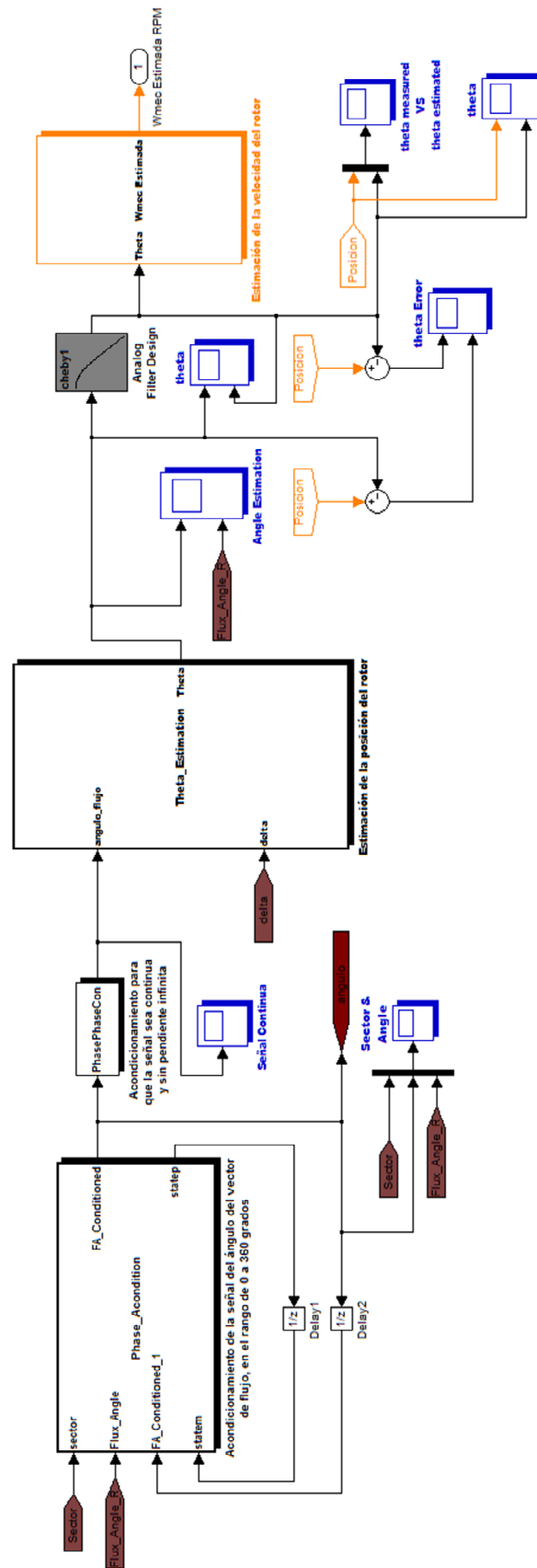


Figura 4.27 Subsistema de estimación de velocidad de la MSIP.

Para estimar la velocidad de la MSIP, se requiere ejecutar una secuencia de acciones que se mencionan a continuación:

- ❖ Acondicionamiento del ángulo del vector de flujo del estator, que consta de dos etapas:
 - Adecuación para que el ángulo del vector de flujo varíe de 0 a 2π .
 - Adecuación para convertir el ángulo del vector de flujo en una señal continua y así resolver el problema en la diferenciación causado por la pendiente infinita.
- ❖ Cálculo del ángulo de carga.
- ❖ Cálculo de la posición del rotor de la MSIP.
- ❖ Filtrado de la señal de la posición del rotor de la MSIP.
- ❖ Diferenciación de la señal de posición del rotor.

4.2.7.1 ACONDICIONAMIENTO DEL ÁNGULO DEL VECTOR DE FLUJO DEL ESTATOR

El vector espacial de flujo del estator gira en los cuatro cuadrantes del plano, es decir: cuadrante 1 ($0^\circ < \text{cuadrante 1} \leq 90^\circ$), cuadrante 2 ($90^\circ < \text{cuadrante 1} \leq 180^\circ$), cuadrante 3 ($180^\circ < \text{cuadrante 1} \leq 270^\circ$) y cuadrante 4 ($270^\circ < \text{cuadrante 1} \leq 360^\circ$). Por lo tanto el ángulo del vector de flujo debería variar de 0° a 360° grados para completar una revolución e indicar la posición correcta del vector de flujo.

Sin embargo esto no es posible debido a que el ángulo del vector de flujo se calcula en función de las componentes de flujo en el marco de referencia (α, β) utilizando la función tangente inversa (ecuación 3.22). En la figura 4.28 se observa este problema, en color fucsia se aprecia que el ángulo varía de 0 a $\frac{\pi}{2}$ en el cuadrante 1, en 90° al cambiar al cuadrante 2 el ángulo del vector de flujo presenta una pendiente infinita cayendo su valor de $\frac{\pi}{2}$ a $-\frac{\pi}{2}$ por lo tanto en el cuadrante 2 el ángulo varía de $-\frac{\pi}{2}$ a 0, en el cuadrante 3 el ángulo varía de 0 a $\frac{\pi}{2}$ sin embargo en 270° el ángulo vuelve a presentar una pendiente cayendo su valor de $\frac{\pi}{2}$ a $-\frac{\pi}{2}$, por lo tanto en el cuadrante 4 el ángulo variara de $-\frac{\pi}{2}$ a 0. Debido a esto el ángulo no varía de 0° a 2π , esto impide que se obtenga la posición correcta del vector de flujo.

Para resolver este problema se requiere acondicionar el ángulo del vector de flujo, sumándole π radianes durante los cuadrantes 2 y 3 a partir del instante de la pendiente de 90° y sumándole 2π radianes en el cuadrante 4 a partir del instante de la pendiente de 270° . Observando la figura 4.28 que muestra la relación entre el ángulo y el sector del vector de flujo del estator, se elabora un algoritmo que permita realizar esta primera etapa de acondicionamiento del ángulo. El diagrama de flujo del algoritmo se muestra en la figura 4.29

En la figura 4.28 en color amarillo se observa la señal del ángulo del vector de flujo que se desea obtener en la primera etapa de acondicionamiento, para lograr que el ángulo varíe de 0° a 360° , reiniciando en 360° al dar una revolución completa.

La función de Matlab embebida que realiza esta etapa de acondicionamiento y que forma parte del subsistema de la figura 4.27, se muestra en la figura 4.30. El código del algoritmo se encuentra en el punto E.14 del apéndice E.

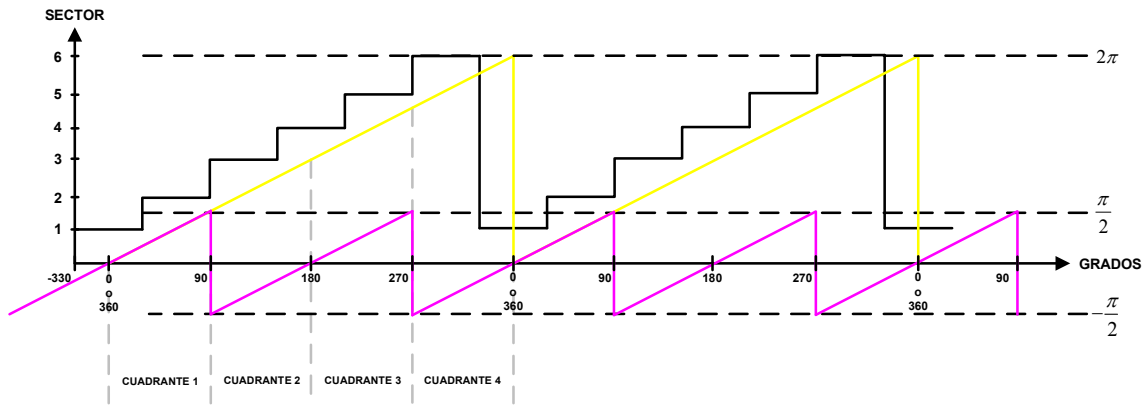


Figura 4.28 Ángulo del vector de flujo obtenido y ángulo deseado.

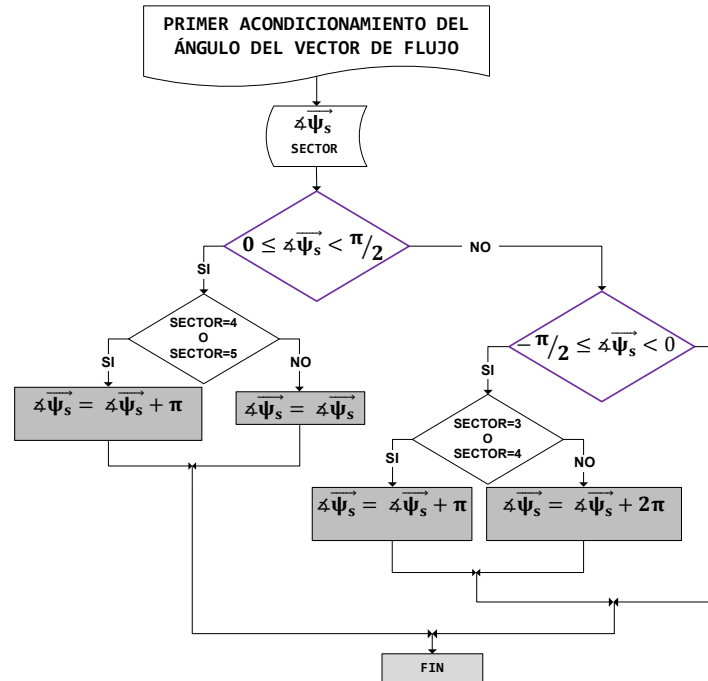


Figura 4.29 Diagrama de flujo del algoritmo del primer acondicionamiento del ángulo del vector espacial de flujo del estator.

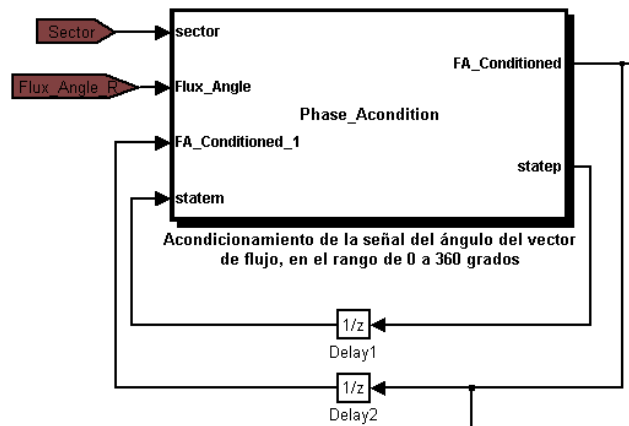


Figura 4.30 Función embebida de Matlab que realiza el primer acondicionamiento del ángulo del vector de flujo del estator

Al finalizar la primera etapa de acondicionamiento, el ángulo del vector de flujo del estator variara en el rango de 0 a 360 grados. Sin embargo la variable se reinicia aproximadamente cada vez que el rotor de la MSIP da una revolución completa, es decir cada 360 grados, teniendo una pendiente infinita que provocará problemas en el proceso de diferenciación.

Para lograr resolver este inconveniente se realiza una segunda etapa de acondicionamiento del ángulo, para lograr que el ángulo del vector de flujo del estator sea una señal continua. La segunda etapa de acondicionamiento se realiza identificando el instante en que ocurre la pendiente en 360 grados, en ese momento se suma o se resta 2π radianes al ángulo del vector de flujo. Esto se simula en el bloque mostrado en la figura 4.31.

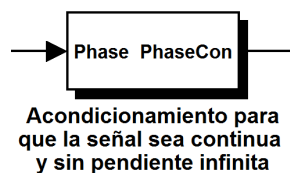


Figura 4.31 Bloque que realiza la segunda etapa de acondicionamiento del ángulo del vector de flujo.

El bloque de la figura 4.31 es una función de Matlab embebida que tiene como variables de entrada la muestra actual y anterior de la señal del ángulo acondicionado en la primera etapa y una variable auxiliar. El código del algoritmo de esta segunda etapa se muestra en el punto E.15 del apéndice E, mientras que el diagrama de flujo se muestra en la figura 4.32.

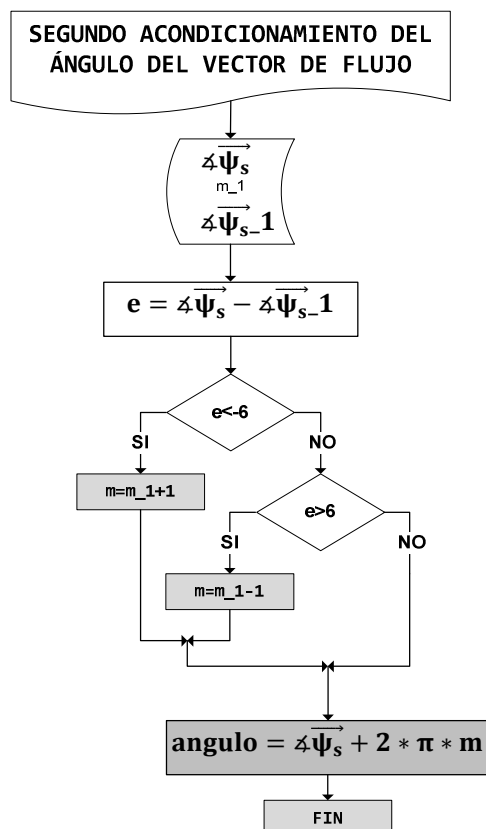


Figura 4.32 Diagrama de flujo del algoritmo del segundo acondicionamiento del ángulo.

De esta manera se finaliza el acondicionamiento del ángulo del vector de flujo.

4.2.7.2 CÁLCULO DEL ÁNGULO DEL VECTOR DE FLUJO DEL ROTOR (POSICIÓN ELÉCTRICA DEL ROTOR)

El ángulo de carga se calcula en el bloque que muestra la figura 4.11 a) usando la ecuación 3.34. Mientras que al ángulo del vector espacial de flujo del estator se calcula con la ecuación 3.22, sin embargo esta variable es acondicionada mediante las dos etapas anteriores descritas.

Conociendo el ángulo de carga y el vector de flujo del estator, con la ecuación 3.35 se calcula la posición eléctrica del rotor. Para este fin se utiliza la función de Matlab embebida de la figura 4.33. A la salida del bloque se obtiene la posición eléctrica del rotor estimada (θ_{rEST}) y el ángulo de carga (δ). El código se muestra en el apéndice E punto E.16.

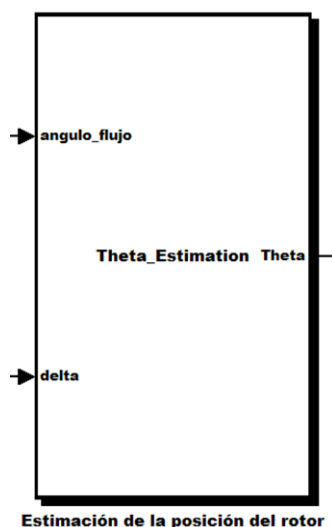


Figura 4.33 Función embebida de Matlab que calcula el ángulo de carga y el ángulo del vector de flujo del rotor.

4.2.7.3 FILTRADO DE LA POSICIÓN ESTIMADA DEL ROTOR

La posición eléctrica del rotor estimada (θ_{rEST}), es procesada a través de un filtro análogo pasa bajas de primer orden. El proceso de filtrado es necesario para obtener una señal menos distorsionada [14].

Para simular el filtro, se utiliza el bloque de Matlab Simulink llamado “**Analog Filter Design**” mostrado en la figura 4.34.

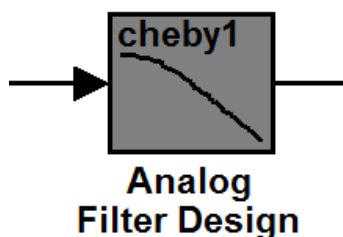


Figura 4.34 Bloque de Matlab Simulink del filtro análogo.

El filtro se configura en las propiedades del mismo bloque, la figura 4.35 muestra la ventana donde es posible configurar el filtro análogo.

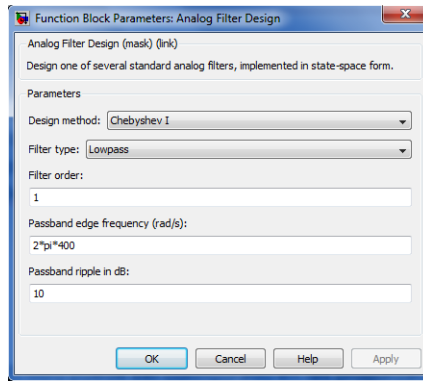


Figura 4.35 Ventana de configuración del filtro análogo empleado.

4.2.7.4 DIFERENCIACIÓN DE LA POSICIÓN ESTIMADA DEL ROTOR

En el caso de la MSIP, el vector de flujo del rotor gira a la misma velocidad que el flujo de los imanes permanentes adheridos al rotor, por lo tanto la velocidad del rotor es la misma que la velocidad de rotación del vector de flujo del rotor.

Estimando el ángulo del vector de flujo del rotor (θ_{rEST}) es posible conocer la posición del rotor y diferenciando (θ_{rEST}), puede ser estimada la velocidad eléctrica del rotor de la MSIP. La derivada discreta utilizada para diferenciar θ_{rEST} es:

$$\omega_{rEST} = \frac{d\theta_{rEST}}{dt} = \frac{(\theta_{rEST}(K) - \theta_{rEST}(K-1))}{T_s} \quad 4.8$$

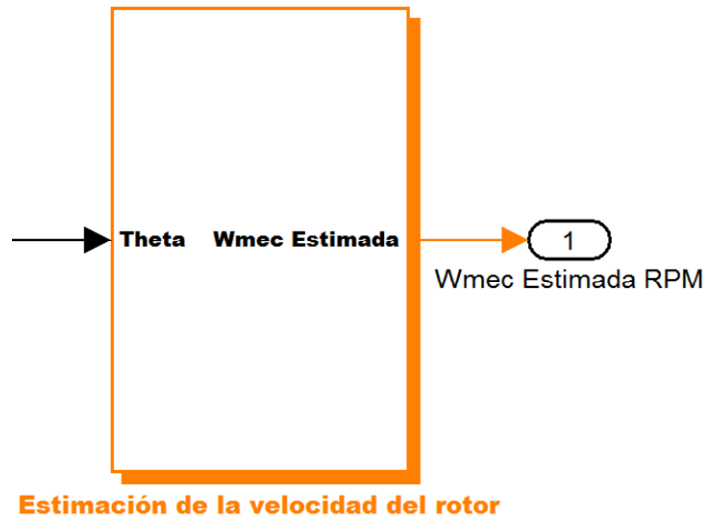


Figura 4.36 Bloque que realiza la diferenciación de la posición del rotor.

Dentro del bloque de la figura 4.36, se encuentra la función de Matlab embebida que realiza la derivada discreta del ángulo del vector de flujo del rotor. El código se aprecia en el punto E.17 del apéndice E.

CAPÍTULO 5

RESULTADOS DE LA SIMULACIÓN DEL DTC CONTROLANDO UNA MSIP

5.1 INTRODUCCIÓN

En este capítulo se analizan los resultados obtenidos de la simulación del Control Directo de Par de la Máquina Síncrona de Imanes Permanentes. Los resultados que se presentan se dividen en dos secciones: la primera corresponde a los resultados del DTC sin lazo de control de velocidad y la segunda sección presenta los resultados del DTC con lazo de control de velocidad.

En la primera sección se analizan los efectos de disminuir la frecuencia de muestreo, de incrementar los anchos de banda de los controladores de histéresis de flujo y par y del desempeño del control utilizando la corriente y el voltaje trifásico reconstruidos.

En la segunda sección se presentan los resultados del DTC con lazo de control de velocidad, se analiza el desempeño del control con sensor de posición y sin sensor de posición utilizando la velocidad estimada.

La MSIP controlada es la misma para todos los resultados que se presentan y sus parámetros se muestran en el apéndice B. Las variables declaradas y las condiciones de simulación se especifican al presentar los resultados.

5.2 RESULTADOS DEL DTC CLÁSICO DE LA MSIP SIN LAZO DE CONTROL DE VELOCIDAD

5.2.1 DTC CLÁSICO UTILIZANDO EN EL CONTROL LA CORRIENTE Y EL VOLTAJE TRIFÁSICO MEDIDOS

A continuación se presentan los resultados del DTC clásico de la MSIP sin lazo de control de velocidad, el esquema simulado corresponde a la figura 3.1. En estas simulaciones se emplea la corriente y el voltaje trifásico medidos, mientras que la corriente y el voltaje trifásicos reconstruidos son únicamente monitoreados.

En el archivo “**variables.m**” mostrado en el apéndice E punto E.1 se declaran las variables utilizadas, parámetros de la máquina, anchos de banda de los controladores, frecuencia de muestreo, etcétera. Para estos resultados se emplean los siguientes datos:

Ancho de banda del controlador de par: $\Delta T_e = 1.0812 \text{ Nm}$

Ancho de banda del controlador de flujo: $\Delta \psi_s = 0.00205 \text{ Wb}$

Frecuencia de muestreo: $f_s = 200\,000 \text{ Hz}$

El par de carga es $T_L = 0$.

El límite superior del controlador de histéresis de par electromagnético es igual a $T_e^* + \Delta T_e$ y el límite inferior es $T_e^* - \Delta T_e$. El mismo razonamiento se aplica para el controlador de histéresis de flujo.

Comúnmente se establece el porcentaje de los anchos de banda de los controladores respecto a los parámetros de la máquina. Para el ancho de banda del controlador de histéresis de flujo, la relación se establece respecto al flujo de referencia, que es igual al flujo de los imanes permanentes ($\psi_s^* = \psi_{IP}$).

$$\%_{\Delta\psi_s} = (\Delta\psi_s * 100) / (\psi_s^*) = (0.00205 * 100) / (0.1666) = 1.22 \%$$

Para el ancho de banda del controlador de histéresis de par, la relación se establece respecto al par nominal de la máquina, es decir ($T_e^* = T_{eNOM}$).

$$\%_{\Delta T_e} = (\Delta T_e * 100) / (T_e^*) = (1.0812 * 100) / (36.9) = 2.9299 \%$$

Las simulaciones se realizan asumiendo que la posición inicial del rotor es conocida, esto impacta en la condición inicial de la integral que calcula las componentes de flujo del estator. A continuación se repite la ecuación 4.6.

$$\varphi_{\alpha,\beta}(k) = T_s * (V_{\alpha,\beta}(k-1) - R_s * i_{\alpha,\beta}(k-1)) + \varphi_{\alpha,\beta}(k-1) \quad 4.6$$

Los valores de $\varphi_{\alpha,\beta}(k-1)$ corresponden a la condición inicial del flujo, estos valores no son cero y deben obtenerse del sensor de posición o de un estimador de la posición inicial del rotor [1]. Sin embargo al considerar que la posición inicial del rotor es conocida, las condiciones iniciales de estas variables se declaran como $\varphi_{\alpha}(k-1) = \text{fip}$ y $\varphi_{\beta}(k-1) = 0$.

El flujo de referencia es constante y corresponde al valor del flujo de los imanes permanentes (0.16666 Wb).

El perfil de par de referencia se muestra en la figura 5.1, de 0 a 0.05 segundos el par de referencia es igual al valor de par nominal de la MSIP (36.9 Nm), en 0.05 segundos el par de referencia cambia repentinamente del valor de 36.9 Nm a -36.9 Nm, en 0.15 segundos nuevamente el par cambia rápidamente su valor negativo de par nominal a su valor positivo.

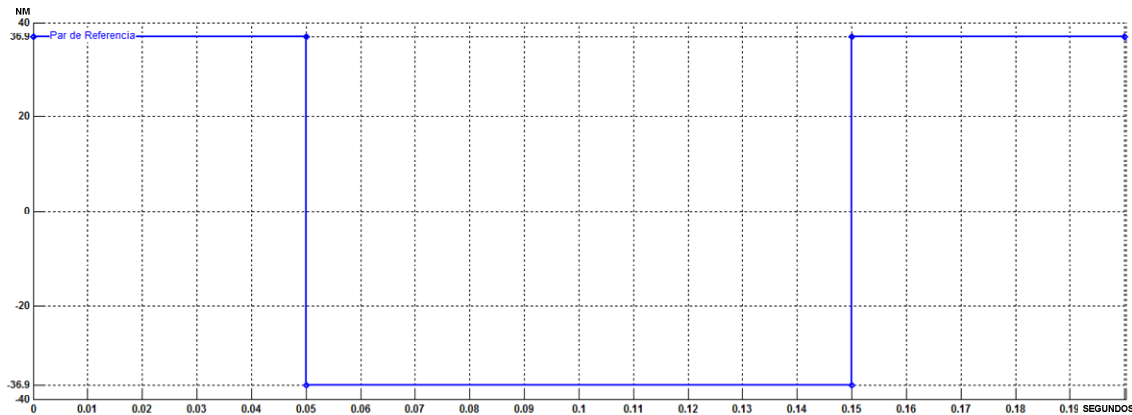


Figura 5.1 Perfil de par electromagnético de referencia en un tiempo de 0.2 segundos.

En la figura 5.2 a) se muestra que el par electromagnético desarrollado por la MSIP (fucsia) es controlado y sigue al par electromagnético de referencia (azul). En 0.0 segundos la máquina arranca desarrollando rápidamente el valor de par de referencia de 36.9 Nm, en 0.05 segundos el par real de la MSIP varía en forma de

señal escalón desde su valor positivo de par nominal a su valor negativo de par nominal manteniéndose hasta 0.15 segundos donde el par real de la MSIP cambia su valor a 36.9 Nm para seguir al par de referencia. El par real de la MSIP varía dentro de los límites establecidos por el ancho de banda del controlador e histéresis de par.

En la figura 5.2 b) se aprecia al flujo magnético de la MSIP (en color fucsia), sin embargo debido al rizado de esta variable no se logra apreciar al flujo de referencia, esta gráfica se muestra con acercamiento detallado en la figura 5.8 b).

La velocidad desarrollada por la MSIP se aprecia en la figura 5.2 c). Al no tener control sobre la velocidad de la MSIP, se observa que el rotor acelera de 0 a 0.05 segundos mientras que el par real de la MSIP es controlado para mantenerse en 36.9 Nm de acuerdo al par de referencia en esos instantes, en este lapso la MSIP opera como motor. En 0.05 segundos el par mantiene su magnitud pero cambia de signo y el rotor tiene que desacelerar para desarrollar el valor de este par de referencia, en el lapso de 0.05 a 0.1 segundos la MSIP opera como generador. En 0.0991 segundos el rotor invierte su sentido de giro y el par real de la MSIP sigue manteniéndose en -36.9 Nm, operando la MSIP en modo de motor hasta 0.15 segundos, momento en el cual el par real de la MSIP cambia de -36.9 Nm a 36.9 Nm, por lo tanto el rotor acelera para poder alcanzar y mantener el par desarrollado por la MSIP, operando la MSIP como generador en el lapso de 0.15 a 0.2 segundos.

Sin importar las variaciones de velocidad y de par electromagnético desarrollado por la MSIP, se observa en la figura 5.2 b) que la magnitud del flujo tiende a mantenerse constante dentro del ancho de banda del controlador de histéresis de flujo.

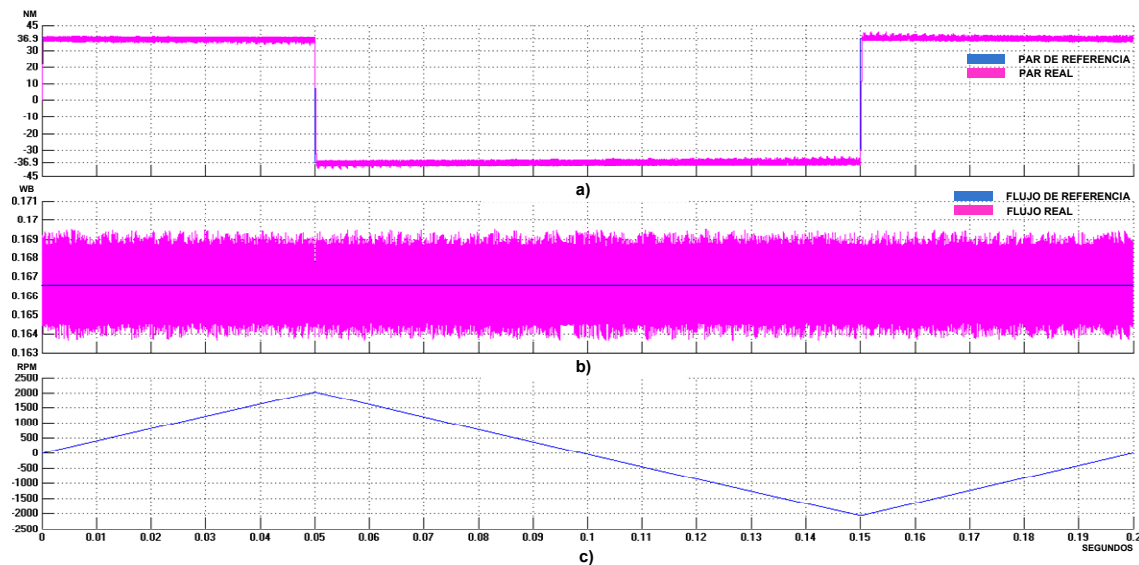


Figura 5.2 a) Par electromagnético de referencia y par electromagnético desarrollado por la MSIP, b) Flujo de referencia y flujo real, c) Velocidad mecánica desarrollada de la MSIP.

La variación del ángulo del vector espacial de flujo del estator, puede ser apreciado en la figura 5.3 a), en 0.0991 segundos el vector de flujo invierte su sentido de giro, lo cual corresponde al cambio de giro en la velocidad desarrollada por la MSIP. El sector donde gira el vector de flujo, se muestra en la figura 5.3 b).

Para controlar el par electromagnético de la MSIP, el DTC debe variar lo más rápido posible el ángulo de carga. En la figura 5.4 se observa que el ángulo de

carga tiende a permanecer constante de 0 a 0.05 segundos, en la variación de par en 0.05 segundos (de 36.9 Nm a -36.9 Nm) se observa la variación brusca del ángulo de carga para lograr desarrollar el par de referencia, de 0.05 a 0.15 segundos el ángulo de carga permanece constante para la operación de par constante de 36.9 Nm, en 0.15 segundos el par real varía de (de -36.9 Nm a 36.9 Nm) y se aprecia como nuevamente el ángulo de carga varía lo más rápido posible para que el control logre que la MSIP desarrolle el par de referencia.

La variación del ángulo de carga se logra incrementando o decreciendo la velocidad de rotación del vector de flujo del estator respecto al vector de flujo del rotor, esta variación se consigue cuando el ángulo del vector de flujo del estator cambia bruscamente, en la figura 5.3 a) para los cambios del ángulo de carga se observa que el ángulo del vector de flujo varía bruscamente en 0.05 segundos de 144 a 125 grados y en 0.15 segundos la variación es de 41 a 59 grados.

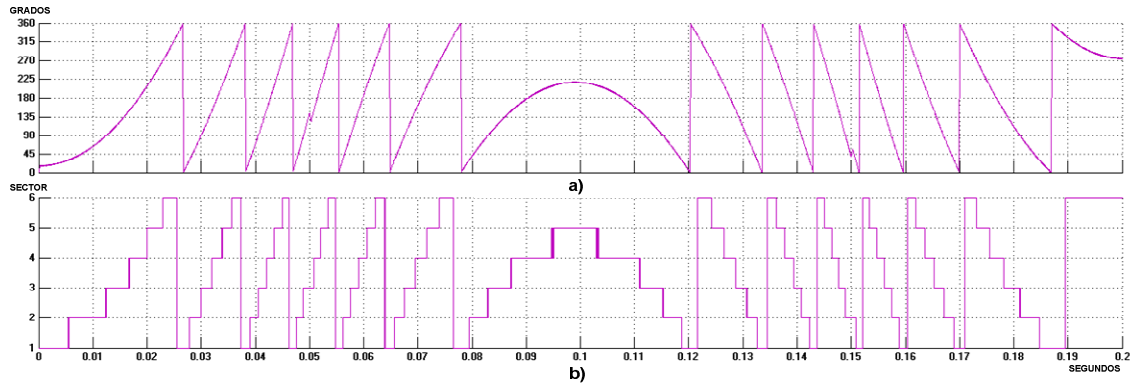


Figura 5.3 a) Ángulo del vector de flujo, b) Sector.

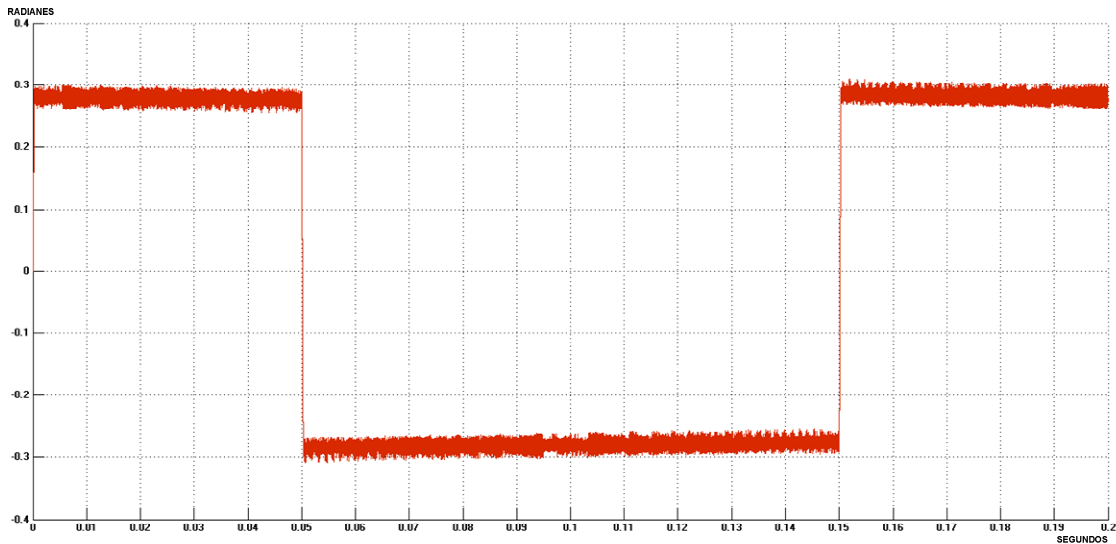


Figura 5.4 Ángulo de carga.

En la figura 5.5, se observa que la MSIP controlada con el DTC, tarda 0.265 milisegundos en desarrollar el par electromagnético de 0 a 36.9 Nm. Para un cambio en el par de referencia señal escalón de 36.9 Nm a -36.9 Nm, la MSIP controlada con el DTC tarda 0.28 milisegundos en desarrollar el par real de la MSIP (obsérvese la figura 5.6) de 36.9 Nm a -36.9 Nm. La respuesta para el cambio en el par de referencia de -36.9 Nm a 36.9 Nm, se observa en la figura 5.7, el par real alcanza al

par de referencia en aproximadamente 0.28 milisegundos.

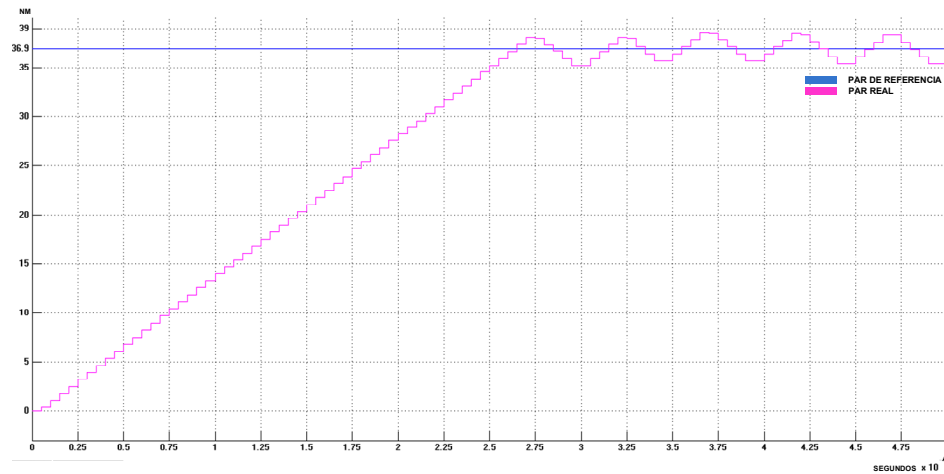


Figura 5.5 Acercamiento de par electromagnético de referencia y par real durante el arranque.

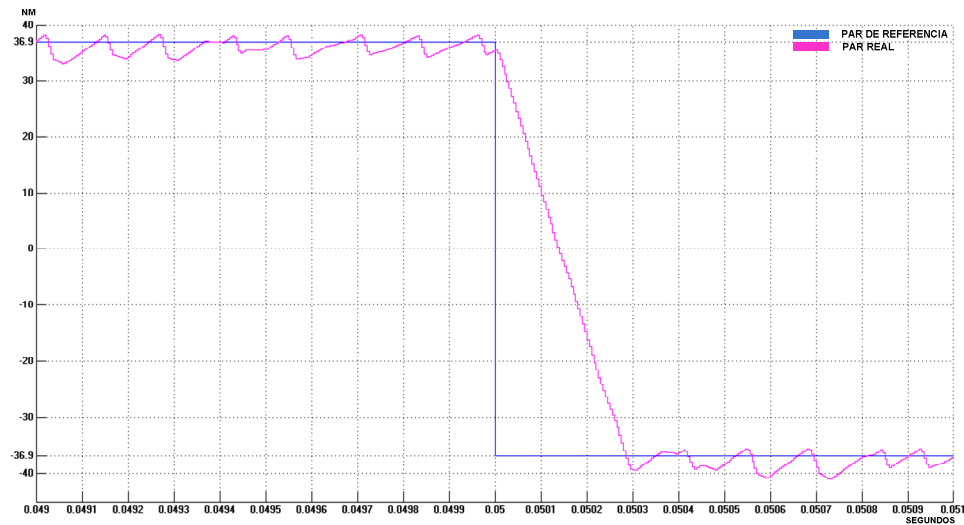


Figura 5.6 Acercamiento de par electromagnético de referencia y par desarrollado por la MSIP.

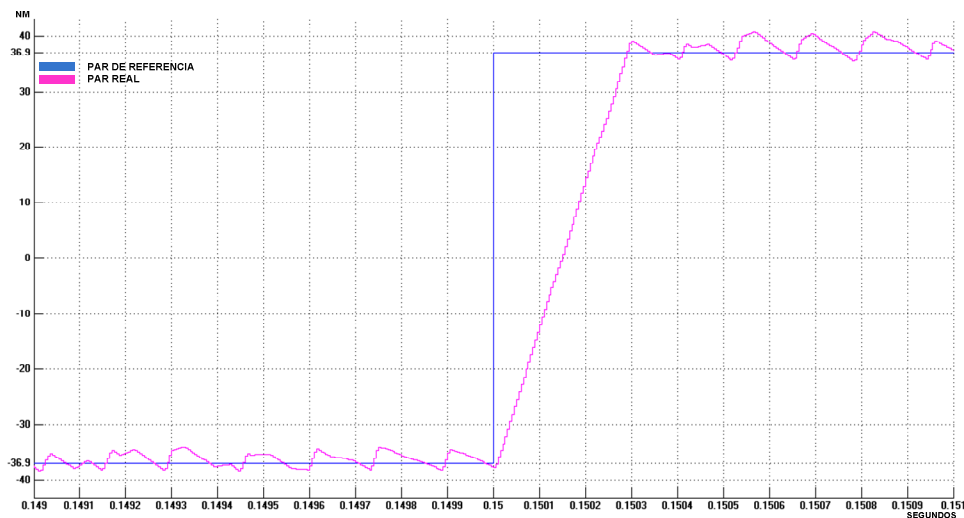


Figura 5.7 Acercamiento de par electromagnético de referencia y par desarrollado por la MSIP

En la figura 5.8 a) se muestra un acercamiento del par electromagnético de referencia (en color azul) y la respuesta del par electromagnético desarrollado por la MSIP (en color fucsia), el par desarrollado sigue al par de referencia, sin embargo presenta picos que salen ligeramente del ancho de banda del controlador de histéresis de par, esto debido al tiempo de retardo que existe entre la aplicación del vector espacial de voltaje actual y la selección del próximo vector que deberá alimentar a la MSIP.

En la figura 5.8 b) se muestra al flujo de referencia (en color azul) y la magnitud del flujo del estator (en color fucsia). Se aprecia que el flujo controlado varía dentro del ancho de banda del controlador de histéresis de par alrededor del valor de flujo de referencia, sin embargo hay picos ligeros que salen del ancho de banda del controlador, esto debido en parte a la explicación anterior y también es causado por que en los cambios de sector durante la rotación del vector espacial de flujo, no se cuenta con un vector de voltaje activo que garantice un incremento del flujo del estator en el momento de la transición de sector.

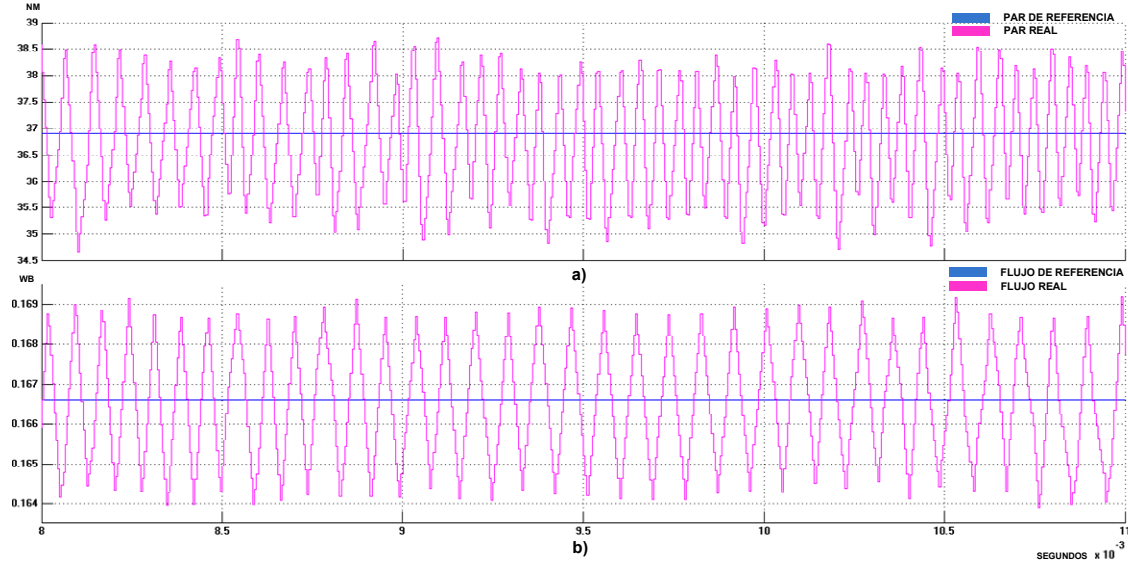


Figura 5.8 a) Acercamiento de par de referencia y par real,
b) Acercamiento de flujo de referencia y flujo real.

La trayectoria descrita por el vector espacial de flujo del estator en el marco de referencia bifásico estacionario (α, β), se puede observar en la figura 5.9 a), claramente se observa que la trayectoria del flujo en el plano complejo tiende a ser circular. En la figura 5.9 b) se puede apreciar la trayectoria del voltaje de salida del inversor en el marco de referencia bifásico estacionario (α, β). Se observa que el voltaje de salida del inversor en el plano complejo, describe un perímetro hexagonal.

Las componentes (α, β) del vector espacial de flujo del estator, pueden ser apreciadas en la figura 5.10. Se observa como la componente en el eje α tiene un valor inicial de 0.1666 Wb y que en 0.0991 segundos se invierte la secuencia de las componentes del vector espacial de flujo del estator.

El voltaje de salida del inversor en el marco de referencia (α, β) se observa en la figura 5.11 a), mientras que las componentes del vector espacial de corriente en el marco de referencia (α, β) que alimenta a la MSIP, se muestra en la figura 5.11 b).

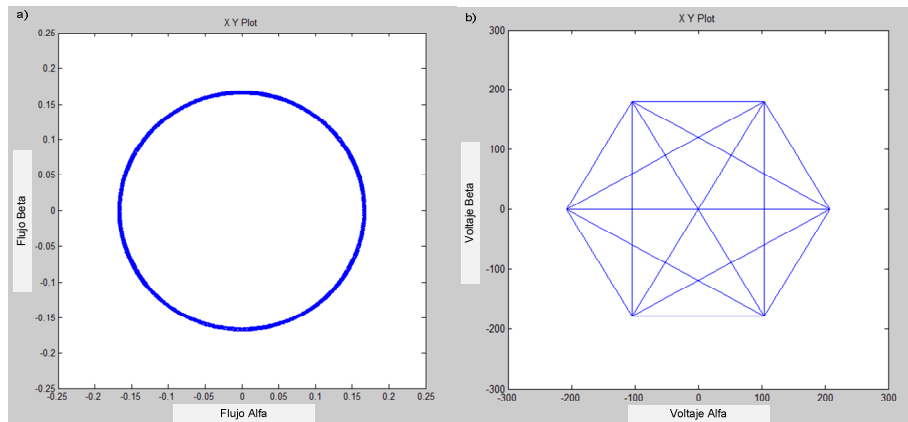


Figura 5.9 a) Flujo alfa y flujo beta,
b) Voltaje alfa y voltaje beta.

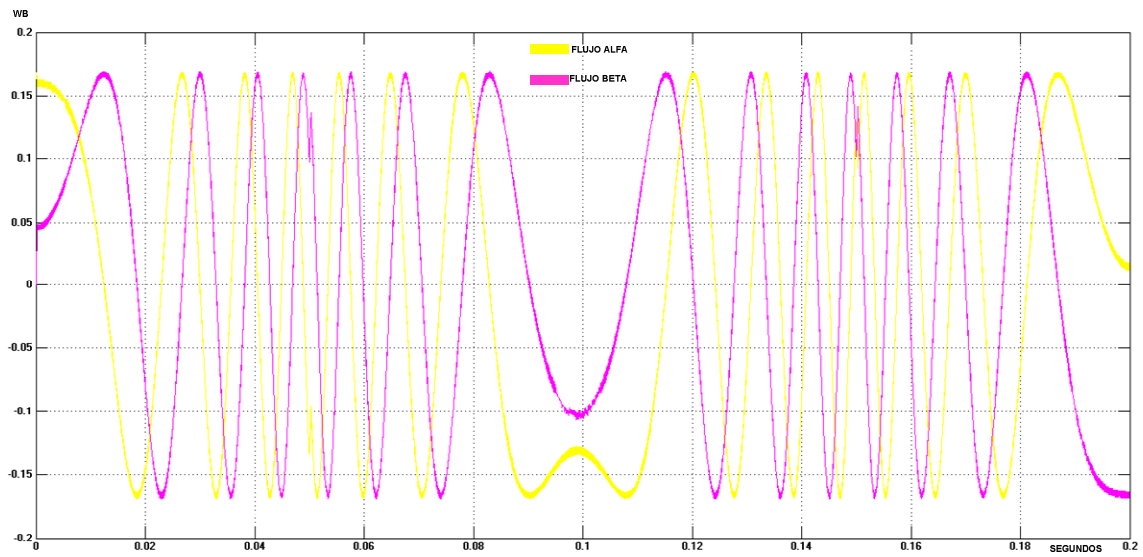


Figura 5.10 Componentes del vector de flujo en el marco de referencia bifásico estacionario.

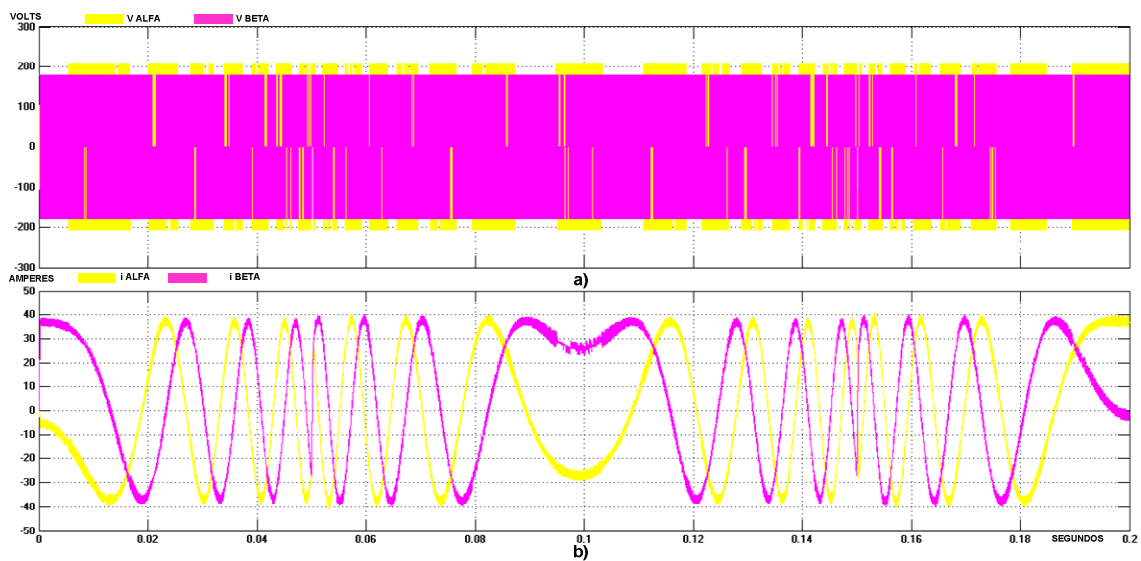


Figura 5.11 a) Voltaje en el marco de referencia bifásico estacionario,
b) Corriente en el marco de referencia bifásico estacionario.

Para estos resultados el voltaje reconstruido solo es monitoreado y no se emplea en el control. Las figuras 5.12 a), 5.12 b) y 5.12 c) muestran al voltaje trifásico de fase medido que alimenta a la MSIP. Mientras que las figuras 5.12 d), 5.12 e) y 5.12 f) muestran al voltaje trifásico de fase reconstruido. Los voltajes de fase de salida del inversor que alimentan a la MSIP, son señales moduladas.

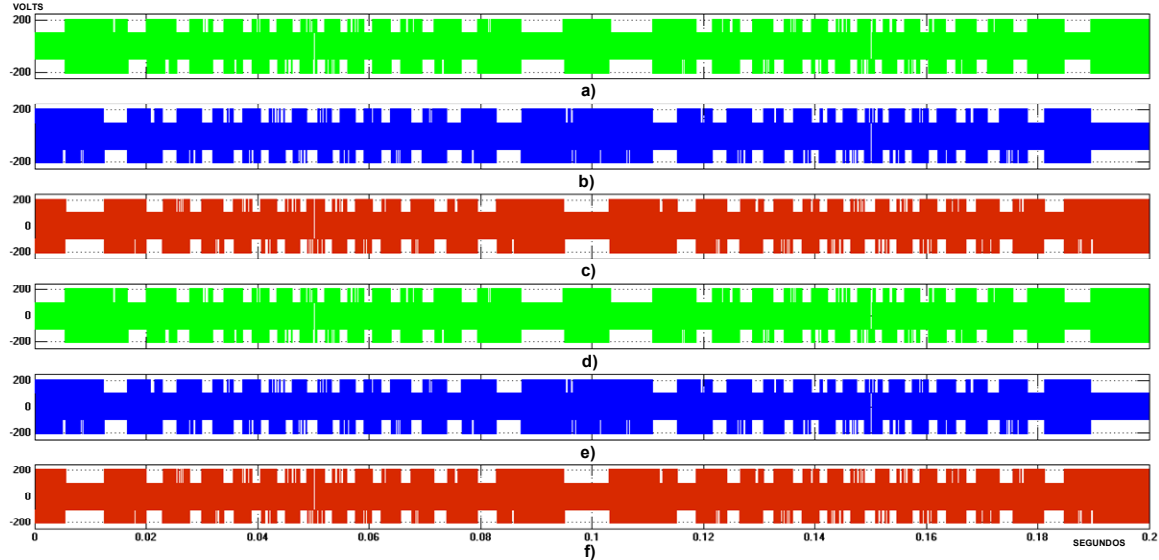


Figura 5.12 a) Van medido, b) Vbn medido, c) Vcn medido, d) Van reconstruido, e) Vbn reconstruido, f) Vcn reconstruido.

Los errores entre los voltajes de fase medidos y voltajes trifásicos reconstruidos, se aprecian en las figuras 5.13 a), 5.13 b) y 5.13 c), se puede observar que se tiene una desviación máxima del orden de 5×10^{-12} volts del voltaje real medido lo cual es virtualmente cero.

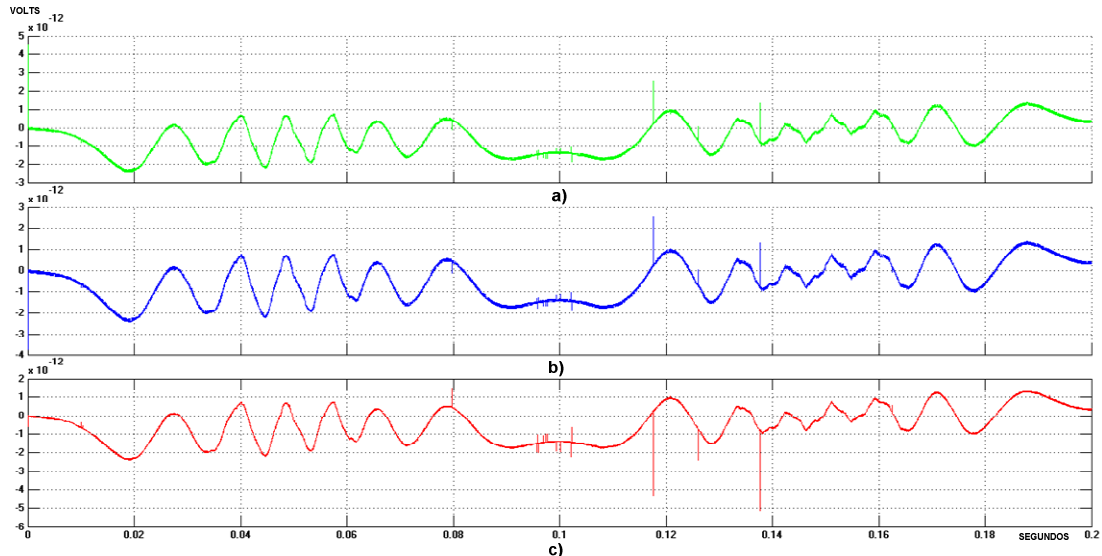


Figura 5.13 a) Error entre Van medido y Van reconstruido, b) Error entre Vbn medido y Vbn reconstruido c) Error entre Vcn medido y Vcn reconstruido.

La figura 5.14 muestra los voltajes modulados de fase de salida del inversor, encima de cada voltaje de fase modulado se muestra su respectivo voltaje de fase filtrado. En 0.05 y 0.15 segundos se observa una deformación en los voltajes de fase

filtrados, en esos instantes el par de referencia varia bruscamente en forma de señal escalón (observar figura 5.1 y 5.2 a).

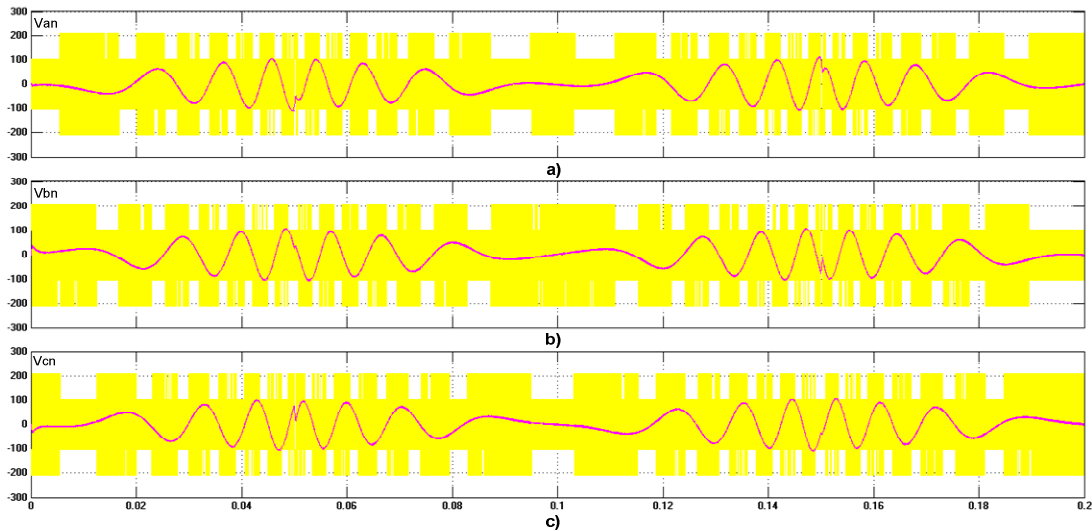


Figura 5.14 a) Señal filtrada de Van b) Señal filtrada de Vbn
c) Señal filtrada de Vcn.

En la figura 5.15 se muestran las señales filtradas de los voltajes de fase de salida del inversor que alimentan a la MSIP. En 0.0991 segundos se observa la variación de la secuencia de fase, en el instante en que el rotor de la MSIP invierte su sentido de giro como se observa en la figura 5.2 c).

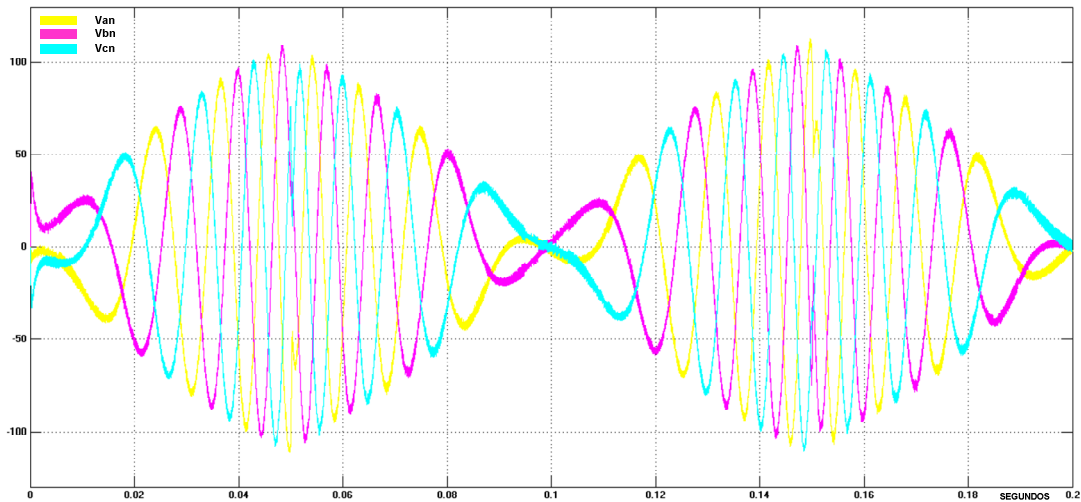


Figura 5.15 Señales filtradas de los voltajes de fase de salida del inversor que alimentan a la MSIP.

Observando las figuras 5.16 a), 5.16 b) y 5.16 c), se compara la corriente trifásica medida, la corriente trifásica reconstruida en su etapa final de ajuste y la corriente trifásica reconstruida en su etapa de predicción, respectivamente. En estos resultados presentados se emplea la corriente trifásica medida, mientras que la corriente trifásica reconstruida solo es monitoreada y comparada.

En las figuras 5.17 a), 5.17 b) y 5.17 c) se muestran las diferencias que existen entre la corriente trifásica medida y la corriente trifásica predicha. Las figuras 5.17 d), 5.17 e) y 5.17 f) muestran las diferencias entre la corriente trifásica medida y la corriente trifásica reconstruida en su etapa final de ajuste; comparando las

diferencias se observa que la desviación es mayor con la corriente trifásica reconstruida en la primera etapa de predicción, por lo tanto es clara la necesidad de incluir la etapa final de ajuste para mejorar el proceso de reconstrucción y así lograr que la corriente trifásica reconstruida sea lo más cercano posible a la real.

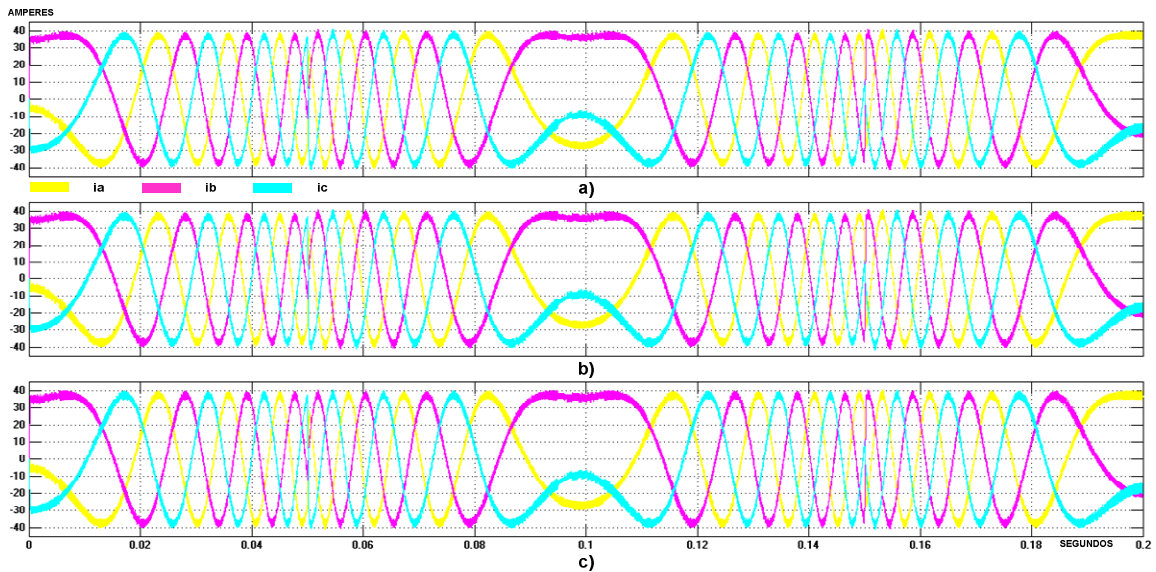


Figura 5.16 a) Corriente trifásica medida b) Corriente trifásica ajustada
c) Corriente trifásica predicha.

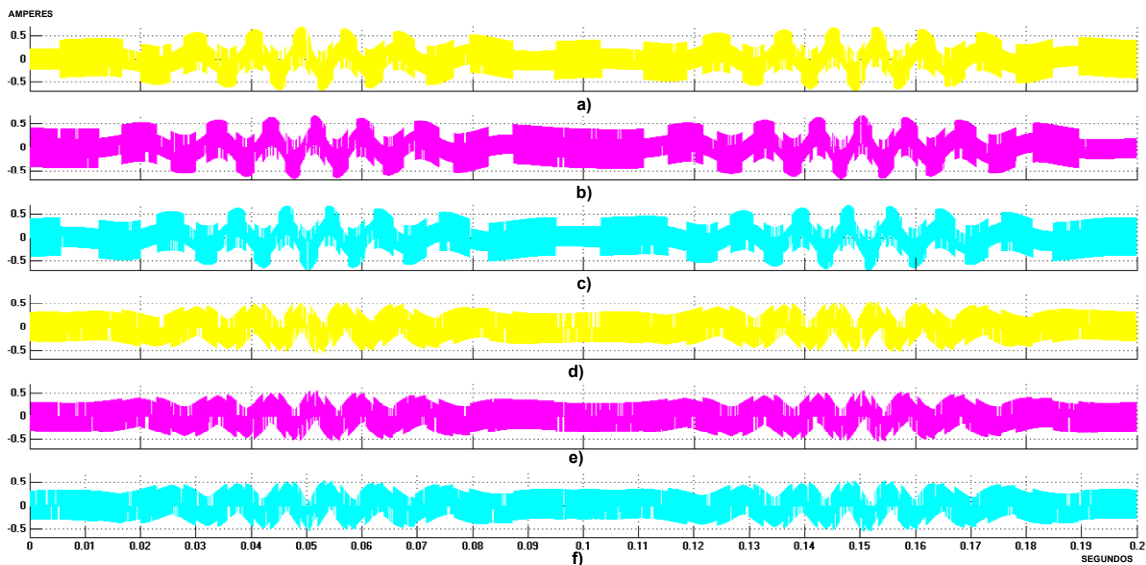


Figura 5.17 a) Error $i_a(\text{medida} - \text{predicha})$, b) Error $i_b(\text{medida} - \text{predicha})$, c) Error $i_c(\text{medida} - \text{predicha})$, d) Error $i_a(\text{medida} - \text{ajustada})$, e) Error $i_b(\text{medida} - \text{ajustada})$, f) Error $i_c(\text{medida} - \text{ajustada})$.

En la figura 5.18 se muestra únicamente a la corriente trifásica que alimenta a la MSIP. En 0.0991 segundos se aprecia la inversión de la secuencia de fases en el instante en que la MSIP invierte su sentido de giro.

En la figura 5.19 se muestra un acercamiento de la corriente trifásica medida en el instante en que el par electromagnético desarrollado por la MSIP, sigue al par electromagnético de referencia de 36.9 Nm a -36.9 Nm.

El valor pico de la corriente trifásica nominal es de 37.26 A, sin embargo es inevitable que si el par real de la MSIP siga al par de referencia que es igual al par nominal, la corriente de fase de la máquina supere sus valores nominales, esto es debido al rizado causado por los controladores de histéresis. Los anchos de banda de los controladores tienen un efecto significativo en el rizado y en la distorsión de la forma de onda sinusoidal de la corriente trifásica, este hecho se analiza más adelante.

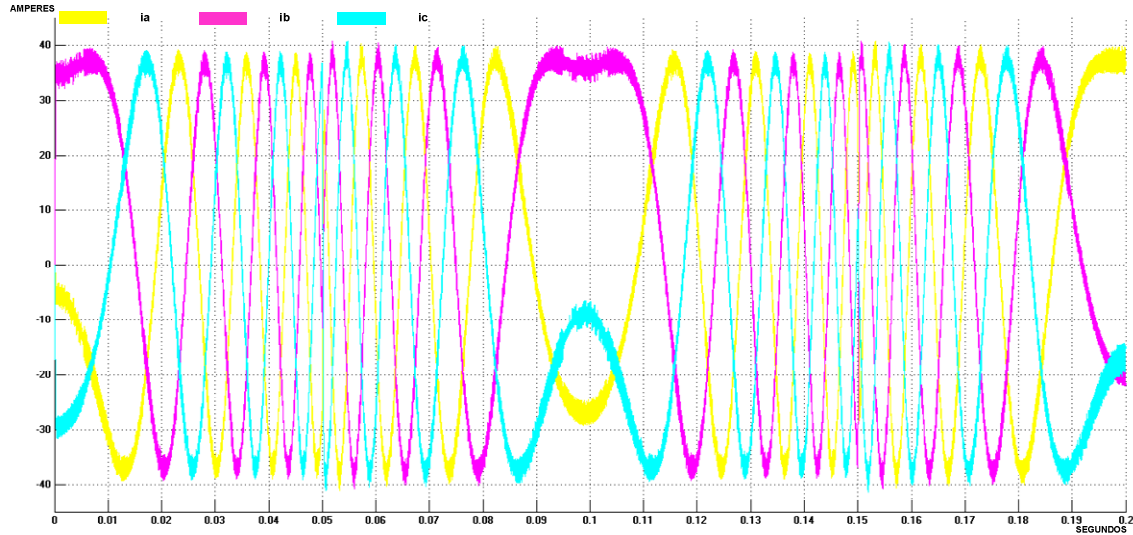


Figura 5.18 Corriente trifásica que alimenta a la MSIP.

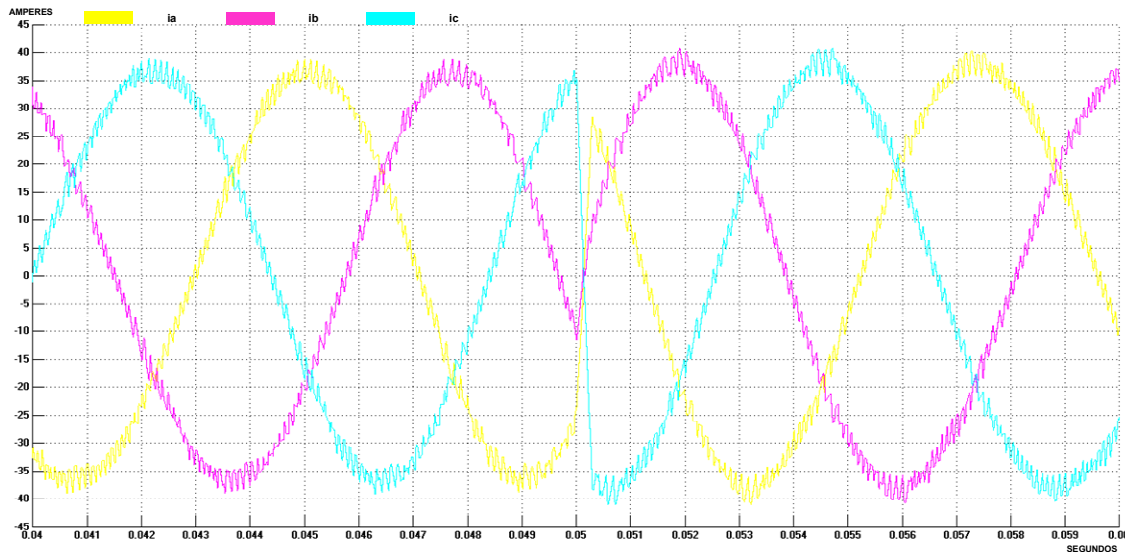


Figura 5.19 Acercamiento de corriente trifásica medida.

En la figura 5.20 a) se muestra que durante el arranque de la MSIP, el vector espacial de flujo del estator se encuentra en el sector 1. En la figura 5.20 b) se muestra que durante el arranque, la salida del controlador de histéresis de par, es decir el estado de par electromagnético, es igual a 1 indicando que el par desarrollado por la MSIP es menor que el par desarrollado, hasta 0.265 mili segundos el estado de par es igual a 0 indicando que se ha superado el par de referencia hasta alcanzar el límite superior del controlador de histéresis de par. En la figura 5.20 c) se muestra la variable de estado de flujo.

Las figuras 5.20 d), 5.20 e) y 5.20 f) muestran las señales de control del inversor (S_a , S_b , S_c) seleccionadas de la tabla de acuerdo al sector, el estado de flujo y el estado de par electromagnético. Las señales de control dan origen al estado de conmutación del inversor (ver figura 5.20 g) el cual origina el vector espacial adecuado que debe alimentar a la MSIP para ser controlada. Observando detalladamente la figura 5.20 g), se observa como el estado de conmutación varía entre 2, 3, 5 y 6, de acuerdo al sector 1 (ver figura 5.20 a) y a las variaciones de los estados de flujo y par electromagnético (figuras 5.20 b y 5.20 c).

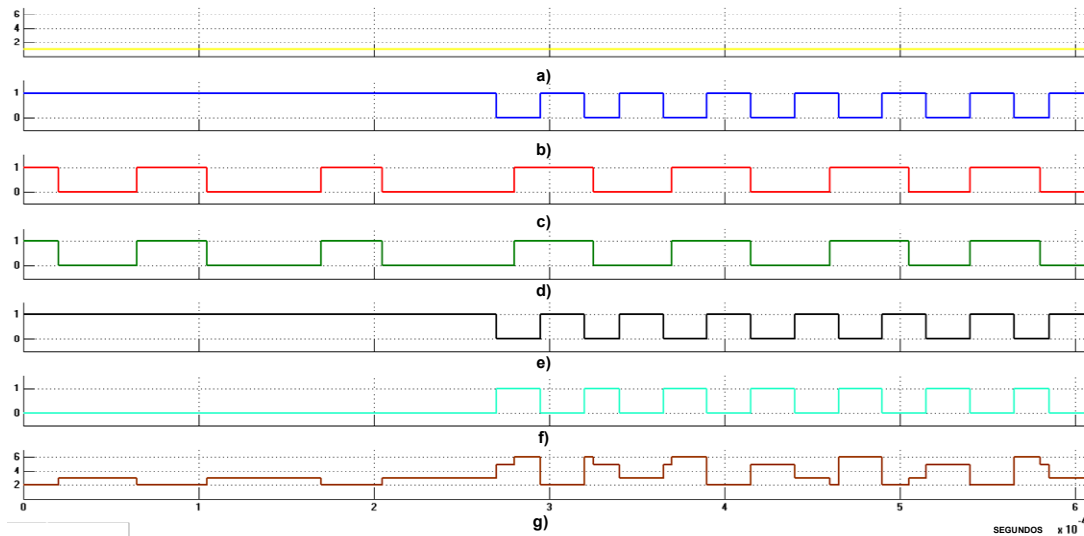


Figura 5.20 a) Sector, b) Estado de par electromagnético, c) Estado de flujo, d) S_a , e) S_b , f) S_c , g) Estado de conmutación del inversor.

En la figura 5.21 se muestra la frecuencia de conmutación del inversor, la cual es variable, esta es una característica indeseada cuando se emplean ancho de bandas estrechos en el esquema clásico del DTC. La frecuencia de conmutación depende de el ancho de banda de los controladores de histéresis de flujo y par electromagnético, de la frecuencia de muestreo, de la velocidad de la MSIP y de las condiciones de carga [21].

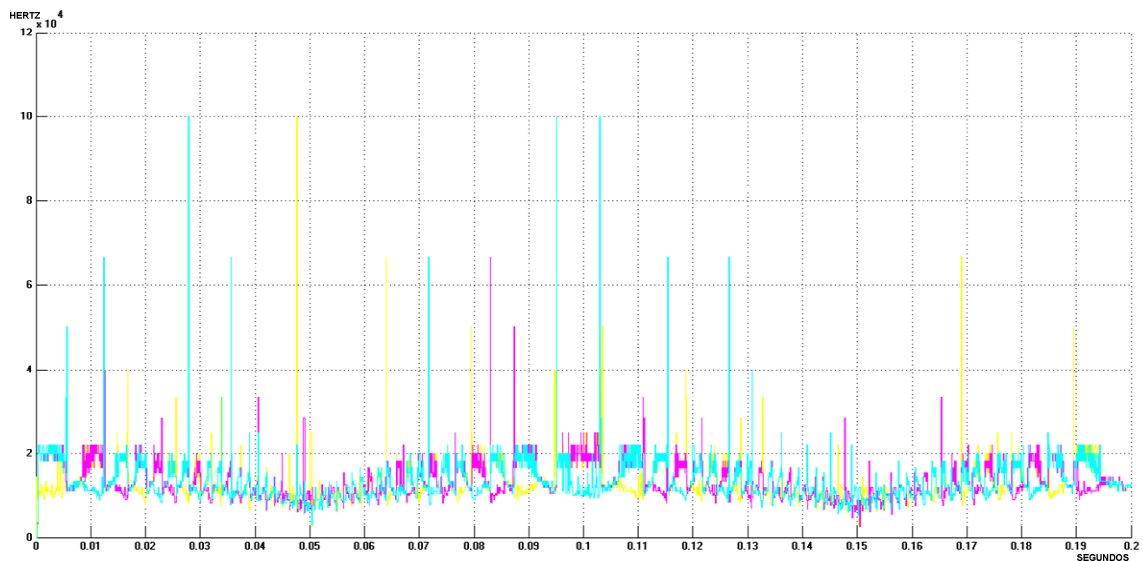


Figura 5.21 Frecuencia de conmutación del inversor.

Para estos resultados, empleando anchos de banda de los controladores de $\Delta T_e = 2.1623 \text{ Nm}$ y $\Delta \psi_s = 0.0041 \text{ Wb}$ y una frecuencia de muestreo de $f_s = 200 \text{ KHz}$, la frecuencia máxima de conmutación del inversor es de 100 KHz presentada en intervalos demasiado rápidos y la frecuencia mínima es de 2439 Hertz .

La frecuencia de la variable de estado de par electromagnético del controlador de histéresis de par, se muestra en la figura 5.22 a). Mientras que la frecuencia de la variable de estado de flujo se puede observar en la figura 5.22 b).

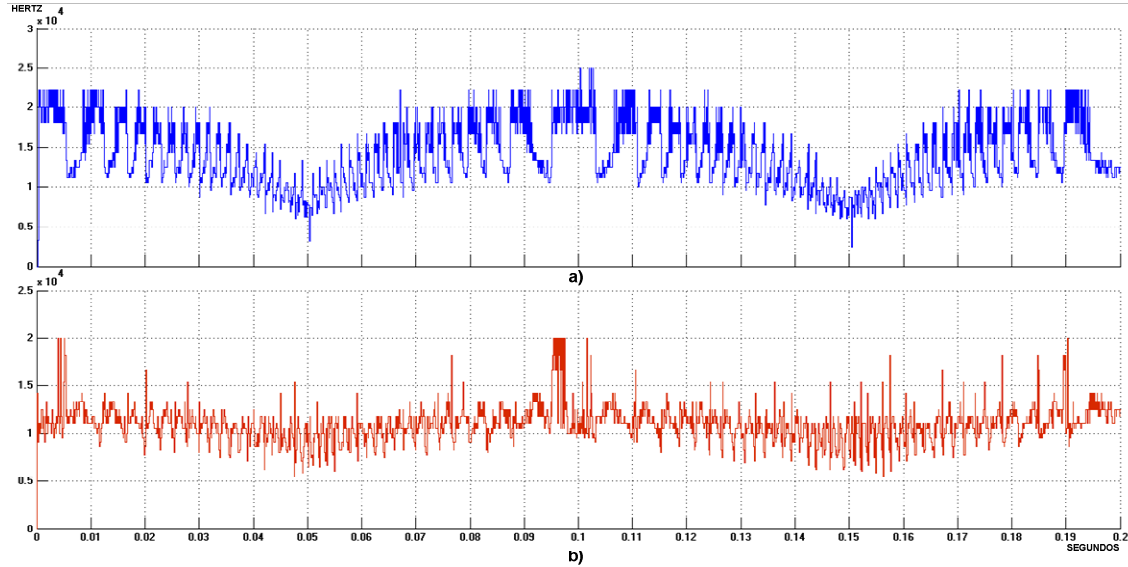


Figura 5.22 a) Frecuencia del controlador de histéresis de par b)
Frecuencia del controlador de histéresis de flujo.

5.2.2 EFECTOS DE LA REDUCCIÓN DE LA FRECUENCIA DE MUESTREO EN EL DTC CLÁSICO

Una desventaja del DTC clásico, es la alta frecuencia de muestreo que se necesita para la implementación digital [16, 21, 60]. En esta sección se analizan los efectos de la frecuencia de muestreo en el DTC clásico.

Para los resultados que se presentan a continuación, el perfil de par de referencia, los anchos de banda de los controladores, las variables declaradas y las condiciones de simulación; son idénticos a los usados en punto 5.2.1, la única y principal diferencia es que la frecuencia de muestreo se ha reducido desde 200 KHz a un valor de 30.5 KHz .

Las imágenes muestran los resultados más significativos al utilizar una frecuencia de muestreo de 30.5 KHz , con el objetivo de ser comparados con los resultados obtenidos al emplear una frecuencia de muestreo de 200 KHz .

En la figura 5.23 a) se muestra que el par electromagnético real de la MSIP (en color fucsia) es controlado para seguir la trayectoria del par electromagnético de referencia (en color azul), sin embargo comparando la figura 5.23 a) con la figura 5.2 a) se aprecia que al reducir la frecuencia de muestreo, el rizado del par electromagnético incrementa considerablemente ocasionando que el par real sobre pase notablemente los límites inferior y superior del ancho de banda del controlador de histéresis de par.

Comparando la figura 5.23 b) con la figura 5.2 b), se aprecia que el flujo

magnético (en color fucsia) es controlado cercano a su valor de referencia (en color azul), sin embargo al reducir la frecuencia de muestreo es inevitable que el flujo controlado supere los límites superior e inferior del ancho de banda del controlador de histéresis de flujo. Debido a que el periodo de muestreo no es lo suficientemente pequeño respecto al ancho de banda del controlador de histéresis de flujo, el cambio en la magnitud del vector espacial de flujo del estator en cada intervalo de muestreo excederá el ancho de banda del controlador. La velocidad que desarrolla la MSIP puede observarse en la figura 5.23 c).

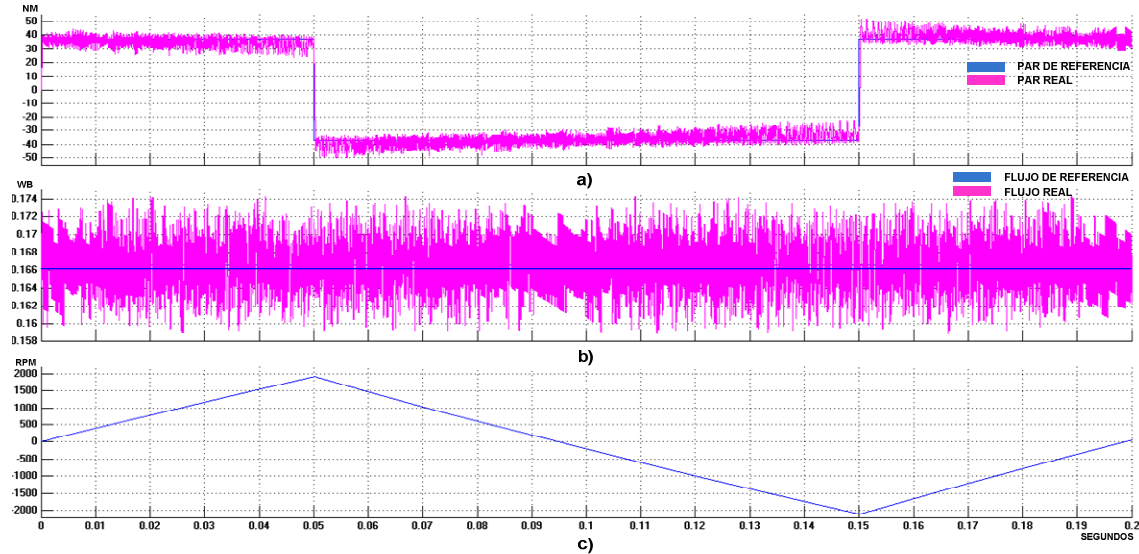


Figura 5.23 a) Par electromagnético de referencia y par electromagnético desarrollado por la MSIP, b) Flujo de referencia y flujo real, c) Velocidad mecánica desarrollada de la MSIP.

En la figura 5.24 se muestra al par electromagnético real (en color fucsia) y al par de referencia (en color azul) durante el arranque de la MSIP. Comparando la figura 5.23 con la figura 5.5 se observa que al reducir la frecuencia de muestreo, la velocidad de respuesta del par real controlado es más lenta, al usar la frecuencia de muestreo de 200 Khz el par real alcanza al par de referencia en 0.265 mili segundos, mientras que al usar una frecuencia de muestreo de 30.5 Khz el par real tarda aproximadamente 0.29 milisegundos en alcanzar el par de referencia.

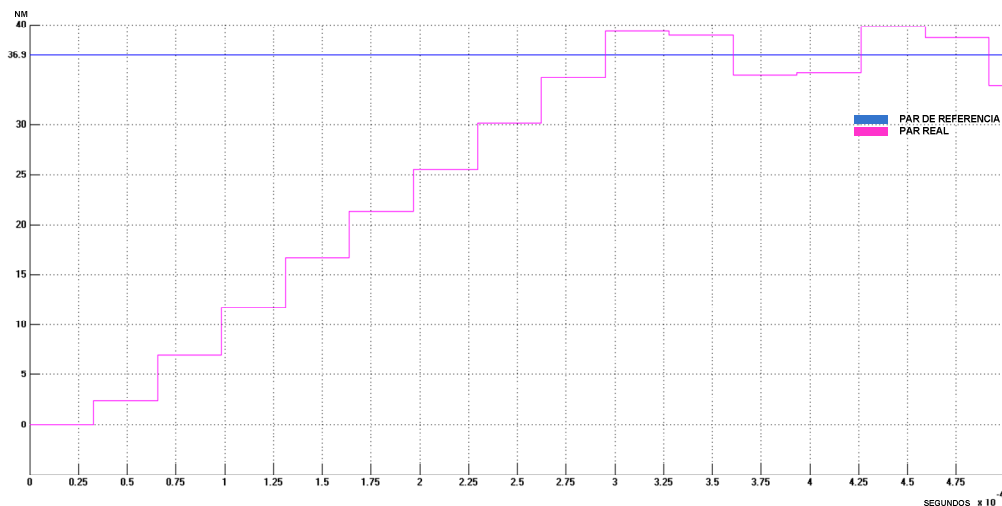


Figura 5.24 Acercamiento de par electromagnético de referencia y par real durante el arranque.

La figura 5.25 muestra el instante en que el par real (en color fucsia) cambia su valor rápidamente para seguir al par de referencia (en color azul) que varía en forma de señal escalón de un valor de 36.9 Nm a -36.9 Nm en 0.05 segundos. Al comparar la figura 5.6 con la figura 5.25, se observa que al utilizar una frecuencia de muestreo de 200 Khz el par real controlado tarda 0.28 milisegundos en variar de 36.9 Nm a -36.9 Nm, mientras que al utilizar una frecuencia de muestreo de 30.5 Khz el par real tarda 0.33 milisegundos en cambiar de 36.9 Nm a -36.9 Nm.

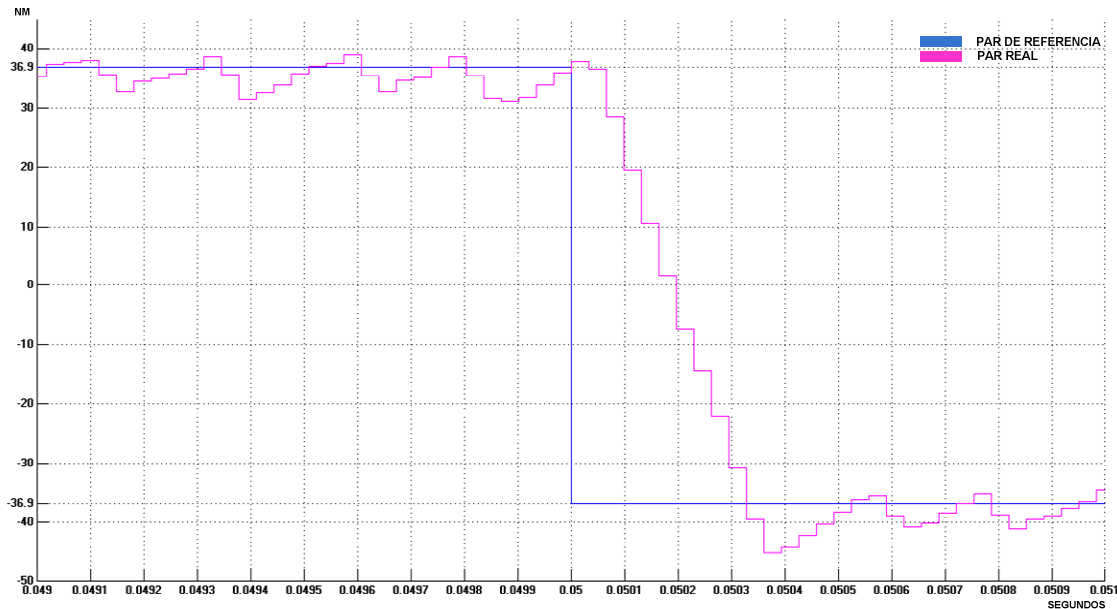


Figura 5.25 Acercamiento de par electromagnético de referencia y par desarrollado por la MSIP.

En la figura 5.26 el par real (en color fucsia) tarda 0.3 milisegundos en cambiar de -36.9 Nm a 36.9 Nm de acuerdo al par de referencia (en color azul), comparando la figura 5.26 con la figura 5.7 se observa que al reducir la frecuencia de muestreo, la velocidad de respuesta de par disminuye.

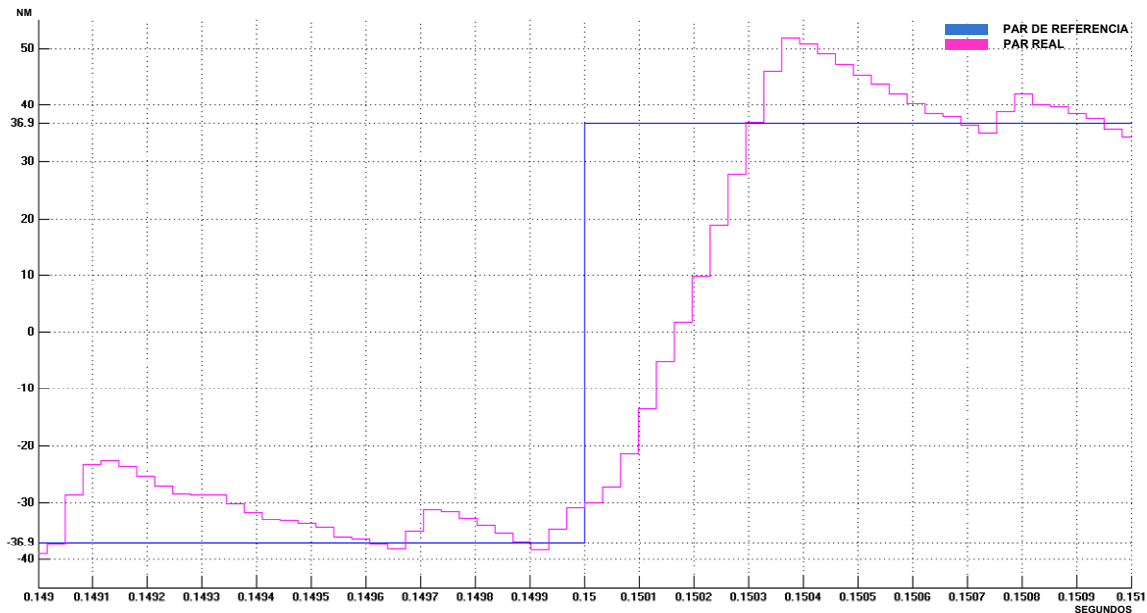


Figura 5.26 Acercamiento de par electromagnético de referencia y par desarrollado por la MSIP.

En la figura 5.27 a) se muestra el acercamiento del par de referencia (en color azul) y el par real (en color fucsia), se observa que al disminuir la frecuencia de muestreo el rizado del par electromagnético incrementa, excediendo inevitablemente los límites superior e inferior del controlador de histéresis de flujo; esto se aprecia mejor al comparar la figura 5.27 a) con la figura 5.8 a).

Comparando las figuras 5.27 b) y 5.8 b), se observa el incremento en el rizado del flujo magnético del estator al aumentar el periodo de muestreo. Además el flujo supera los límites inferior y superior del ancho de banda del controlador de histéresis de flujo.

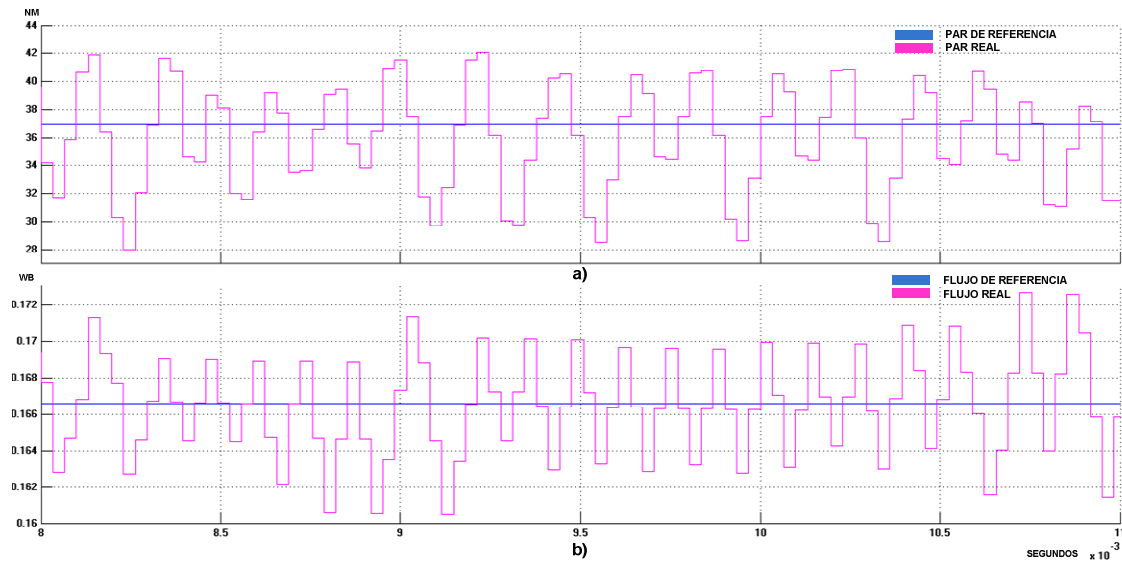


Figura 5.27 a) Acercamiento de par electromagnético de referencia y par real,
b) Acercamiento de flujo de referencia y flujo real.

En la ecuación 3.40 se nota que el ángulo de carga depende directamente del par electromagnético desarrollado por la MSIP, por lo tanto el incremento en el rizado de par electromagnético de esta variable, al reducir la frecuencia de muestreo, se refleja en el ángulo de carga como puede observarse al comparar la figura 5.28 con la figura 5.4.

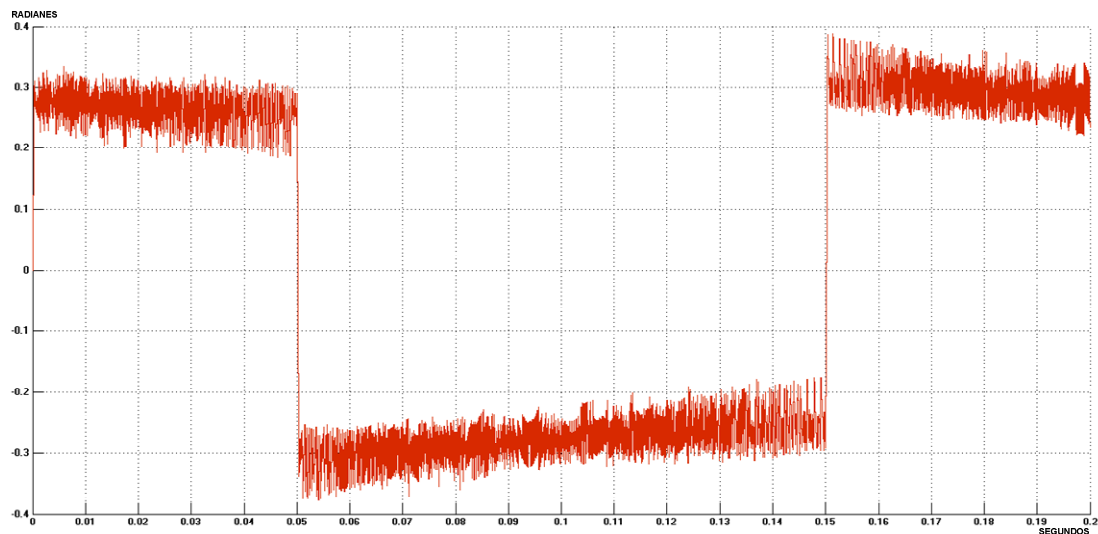


Figura 5.28 Ángulo de carga obtenido con una frecuencia de muestreo de 30.5 Khz.

Comparando las figuras 5.9 a) y 5.29 se aprecia que al reducir la frecuencia de muestreo, la trayectoria del recorrido del vector espacial de flujo del estator tiende a ensanchar y deformar su forma circular.

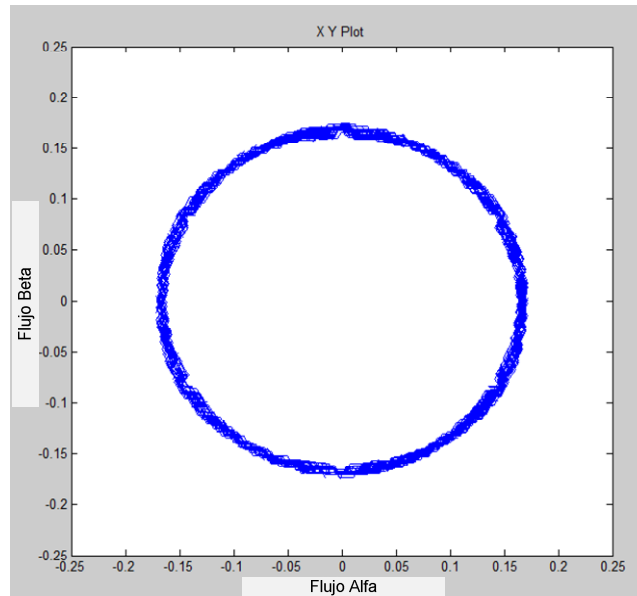


Figura 5.29 Trayectoria del vector espacial de flujo del estator al utilizar una frecuencia de muestreo de 30500 Hertz.

Si la magnitud del vector espacial de flujo del estator incrementa su rizado y superar los límites del controlador de histéresis de flujo, es de esperarse que en las componentes (α, β) del vector espacial de flujo se refleje el rizado, este hecho se confirma al observar la figura 5.30 y compararla con la figura 5.10 donde la frecuencia de muestreo empleada es de 200 KHz.

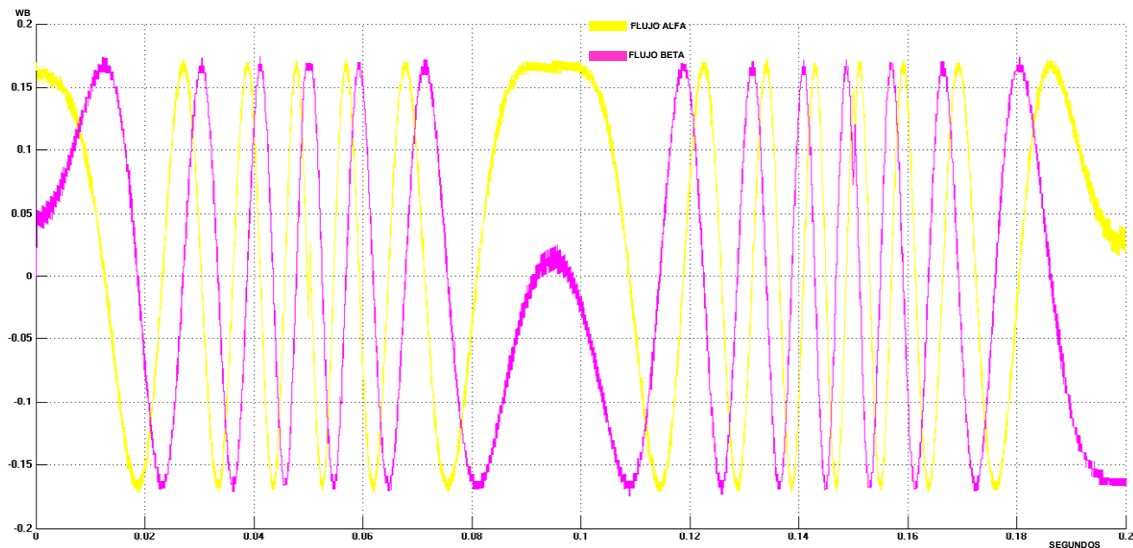


Figura 5.30 Componentes del vector espacial de flujo del estator en el marco de referencia bifásico estacionario (α, β) , obtenidas con una frecuencia de muestreo de 30500 Hertz.

En las figuras 5.31 a), 5.31 b) y 5.31 c) se muestra el voltaje de fase trifásico medido que alimenta a la MSIP. En las figuras 5.31 d), 5.31 e) y 5.31 f) se observa el voltaje reconstruido, cuando se utiliza 30.5 KHz como frecuencia de muestreo.

En la figura 5.32 a), 5.32 b) y 5.32 c) se puede observar que al reducir la frecuencia de muestreo la reconstrucción de voltaje trifásico no se ve afectada, los errores entre los voltajes medidos y los voltajes reconstruidos son muy pequeños. La desviación en el voltaje es virtualmente cero, al igual que en los resultados observados en las figuras 5.13 a), 5.13 b) y 5.13 c) los cuales son obtenidos utilizando una frecuencia de muestreo de 200 KHz.

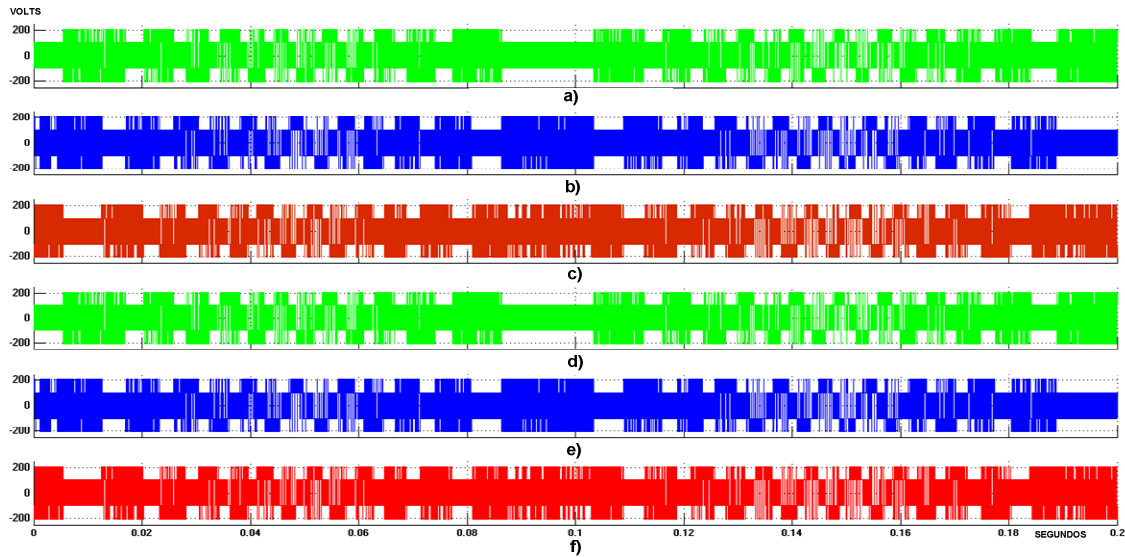


Figura 5.31 a) Van medido, b) Vbn medido, c) Vcn medido, d) Van reconstruido, e) Vbn reconstruido, f) Vcn reconstruido. Obtenidos con una frecuencia de muestreo de 30.5 KHz.

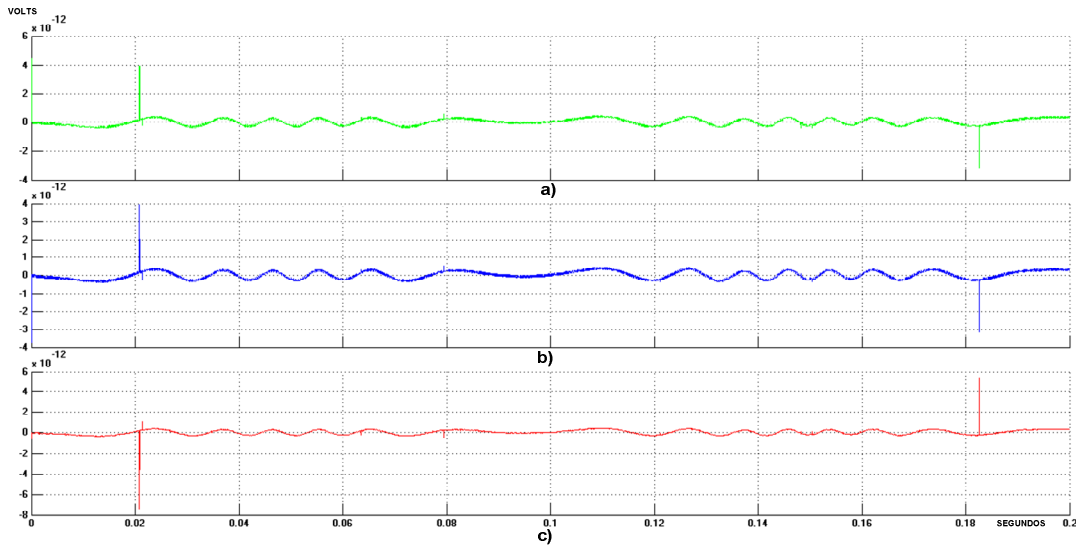


Figura 5.32 a) Error entre Van medido y Van reconstruido, b) Error entre Vbn medido y Vbn reconstruido c) Error entre Vcn medido y Vcn reconstruido.

Las señales filtradas de los voltajes de fase de salida del inversor que alimentan a la MSIP se observan en la figura 5.33.

En la figura 5.34 a) se muestra la corriente trifásica medida, en las figuras 5.34 b) y 5.34 c), se observan las etapas de reconstrucción de corriente trifásica (ajuste y predicción respectivamente).

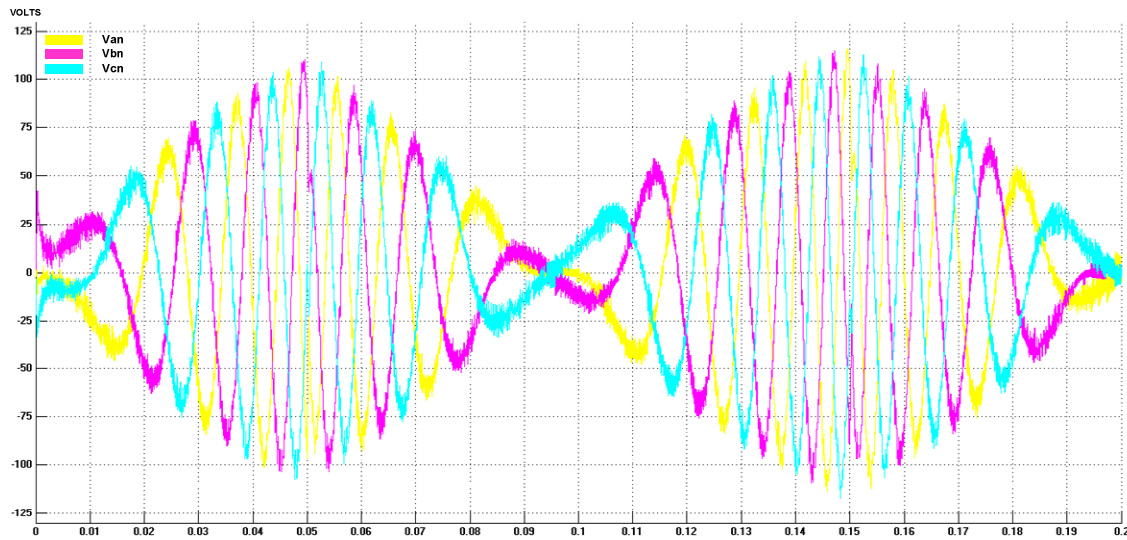


Figura 5.33 Señales filtradas de los voltajes de fase de salida del inversor que alimentan a la MSIP. Obtenidas al utilizar una frecuencia de muestreo de 30500 Hertz.

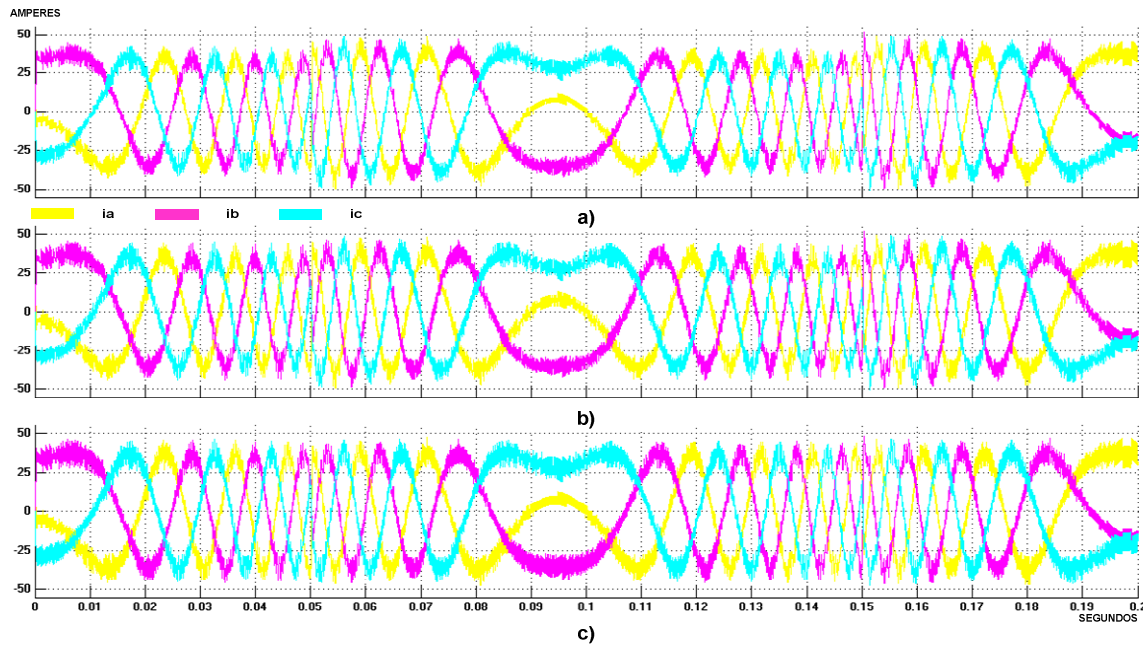


Figura 5.34 a) Corriente trifásica medida b) Corriente trifásica ajustada
c) Corriente trifásica predicha. Utilizando una frecuencia de muestreo de 30.5 KHz.

En las figuras 5.35 a), 5.35 b), 5.35 c), 5.35 d), 5.35 e) y 5.35 f), se observa que la reconstrucción de corriente trifásica es deficiente cuando se reduce la frecuencia de muestreo, la desviación entre las corrientes medida y reconstruida aumenta considerablemente comparada con la desviación obtenida cuando se usa una frecuencia de muestreo de 200 KHz (ver figuras 5.17 a, b, c, d, e y f).

Comparando las figuras 5.18 y 5.36, se nota claramente que al disminuir la frecuencia de muestreo, el rizado en la corriente trifásica aumenta considerablemente, distorsionando la señal de corriente trifásica.

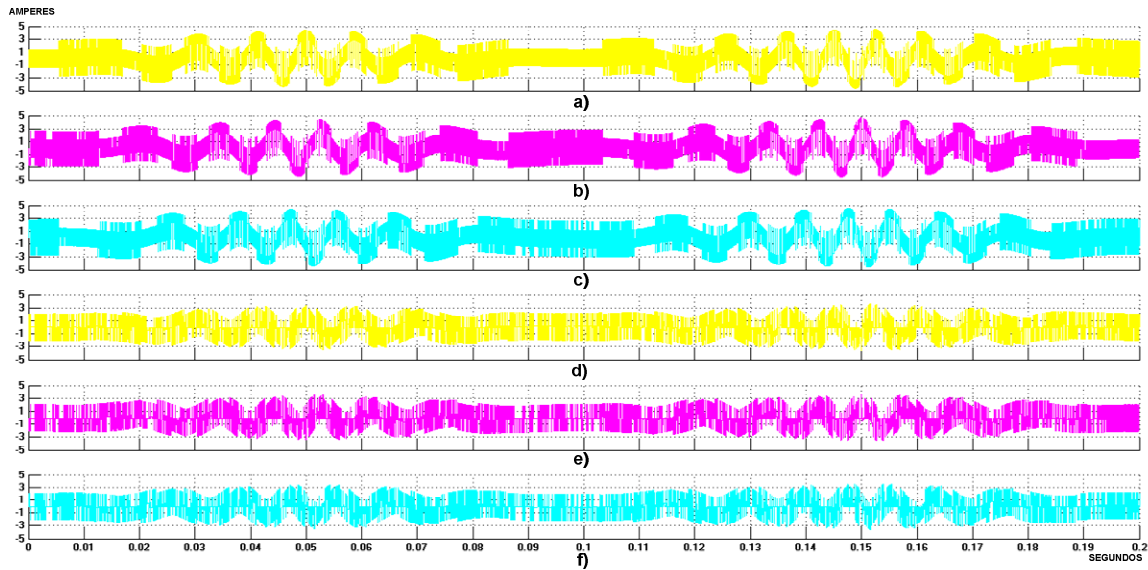


Figura 5.35 a) Error $i_a(\text{medida} - \text{predicha})$, b) Error $i_b(\text{medida} - \text{predicha})$, c) Error $i_c(\text{medida} - \text{predicha})$, d) Error $i_a(\text{medida} - \text{ajustada})$, e) Error $i_b(\text{medida} - \text{ajustada})$, f) Error $i_c(\text{medida} - \text{ajustada})$. Utilizando una frecuencia de muestreo de 30.5 KHz.

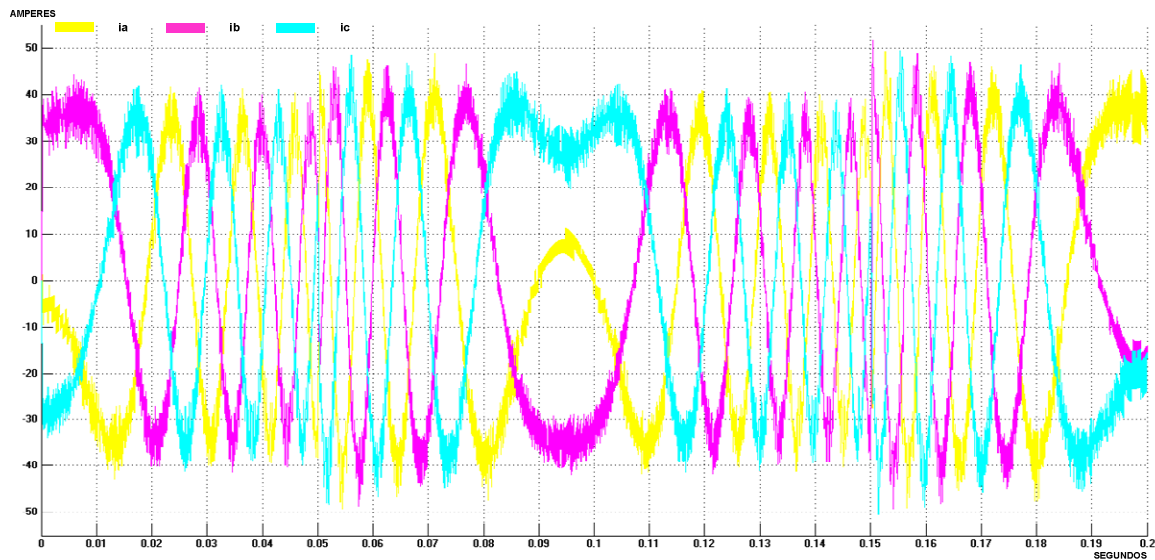


Figura 5.36 Corriente trifásica que alimenta a la MSIP, obtenida con una frecuencia de muestreo de 30500 Hertz.

En la figura 5.37 se muestra el acercamiento en la corriente trifásica medida que alimenta a la MSIP, cuando se utiliza una frecuencia de muestreo de 30.5 KHz, el rizado en la corriente tiene un valor máximo de 48 Amperes, en la figura 5.19 se observa que al utilizar una frecuencia de muestreo de 200 KHz, el rizado y la distorsión en la corriente disminuye, en esta caso la corriente tiene un valor máximo de 41 Amperes.

Por otro lado, en la figura 5.38 se observa que la frecuencia de conmutación del inversor disminuye al reducir la frecuencia de muestreo, variando en un rango de 1386 Hertz a 15225 Hertz. También en la figura 5.39 a) y 5.39 b) se observa como la frecuencia de salida de los controladores de histéresis disminuye como consecuencia de disminuir la frecuencia de muestreo.

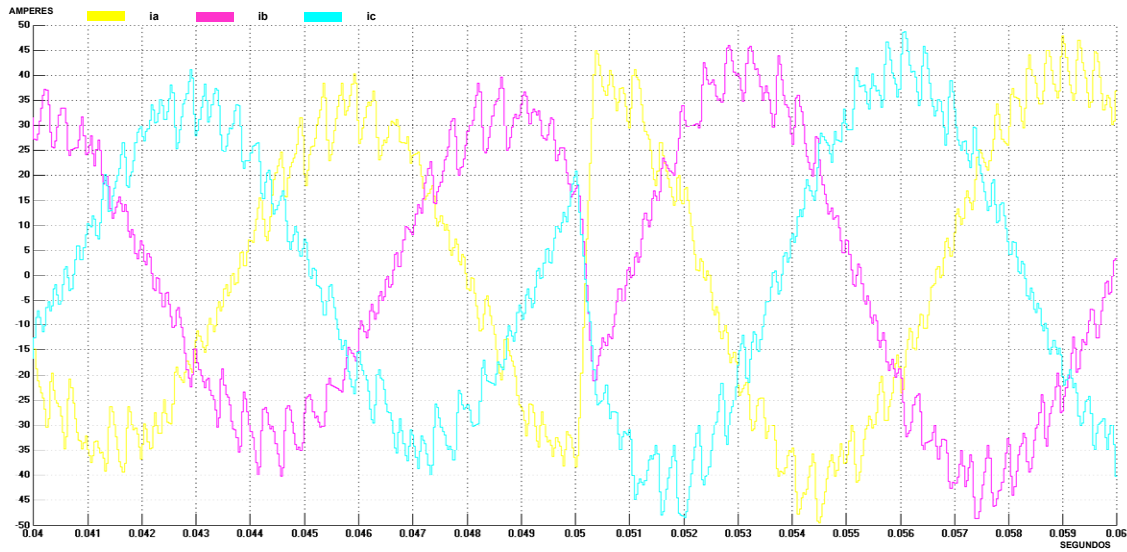


Figura 5.37 Acercamiento de la corriente trifásica. Utilizando una frecuencia de muestreo de 30.5 KHz.

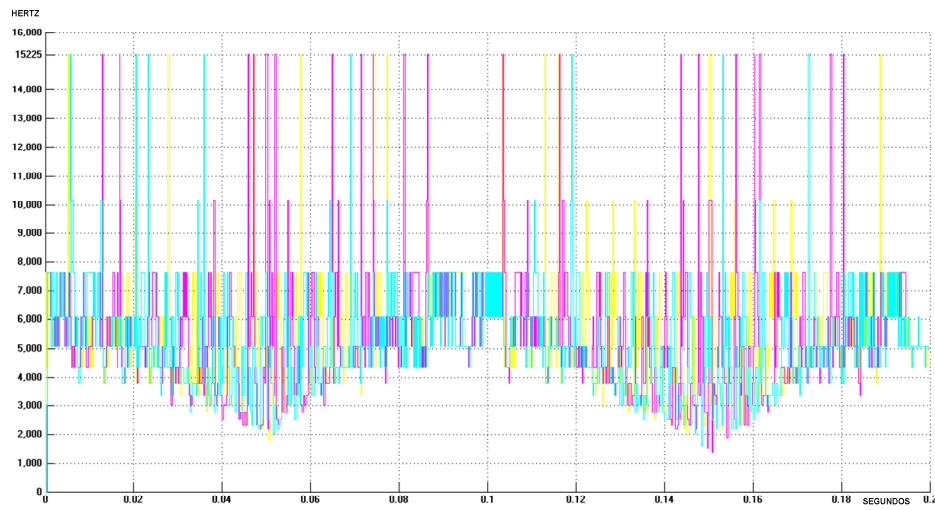


Figura 5.38 Frecuencia de conmutación del inversor trifásico. Utilizando una frecuencia de muestreo de 30.5 KHz.

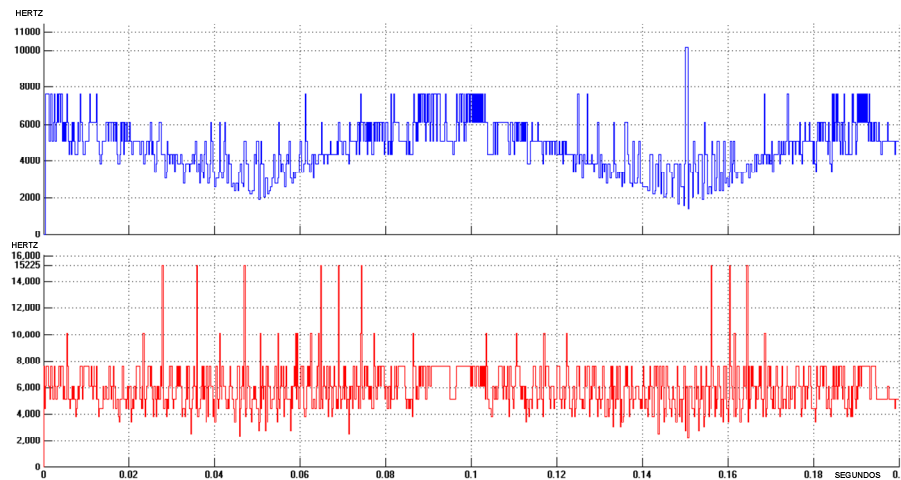


Figura 5.39 a) Frecuencia del controlador de histéresis de par b) Frecuencia del controlador de histéresis de flujo. Utilizando una frecuencia de muestreo de 30.5 KHz.

5.2.3 EFECTOS DE LA VARIACIÓN DEL ANCHO DE LAS BANDAS DE LOS CONTROLADORES DE HISTÉRESIS DE FLUJO Y PAR EN EL DTC CLÁSICO

El ancho de las bandas de los controladores de histéresis de flujo y par electromagnético, influyen directamente en la frecuencia de conmutación del inversor, en la magnitud de los rizados del flujo y de par y en los armónicos de corriente [21, 59].

La mayor desventaja del DTC es que la frecuencia de conmutación en los dispositivos semiconductores de potencia es variable inclusive si las amplitudes de la banda de los controladores de histéresis tienen un valor constante. La frecuencia de conmutación depende algunos factores como: los parámetros de la máquina, la velocidad de operación, las condiciones de carga y la frecuencia de muestreo, [21, 60]. Pero principalmente la variación de la frecuencia de conmutación se debe a la variación senoidal de la fuerza contra electro motriz.

El ancho de las bandas de los controladores de histéresis del par y del flujo deben 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 [61].

A continuación se presentan los efectos en el DTC al incrementar el ancho de las bandas de los controladores de histéresis de flujo y par. Los resultados que se muestran, corresponden a dos condiciones diferentes.

En la primera condición, el ancho de banda del controlador de histéresis de par permanece igual al valor de $\Delta T_e = 1.0812 \text{ Nm}$ que corresponde al 2.9299 % del par nominal, mientras que el ancho de banda del controlador de histéresis de flujo ha incrementado a un valor de $\Delta \psi_s = 0.0167 \text{ Wb}$ que corresponde al 10% del flujo de los imanes permanentes (flujo de referencia).

En la segunda condición, el ancho de banda del controlador de histéresis de flujo permanece igual al valor de $\Delta \psi_s = 0.00205 \text{ Wb}$ que corresponde al 1.22% del flujo de los imanes permanentes (flujo de referencia), mientras que el ancho de banda del controlador de histéresis de par ha incrementado a un valor de $\Delta T_e = 3.69 \text{ Nm}$ que corresponde al 10% respecto al par nominal.

Las condiciones de simulación no especificadas, como frecuencia de muestreo (200 Khz), permanecen idénticas a las condiciones del punto 5.2.1.

La figura 5.40 a) muestra al par real desarrollado por la MSIP (en color fucsia), el par real es controlado y sigue la trayectoria del par de referencia (en color azul), estos resultados se obtienen con ΔT_e fijo ($\Delta T_e = 1.0812 \text{ Nm}$) y con un incremento de $\Delta \psi_s = 0.0167 \text{ Wb}$. Se nota que el par real presenta algunos picos que salen notablemente del ancho de banda, esto es causado por los problemas que presenta el DTC al aplicar los vectores espaciales de voltaje durante los cambios de sector. Si se observa la figura 5.2 a), se nota que este problema no se presenta al utilizar un ancho de banda del controlador de histéresis de flujo más estrecho ($\Delta \psi_s = 0.00205 \text{ Wb}$). Los picos en el par real de la MSIP, incrementan si la amplitud de $\Delta \psi_s$ aumenta.

En la figura 5.40 b), se observa como la magnitud de flujo del estator (en color fucsia) es controlada para variar dentro del ancho de banda del controlador de de flujo. Para este resultado, ΔT_e es fijo ($\Delta T_e = 1.0812 \text{ Nm}$) y $\Delta \psi_s$ ha incrementado

($\Delta\psi_s = 0.0167$ Wb). Comparando las figuras 5.40 b) y 5.2 b), se nota que el rizado de par incrementa si $\Delta\psi_s$ aumenta. La velocidad (ω_{mec}) se muestra en la figura 5.40 c).

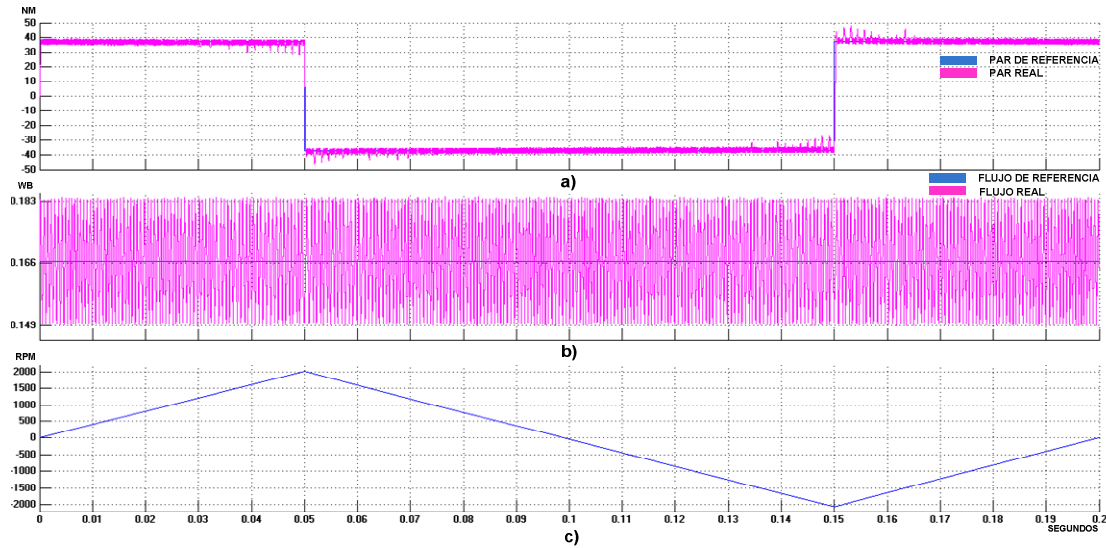


Figura 5.40 a) Par electromagnético de referencia y par electromagnético desarrollado por la MSIP, b) Flujo de referencia y flujo real, c) Velocidad mecánica desarrollada de la MSIP. Obtenidos con $\Delta T_e = 1.0812$ Nm y $\Delta\psi_s = 0.0167$ Wb.

En la figura 5.41 a) se muestra el acercamiento del par real de la MSIP (en color fucsia) y el par de referencia (en color azul). El par real presenta picos que salen ligeramente de los límites del ancho de banda del controlador, esto es debido al tiempo de retardo que existe entre la aplicación del vector espacial de voltaje actual y la selección del próximo vector que deberá alimentar a la MSIP.

La magnitud del vector espacial de flujo del estator (en color fucsia), se muestra en la figura 5.41 b), el flujo de referencia se muestra en color azul en la misma figura. Claramente se observa como el flujo del estator varia dentro den ancho de banda del controlador, sin embargo comparando las figuras 5.41 b) y 5.8 b) se nota que con ΔT_e fijo (1.0812 Nm) y $\Delta\psi_s$ aumentado (0.0167 Wb), el rizado incrementa y la respuesta del flujo del estator es más lenta.

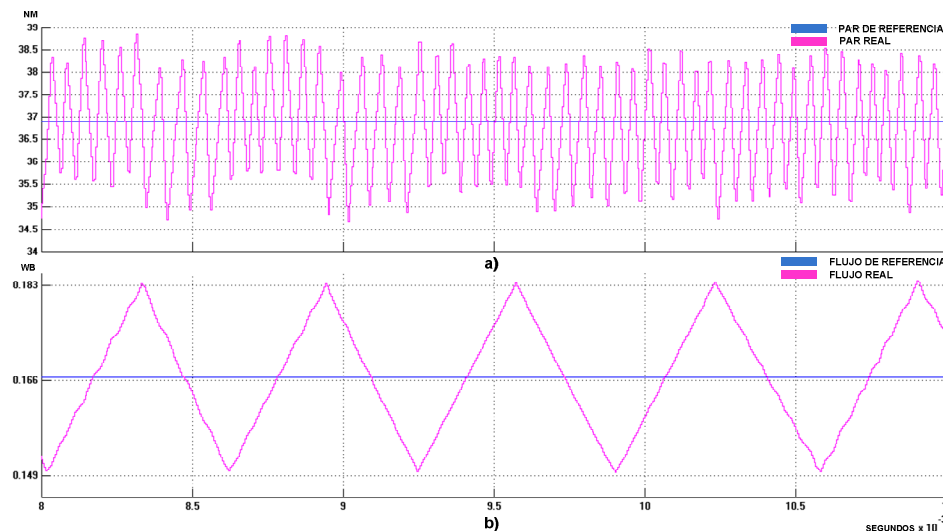


Figura 5.41 a) Acercamiento de par electromagnético de referencia y par real, b) Acercamiento de flujo de referencia y flujo real. Con $\Delta T_e = 1.0812$ Nm y $\Delta\psi_s = 0.0167$ Wb.

En La figura 5.42 se muestra la trayectoria del vector espacial del flujo del estator, obtenida con ΔT_e fijo (1.0812 Nm) y $\Delta \psi_s$ incrementado (0.0167 Wb), comparando las figuras 5.42 y 5.9 a), se nota que al incrementar $\Delta \psi_s$ la trayectoria del vector de flujo ensancha y deforma.

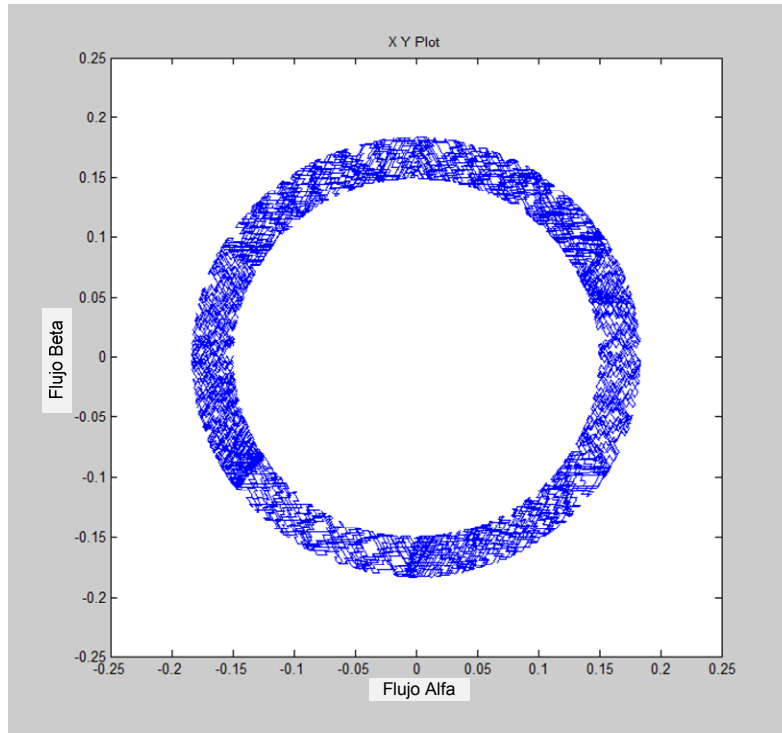


Figura 5.42 Trayectoria del vector espacial de flujo del estator obtenidos con $\Delta T_e = 1.0812$ Nm y $\Delta \psi_s = 0.0167$ Wb.

Para un ΔT_e fijo (1.0812 Nm), la distorsión en la corriente trifásica incrementa con el incremento del ancho de banda del controlador de histéresis de flujo ($\Delta \psi_s = 0.0167$ Wb) (ver figura 5.43).

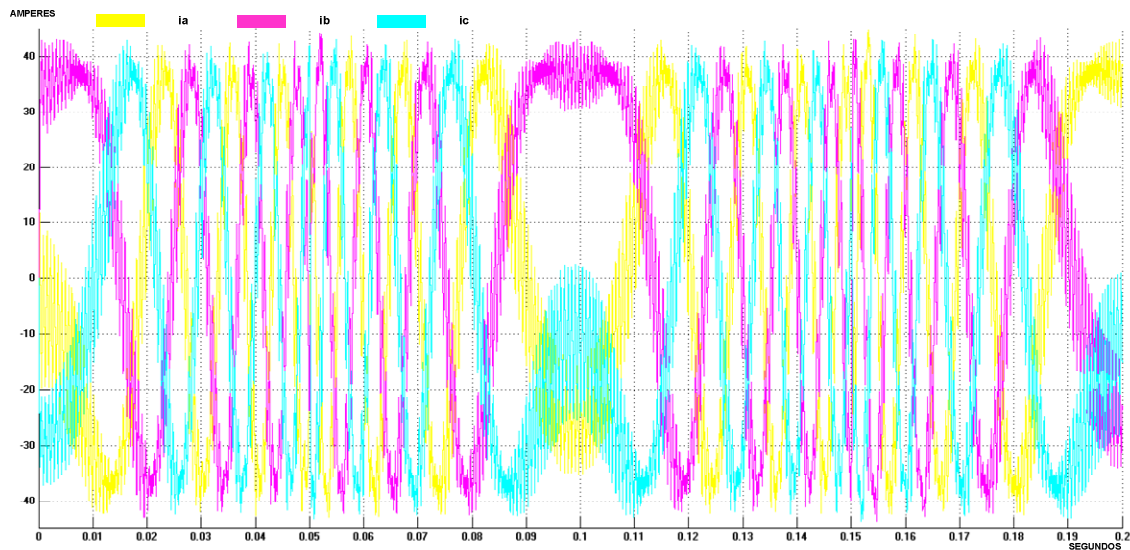


Figura 5.43 Corriente trifásica que alimenta a la MSIP, obtenida $\Delta T_e = 1.0812$ Nm y $\Delta \psi_s = 0.0167$ Wb.

Comparando las figuras 5.44 y 5.19, se nota que la forma de onda sinusoidal de la corriente trifásica se deforma e incrementa su distorsión con el aumento del ancho de banda del controlador de histéresis de flujo ($\Delta\psi_s = 0.0167 \text{ Wb}$), cuando ΔT_e permanece fijo (1.0812 Nm). En este modo de operación se incrementan las pérdidas por los armónicos originados en la corriente [59], sin embargo las pérdidas por conmutación en los dispositivos semiconductores de potencia reduce, al reducir la frecuencia de conmutación del inversor (ver figura 5.45).

Con ΔT_e fijo (1.0812 Nm) y $\Delta\psi_s$ estrecho (0.00205 Wb), en la figura 5.21 se observa que la frecuencia de conmutación del inversor varía en el rango de 2439 Hertz a 100 KHz, mientras que con ΔT_e fijo (1.0812 Nm) y $\Delta\psi_s$ aumentado (0.0167 Wb), se observa en la figura 5.45 que el rango de la frecuencia de conmutación del inversor es menor variando entre 1081 Hertz y 66670 Hertz.

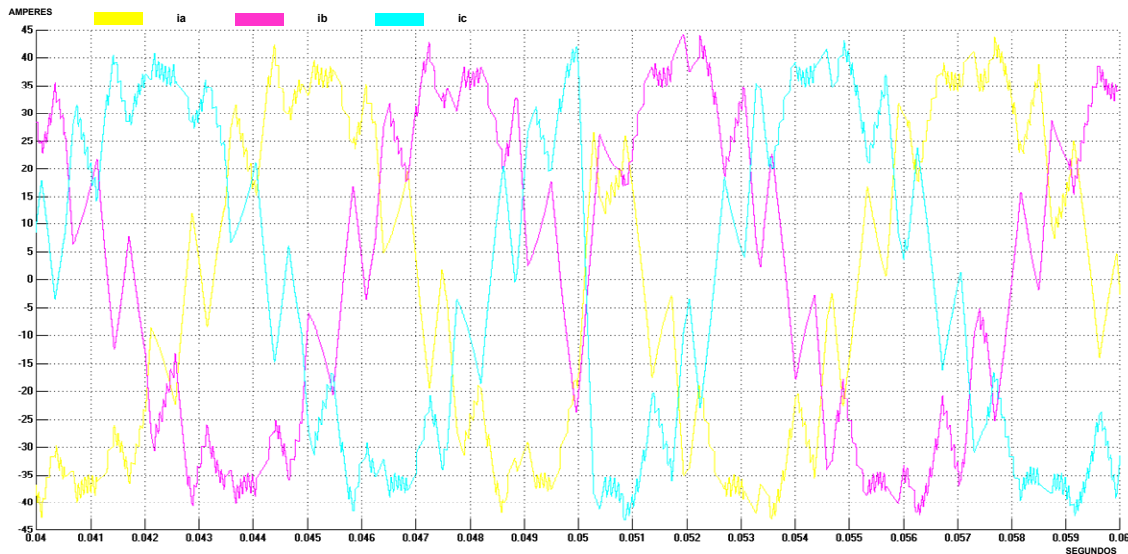


Figura 5.44 Acercamiento de la corriente trifásica, obtenida con $\Delta T_e = 1.0812 \text{ Nm}$ y $\Delta\psi_s = 0.0167 \text{ Wb}$.

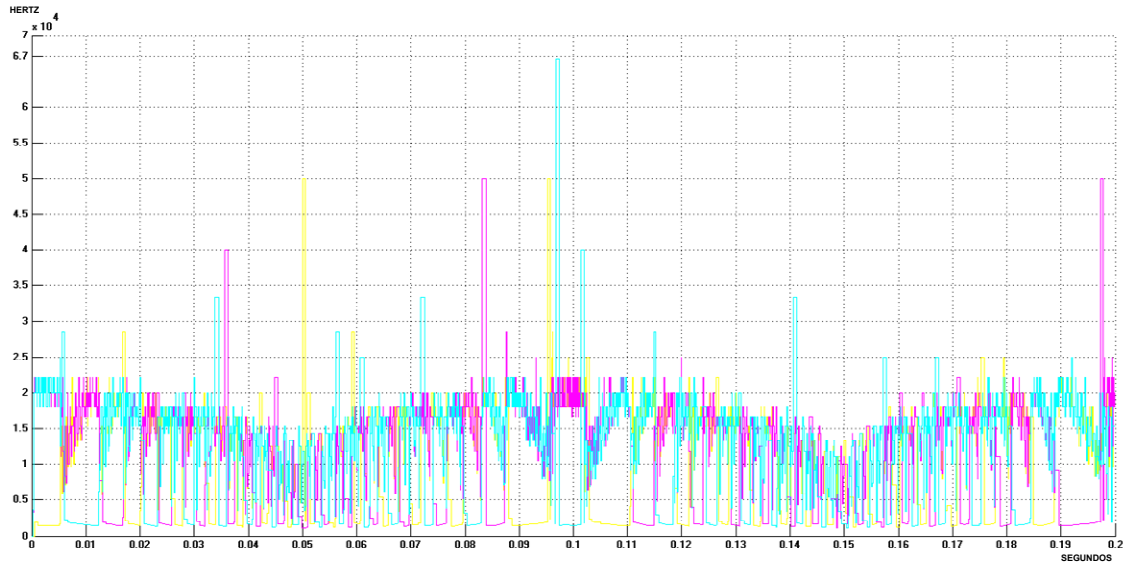


Figura 5.45 Frecuencia de conmutación del inversor trifásico. Obtenida con $\Delta T_e = 1.0812 \text{ Nm}$ y $\Delta\psi_s = 0.0167 \text{ Wb}$.

Una pequeña banda de histéresis del flujo provoca una alta frecuencia de conmutación en el inversor (ver figura 5.21). Si la trayectoria del vector flujo del estator se aproximara a un círculo (ver figura 5.9 a), entonces la forma de la onda de a corriente trifásica del estator se aproxima a la forma de onda sinusoidal (ver figura 5.18). Esta condición de operación provoca bajas pérdidas por armónicos en la máquina y altas pérdidas por conmutación en el inversor [59].

En la figura 5.46 a) se muestra la frecuencia de salida del controlador de histéresis de par electromagnético, es decir muestra la frecuencia del estado de par.

Comparando las figuras 5.22 b) y 5.46 b) se muestra claramente que al aumentar el ancho de banda del controlador de histéresis de flujo $\Delta\psi_s = 0.0167$ Wb, la frecuencia del estado de flujo disminuye.

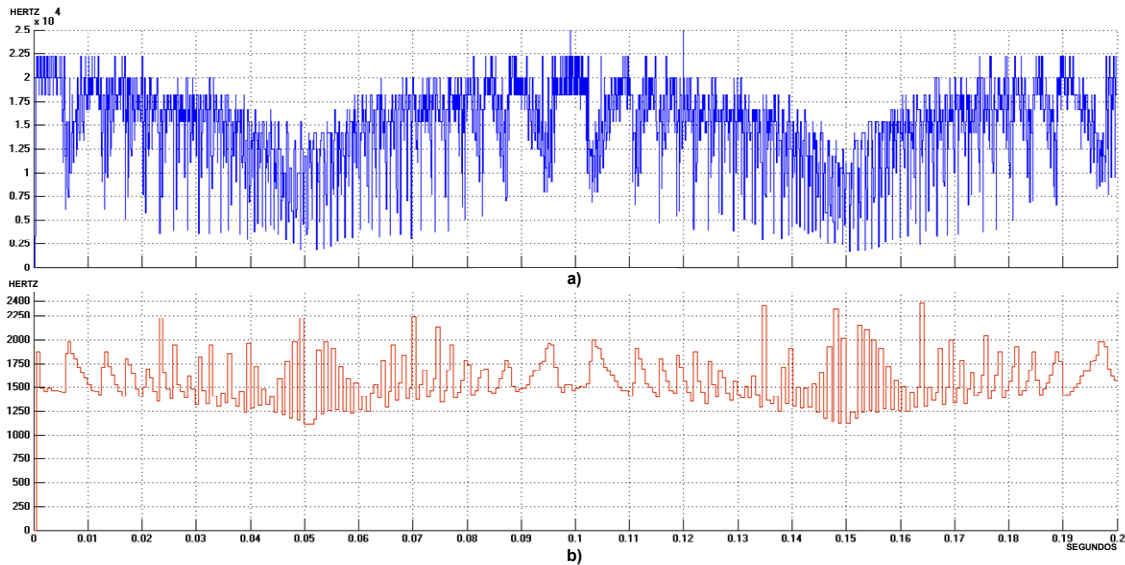


Figura 5.46 a) Frecuencia del controlador de histéresis de par b)

Frecuencia del controlador de histéresis de flujo. Obtenida con $\Delta T_e = 1.0812$ Nm y $\Delta\psi_s = 0.0167$ Wb.

A continuación se presentan los resultados obtenidos con la segunda condición de operación, es decir el ancho de banda del controlador de histéresis de flujo permanece igual al valor de $\Delta\psi_s = 0.00205$ Wb que corresponde al 1.22% del flujo de los imanes permanentes (flujo de referencia), mientras que el ancho de banda del controlador de histéresis de par ha incrementado a un valor de $\Delta T_e = 3.69$ Nm que corresponde al 10% respecto al par nominal.

En la figura 5.47 a) se muestra como el par real de la MSIP (en color fucsia) sigue la trayectoria fijada por el par electromagnético de referencia (en color azul), bajo las condiciones de operación establecidas.

Debido al rizado en la figura 5.47 b), no puede observarse el flujo de referencia (en color azul), la magnitud del vector espacial de flujo del estator se muestra en color fucsia.

La velocidad que desarrolla la MSIP, se observa en la figura 5.47 c).

La figura 5.48 a) muestra un acercamiento del par de referencia (en color azul) y al par real (en color fucsia). Se nota que el rizado de par incrementa, debido al incremento de ΔT_e (3.69 Nm), también que la velocidad de respuesta de par es más lenta comparada con la respuesta de par mostrada en la figura 5.8 a) donde el

ancho de banda del controlador de histéresis de par es más estrecho $\Delta T_e = 1.0812$ Nm.

En la figura 5.48 b), se muestra el acercamiento del flujo de referencia (en color azul) y el flujo real del estator de la MSIP (en color fucsia). Obtenidos con el ancho de banda del controlador de histéresis de par incrementado y el ancho de banda del controlador de histéresis de flujo fijo.

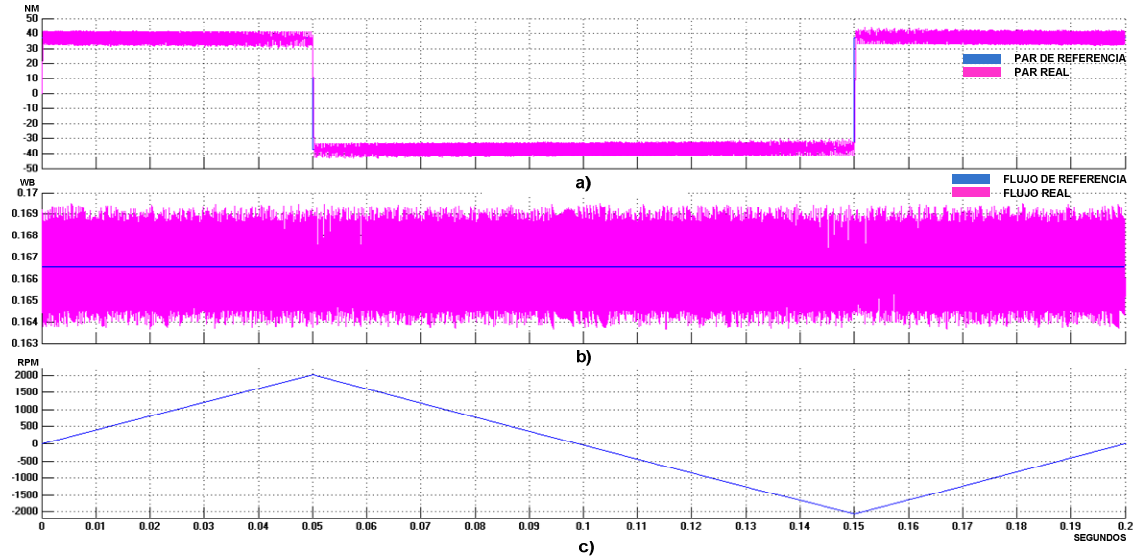


Figura 5.47 a) Par electromagnético de referencia y par electromagnético desarrollado por la MSIP, b) Flujo de referencia y flujo real, c) Velocidad mecánica desarrollada de la MSIP. Obtenidos con $\Delta T_e = 3.69$ Nm y $\Delta \psi_s = 0.00205$ Wb.

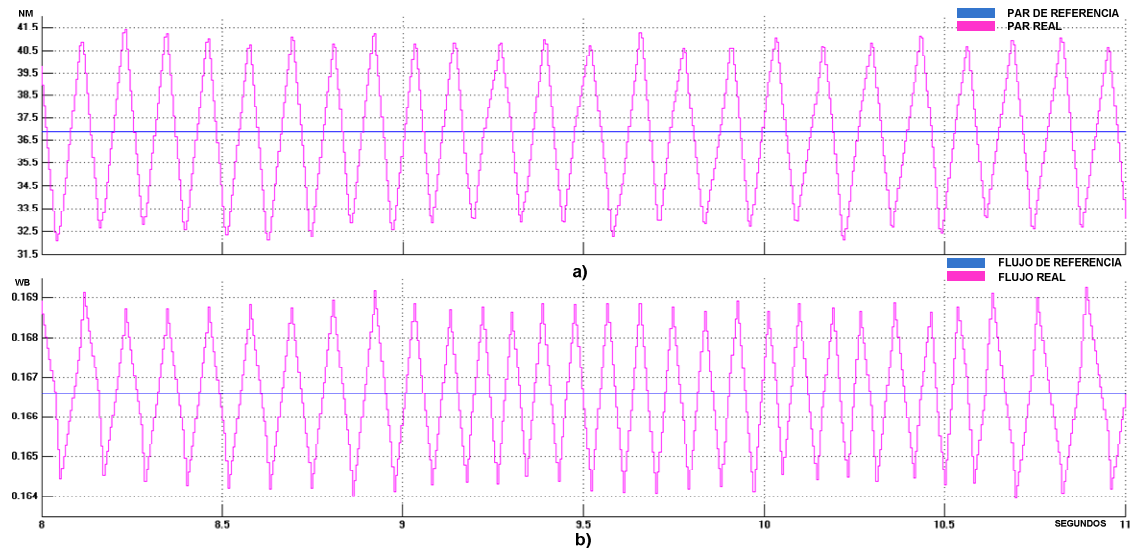


Figura 5.48 a) Acercamiento de par electromagnético de referencia y par real, b) Acercamiento de flujo de referencia y flujo real. Obtenidos con $\Delta T_e = 3.69$ Nm y $\Delta \psi_s = 0.00205$ Wb.

En la figura 5.49 se nota que manteniendo el $\Delta \psi_s$ con un valor fijo y estrecho (0.00205 Wb) e incrementando ΔT_e (3.69 Nm), la trayectoria del vector espacial de flujo del estator es muy parecida a la trayectoria mostrada en la figura 5.9 a). La trayectoria no se ensancha ni distorsiona como lo muestra la figura 5.42 obtenida con ΔT_e fijo y estrecho (1.0812 Nm) y $\Delta \psi_s$ incrementado a un valor de 0.0167 Wb.

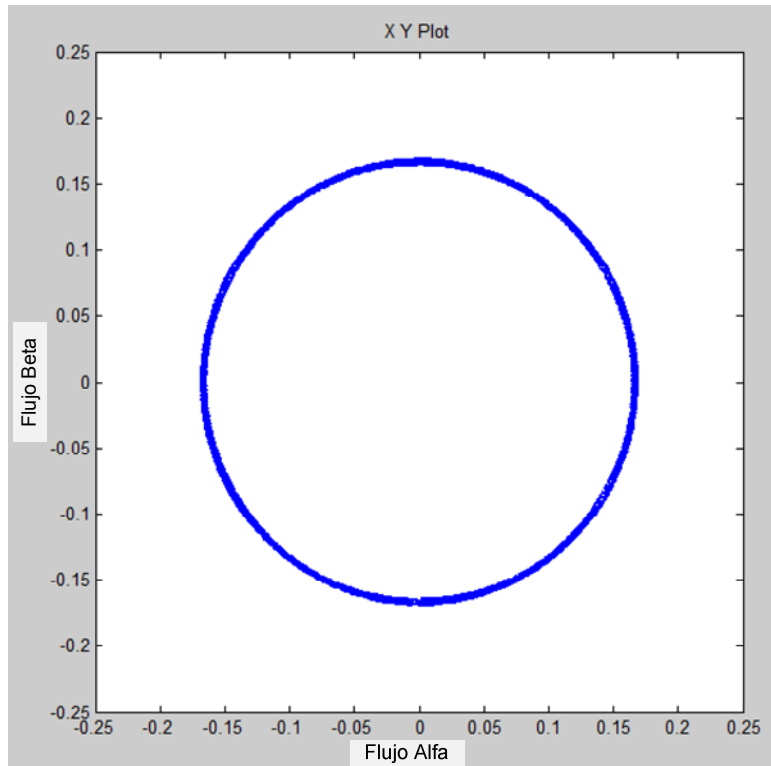


Figura 5.49 Trayectoria del vector espacial de flujo del estator obtenidos con $\Delta T_e = 3.69 \text{ Nm}$ y $\Delta \psi_s = 0.00205 \text{ Wb}$.

Debido a que la trayectoria del vector espacial de flujo no se deforma ni ensancha, la corriente trifásica conserva su forma de onda sinusoidal, sin embargo al incrementar el ancho de banda del controlador de histéresis de flujo, el rizado en la corriente trifásica aumenta, tal como la muestra la figura 5.50.

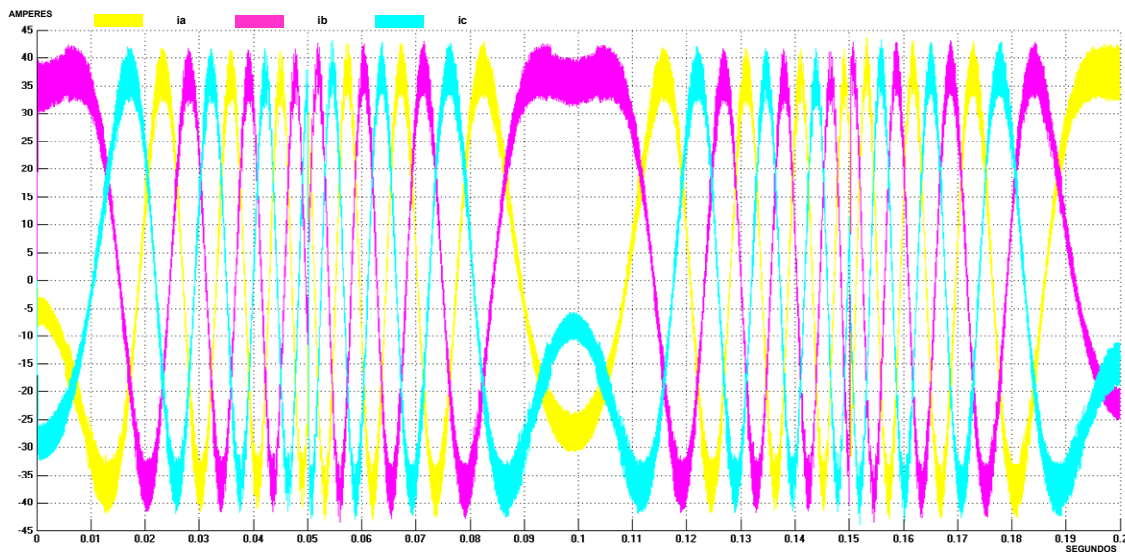


Figura 5.50 Corriente trifásica que alimenta a la MSIP, obtenida $\Delta T_e = 3.69 \text{ Nm}$ y $\Delta \psi_s = 0.00205 \text{ Wb}$.

Comparando las figuras 5.44 y 5.51 se observa que incrementando $\Delta \psi_s$ (0.0167 Wb) la corriente trifásica distorsiona su forma de onda sinusoidal, mientras que incrementando ΔT_e (3.69 Nm) únicamente se incrementa el rizado en

en la corriente trifásica sin embargo no distorsiona su forma de onda sinusoidal.

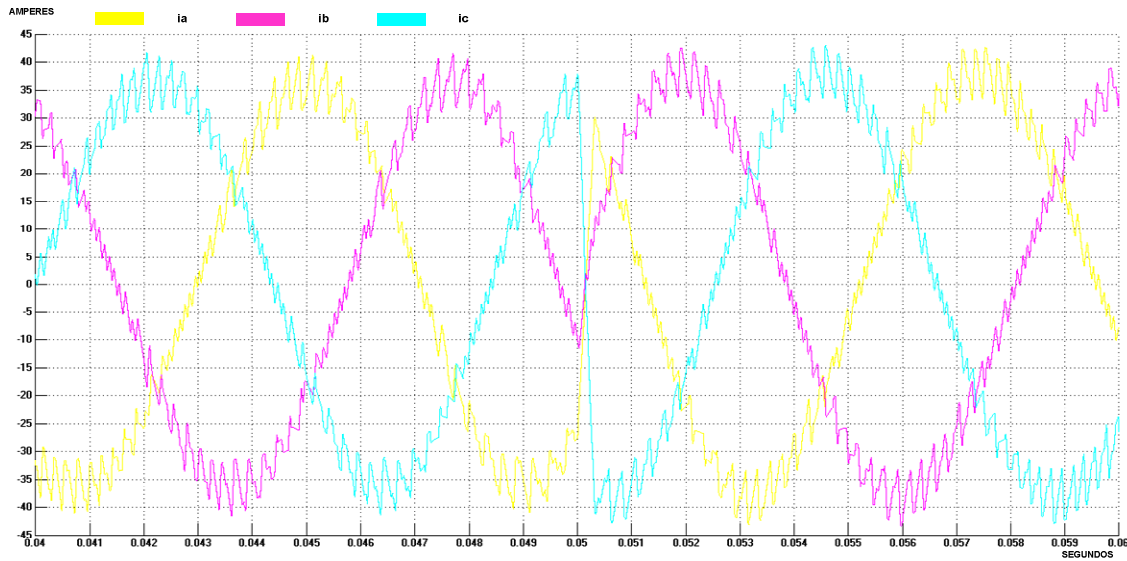


Figura 5.51 Acercamiento de la corriente trifásica, obtenida con $\Delta T_e = 3.69 \text{ Nm}$ y $\Delta \psi_s = 0.00205 \text{ Wb}$.

En la figura 5.52 se observa la frecuencia de conmutación del inversor, obtenida con estas condiciones de simulación. La frecuencia de conmutación varía en el rango de 1639 Hertz a 50 KHz.

Por otro lado la frecuencia de salida del controlador de histéresis de par se observa en la figura 5.53 a), mientras que la frecuencia de salida del controlador de histéresis de flujo se muestra en la figura 5.53 b).

Comparando las figuras 5.22 a) y 5.53 a), es evidente que al aumentar el ancho de banda del controlador de histéresis de par electromagnético, la frecuencia de salida del estado de par disminuye.

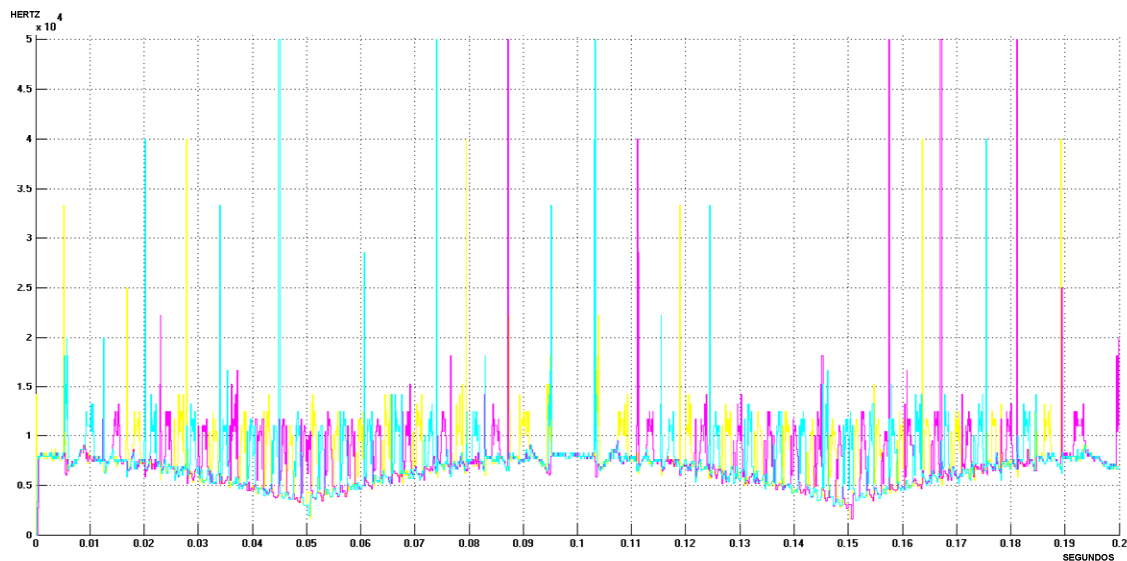


Figura 5.52 Frecuencia de conmutación del inversor trifásico. Obtenida con $\Delta T_e = 3.69 \text{ Nm}$ y $\Delta \psi_s = 0.00205 \text{ Wb}$.

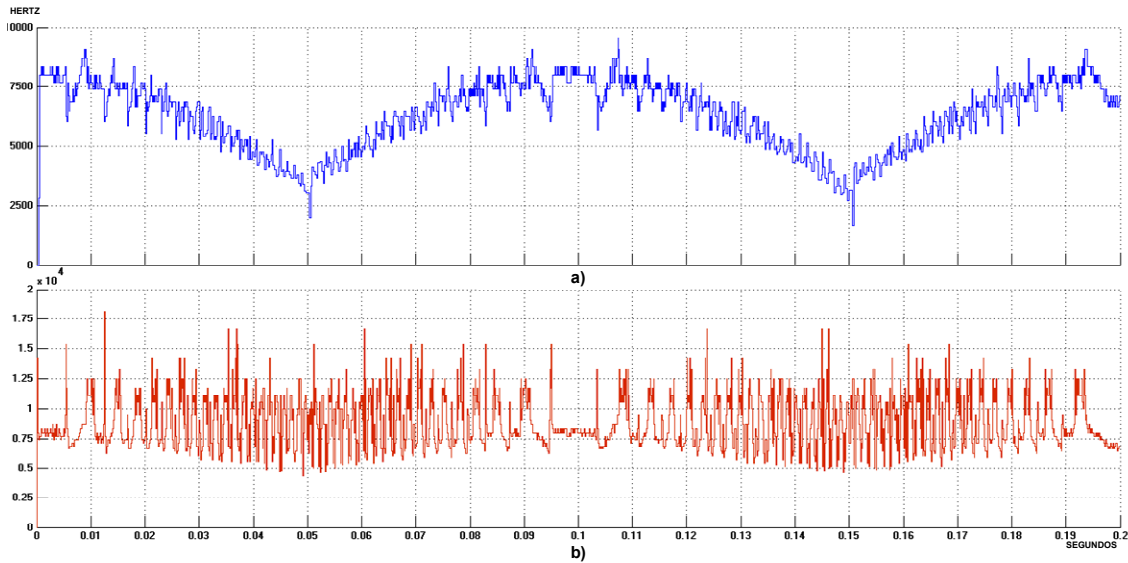


Figura 5.53 a) Frecuencia del controlador de histéresis de par b)
Frecuencia del controlador de histéresis de flujo. Obtenida con $\Delta T_e = 3.69 \text{ Nm}$ y $\Delta \psi_s = 0.00205 \text{ Wb}$.

5.2.4 DTC CLÁSICO UTILIZANDO EN EL CONTROL LA CORRIENTE Y EL VOLTAJE TRIFÁSICO RECONSTRUIDO

Los procesos de reconstrucción de corriente y voltaje trifásicos que alimentan al estator de la MSIP se han analizado a detalle en el capítulo 3.

En los resultados que se presentan a continuación, los parámetros del motor, el ancho de las bandas de los controladores de histéresis, la frecuencia de muestreo y valores de referencia, son idénticos a los de la prueba presentada en 5.2.1. La única y principal diferencia es que en esta sección se analiza el funcionamiento del DTC clásico de la MSIP, cuando se utilizan la corriente y el voltaje trifásico reconstruidos.

En la figura 5.54 a) se observa que el DTC clásico controla al par real (en color fucsia) para seguir la trayectoria establecida por el par de referencia (en color azul), sin ningún problema cuando se utiliza la corriente y el voltaje trifásico que reconstruidos.

En la figura 5.54 b) se muestra al flujo controlado (en color fucsia) y al flujo de referencia (en color azul), sin embargo debido al rizado del flujo controlado, no es posible observar al flujo de referencia. Un acercamiento de estas variables se muestra más adelante.

La velocidad sin control que la MSIP desarrolla, puede ser observada en la figura 5.54 c). Se nota como la velocidad acelera o desacelera de acuerdo al par de referencia establecido.

En la figura 5.55 a) se observa un acercamiento del par electromagnético de referencia (en color azul) y del par real (en color fucsia), el par real sigue al par de referencia, sin embargo el par real presenta picos que salen del ancho de banda del controlador de histéresis de par, como se menciona anteriormente una razón de este fenómeno es debido al tiempo de retardo que existe entre la aplicación del vector espacial de voltaje actual y la selección del próximo vector que deberá alimentar a la MSIP.

Comparando las figuras 5.55 a) y 5.8 a) puede notarse un hecho significativo, el rizado en el par real incrementa cuando en el control se utilizan la corriente y el voltaje trifásico reconstruidos. Cuando se utilizan las variables medidas el mínimo y el máximo pico del rizado de par son de 34.7 Nm 38.7 Nm. Sin embargo al utilizar las variables reconstruidas, los picos varían de 32.8 Nm a 39.5 Nm. Sin importar el incremento en el rizado de par, el DTC actúa satisfactoriamente para controlar el par electromagnético real de la MSIP.

Haciendo una comparación entre las figuras 5.55 b) y 5.8 b), se nota que el flujo controlado (en color fucsia) varía dentro del ancho de banda del controlador de histéresis de flujo para seguir al flujo de referencia (en color azul). La operación con las variables reconstruidas, es muy similar a la operación con las variables medidas, debido a que el rizado en la magnitud del flujo del estator no incrementa y varía en los mismos rangos.

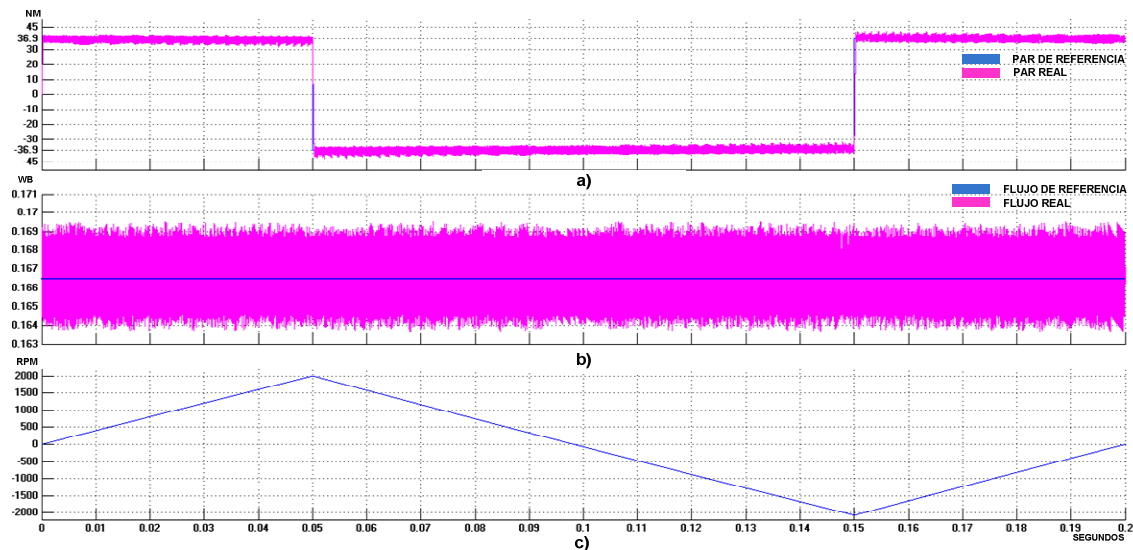


Figura 5.54 a) Par electromagnético de referencia y par electromagnético desarrollado por la MSIP, b) Flujo de referencia y flujo real, c) Velocidad mecánica desarrollada de la MSIP. Utilizando la corriente y el voltaje trifásico reconstruidos.

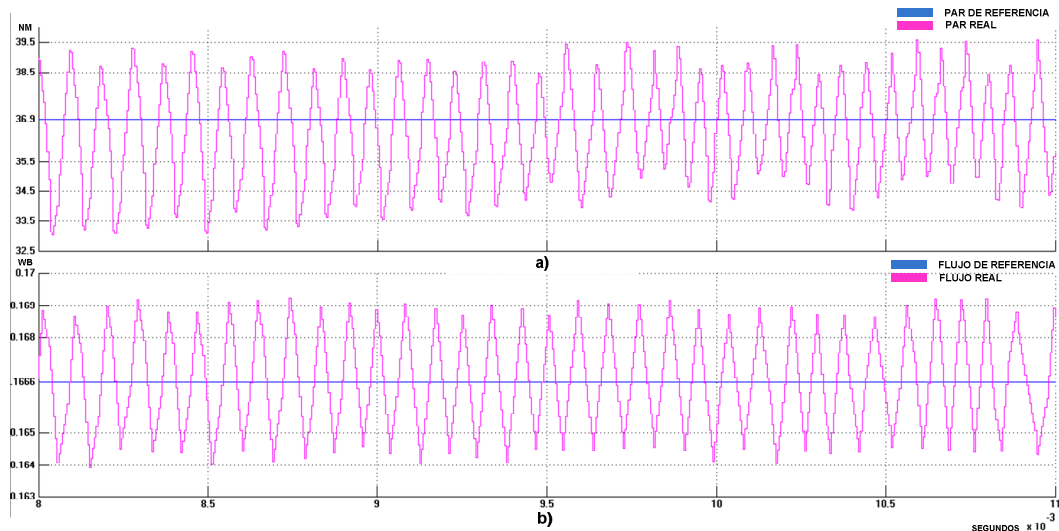


Figura 5.55 a) Acercamiento de par de referencia y par real, b) Acercamiento de flujo de referencia y flujo real. Obtenidos con la corriente y el voltaje trifásico reconstruidos.

Comparando las figuras 5.56 y 5.9 a), se puede observar que al utilizar las variables reconstruidas, la trayectoria del vector espacial del flujo en el estator conserva su forma circular sin ninguna deformación. Este hecho era de esperarse, puesto que el control de la magnitud del vector espacial de flujo del estator, es muy similar con las variables medidas y las variables reconstruidas.

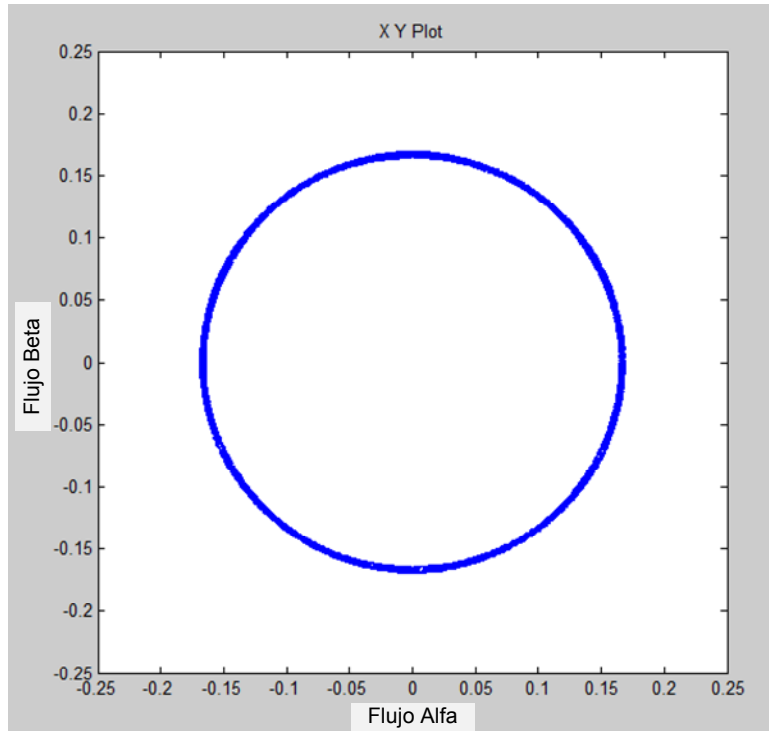


Figura 5.56 Trayectoria del vector espacial de flujo del estator obtenida con la corriente y el voltaje trifásico reconstruidos.

En las figuras 5.57 a), 5.57 b) y 5.57 c) se observa el voltaje trifásico de fase medido, mientras que en las figuras 5.57 d), 5.57 e) y 5.57 f) puede observarse el voltaje trifásico de fase reconstruido y empleado en el control.

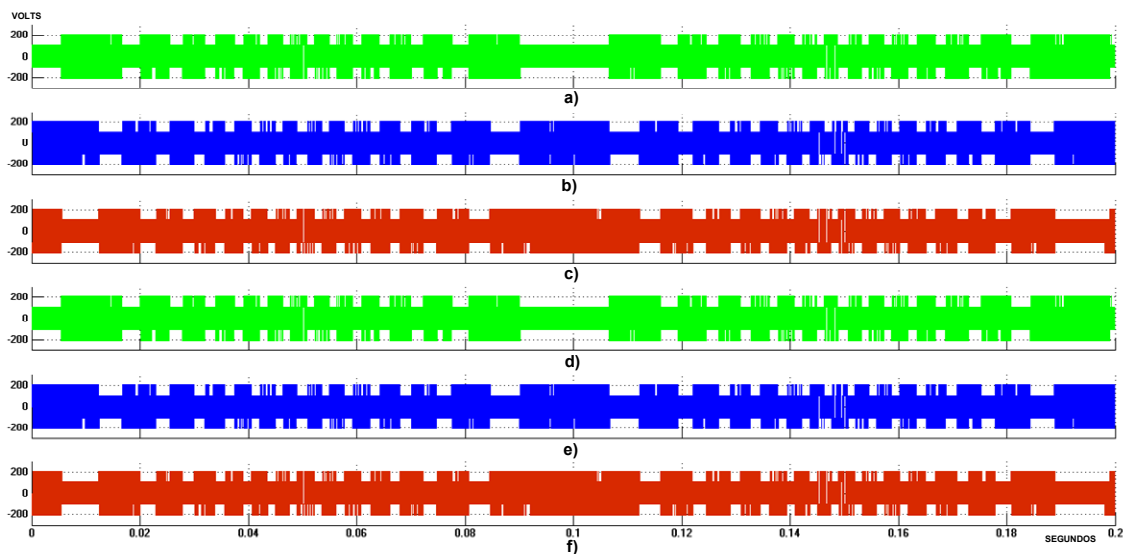


Figura 5.57 a) Van medido, b) Vbn medido, c) Vcn medido, d) Van reconstruido, e) Vbn reconstruido, f) Vcn reconstruido. Obtenidos con la corriente y el voltaje trifásico reconstruidos.

En las figuras 5.58 a), 5.58 b) y 5.58 c) se muestran las desviaciones entre los voltajes de fase trifásicos medidos y los reconstruidos, cuando en el control se utiliza la corriente y el voltaje trifásico reconstruidos. Se observa que la diferencia en los voltajes trifásicos de fase reconstruidos respecto a los medidos es prácticamente cero, al igual que en la operación con el voltaje trifásico medido.

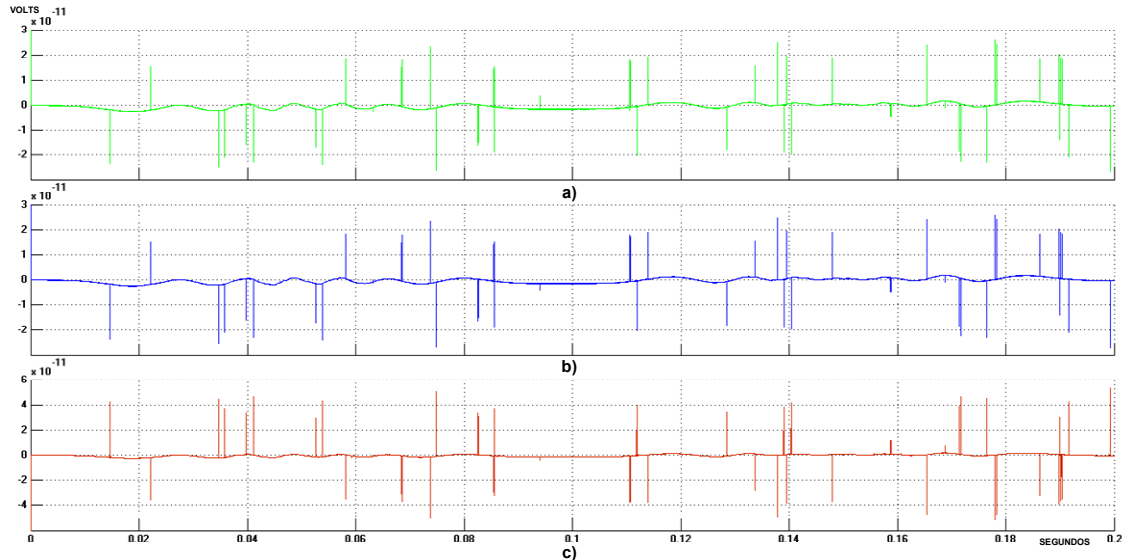


Figura 5.58 a) Error entre Van medido y Van reconstruido, b) Error entre Vbn medido y Vbn reconstruido c) Error entre Vcn medido y Vcn reconstruido. Obtenidos con la corriente y el voltaje trifásico reconstruidos.

Las señales filtradas de los voltajes modulados de fase de salida del inversor, que alimentan al estator de la MSIP, pueden observarse en la figura 5.59.

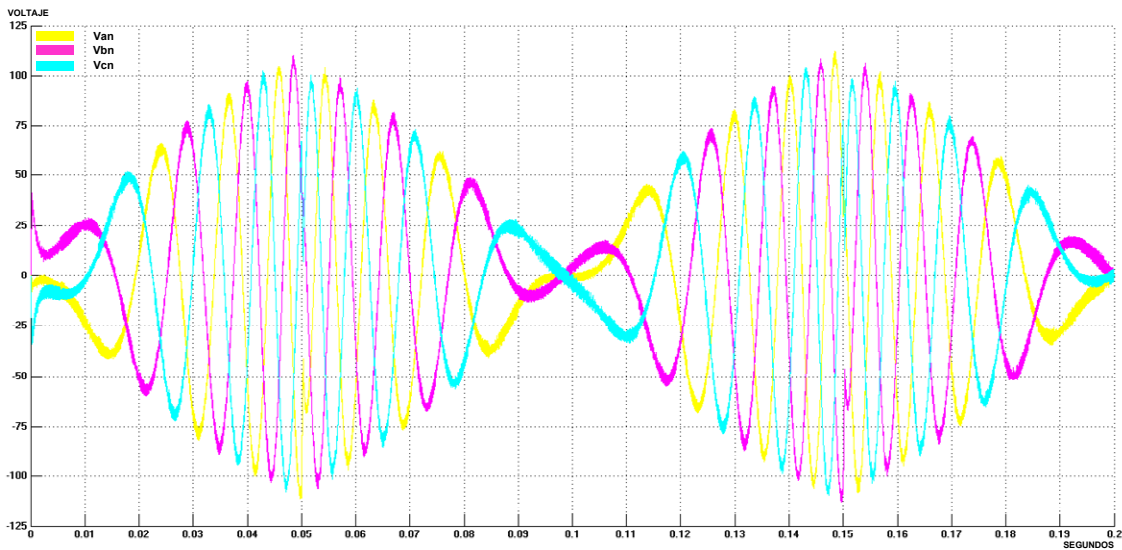


Figura 5.59 Señales filtradas del voltaje trifásico, obtenidos con la corriente y el voltaje trifásico reconstruidos.

En la figura 5.60 a) se muestra a la corriente trifásica medida que alimenta al estator de la MSIP. En la figura 5.60 b) se muestra a la corriente trifásica reconstruida (etapa de ajuste). Mientras que la etapa de predicción de la corriente trifásica se observa en la figura 5.60 c).

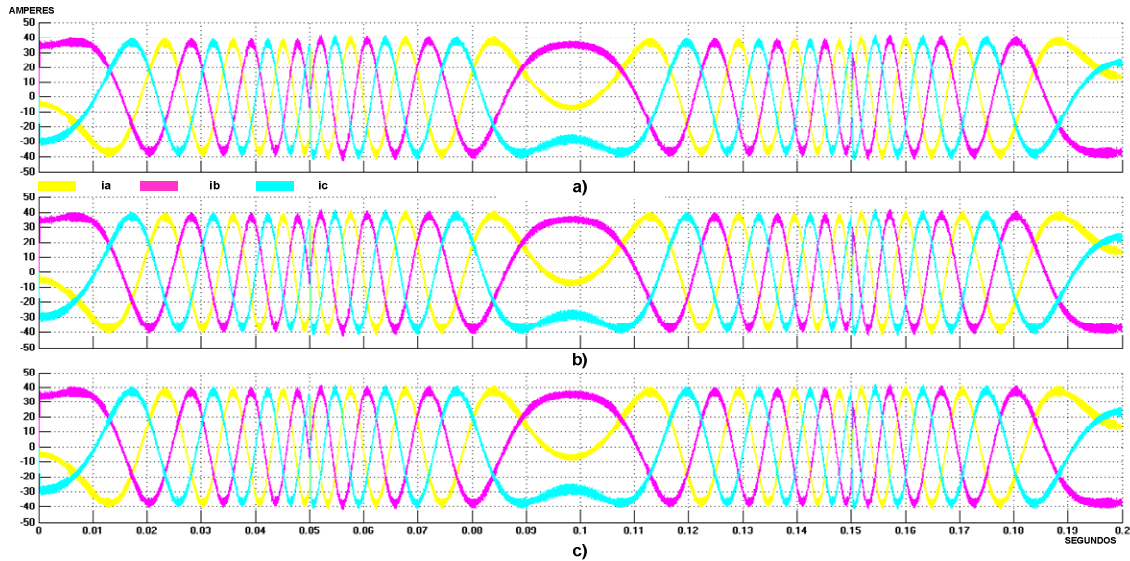


Figura 5.60 a) Corriente trifásica medida b) Corriente trifásica ajustada c) Corriente trifásica predicha. Obtenidos con la corriente y el voltaje trifásico reconstruidos.

A simple vista la corriente medida y la corriente reconstruida parecen idénticas, sin embargo hay una diferencia entre las dos.

La diferencia entre las corrientes de fase medidas y las corrientes de fase reconstruidas en la etapa inicial (predicción) se observan en las figuras 5.61 a), 5.61 b) y 5.61 c). Comparando las figuras 5.61 a), 5.61 b), 5.61 c), 5.16 a), 5.16 b) y 5.16 c) puede notarse que la desviación es mayor cuando se utilizan las variables reconstruidas en el control a diferencia de cuando solo se monitorean. La máxima desviación se presenta en el instante en que arranca la MSIP con un valor de 1.2 amperes, posteriormente se tiene una desviación máxima de 0.61 amperes.

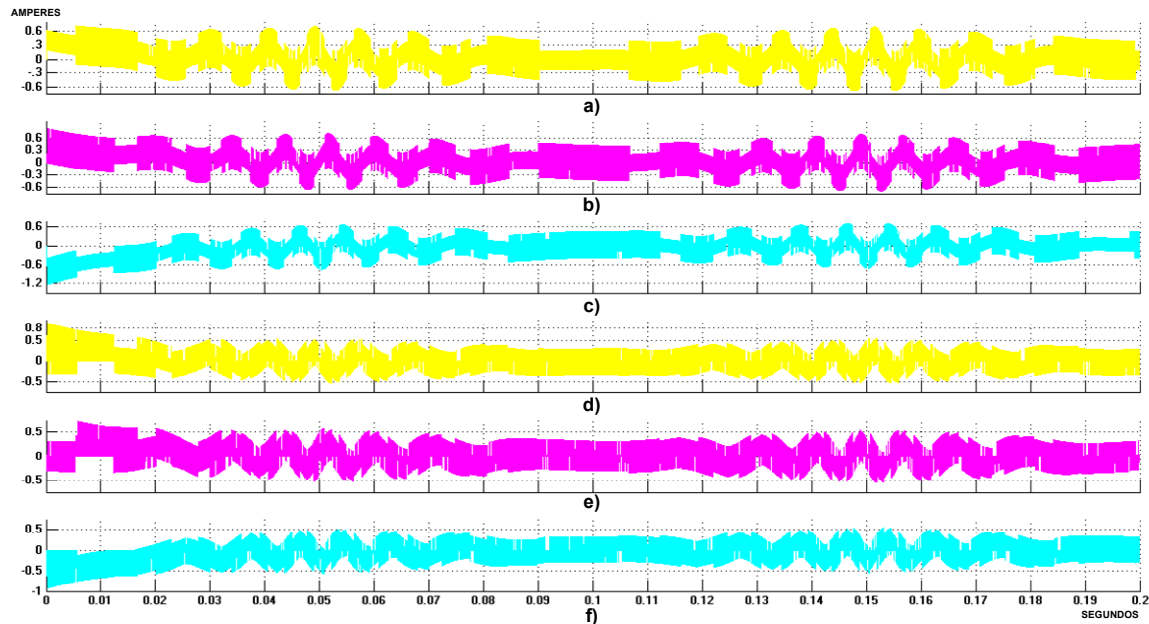


Figura 5.61 a) Error $i_a(\text{medida} - \text{predicha})$, b) Error $i_b(\text{medida} - \text{predicha})$, c) Error $i_c(\text{medida} - \text{predicha})$, d) Error $i_a(\text{medida} - \text{ajustada})$, e) Error $i_b(\text{medida} - \text{ajustada})$, f) Error $i_c(\text{medida} - \text{ajustada})$. Obtenidos con la corriente y el voltaje trifásico reconstruidos.

Las figuras 5.61d), 5.61 e) y 5.61 f) muestran las diferencias entre la corriente trifásica medida y la corriente trifásica reconstruida en la etapa final (ajuste). La corriente trifásica de ajuste, se aproxima más a la corriente real, por lo tanto la desviación es menor que la que presenta la corriente trifásica predicha. En este caso la desviación máxima se presenta en el arranque de la MSIP con un valor de 0.9 amperes, posteriormente la diferencia disminuye como se observa en la figura.

En la figura 5.62 se aprecia a la corriente trifásica medida que alimenta a la MSIP. Mientras que en la figura 5.63 puede apreciarse un acercamiento de 0.04 a 0.06 segundos de la corriente trifásica, en el instante en que el par real cambia de un valor de 36.9 Nm a -36.9 Nm para seguir al par de referencia.

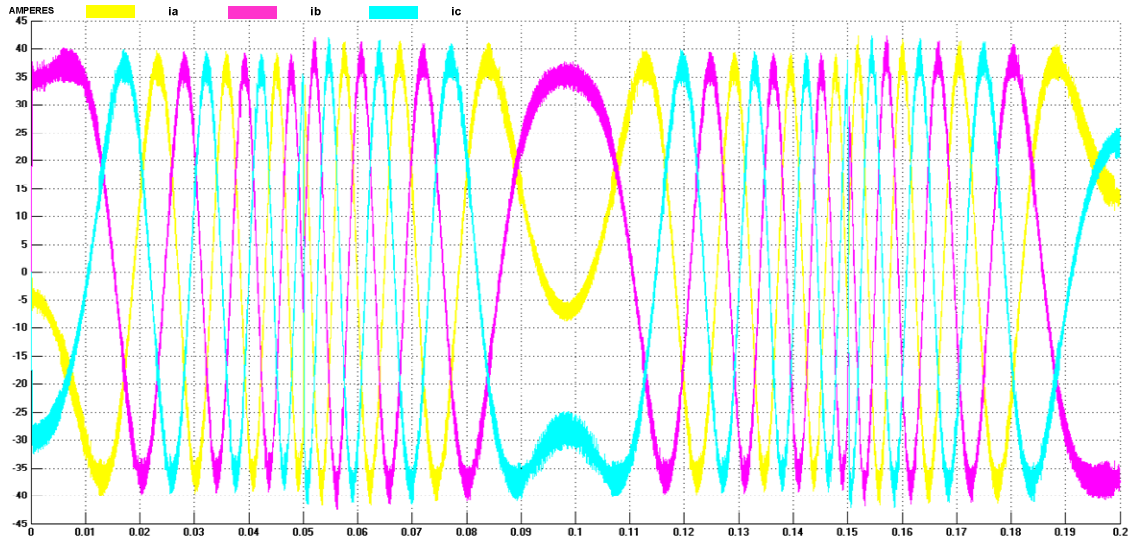


Figura 5.62 Corriente trifásica que alimenta a la MSIP. Obtenidos con la corriente y el voltaje trifásico reconstruidos.

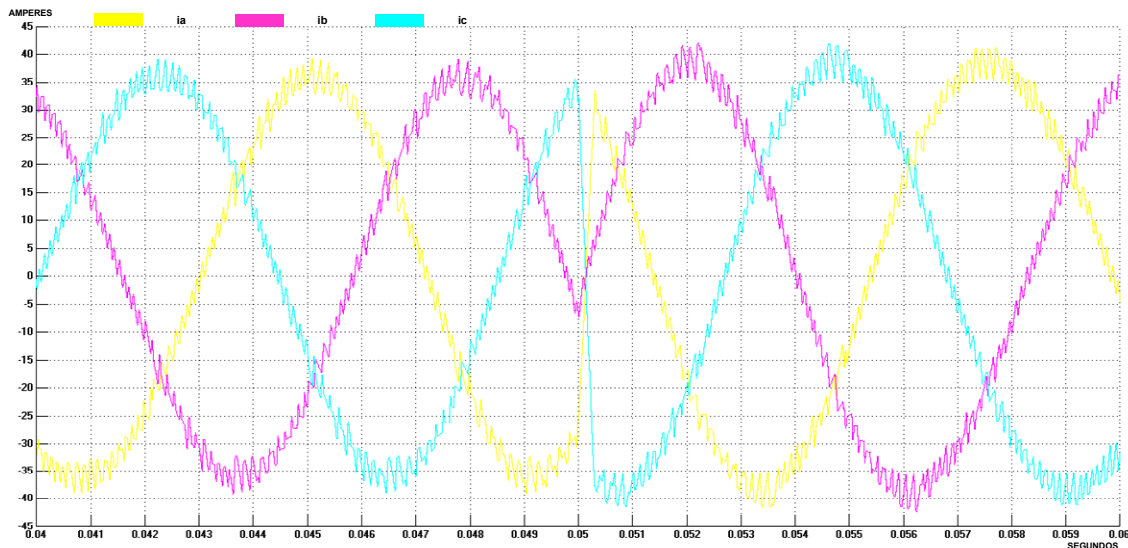


Figura 5.63 Acercamiento de la corriente trifásica. Obtenidos con la corriente y el voltaje trifásico reconstruidos.

5.3 RESULTADOS DEL DTC CLÁSICO DE LA MSIP CON LAZO DE CONTROL DE VELOCIDAD

En esta sección se analizan los resultados del Control Directo de Par clásico de la Máquina Síncrona de Imanes Permanentes con lazo de control de velocidad, los resultados presentados en la sección 5.3.1 se obtienen al simular el esquema de la figura 3.7 donde se utiliza la velocidad medida para cerrar el lazo de control de velocidad y la velocidad estimada es únicamente monitoreada, mientras que en la sección 5.3.2 se presentan los resultados obtenidos al simular el esquema de la figura 3.9 donde se utiliza la velocidad estimada para cerrar el lazo de control de velocidad, eliminando el sensor de posición.

Los parámetros de la MSIP, el tiempo de muestreo, el ancho de las bandas de los controladores de histéresis de flujo y par son idénticos a los de los resultados presentados en la sección 5.2.1 y se declaran en el archivo “**variables.m**” mostrado en el apéndice E punto E. Se asume que la posición inicial del rotor es conocida.

El cálculo de las constantes K_{iw} y K_{pw} del controlador PI de velocidad, se realiza en base a la teoría de la sección 3.3.1 y del apéndice D. Se utiliza una frecuencia de corte de 50 Hertz, un margen de fase de 60 grados y los parámetros de la MSIP presentados en el apéndice F. Los valores obtenidos son $K_{iw} = 105.5917$ y $K_{pw} = 0.5877$. Sin embargo realizando los ajustes necesarios al analizar las simulaciones [46], los valores empleados son $K_{iw} = 45$ y $K_{pw} = 0.5877$. El par de referencia a la salida del controlador PI se limita al valor del par nominal (36.9 Nm).

El perfil de velocidad mecánica de referencia (observar figura 5.64) y el perfil de par de carga (observar figura 5.67) aplicado a la MSIP, son los mismos para la prueba con sensor de posición y para la prueba sin sensor de posición.

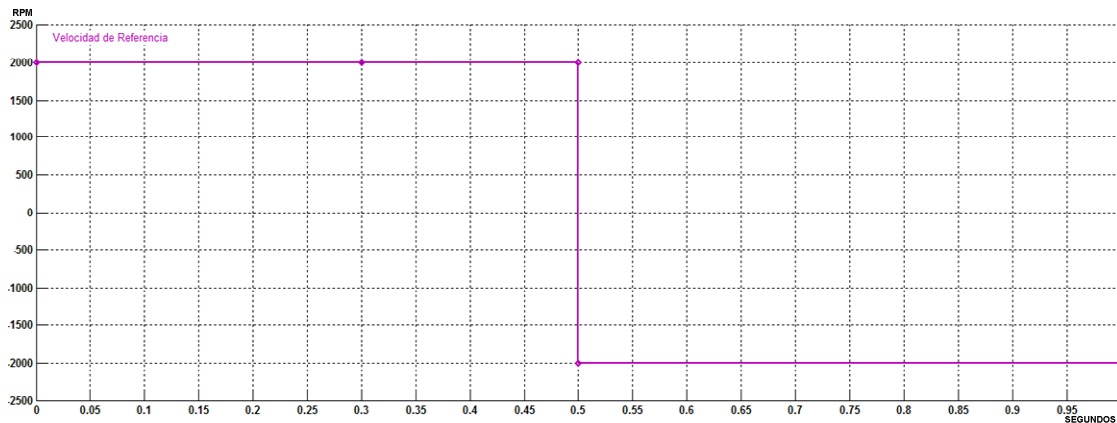


Figura 5.64 Perfil de velocidad mecánica de referencia.

El estimador empleado para calcular la velocidad del rotor de la MSIP, se basa en la fuerza contra electromotriz del estator. Recuérdese que en la sección 3.4 del capítulo 3 este tipo de estimador, se divide en dos métodos: el primero es el método tradicional, el cual asume que la velocidad del rotor de la MSIP es igual a la velocidad angular del vector espacial del flujo del estator. El segundo calcula la velocidad del rotor de la MSIP, estimando la posición eléctrica del rotor, sustrayendo el ángulo de carga al vector espacial de flujo del estator.

En esta tesis se emplea el segundo método para estimar la velocidad del rotor de la MSIP, la teoría ha sido analizada en la sección 3.4.1 del capítulo 3. Para

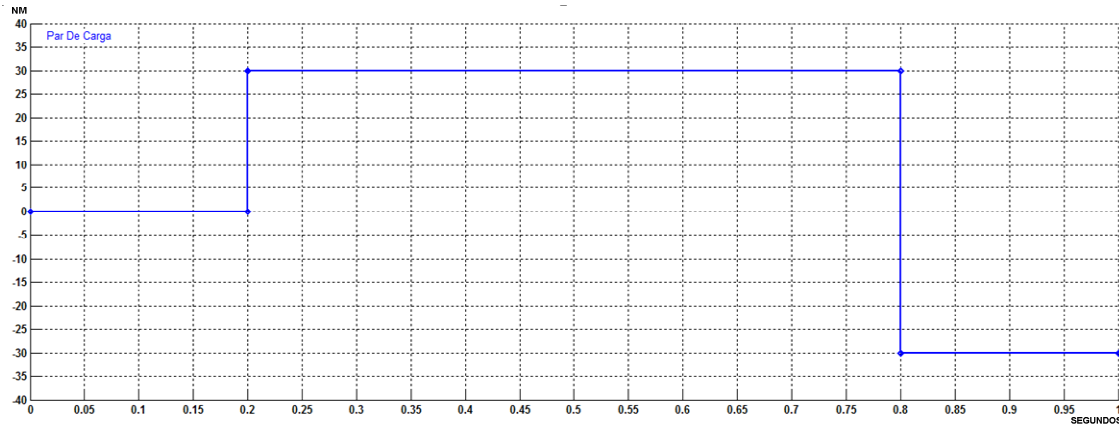


Figura 5.65 Perfil de par de carga aplicado a la MSIP.

justificar el uso del segundo método como estimador de velocidad, analícnese las figuras 5.66 a) 5.66 b), 5.66 c) y 5.66 d).

Las figuras 5.66 a) y 5.66 c) muestran los resultados de estimar la velocidad de la MSIP asumiendo que la velocidad del rotor es la velocidad del vector espacial de flujo del estator. Para este resultado se cierra el lazo de control con la velocidad medida y la velocidad estimada es únicamente monitoreada.

Cuando la MSIP arranca, el vector espacial de flujo del estator gira rápidamente para producir el par real que acelere al rotor para que la velocidad real (en color rojo) sea igual que la velocidad de referencia (en color negro). Si se asume que la velocidad del rotor es la misma que la velocidad de rotación del vector espacial de flujo del estator, ocurren errores en la velocidad estimada (en color azul) durante el arranque. Cuando la velocidad real es igual que la velocidad de referencia (ver figura 5.66 a) en 0.05 segundos), la velocidad del vector espacial de flujo del estator disminuye o inclusive gira en dirección opuesta a su sentido original para reducir el par real, nuevamente la velocidad estimada presenta errores debido a que no considera los cambios del ángulo de carga en los instantes en que el par real varía. La diferencia entre de la velocidad real mecánica y la velocidad estimada mecánica, se observa en la figura 5.66 c). Se nota que en estado transitorio el error incrementa considerablemente, una respuesta satisfactoria se observa en estado estable. Por lo tanto este método es válido en estado estable y no en estado transitorio, esto confirma las limitaciones del estimador de velocidad tradicional basado únicamente en la velocidad angular del vector espacial de flujo del estator.

Las figuras 5.66 b) y 5.66 d) muestran los resultados de estimar la velocidad de la MSIP a partir de la posición eléctrica del rotor, restando el ángulo de carga al ángulo del vector de flujo del estator. Para estos resultados se cierra el lazo de control con la velocidad medida, la velocidad estimada es únicamente monitoreada.

Comparando las figuras 5.66 a) y 5.66 b), se nota que la velocidad estimada (en color azul) se asemeja más en estado transitorio a la velocidad real (en color rojo), cuando se considera el ángulo de carga a diferencia de solo considerar el ángulo del vector espacial de flujo del estator.

Comparando las figuras 5.66 c) y 5.66 d), se hace evidente que el uso del ángulo de carga en la estimación reduce el error entre la velocidad real y la velocidad estimada y así se logra mejorar la precisión de la estimación de la velocidad sobre todo en estado transitorio. En estado estable la diferencia es similar.

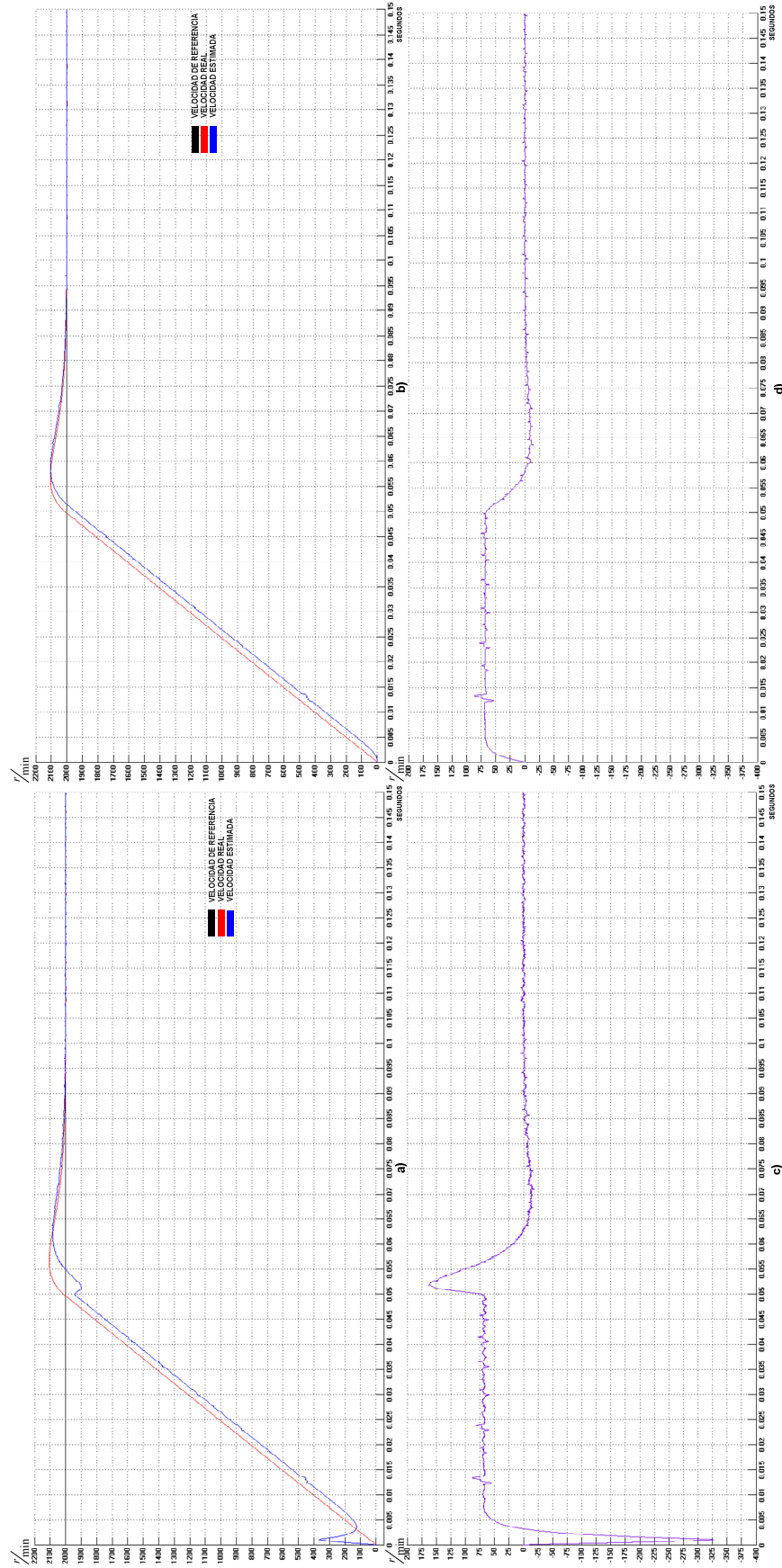


Figura 5.66 a) Velocidad mecánica de referencia, velocidad mecánica real y velocidad mecánica estimada ($\theta_{est} = \vec{\psi}_s$). b) Velocidad mecánica de referencia, velocidad mecánica real y velocidad mecánica estimada ($\theta_{est} = \vec{\psi}_s - \delta$). c) Diferencia en la velocidad mecánica (real-estimada) ($\theta_{est} = \vec{\psi}_s$). d) Diferencia en la velocidad mecánica (real-estimada) ($\theta_{est} = \vec{\psi}_s - \delta$).

5.3.1 CONTROL DE LA VELOCIDAD DE LA MSIP CON RETROALIMENTACIÓN DE LA VELOCIDAD DEL ROTOR.

Para el perfil de velocidad mecánica de referencia (ver figura 5.64) y para el perfil de par de carga aplicado a la MSIP (ver figura 5.65), en la figura 5.67 se muestra la respuesta del control de la velocidad de la MSIP utilizando el esquema DTC clásico. En estos resultados la velocidad real medida (en color rojo) es retroalimentada en el lazo de control, mientras que la velocidad estimada (en color amarillo) es únicamente monitoreada.

En la figura 5.67 se observa que la velocidad mecánica real es controlada para seguir la trayectoria fijada por la velocidad mecánica de referencia (en color negro), se aprecia que la velocidad estimada es similar a la velocidad real de la MSIP en estado transitorio y en estado estable. La velocidad real de la MSIP no es exactamente igual a la velocidad de referencia debido a que el rotor y la carga tienen una constante de inercia diferente de cero. En el arranque y en la aplicación abrupta de par de carga, la velocidad real presenta variaciones respecto a la velocidad de referencia, sin embargo el DTC actúa para lograr que la velocidad real sea controlada e igualada a la velocidad de referencia.

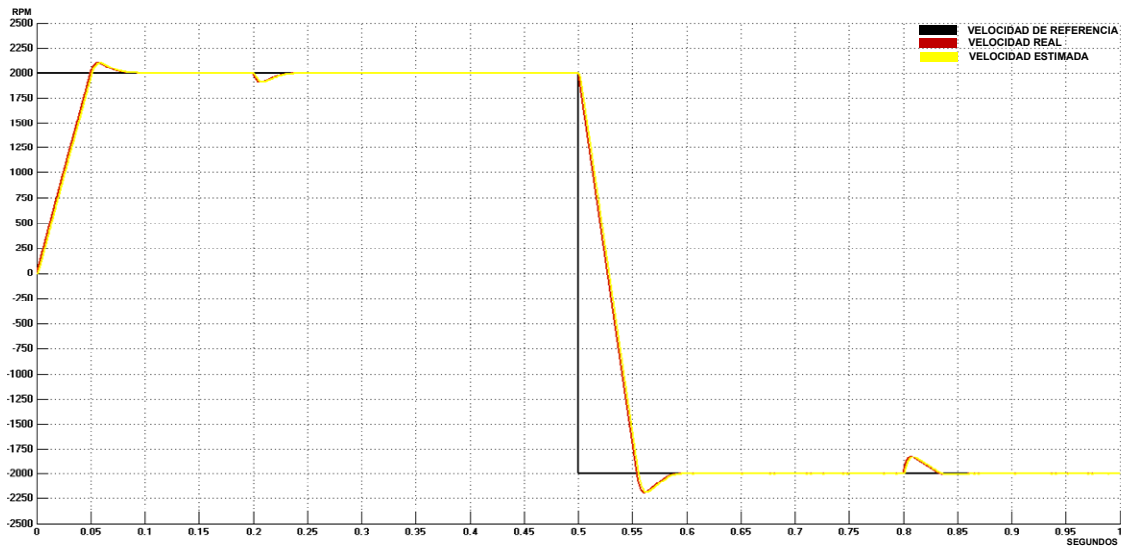


Figura 5.67 Velocidad mecánica de referencia, velocidad mecánica real y velocidad mecánica estimada. Utilizando la velocidad medida en el control.

En la figura 5.68 se muestra un acercamiento de 0 a 0.25 segundos de la velocidad de referencia, real y estimada. En el arranque el rotor acelera para desarrollar la velocidad de referencia, en 0.05 segundos la velocidad real alcanza y supera a la velocidad de referencia ($2000 \frac{r}{min}$) presentando un sobretiro de $104 \frac{r}{min}$, en 0.085 segundos la velocidad real es igual a la velocidad de referencia manteniéndose esta condición hasta 0.2 segundos instante en el cual se aplica un par abrupto de carga en forma de señal escalón de 0 a 30 Nm provocando que la velocidad real decaiga hasta $1900 \frac{r}{min}$, recuperando su valor de referencia en 0.235 segundos. En el rango de 0.235 a 0.5 segundos la velocidad de la MSIP permanece constante e igual a la velocidad de referencia ($2000 \frac{r}{min}$) y la aceleración del rotor es igual a cero.

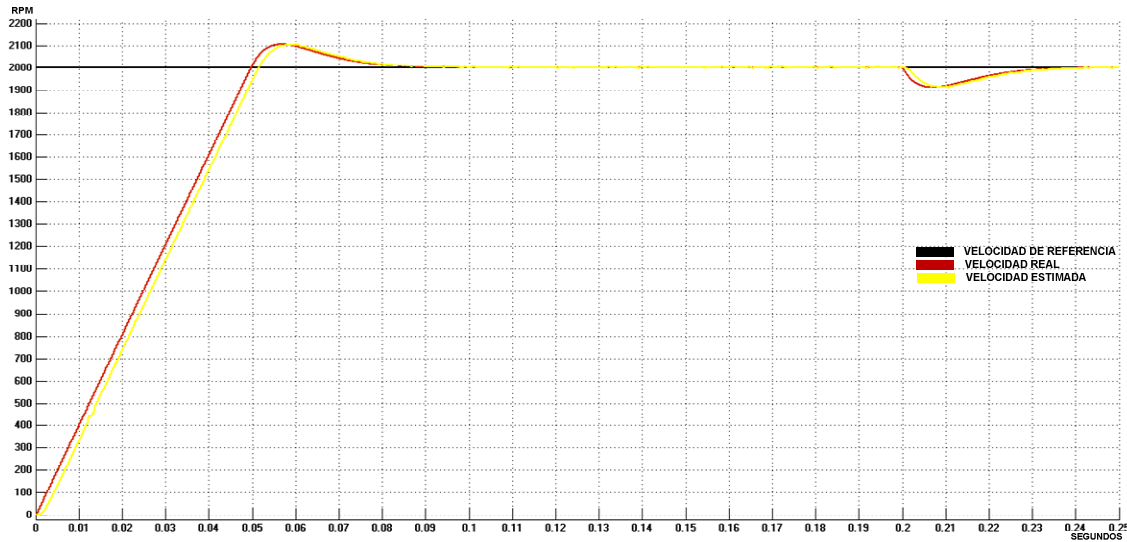


Figura 5.68 Acercamiento en el arranque de la velocidad mecánica de referencia, velocidad mecánica real y velocidad mecánica estimada. Utilizando la velocidad medida en el control.

En 0.5 segundos la velocidad de referencia cambia abruptamente de $2000 \frac{r}{min}$ a $-2000 \frac{r}{min}$ (ver figura 5.69) aún con el par de carga de 30 Nm aplicado a la MSIP, se puede apreciar que la velocidad real alcanza a la velocidad de referencia ($-2000 \frac{r}{min}$) en 0.554 segundos, momento en que se produce un sobretiro de 200 RPM desarrollando la MSIP la velocidad de $-2200 \frac{r}{min}$, en 0.585 segundos la velocidad real de la MSIP es igual a la velocidad de referencia permaneciendo esta condición hasta 0.8 segundos.

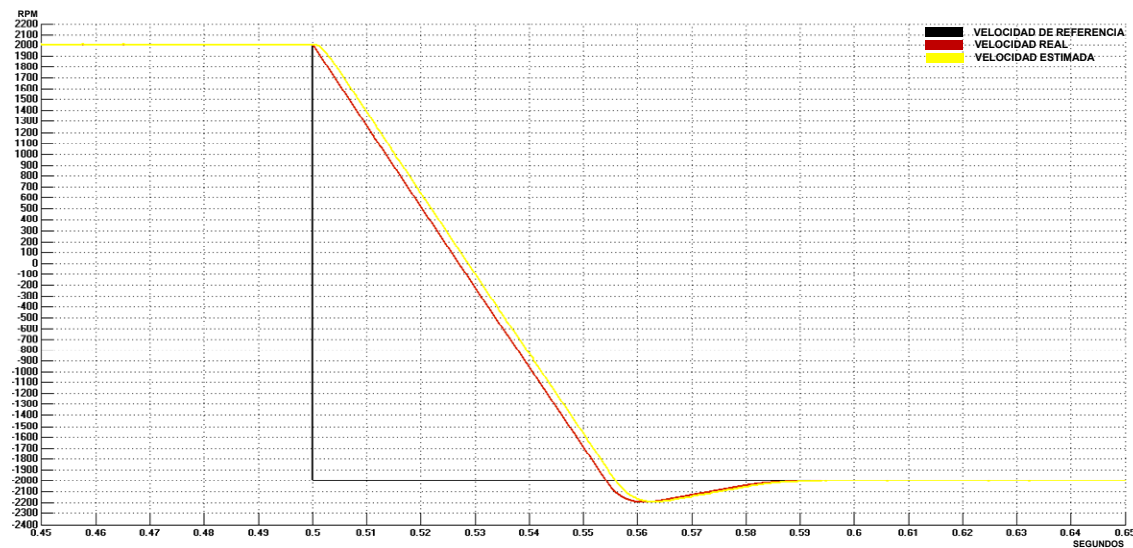


Figura 5.69 Acercamiento de la velocidad mecánica de referencia, velocidad mecánica real y velocidad mecánica estimada, en el instante que varía la velocidad de referencia. Utilizando la velocidad medida en el control.

En el instante de 0.8 segundos el par de carga cambia abruptamente de un valor de 30 Nm a -30 Nm en forma de señal escalón, en la figura 5.70 se aprecia que en ese momento la velocidad real decae y es en el instante de 0.86 segundos que la velocidad logra recuperar su valor de referencia de $-2000 \frac{r}{min}$.

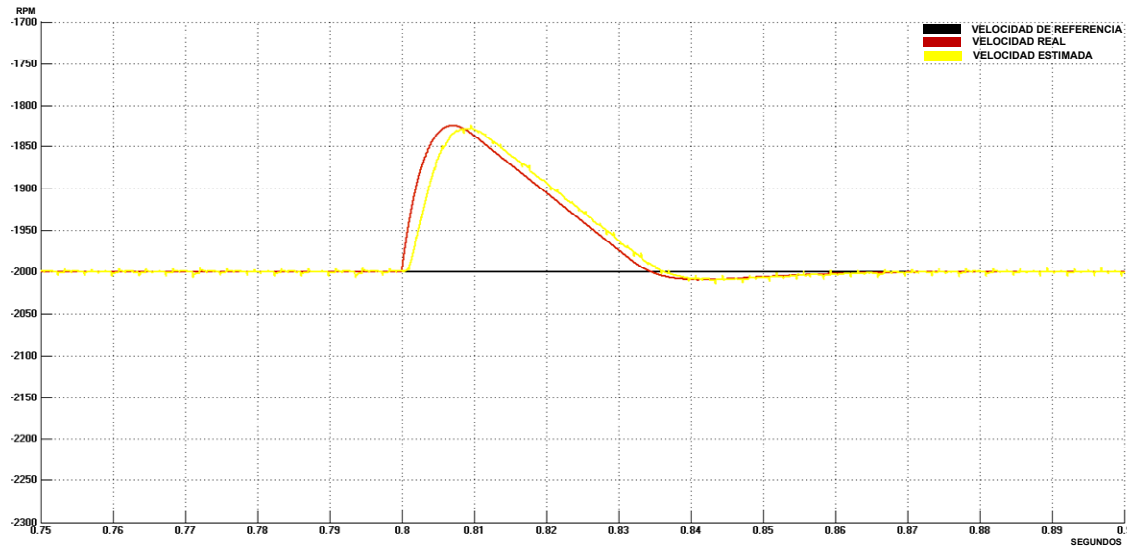


Figura 5.70 Acercamiento de la velocidad mecánica de referencia, velocidad mecánica real y velocidad mecánica estimada, en el instante en que varía la aplicación de par de carga a la MSIP. Utilizando la velocidad medida en el control.

Cuando se utiliza el lazo de control de velocidad en el DTC clásico, el par de referencia es una función del error entre la velocidad de referencia y la velocidad real. El par de referencia se obtiene procesando el error de la velocidad de referencia y velocidad real, en el controlador PI.

Considerando los efectos de la fricción como parte del par de carga de la MSIP, la ecuación 2.9 del par electromagnético se expresa como:

$$T_e - T_L = \frac{Jdw_{mec}}{dt} \quad 5.1$$

La figura 5.74 a) muestra al par de referencia (color azul) y al par real (en color fucsia), debido al rizado de par no es posible apreciar adecuadamente al par de referencia, un acercamiento detallado se muestra en la figura 5.72.

Durante el arranque el par de carga es igual a cero, sin embargo la velocidad real no es igual que la velocidad de referencia provocando un error de velocidad que debe ser compensado en este caso generando el par de referencia y de esta manera aumentando el par real de la MSIP para acelerar al rotor hasta 0.05 segundos cuando la velocidad real alcanza a la velocidad de referencia, sin embargo debido al sobretiro la velocidad real es igual a la velocidad de referencia en 0.085 segundos momento en que el error de velocidad es igual a cero y el par de referencia al igual que el par real tienden a ser cero (observar figura 5.71 a).

Para mantener la condición de velocidad constante, el par real y el par de carga aplicado a la MSIP deben ser iguales, de esta manera la aceleración del rotor es igual a cero y la velocidad es constante (observar ecuación 5.1).

En 0.2 segundos el equilibrio de la ecuación 5.1 se rompe al aplicar el par de carga positivo de 0 a 30 Nm, esto provoca que el rotor tenga una aceleración negativa, ocasionando que la velocidad real decaiga (observar figura 5.68) y originando un error de velocidad que debe compensarse aumentando el par real para acelerar positivamente el rotor para lograr que la velocidad real recupere su valor de referencia (observar figura 5.71 a).

Cuando la velocidad real ha alcanzado su valor de referencia, el par real debe ser igual al par de carga (observar figura 5.71 a), esta condición se mantiene hasta el instante de 0.5 segundos cuando la velocidad de referencia varía abruptamente en forma de señal escalón de $2000 \frac{r}{min}$ a $-2000 \frac{r}{min}$ (ver figura 5.69). Debido a que la velocidad real tarda un tiempo de 0.054 segundos en alcanzar a la velocidad de referencia, durante ese intervalo de tiempo existe un error de velocidad que provoca un par de referencia (-36.9 Nm), en este caso el par real de la MSIP desacelera al rotor para invertir su sentido de giro y lograr desarrollar el valor de la velocidad de referencia ($-2000 \frac{r}{min}$), en el instante en que la velocidad real es igual a la velocidad de referencia, el par real es igual al par de la carga (30 Nm) tal como se observa en la figura 5.71 a).

En el intervalo de 0.585 segundos a 0.8 segundos la velocidad real sigue a la velocidad de referencia ($-2000 \frac{r}{min}$) con un par de carga de 30 Nm. En el instante de 0.8 segundos el par de carga varía abruptamente de un valor de 30 Nm a -30 Nm, provocando una aceleración positiva en el rotor y ocasionando que la velocidad varíe respecto a su valor de referencia, esto origina un error que debe ser compensado variando el par real para provocar una aceleración negativa y de esta manera lograr que la velocidad real recupere su valor de referencia (observar figura 5.71 a).

En la figura 5.71 b) se observa que sin importar las variaciones de la velocidad real y de la aplicación de par de carga a la MSIP, la magnitud del vector espacial de flujo del estator se controla dentro del ancho de banda del controlador de histéresis de flujo. Un acercamiento de esta gráfica puede observarse en la figura 5.73 a).

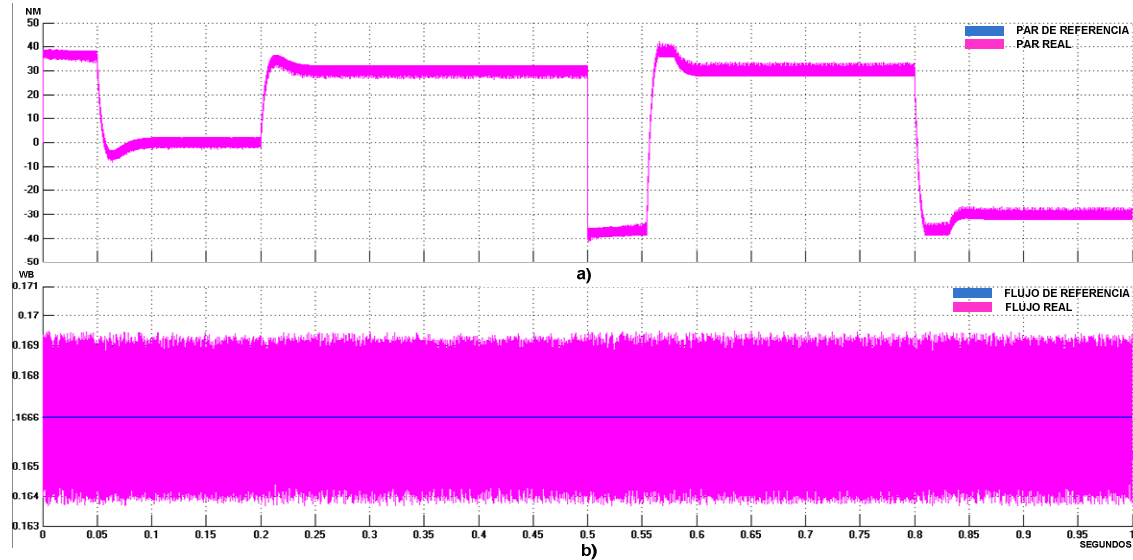


Figura 5.71 a) Par electromagnético de referencia y par real. b) Flujo de referencia y flujo real. Utilizando la velocidad medida en el control.

En las figuras 5.73 b) y 5.73 c) se muestra al ángulo del vector espacial de flujo del estator y al sector donde se encuentra girando en el instante en que se invierte la velocidad mecánica real del valor de $2000 \frac{r}{min}$ a $-2000 \frac{r}{min}$, para seguir la trayectoria fijada por la velocidad mecánica de referencia.

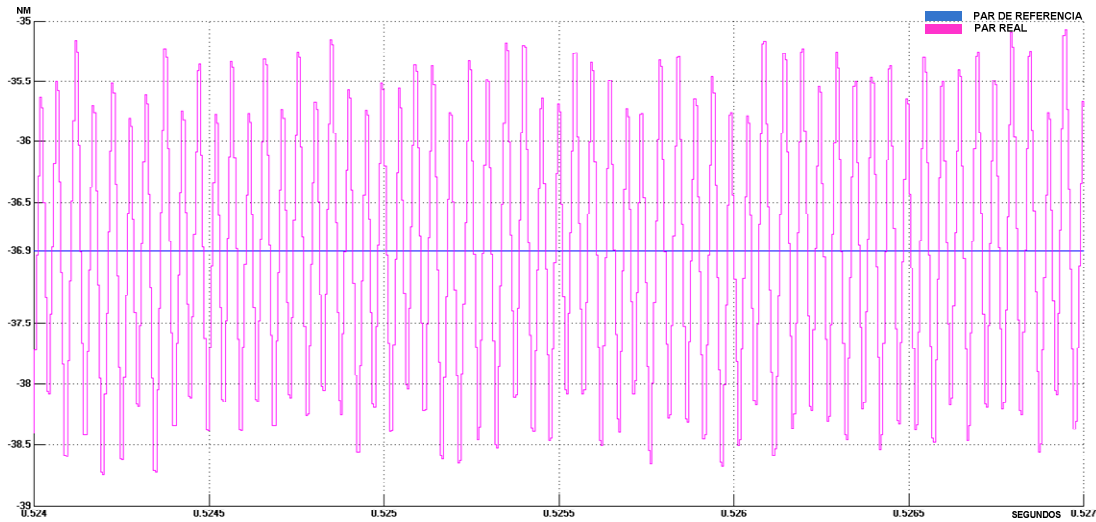


Figura 5.72 Acercamiento de par electromagnético de referencia y par real. Utilizando la velocidad medida en el control.

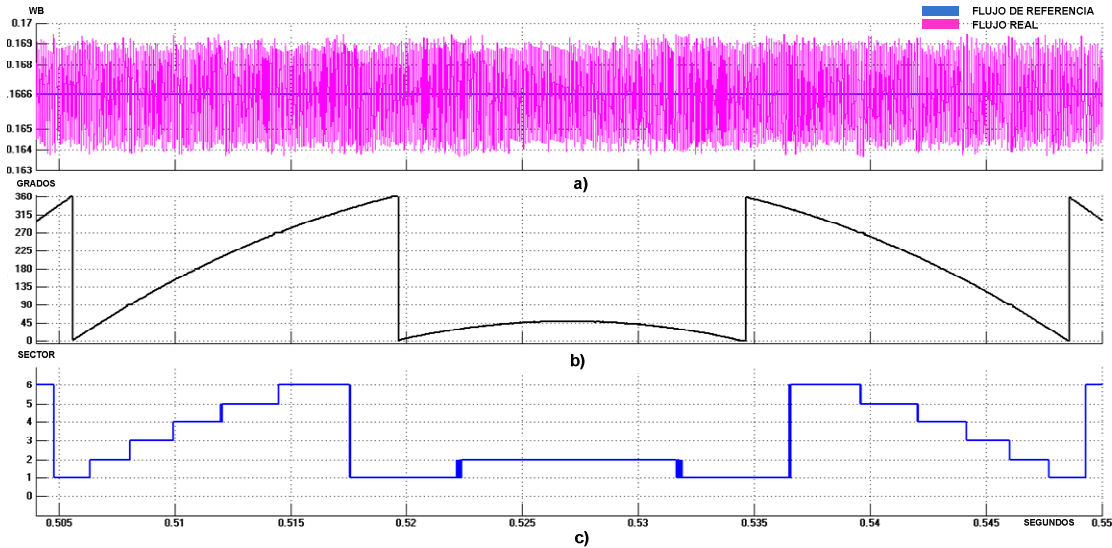


Figura 5.73 a) Flujo de referencia y flujo real real. b) Ángulo del vector de flujo. c) Sector. Utilizando la velocidad medida en el control.

El estimador de velocidad analizado en el punto 3.4.1 del capítulo 3, calcula la posición eléctrica del rotor sustrayendo el valor del ángulo de carga al vector espacial de flujo del estator.

Para el DTC siempre es posible conocer el ángulo del vector de flujo del estator y el ángulo de carga. Debido a que el primero se utiliza para calcular el sector y el segundo para controlar al par electromagnético. Por lo tanto este método de estimación de velocidad a partir del ángulo de carga y del ángulo del vector espacial de flujo del estator, es apropiado para la técnica DTC clásica.

En la sección 4.2.7.1 del capítulo 4 se han explicado las dos etapas de acondicionamiento del ángulo del vector espacial de flujo del estator, en la figura 5.74 en color azul se observa al ángulo del vector espacial de flujo obtenido mediante la ecuación 3.22, en color fucsia se observa al ángulo del vector de flujo acondicionado mediante la primera etapa, se observa que la pendiente infinita de la

señal se presenta cada 360 grados, en color negro se observa al sector donde gira el vector espacial de flujo del estator. Compárese la figura 4.28 con la 5.74.

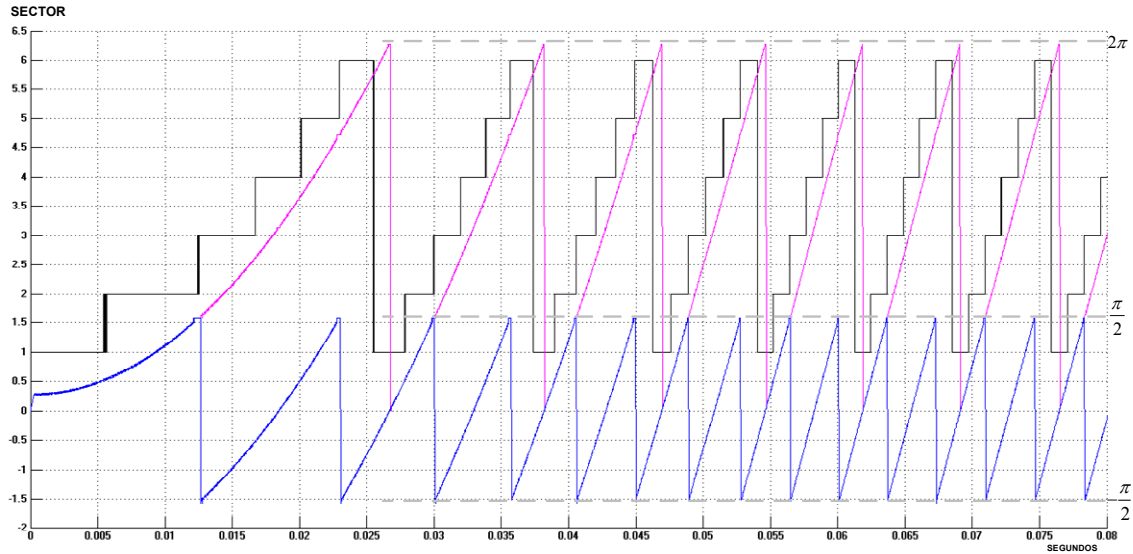


Figura 5.74 Resultados de la primera etapa de acondicionamiento del ángulo del vector espacial de flujo del estator. Utilizando la velocidad medida en el control.

Para eliminar la pendiente infinita que se presenta cada 360 grados se emplea el algoritmo cuyo diagrama de flujo se muestra en la figura 4.32, la teoría se analiza en la sección 4.2.71. El resultado de la segunda etapa de acondicionamiento del ángulo del vector espacial de flujo del estator se muestra en la figura 5.75, se aprecia que el ángulo es una señal continua sin pendiente infinita cada 360 grados.

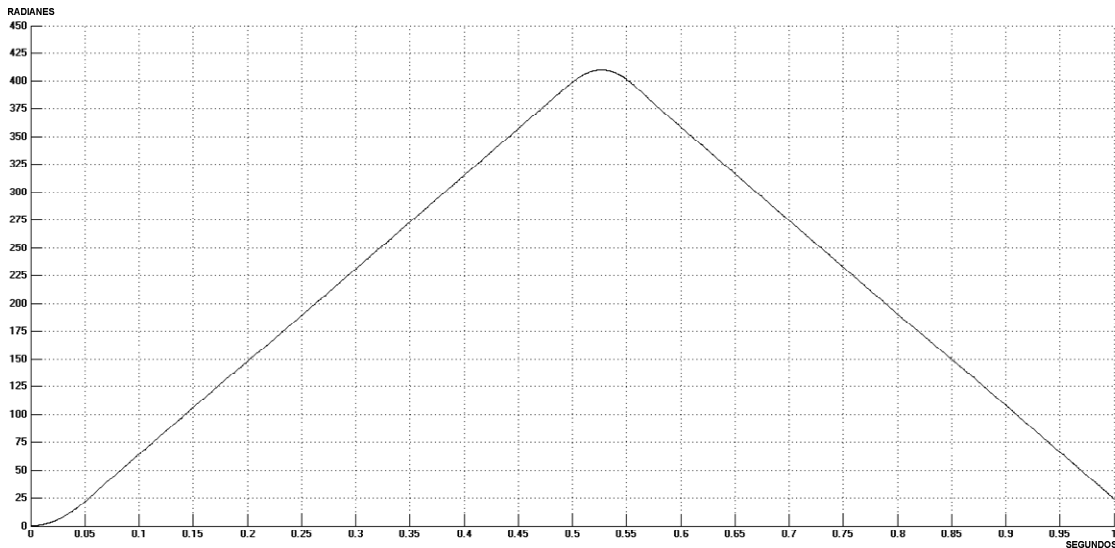


Figura 5.75 Resultados de la segunda etapa de acondicionamiento del ángulo del vector espacial de flujo del estator. Utilizando la velocidad medida en el control.

En la figura 5.76 se observa que el ángulo de carga es proporcional al par electromagnético de la MSIP, esta variable es utilizada por el DTC para controlar al par real. Sustrayendo el ángulo de carga al ángulo del vector espacial de flujo del estator (ver figura 5.75) se obtiene la posición eléctrica del rotor de la MSIP (observar figura 5.77).

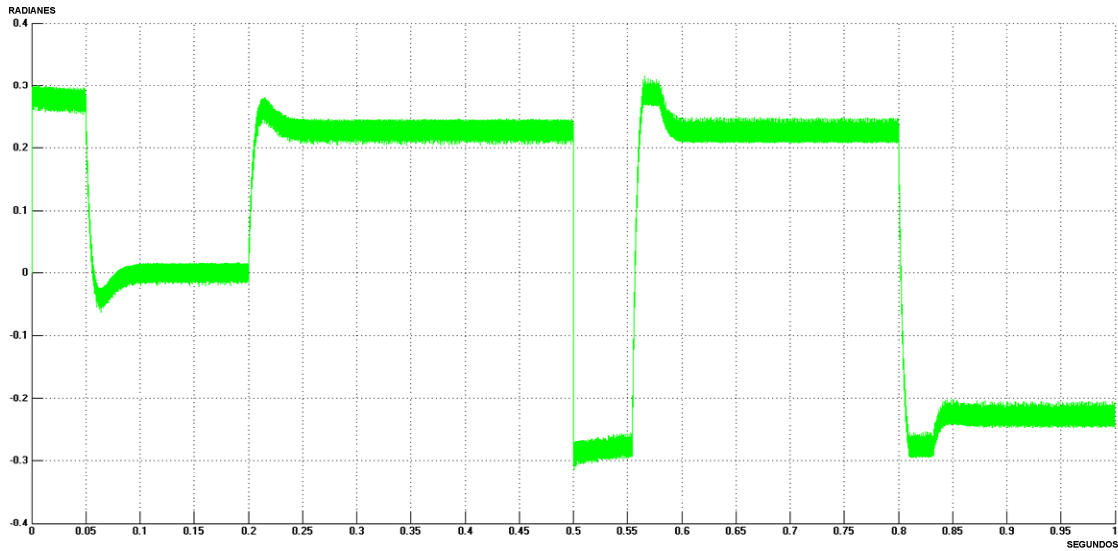


Figura 5.76 Ángulo de carga. Utilizando la velocidad medida en el control.

En la figura 5.77 se muestra la posición eléctrica del rotor medida (en color negro) y la posición eléctrica del rotor estimada (en color fucsia), se observa que la posición estimada es casi idéntica a la posición medida. Diferenciando la posición eléctrica del rotor estimada, se obtiene la velocidad eléctrica estimada en unidades de $\frac{\text{rad}}{\text{s}}$. La velocidad mecánica estimada se obtiene al convertir adecuadamente la velocidad eléctrica estimada de $\frac{\text{rad}}{\text{s}}$ a $\frac{\text{r}}{\text{min}}$ (recordando que $\omega_e = p\omega_{\text{mec}}$) y se observa en color amarillo en la figura 5.67.

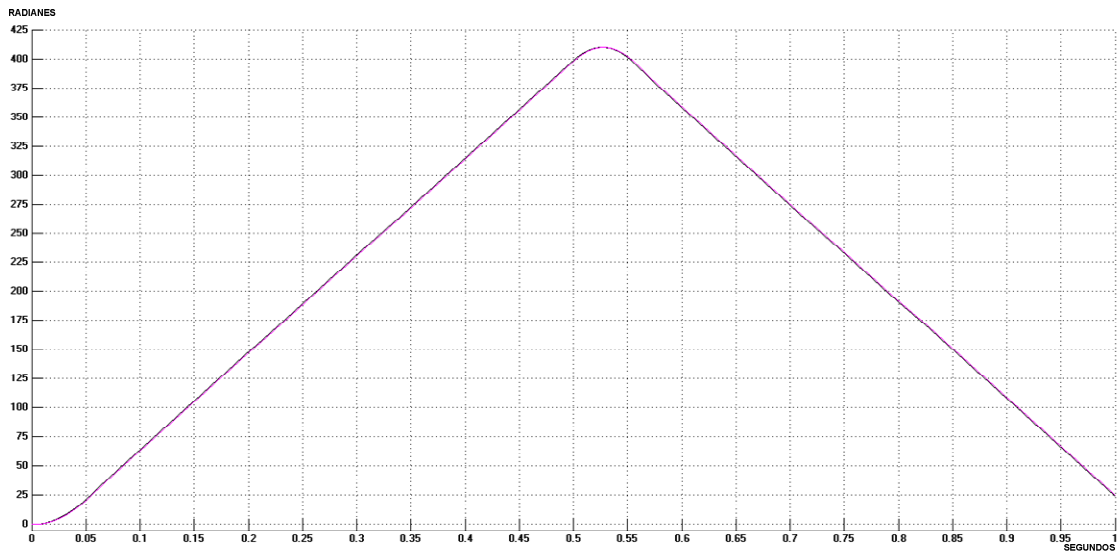


Figura 5.77 Posición eléctrica del rotor medida y estimada. Utilizando la velocidad medida en el control.

En la figura 5.78 se muestra la diferencia que existe entre la velocidad mecánica estimada y la velocidad mecánica real, cuando se retroalimenta en el control la velocidad medida del rotor.

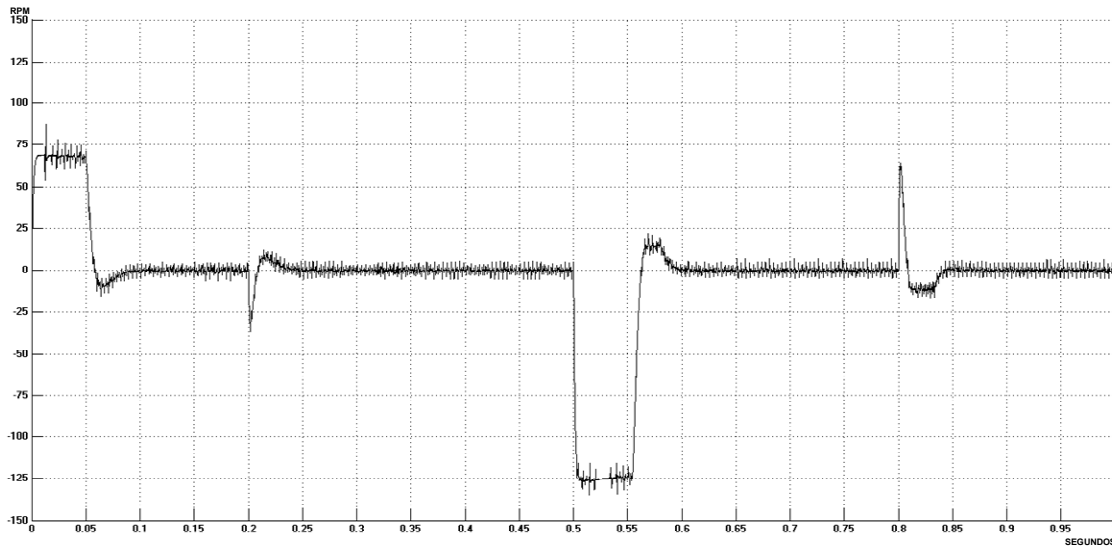


Figura 5.78 Error de velocidad mecánica (real-estimada). Utilizando la velocidad medida en el control.

En la figura 5.79 a) se muestra un acercamiento de la diferencia, durante el arranque de la MSIP.

En la figura 5.79 b) se muestra un acercamiento de la diferencia, en el instante en que se aplica el par de carga (de 0 a 30 Nm) a la MSIP.

En la figura 5.79 c) se muestra un acercamiento de la diferencia, en el instante en que la MSIP invierte su velocidad de rotación de $2000 \frac{r}{min}$ a $-2000 \frac{r}{min}$.

En la figura 5.79 d) se muestra un acercamiento de la diferencia, en el instante en que la velocidad real sigue a la velocidad de referencia con un valor de $-2000 \frac{r}{min}$ y el par de carga varía abruptamente de un valor de 30 Nm a -30 Nm.

El voltaje de salida del inversor que alimenta a la MSIP se aprecia en la figura 5.80 a) para la fase a, en la figura 5.80 b) para la fase b y en la figura 5.89 c) para la fase c. Se observa que los voltajes de fase de salida del inversor son señales moduladas. Sus respectivas señales filtradas se muestran sobrepuestas sobre los voltajes modulados.

En la figura 5.81 se muestra un acercamiento de los voltajes de fase filtrados durante el arranque de la MSIP. Se aprecia como el voltaje trifásico incrementa su magnitud y frecuencia desde el instante del arranque hasta alcanzar la velocidad mecánica de referencia.

En la figura 5.82 se muestra un acercamiento de los voltajes de fase filtrados en el instante en que el rotor de la MSIP invierte su sentido de rotación de un valor de $2000 \frac{r}{min}$ a $-2000 \frac{r}{min}$ para seguir la trayectoria de la velocidad mecánica de referencia. En la figura puede apreciarse claramente la inversión de la secuencia de fase que origina el inversor para alimentar al estator de la MSIP.

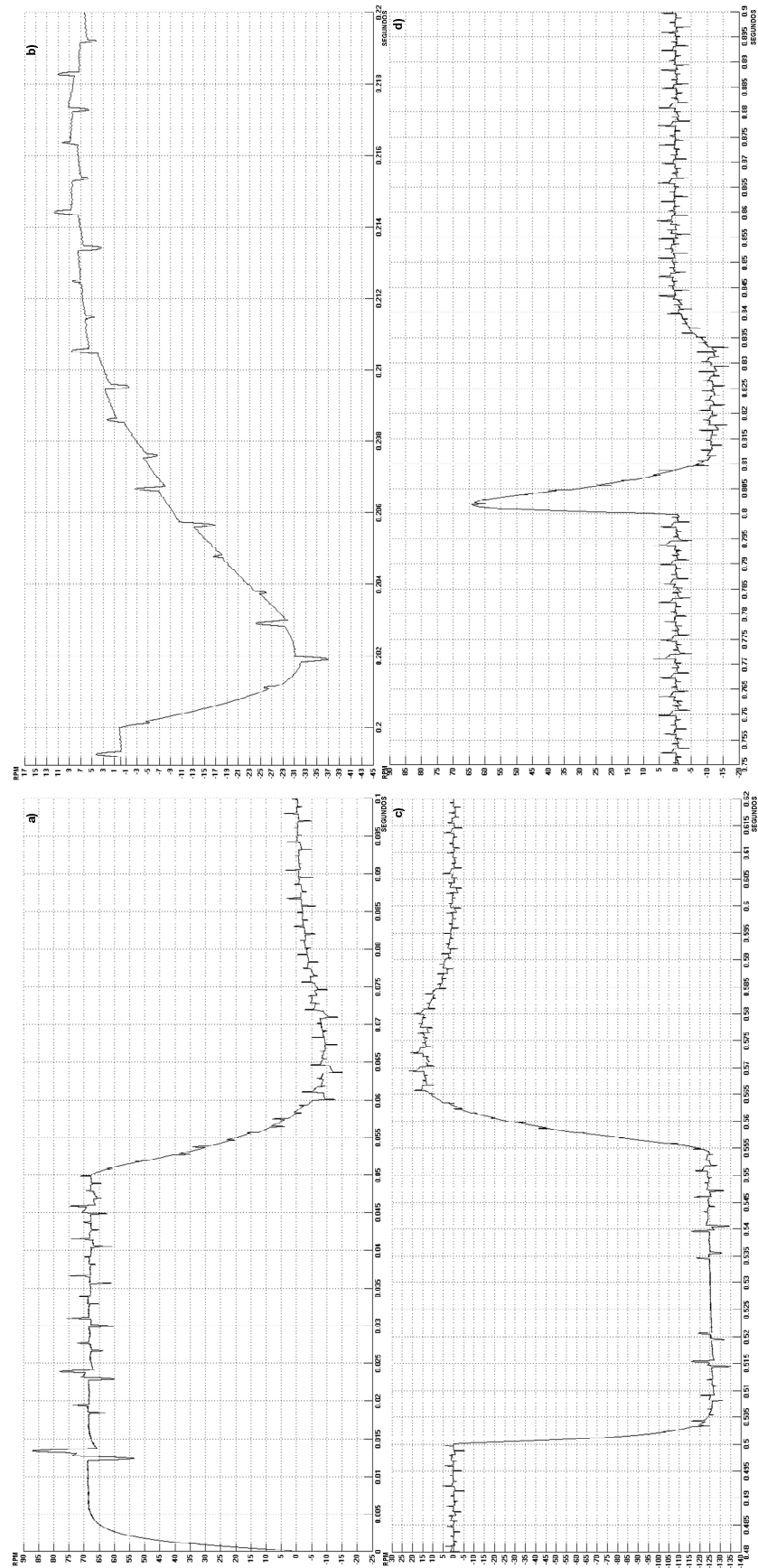


Figura 5.79 Acercamiento del error de velocidad mecánica (real - estimada). a) De 0 a 0.1 segundos. b) De 0.201 a 0.22 segundos. c) De 0.48 a 0.62 segundos. d) De 0.75 a 0.9 segundos. Utilizando la velocidad medida en el control.

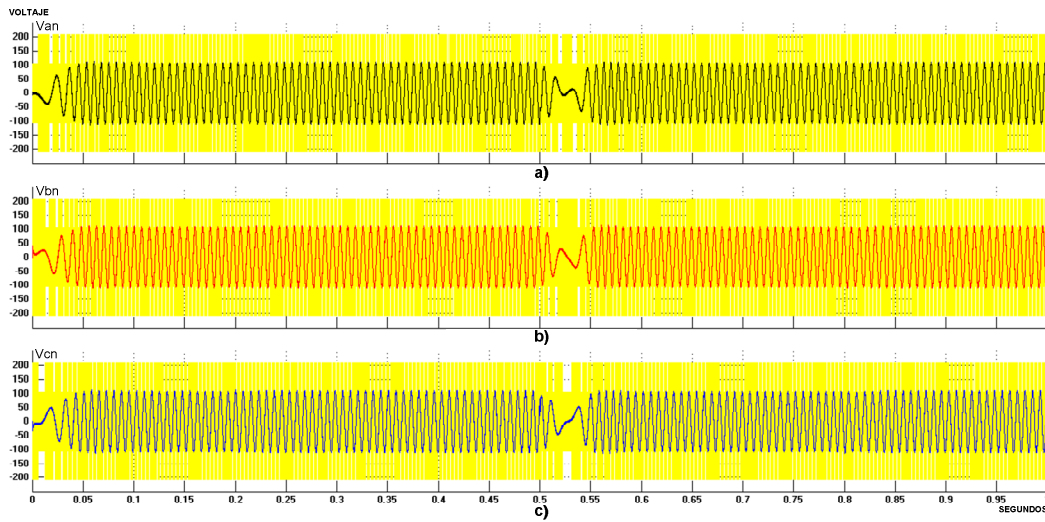


Figura 5.80 a) Señal filtrada de Van b) Señal filtrada de Vbn
c) Señal filtrada de Vcn.

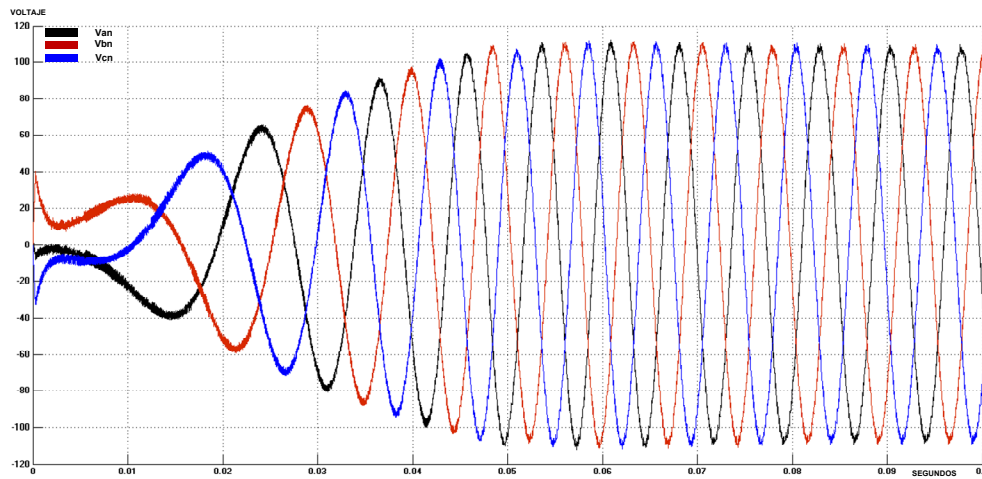


Figura 5.81 Acercamiento de las señales filtradas del voltaje trifásico de fase durante el arranque de la MSIP.

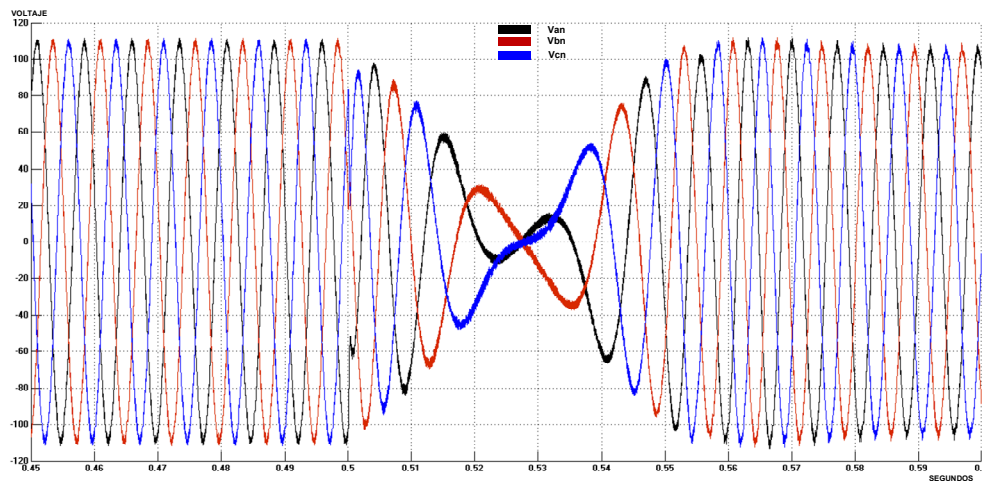


Figura 5.82 Acercamiento de las señales filtradas del voltaje trifásico de fase durante la inversión del sentido de giro de la velocidad del rotor de la MSIP.

En la figura 5.83 se muestra la corriente trifásica que alimenta a la MSIP.

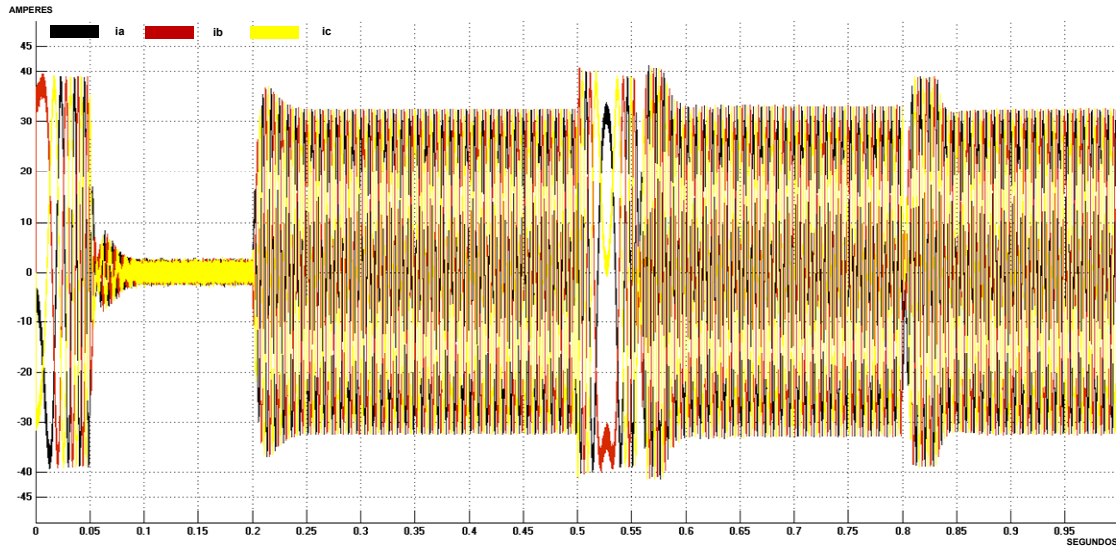


Figura 5.83 Corriente trifásica que alimenta al estator de la MSIP.

En la figura 5.84 puede observarse un acercamiento de 0 a 0.2 segundos de la corriente trifásica. Se aprecia que durante el arranque cuando la MSIP produce par electromagnético para acelerar al rotor y alcanzar la velocidad de referencia, el valor de la corriente trifásica es cercano a sus valores nominales, sin embargo sobresale ligeramente debido al rizado ocasionado por los controladores de histéresis. En el instante en que la velocidad real ha alcanzado su valor de referencia (aproximadamente en 0.085 segundos) el par real disminuye y la corriente también decrece como se observa en la figura, manteniéndose esta condición hasta 0.2 segundos.

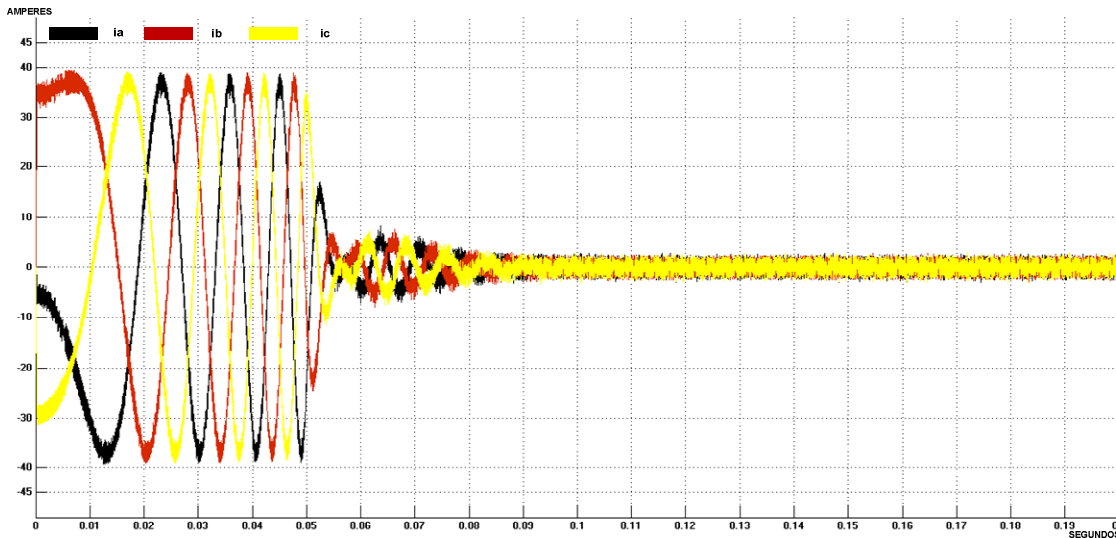


Figura 5.84 Acercamiento de 0 a 0.2 segundos de la corriente trifásica que alimenta al estator de la Máquina Síncrona de Imanes Permanentes.

En la figura 5.85 se muestra un acercamiento de 0.13 a 0.3 segundos de la corriente trifásica. En el instante de 0.2 segundos se aplica un par de carga de 30 Nm a la MSIP, se observa como en ese momento la corriente trifásica incrementa para producir el par electromagnético real desarrollado por la MSIP.

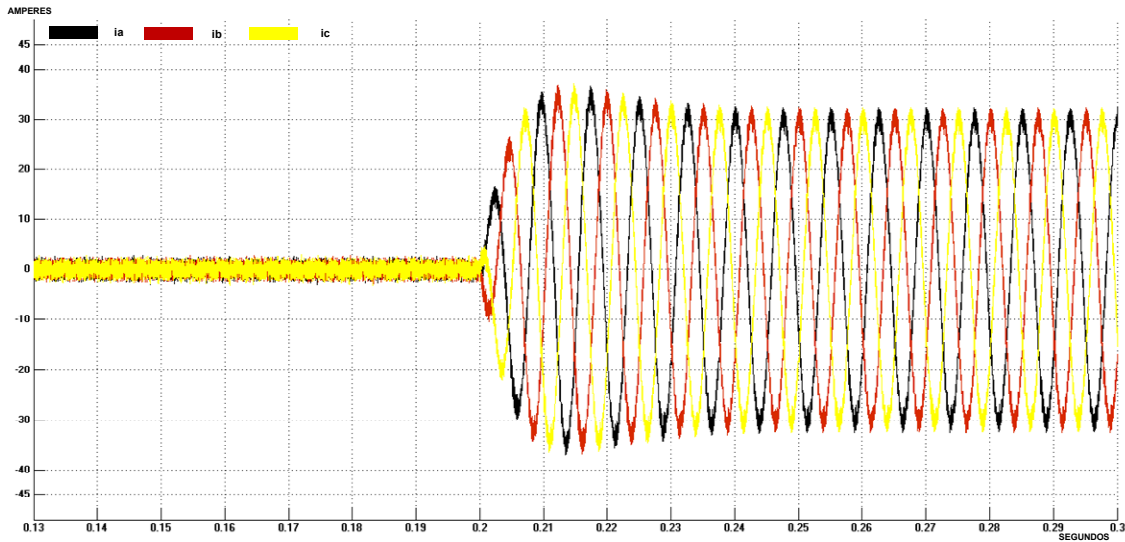


Figura 5.85 Acercamiento de 0.13 a 0.3 segundos de la corriente trifásica que alimenta al estator de la Máquina Síncrona de Imanes Permanentes.

En la figura 5.86 se muestra un acercamiento de la corriente trifásica en el instante en que la MSIP invierte su sentido de giro de $2000 \frac{r}{min}$ a $-2000 \frac{r}{min}$.

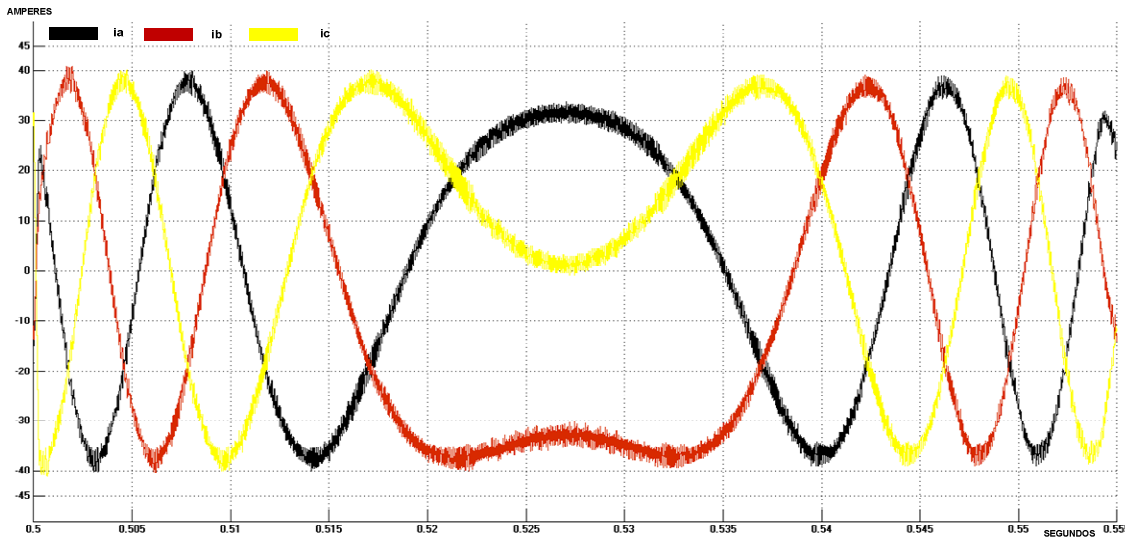


Figura 5.86 Acercamiento de 0.5 a 0.555 segundos de la corriente trifásica que alimenta al estator de la Máquina Síncrona de Imanes Permanentes.

Las componentes del vector espacial de voltaje en el marco de referencia (α, β) se muestran en la figura 5.87 a). Mientras que las componentes del vector espacial de corriente en el marco de referencia (α, β) se muestran en la figura 5.87 b). Estas variables se muestran en el intervalo de 0.5 a 0.555 segundos, en ese instante la MSIP invierte el sentido de giro de su velocidad de un valor de $2000 \frac{r}{min}$ a $-2000 \frac{r}{min}$.

La trayectoria del vector espacial del flujo del estator, puede observarse en la figura 5.88. Se aprecia que la trayectoria describe la circunferencia de un círculo.

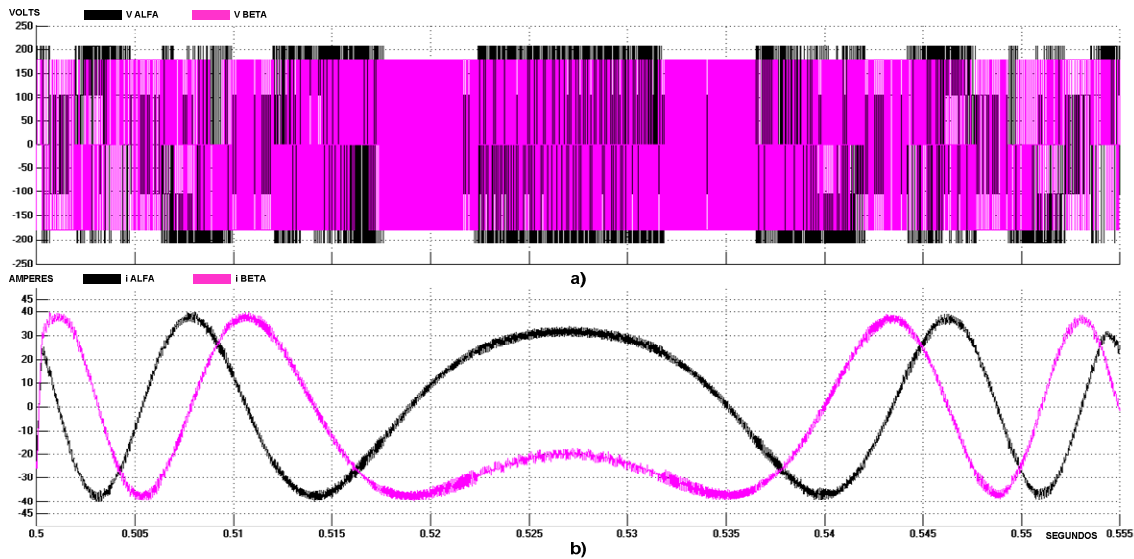


Figura 5.87 a) Componentes del vector espacial de voltaje en el marco de referencia (α, β).
b) Componentes del vector espacial de corriente en el marco de referencia (α, β).

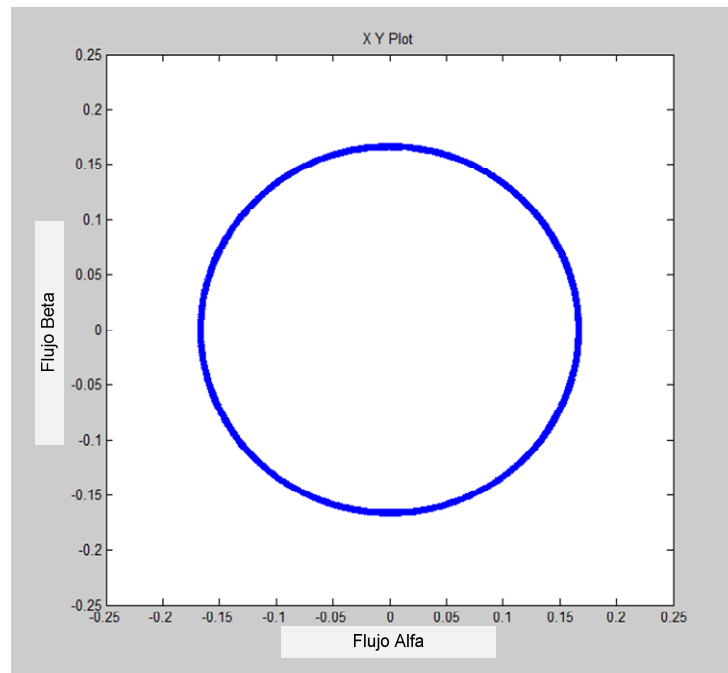


Figura 5.88 Trayectoria del vector espacial de flujo del estator. Obtenido al aplicar el DTC a la MSIP con lazo de control de velocidad.

5.3.2 CONTROL DE VELOCIDAD DE LA MSIP SIN SENSOR DE POSICIÓN (SENSORLESS)

En esta sección se presentan los resultados obtenidos al retroalimentar la velocidad estimada en el lazo de control de velocidad. Todos los parámetros, condiciones de simulación, perfil de velocidad de referencia y perfil de par de carga; son idénticos a los de la prueba anterior. La única diferencia es que no se utiliza el sensor de posición para el control de la velocidad de la MSIP.

En la figura 5.89 se muestra la respuesta del control de velocidad retroalimentando la velocidad estimada (en color amarillo), la velocidad real (en color

rojo) sigue la trayectoria fijada por la velocidad de referencia (en color negro). Los resultados sin sensor de posición mostrados (ver figura 5.89) son similares a los resultados con sensor de posición (ver figura 5.67).

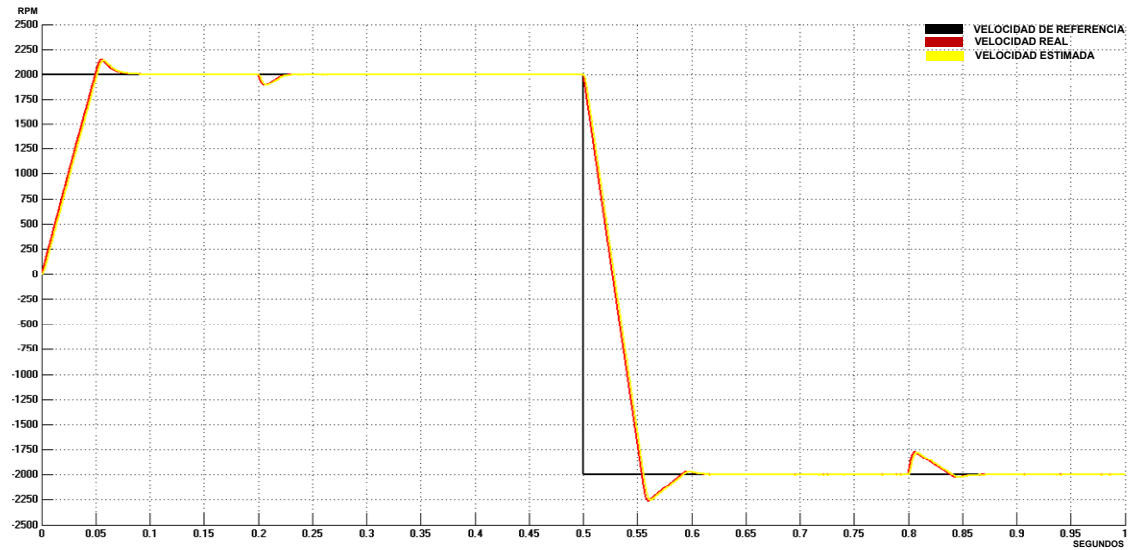


Figura 5.89 Velocidad mecánica de referencia, velocidad mecánica real y velocidad mecánica estimada. Utilizando la velocidad estimada en el control.

Al utilizar la velocidad estimada en el control, en estado estable la diferencia entre la velocidad real mecánica y la velocidad estimada mecánica (observar figura 5.90) es consistente con la diferencia obtenida en el control con sensor de posición (observar figura 5.78).

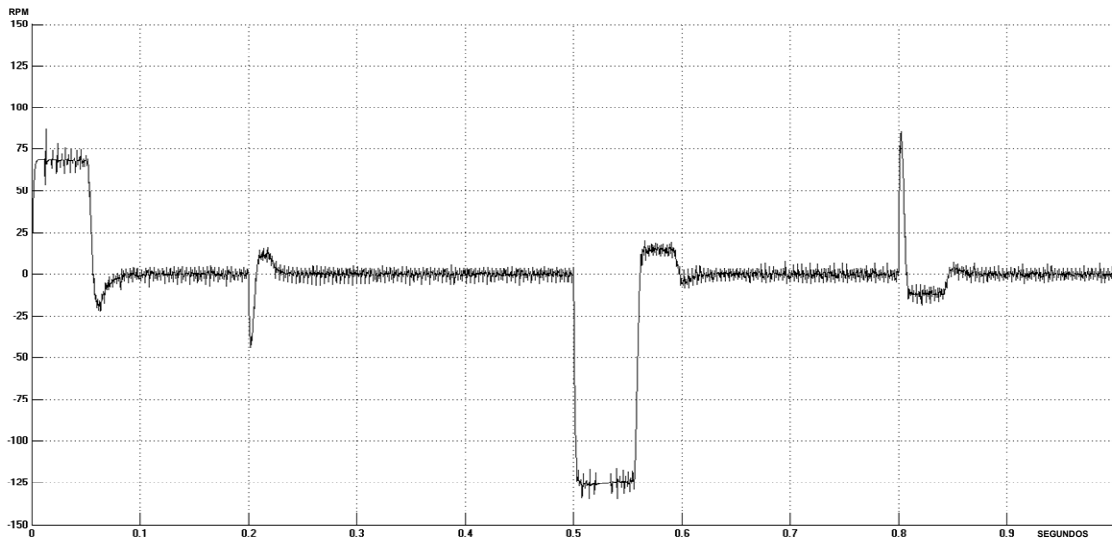


Figura 5.90 Error de velocidad mecánica (real-estimada). Utilizando la velocidad estimada en el control.

En estado transitorio, es decir en el arranque, en el cambio de velocidad, en la aplicación y variación de par electromagnético de carga; la diferencia de la velocidad real y velocidad estimada obtenida sin sensor de posición difiere con pequeñas variaciones respecto a la diferencia de la velocidad real y velocidad estimada obtenida con sensor de posición. Para notarlo más claro, compárense las figuras 5.79 a), b), c) y d) con las figuras 5.91 a), b), c), y d).

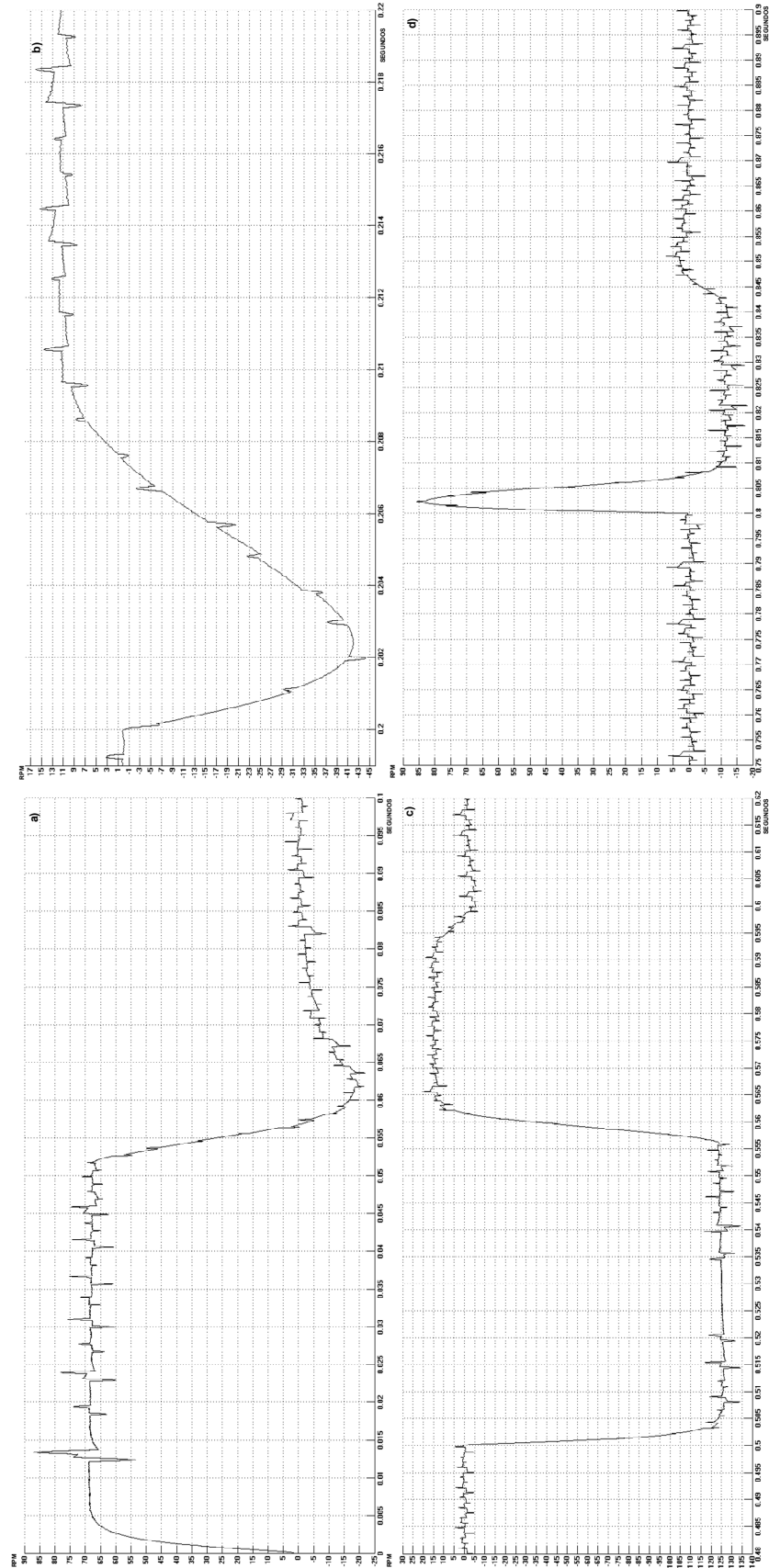


Figura 5.91 Acercamiento del error de velocidad mecánica (real - estimada). a) De 0 a 0.1 segundos. b) De 0.201 a 0.22 segundos. c) De 0.48 a 0.62 segundos. d) De 0.75 a 0.9 segundos. Utilizando la velocidad estimada en el control.

En la figura 5.92 a) se muestra al par real (en color fucsia), sin embargo el par de referencia no se aprecia debido al rizado del par real. Aunque no se nota fácilmente, el rizado en el par real incrementa ligeramente cuando se utiliza la velocidad estimada en el lazo de control, a comparación del par real obtenido al utilizar la velocidad medida en el lazo de control (observa figura 5.71 a).

La magnitud del vector espacial de flujo del estator controlada se muestra en la figura 5.92 b), comparando las figuras 5.71 b) y 5.92 b), se nota que el control de la magnitud del vector de flujo es similar cuando el control se realiza con sensor y sin sensor de posición.

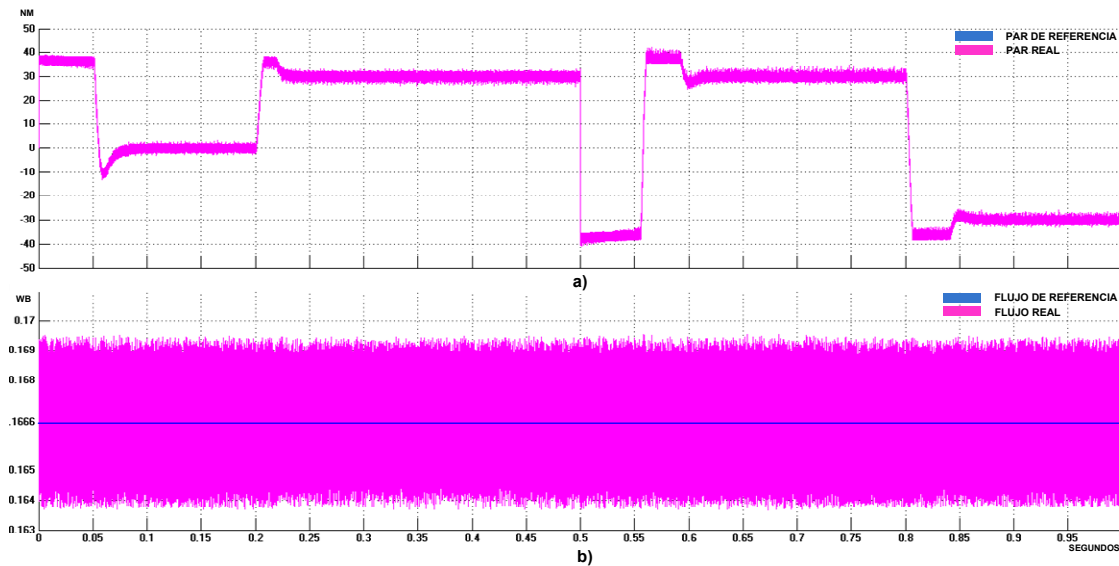


Figura 5.92 a) Par electromagnético de referencia y par real. b) Flujo de referencia y flujo real. Utilizando la estimada en el control.

En la figura 5.93 se observa que la trayectoria del vector espacial de flujo del estator, conserva su trayectoria circular sin problemas, cuando se cierra el lazo de control con la velocidad estimada.

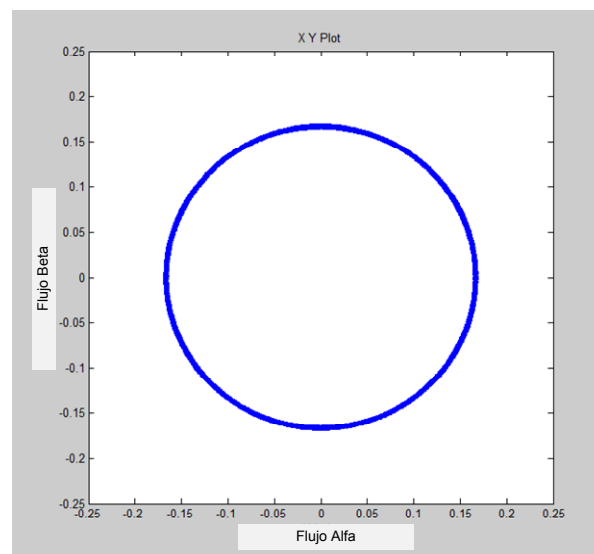


Figura 5.93 Trayectoria del vector espacial de flujo del estator. Obtenido al aplicar el DTC a la MSIP con lazo de control de velocidad.

El ángulo de carga obtenido se muestra en la figura 5.94. Recuérdese que el ángulo de carga es proporcional al par electromagnético de la MSIP. Esta variable es utilizada por el DTC clásico para controlar al par real y por el estimador de velocidad para calcular la posición eléctrica del rotor.

Comparando las figuras 5.76 y 5.94, se nota que al utilizar la velocidad estimada para cerrar el lazo de control de velocidad, el rizado en el ángulo de carga incrementa, esto se debe a que el rizado en el par real también incrementa.

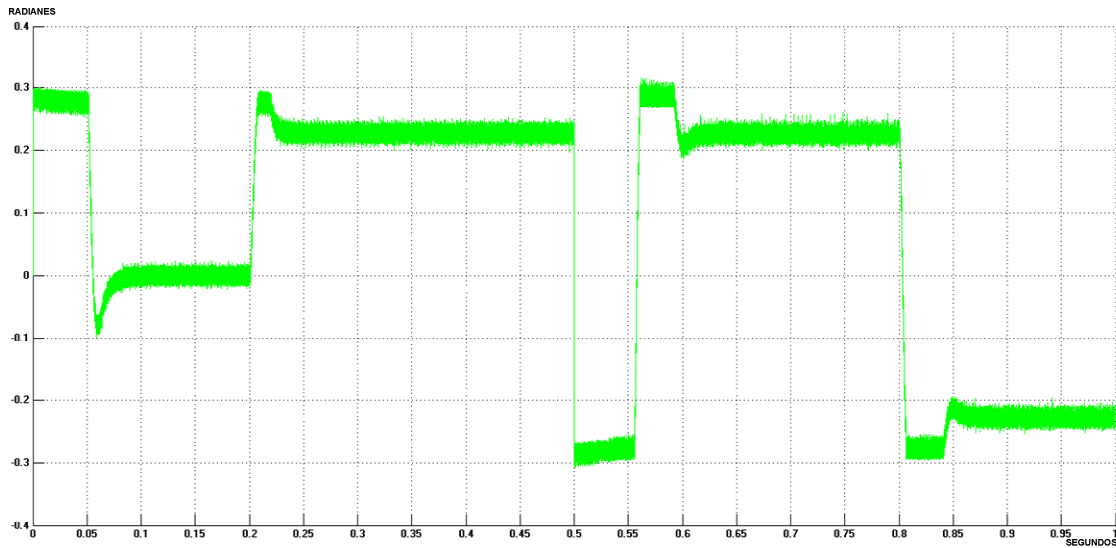


Figura 5.94 Ángulo de carga. Utilizando la velocidad estimada en el control.

CAPÍTULO 6

CONCLUSIONES Y RECOMENDACIONES

En este capítulo se presentan las conclusiones obtenidas del análisis y simulación de: El Control Directo de Par clásico de la Máquina Síncrona de Imanes sin lazo de control de velocidad. De acuerdo a los objetivos, adicionalmente se presentan las conclusiones de:

- La reconstrucción del voltaje y de la corriente trifásica que alimenta a la MSIP.
- El desempeño del DTC clásico al utilizar las variables de voltaje y corriente trifásica reconstruidas.
- ❖ El Control Directo de Par clásico de la Máquina Síncrona de Imanes con lazo de control de velocidad. Adicionalmente se presentan las conclusiones de:
 - La estimación de la velocidad del rotor de la MSIP a partir del ángulo del vector espacial de flujo del estator y del ángulo de carga.
 - El desempeño del DTC clásico con lazo de control de velocidad, utilizando la velocidad estimada para eliminar el sensor de posición.

Las recomendaciones para trabajos futuros también son presentadas en este capítulo.

6.1 CONCLUSIONES

- 1) Se logró cumplir con el objetivo principal y con los objetivos adicionales de la tesis descritos en la sección 1.4 del capítulo 1.
- 2) Utilizando la técnica clásica del DTC es posible controlar satisfactoriamente el flujo magnético del estator y el par electromagnético de la MSIP, sin requerir el uso del sensor de posición.
- 3) Las simulaciones se han realizado asumiendo que la posición inicial del rotor es conocida. Por lo tanto bajo esta circunstancia no se requirió analizar algún método para la determinación de la posición inicial del rotor.
- 4) La velocidad de respuesta del control de par electromagnético de la MSIP ante cambios bruscos del par de referencia, es alta.
- 5) El rizado en las variables controladas de flujo magnético del estator y par electromagnético de la MSIP, es inevitable debido al uso de los controladores de histéresis y al limitado número de vectores espaciales de voltaje disponibles.
- 6) El DTC requiere de una cierta cantidad de tiempo para ejecutar completamente el algoritmo de control y seleccionar el vector espacial de voltaje aplicado al estator de la máquina cada periodo de muestreo. Sin embargo debido al tiempo requerido para ejecutar los cálculos, existe un periodo de retardo entre el instante en que empieza el periodo de muestreo y en el instante en que

- se seleccionan las señales de control para que conmute el inversor. Como consecuencia los valores instantáneos de la magnitud del flujo del estator y del par electromagnético controlados excederán ligeramente los límites superior e inferior del ancho de banda del controlador de histéresis.
- 7) Si el par de referencia es igual al par nominal de la MSIP, es inevitable que la corriente trifásica supere ligeramente su valor de corriente pico nominal, debido al rizado presente en la corriente trifásica, ocasionado por el uso de los controladores de histéresis.
 - 8) El proceso de reconstrucción de voltaje trifásico es sencillo y los voltajes reconstruidos son idénticos a los voltajes medidos.
 - 9) En el proceso de reconstrucción de la corriente trifásica, es necesaria la etapa de ajuste para compensar las corrientes predichas y de esta manera lograr que la corriente trifásica reconstruida sea lo más cercana posible a la corriente trifásica real.
 - 10) Al utilizar el DTC clásico la frecuencia de conmutación en los dispositivos semiconductores de potencia del inversor, es variable.
 - 11) Al reducir la frecuencia de muestreo empleada en el control, se reduce la frecuencia de conmutación del inversor, sin embargo incrementa el rizado en las variables controladas de flujo del estator y par electromagnético, la trayectoria del vector espacial de flujo del estator se deforma y la corriente trifásica del estator incrementa su rizado.
 - 12) Al reducir la frecuencia de muestreo el proceso de reconstrucción de voltaje trifásico no se ve afectado, sin embargo la reconstrucción de la corriente trifásica es deficiente debido a que aumenta la desviación entre la corriente trifásica reconstruida y la corriente trifásica medida.
 - 13) La magnitud del rizado de par electromagnético depende del ancho de banda del controlador de histéresis de par, mientras que la magnitud del rizado del flujo del estator depende del ancho de banda del controlador de histéresis de flujo.
 - 14) Para un ancho de banda fijo del controlador de histéresis de par y un incremento del ancho de banda del controlador de histéresis de flujo, la frecuencia de conmutación del inversor disminuye, el rizado en el flujo incrementa, la trayectoria del vector de flujo se deforma y la forma de onda senoidal de la corriente trifásica se distorsiona considerablemente. En este modo de operación las pérdidas por conmutación en los dispositivos disminuyen, mientras que las pérdidas por los armónicos en la corriente incrementan.
 - 15) Para un ancho de banda fijo del controlador de histéresis de flujo y un incremento del ancho de banda del controlador de histéresis de par, la frecuencia de conmutación del inversor disminuye, el rizado en el par electromagnético incrementa, la trayectoria del vector de flujo no se deforma y la corriente trifásica no deforma su forma de onda senoidal pero si incrementa su rizado.
 - 16) El ancho de las bandas de los controladores de histéresis, afectan la frecuencia de conmutación y por lo tanto influyen en las pérdidas por conmutación.
 - 17) El uso de ancho de bandas reducidos de los controladores de histéresis, permite que el par y el flujo tengan un rizado menor. Sin embargo esto provoca que la

frecuencia de conmutación sea alta incrementando las pérdidas por conmutación en los dispositivos semiconductores de potencia.

- 18) Al utilizar en el control el voltaje y la corriente trifásica reconstruida, el DTC controla el flujo del estator y el par electromagnético de la MSIP, sin embargo el par incrementa ligeramente su rizado.
- 19) Utilizando una frecuencia de muestreo lo suficientemente alta y anchos de banda de los controladores de histéresis pequeños, se logra controlar satisfactoriamente el flujo del estator y el par electromagnético de la MSIP, logrando que el rizado en las variables controladas sea pequeño, que la trayectoria del vector espacial de flujo de estator sea una circunferencia y que la corriente trifásica mantenga una forma de onda senoidal.
- 20) Para la implementación física el uso de una frecuencia de muestreo alta y de anchos de banda de los controladores de histéresis pequeños, resulta ser una limitante, debido a que se necesitarían Procesadores de Señales Digitales capaces de muestrear y ejecutar los algoritmos de control con frecuencias altas y los dispositivos semiconductores de potencia deberían ser capaces de soportar frecuencias de conmutaciones también muy grandes, tal y como se muestran en los resultados obtenidos.
- 21) Agregando un lazo externo de control de velocidad al lazo de control de par, se controla satisfactoriamente la velocidad de la MSIP. En este caso el par de referencia depende del error entre la velocidad de referencia y la velocidad real, de esta manera controlando el par electromagnético, se controla la velocidad de la MSIP.
- 22) Para cerrar el lazo de control de velocidad se requiere de la velocidad medida de la MSIP, sin embargo para eliminar el sensor de posición, la velocidad de la MSIP puede ser estimada y utilizada en el control.
- 23) Si la velocidad de la MSIP se estima asumiendo que la velocidad del rotor es la misma que la velocidad angular del vector espacial de flujo del estator, se presentarían grandes errores entre la velocidad real y la velocidad estimada en estado transitorio. Esta manera de estimar la velocidad es únicamente válida en estado estable.
- 24) Al estimar la velocidad a partir de la posición eléctrica del rotor de la MSIP, utilizando el ángulo de carga y el ángulo del vector espacial de flujo del estator, el proceso de estimación mejora, logrando que la velocidad estimada sea más parecida a la velocidad real en estado transitorio y en estado estable.
- 25) Al utilizar la velocidad estimada en el control se observa que la velocidad, par y flujo de la MSIP; pueden ser controlados satisfactoriamente, logrando eliminar el sensor de posición.

6.2 RECOMENDACIONES

- 1) Se recomienda analizar y simular un método para determinar la posición inicial del rotor, esto ayudará especialmente cuando se realice la implementación física del control, permitiendo ejecutar el control en cualquier posición inicial en la que se encuentre el rotor de la MSIP.
- 2) El rizado en el par electromagnético y en flujo del estator es inevitable cuando se emplea el DTC clásico, por lo tanto se recomienda analizar y simular la técnica

DTC modificada llamada “Control Directo de Par con Modulación de Vectores Espaciales” presentada en [8]. Con la utilización de modulación de vectores espaciales, es posible eliminar el rizado en el par y en el flujo.

- 3) Al utilizar el DTC clásico, es inevitable que la frecuencia de conmutación de los dispositivos semiconductores de potencia varíe. Por lo tanto se recomienda analizar el “Control Directo de Par con Modulación de Vectores Espaciales” presentada en [8], debido a que al utilizar modulación de vectores espaciales en lugar de los controladores de histéresis del DTC clásico, se obtiene una frecuencia de conmutación fija.
- 4) Para realizar la implementación física del sistema de control, se recomienda primero tener bien definida la frecuencia de conmutación que soportan los dispositivos semiconductores de potencia y la frecuencia de muestreo que se utilizará en el Procesador de señales digitales. En base a estas consideraciones se deben elegir los anchos de banda de los controladores de histéresis de par y flujo, para evitar que la frecuencia de conmutación exceda cierto límite y dañe a los dispositivos semiconductores de potencia.
- 5) Analizar y caracterizar el desempeño del DTC clásico a bajas velocidades y a velocidad cero.
- 6) Analizar los métodos de estimación del flujo del estator presentados en [62], para solucionar los problemas presentados al calcular el flujo a bajas velocidades y los problemas por los errores de medición del voltaje y corriente trifásica que alimenta a la MSIP en la implementación física.
- 7) Se sabe que la técnica DTC se caracteriza por su robustez de los parámetros de la MSIP debido a que solo requiere del conocimiento del valor de la resistencia del estator. Por lo tanto se recomienda analizar los efectos en el control provocados por la variación de la resistencia del estator.

6.3 APORTACIONES

Considerando que en el Departamento de Ingeniería Eléctrica de la SEPI ESIME ZACATENCO no se había analizado el Control Directo de Par clásico de una Máquina Síncrona de Imanes Permanentes, se afirma que se han logrado las siguientes aportaciones al área de control de máquinas eléctricas:

Se programaron los algoritmos del DTC clásico con y sin lazo de control de velocidad de la MSIP, el software utilizado es Matlab - Simulink 7.8.0.

Se analizó detalladamente el Control Directo de flujo y par de la Máquina Síncrona de Imanes permanentes, con y sin lazo de control de velocidad.

Se analizaron los efectos de la variación del ancho de las bandas de los controladores de histéresis de flujo y par y de la reducción del tiempo de muestreo en el DTC de la MSIP sin lazo de control de velocidad.

Se hizo la reconstrucción del voltaje trifásico y de la corriente trifásica que alimenta a la MSIP. Las variables reconstruidas fueron empleadas en el control.

Para eliminar el sensor de posición se estimó la velocidad del rotor de la Máquina Síncrona de Imanes Permanentes.

Se logró controlar la velocidad, par y flujo de la MSIP; utilizando la velocidad estimada en el lazo de control de velocidad del DTC clásico.

6.4 PONENCIAS EN CONGRESOS

[1] Alberto Enrique Sixtega Landeros, Jaime J. Rodríguez Rivas, Edgar Peralta Sánchez “Control Directo de Par del Motor Síncrono de Imanes Permanentes sin Sensor de Posición, Voltaje Trifásico Reconstruido y Aplicación en Tracción Eléctrica”, Vigésima Cuarta Reunión Internacional de Verano de Potencia, Aplicaciones Industriales y Exposición Industrial RVP-AL/2011, Acapulco Guerrero, 2011.

REFERENCIAS BIBLIOGRÁFICAS

- 1) I. Zhong, M. F. Rahman, W. Y. Hu, and K. W. A. Lim, K.W., "Analysis Of Direct Torque Control In Permanent Magnet Synchronous Motor Drives" *Power Electronics, IEEE transactions on*, vol. 12, pp. 528-536, 1997.
- 2) I. Zhong, M. F. Rahman, W. Y. Hu, K. W. A.-I. Lim, K.W., and M. A. A.-r. Rahman, M.A., "A Direct Torque Controller For Permanent Magnet Synchronous Motor Drives", *IEEE transaction on energy conversion*, vol. 14, pp. 637-642, 1999.
- 3) Dariusz Swierczynski, Marian P. Kazmierkowski "Direct Torque Control Of Permanent Magnet Synchronous Motor (PMSM) Using Space Vector Modulation (DTC – SVM) – Simulation And Experimental Results", *IEEE transaction*.
- 4) I. Zhong, M. F. Rahman, W. Y. Hu, and K. W. A. Lim, K.W., "An Investigation Of Direct And Indirect Torque Controllers For PM Synchronous Motor Drives" *IEEE transactions on*, 1997.
- 5) Ned Mohan, Tore Undeland, and William Robbins, "Power Electronics: Converters, Applications, and Design".
- 6) Domenico Casadei, Member IEEE, Francesco Profumo, Senior Member IEEE, Giovanni Serra, Member IEEE and Angelo Tani, "FOC and DTC Two Viable Schemes For Induction Motors Torque Control" *IEEE Transactions On Power Electronics*, Vol. 17, No. 5, September 2002.
- 7) Hoang Le – Huy, "Comparision of Field Oriented Control and Direct Torque Control for Induction Motor Drives" *Department of Electrical and Computer Engineering Univesité Laval Ste-Foy, Québec Canadá*.
- 8) Dariusz Swierczynski "Direct Torque Control With Space Vector Modulation (Dtc – Spvm) Of Inverter – Fed Permanent Magnet Synchronous Motor Drive" *Ph. D. Thesis., Politechnika Warszawska, Warsaw University Of Technology Faculty Of Electrical Engineering, Warszawa Poland 2005*.
- 9) Peter Vas, "Sensorless Vector and Direct Torque Control", *Oxford Science Publications, Oxford University Press, New York 1998*.
- 10) Mohamed Ahmed Moustafa Azab, "Estudio Y Realización Del Control Directo Del Par Para Accionamientos De Motores De Inducción Con Inversores De Diferentes Topologías" *Tesis Doctoral, Universidad Politécnica de Cataluña Departamento De Ingeniería Eléctrica, España 2002*.

- 11) Ocen, D. Romeral, L. Ortega, J.A. Cusido, J. Garcia, A. , “Discrete Space Vector Modulation Applied on a PMSM Motor “ *Power Electronics and Motion Control Conference, 2006. EPE-PEMC 2006. 12th International, Universitat Politècnica de Catalunya Terrassa.*
- 12) ABB Technical Guide No. 1 “Direct Torque Control, The World’s Most Advanced AC Drive Technology”
- 13) Bimal K. Bose, “Modern Power Electronics And AC Drives” *Ed. Pretince Hall, 2002.*
- 14) M.F. Rahman, L.Zhong, K. W.Lim, “A Direct Torque Controlled Permanent Magnet Synchronous Motor Drive Without A Speed Sensor” *School of Electrical Engineering University of New South Wales Sydney, NSW Australia; Faculty of Engineering & Applied Science Memorial University of Newfoundland St. John’s Newfoundland Canada, IEEE 1999.*
- 15) Naceri Farid, Belkacem Sebti, Kercha Mebarka and Benmokrane Tayeb , “Performance Analysis Of Field Oriented Control and Direct Torque Control for Sensorless Induction Motor Drives” *University of Batna Department of Electrical Engineering, Batna Algeria.*
- 16) Dariusz Swierczynski, Marian P. Kazmierkowski, Frede Blaabjerg “DSP Based Direct Torque Control of Permanent Magnet Synchronous Motor (PMSM) Using Space Vector Modulation (DTC-SVM)” *Departement of Electrical Engineering, University of Warsaw Koszykowa Poland and University of Aalborg, Pontoppidanstraede Denmark, IEEE 2002.*
- 17) Muhammed Fazlur Rahman, Enamul Haque, Lixin Tang, Limin Zhong “Problems Associated With the Direct Torque Control of an Interior Permanent-Magnet Synchronous Motor Drive and Their Remedies” *IEEE Trans. On Industrial Electronics, Vol. 51, No. 4, August 2004.*
- 18) Sayeed Mir, Malik E. Elbuluk, Donald S. Zinger, “PI and Fuzzy Estimators for Tuning the Stator Resistance In Direct Torque Control Of Induction Machines” *Department of electrical engineering, University of Akron Ohio, USA and Northern Illinois University, Dekalb Illinois USA, IEEE 1994.*
- 19) Zoran Mihailovic, Himamshu V. Prashad and Dusan Borojevic “Computer modeling and analysis of VSI fed Pemanent Magnet Synchronous Motor Drive Systems with adjustable levels of complexity”, *Virginia Power Electronics Center, Bradley department of electrical engineering , VPI&SU Blacksburg, IEEE 1997.*
- 20) Isao Takahashi, member IEEE, and Toshihiko Noguchi, “A New Quick-Response and High Efficiency Control Strategy of an Induction Motor” *IEEE Transactions on industry applications, vol. IA-22, No.5, September – October 1986.*
- 21) Giuseppe S. Buja, Fellow, IEEE, and Marian P. Kazmierkowski, Fellow, IEEE, “Direct Torque Control of PWM Inverter-Fed AC Motors – A Survey” *IEEE Transactions on industrial electronics, vol. 51, No. 4, August 2004.*

-
- 22) Jawad Faiz, Mohammad Bagher Bannae Sharifian, Ali Keyhani and Amuliu Bogda Proca, "Sensorless Direct Torque Control Of Induction Motors Used In Electric Vehicle", *IEEE Transactions On Energy Conversion*, Vol. 18, No. 1, March 2003.
 - 23) F. Khoucha, K. Marouani, A. Haddoun, A.Kheloui and M.E.H. Benbouzid "An Improved Sensorless DTC Scheme for EV Induction Motors", *IEEE* 2007.
 - 24) Cui Bowen, Zhou Jihua, Ren Zhang, "Modeling and Simulation of Permanent Magnet Synchronous Motor Drive", *Northwestern Polytechnical University China, IEEE*.
 - 25) Pragasean Pillay, Member IEEE, and Ramu Krishnan, Member IEEE "Modeling, Simulation and Analysis of Permanent-Magnet Motor Drives, Part I: The Permanent Magnet Synchronous Motor Drive", *IEEE Transactions On Industry Applications*, Vol. 25, No. 2, March/April 1989.
 - 26) Pragasean Pillay, Member IEEE, and Ramu Krishnan, Member IEEE "Modeling of Permanent Magnet Motor Drives", *IEEE Transactions On Industrial Electronics*, Vol. 35, No. 4, November 1988.
 - 27) E. Peralta-Sanchez, F. Al-rifai, N. Schofield, "Direct Torque Control of Permanent Magnet Motors Using a Single Current Sensor", *Electric Machines and Drives Conference, 2009.IEMDC'09.IEEE International*, 10.1109/IEMDC.2009.5075188, pp. 89-94, 2009.
 - 28) A. Haddoun, M.E.H. Benbouzid and D. Diallo, "A Loss Minimization DTC scheme for EV Induction Motors" *IEEE Trans. Vehicular Technology*, vol. 56, no. , pp. 81-88, January 2007.
 - 29) Manuele Bertoluzzo, Giuseppe Buja, Fellow, IEEE, and Roberto Menis, Member, IEEE, "Direct Torque Control of an Induction Motor Using a Single Current Sensor" *IEEE Transactions On Industrial Electronics*, Vol. 53, No. 3, June 2006.
 - 30) Badre Bossoufi, Mohammed Karim, Ahmed Lagrioui, Silviu Ioniță "Performance Analysis of Direct Torque Control (DTC) for Synchronous Machine Permanent Magnet (PMSM)", *2010 IEEE 16th International Symposium for Design and Technology in Electronic Packaging (SIITME)*.
 - 31) M. Depenbrock "Direct Self Control (DSC) of Inverter Fed Induction Machine" *IEEE Transactions On Power Electronics*, Vol. 3, No. 4, October 1988.
 - 32) Brahim Elfilali, "Utilización del Filtro de Kalman como Estimador de Velocidad en el Control Vectorial de Motores de Inducción" *Tesis de maestría, Instituto Politécnico Nacional, Sección de Estudios de Posgrado e Investigación, Escuela Superior de Ingeniería Mecánica y Eléctrica, Unidad Zacatenco México D.F. Octubre 2001*.

- 33) Rosario Alberto Rivera Ayon, “Control de un Motor de Inducción Utilizando el Método de Auto Control Directo de Flujo y Par” *Tesis de maestría, Instituto Politécnico Nacional, Sección de Estudios de Posgrado e Investigación, Escuela Superior de Ingeniería Mecánica y Eléctrica, Unidad Zacatenco México D.F. 2001.*
- 34) Francisco Javier Sampe López, “Análisis del Control Directo de Par de un Motor de Inducción” *Tesis de maestría, Instituto Politécnico Nacional, Sección de Estudios de Posgrado e Investigación, Escuela Superior de Ingeniería Mecánica y Eléctrica, Unidad Zacatenco México D.F. 2002.*
- 35) Juan Carlos Ramirez Martinez, “Control Directo de Par de un Motor de Inducción, Aplicando una Técnica de Modulación de Ancho de Pulso Con Vectores Espaciales” *Tesis de maestría, Instituto Politécnico Nacional, Sección de Estudios de Posgrado e Investigación, Escuela Superior de Ingeniería Mecánica y Eléctrica, Unidad Zacatenco México D.F. Marzo 2003.*
- 36) Marla Erika Ramírez Sánchez, “Simulación del Control de Velocidad por Campo Orientado de un Motor de Inducción Utilizando un Estimador de Velocidad Basado en Observadores de Flujo” *Tesis de maestría, Instituto Politécnico Nacional, Sección de Estudios de Posgrado e Investigación, Escuela Superior de Ingeniería Mecánica y Eléctrica, Unidad Zacatenco México D.F. Mayo 2003.*
- 37) José Antonio Sixto Berrocal, “Control Vectorial del Motor de Inducción en Bajas Velocidades” *Tesis de maestría, Instituto Politécnico Nacional, Sección de Estudios de Posgrado e Investigación, Escuela Superior de Ingeniería Mecánica y Eléctrica, Unidad Zacatenco México D.F. 2004.*
- 38) Miguel Angel Gama Váldez, “Control Directo de Par y Flujo del Motor de Inducción Utilizando una Red Neuro-Difusa” *Tesis de maestría, Instituto Politécnico Nacional, Sección de Estudios de Posgrado e Investigación, Escuela Superior de Ingeniería Mecánica y Eléctrica, Unidad Zacatenco México D.F. 2004.*
- 39) Pedro Francisco Huerta González, “Estimación de la Resistencia del Rotor en el Control Vectorial Indirecto del Motor de Inducción Utilizando una Red Neuronal Artificial” *Tesis de maestría, Instituto Politécnico Nacional, Sección de Estudios de Posgrado e Investigación, Escuela Superior de Ingeniería Mecánica y Eléctrica, Unidad Zacatenco México D.F. Noviembre 2005.*
- 40) Antonio Obregón Tenorio, “Control Vectorial de la Velocidad de un Motor de Inducción Utilizando la Tarjeta Ds1103 de Dspace” *Tesis de maestría, Instituto Politécnico Nacional, Sección de Estudios de Posgrado e Investigación, Escuela Superior de Ingeniería Mecánica y Eléctrica, Unidad Zacatenco México D.F. Junio 2008.*

- 41) Pedro Celestino Castellanos Morales, "Control Vectorial de la Velocidad de una Máquina Síncrona de Imanes Permanentes" *Tesis de maestría, Instituto Politécnico Nacional, Sección de Estudios de Posgrado e Investigación, Escuela Superior de Ingeniería Mecánica y Eléctrica, Unidad Zacatenco México D.F. Junio 2011.*
- 42) Paul Sen, "Principles of Electrical Machines and Power Electronic".
- 43) Sergio Galván Colmenares, "Control Directo del Par En Un Motor De Inducción Con Límite De La Frecuencia De Conmutación Y De La Corriente Del Estator " *Tesis de maestría, Instituto Politécnico Nacional, Sección de Estudios de Posgrado e Investigación, Escuela Superior de Ingeniería Mecánica y Eléctrica, Unidad Zacatenco México D.F. Diciembre 2007.*
- 44) Pedro Ponce Cruz "Control Directo del Par De Un Motor De Inducción Sin Sensor De Velocidad" *Tesis de doctorado, Instituto Politécnico Nacional, Sección de Estudios de Posgrado e Investigación, Escuela Superior de Ingeniería Mecánica y Eléctrica, Unidad Zacatenco México D.F. Noviembre 2001.*
- 45) Juan José Muñoz César "Auto Sintonización por Búsqueda Tabú del Control Vectorial Difuso de Velocidad Para un Motor De Inducción" *Tesis de maestría, Instituto Politécnico Nacional, Sección de Estudios de Posgrado e Investigación, Escuela Superior de Ingeniería Mecánica y Eléctrica, Unidad Zacatenco México D.F. Octubre 2005.*
- 46) Ned Mohan "Electric Drives an Integrative Approach", *Mnpere, 2003.*
- 47) L. Ying and N. Ertugrul, Member IEEE, "A Novel Estimation of Phase Currents from DC Link for Permanent Magnet AC Motors", *Department of Electrical and Electronic Engineering, University of Adelaide.*
- 48) Acarnley P. P. and Eng "Current Measurement in Three-Phase Brushless DC Drives" *IEE Proceedings-B, Vol. 140, No. 1, pp.71-79, January 1993.*
- 49) Acarnley P. P. "Observability Criteria for Winding Currents in Three Phase Brushless DC Drives" *IEEE Transactions On Power Electronics, Vol. 8, No. 3, pp. 264-270, July 1993.*
- 50) Tan H. and Ho S. L. "A Novel Single Current Sensor Technique Suitable for BLDCM drives", *Record of PEDS'99, July 1999, Hong Kong.*
- 51) T. C. Green and B. W. Williams, "Derivation of Motor Line Current Wave Forms from the DC Link Current of an Inverter" *Proc. Inst. Electr. Eng., Vol. 136, No. 4, pt. B, pp. 196-204, Jul 1989.*
- 52) F. Petruzzello, G. Joss and P. D. Ziogas, "Some Implementations Aspects of Line Current Reconstruction in Three-Phase PWM Inverter", *In Proc. IEEE IECON, 1990, pp. 1149-1154.*

-
- 53) J. F. Moynihan, R. C. Kavanagh, M. G. Egan and J. M. D. Murphy, "Indirect Phase Current Detection for Field Oriented Control of a Permanent Magnet Synchronous Motor Drive", in *Proc. EPE, 1991*, pp. 641-646.
- 54) W.C. Lee, T.K. Lee, and D.S. Hyun, "Comparision of Single-Sensor Current Control in the DC Link for Three-Phase Voltage-Source PWM Converter " *IEEE Trans. Ind. Electron.*, Vol. 48, No. 3, pp. 491-505, Jun. 2001.
- 55) Muhammed Fazlur Rahman, Senior Member, IEEE, L. Zhong, Md. Enamul Haque, Member, IEEE and M.A. Rahman, Fellow, IEEE, "A Direct Torque-Controlled Interior Permanent-Magnet Synchronous Motor Drive Without A Speed Sensor" *IEEE Transactions On Energy Conversion*, Vol. 18, No. 1, March 2003.
- 56) Daniel Montesinos, Samuel Galceran, Antoni Sudrià and Oriol Gomis, "Low Cost Sensorless Control of Permanent Magnet Motors. An Overview and Evaluation", *IEEE 2005*.
- 57) M. E. Haque, L. Zhong and M. F. Rahman, "A Sensorless Initial Rotor Position Estimation Scheme for a Direct Torque Controlled Interior Permanent Magnet Synchronous Motor Drive", in *Proc. IEEE Appl. Power Electron. Conf. Expo.*, Vol. 2, Anaheim, CA, Mar. 4-8, 2001, pp. 879-884.
- 58) P. B. Schmidt, M. L. Gasperi, G. Ray and A. H. Wijenayake "Initial Rotor Position Detection of a Non Salient Pole Permanent Magnet Synchronous Motor", in *Proc. 1997 IEEE Ind. Applicat. Soc. Annu Meeting*, Vol. 1, New Orleans, LA, Oct. 5-9, 1997, pp. 459-463.
- 59) D. Casadei, G. Grandi, G. Serra, A. Tani "Effects of Flux and Torque Hysteresis Band Amplitude in Direct Torque Control of Inductions Motors" *Istituto di Elettrotecnica, Università Di Bologna, viale Risorgimento 2, 40136 Bologna Italy, 1994 IEEE*.
- 60) José Rodríguez, Jorge Pontt, César Silva, Samir Kouro and Hernan Miranda "A Novel Direct Torque Control for Induction Machines With Space Vector Modulation" *2004 35th Annual IEEE Power Electronic Specialist Conference, Aachen, Germany, 2004*.
- 61) S. Vaez-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 – 1521, Vol. 3.
- 62) J. Hu, B. Wu, "New Integration Algorithms for Estimating Motor Flux over a Wide Speed Range", *Power Electronics Specialists Conference, 1997. PESC'97 Record.*, 28th annual IEEE, 10.1109/PESC.1997.616875, vol. 2, pp. 1075, 1997.

APÉNDICE A

FUNDAMENTOS TEÓRICOS PARA LA COMPRESIÓN DEL MODELO VECTORIAL DE LA MSIP

A.1 TRANSFORMACIÓN DE CLARK

En la figura A.1 se observan 3 variables (F_a, F_b, F_c) desfasadas exactamente 120° ubicadas en el marco de referencia (a, b, c), también se observa un marco bifásico ortogonal conocido como marco de referencia estacionario (α, β). Se aprecia que el eje α del marco de referencia estacionario, se encuentra alineado con el eje a del marco de referencia trifásico.

La transformación directa de Clark permite transformar las variables que se encuentran en el marco de referencia trifásico (a, b, c), al marco de referencia estacionario (α, β).

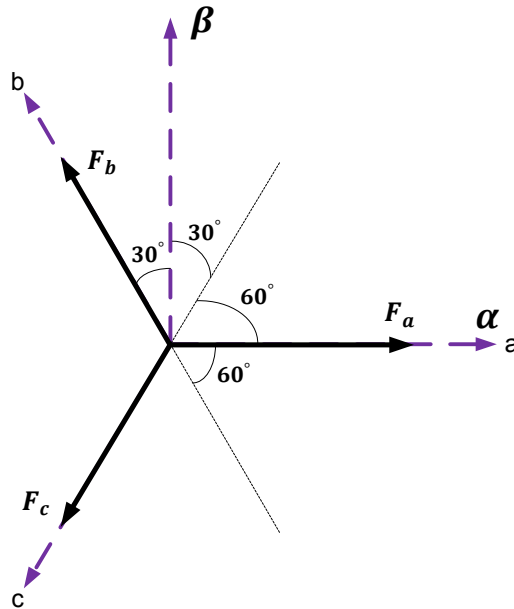


Figura A.1 Marco de referencia (a, b, c) y marco de referencia (α, β).

Analizando la proyección de las variables del marco (a, b, c) al marco (α, β), realizando las sumas vectoriales necesarias y ordenando matricialmente se obtiene:

$$\begin{bmatrix} F_a \\ F_b \\ F_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 1 \\ -\cos(60^\circ) & \cos(30^\circ) & 1 \\ -\cos(60^\circ) & -\cos(30^\circ) & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} F_\alpha \\ F_\beta \\ F_0 \end{bmatrix} \quad \text{A.1}$$

Por motivos de simplicidad, para realizar operaciones la ecuación A.1 puede ser expresada de la siguiente manera:

$$\begin{bmatrix} F_a \\ F_b \\ F_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 1 \\ -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} & 1 \\ -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} F_\alpha \\ F_\beta \\ F_0 \end{bmatrix} \quad \text{A.2}$$

La ecuación A.1 es la transformación inversa de Clark. Despejando A.2 para las variables (F_α, F_β) , se obtiene:

$$\begin{bmatrix} F_\alpha \\ F_\beta \\ F_0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 1 \\ -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} & 1 \\ -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} & 1 \end{bmatrix}^{-1} \begin{bmatrix} F_a \\ F_b \\ F_c \end{bmatrix} \quad \text{A.3}$$

Determinando la matriz inversa, A.3 puede ser expresada como:

$$\begin{bmatrix} F_\alpha \\ F_\beta \\ F_0 \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} F_a \\ F_b \\ F_c \end{bmatrix} \quad \text{A.4}$$

En términos trigonométricos A.4 se expresa de la siguiente manera:

$$\begin{bmatrix} F_\alpha \\ F_\beta \\ F_0 \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & -\cos(60^\circ) & -\cos(60^\circ) \\ 0 & \cos(30^\circ) & -\cos(30^\circ) \\ \cos(60^\circ) & \cos(60^\circ) & \cos(60^\circ) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} F_a \\ F_b \\ F_c \end{bmatrix} \quad \text{A.5}$$

La ecuación A.4 o A.5 es la transformación directa de Clark, con la cual se representan variables en un marco de referencia bifásico estacionario a partir de variables que se encuentran en el marco de referencia trifásico.

A.2 TRANSFORMACIÓN DE PARK

En la figura A.2 se observa el marco de referencia bifásico estacionario (α, β) , así como también se aprecian dos variables (F_d, F_q) que se encuentran en un marco de referencia bifásico síncrono (d, q) . El marco de referencia síncrono (d, q) , así como sus variables (F_d, F_q) se encuentran rotando respecto al marco de referencia estacionario (α, β) , con una velocidad angular ω_r .

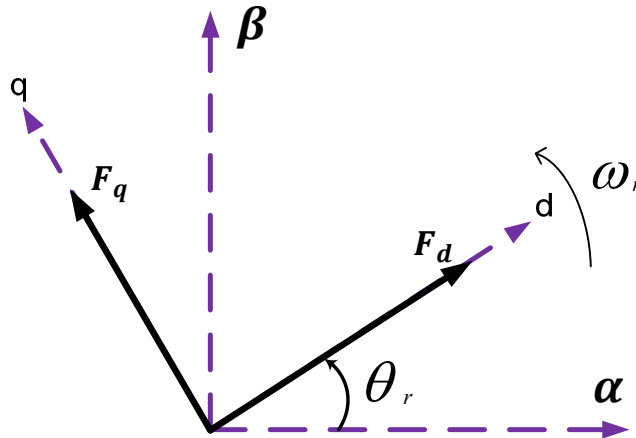


Figura A.2 Marco de referencia síncrono (d, q) y marco de referencia (α, β) .

Con el apoyo de la figura A.2 se analiza la proyección de las variables (F_d, F_q) sobre el marco de referencia (α, β) ; realizando las operaciones matemáticas necesarias y ordenando matricialmente, se obtiene la transformación directa de Park la cual expresa las variables del marco síncrono (d, q) en función de las variables del marco estacionario (α, β) , tal como nos muestra en la ecuación A.6.

$$\begin{bmatrix} F_d \\ F_q \\ F_0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \theta_r & \sin \theta_r & 0 \\ -\sin \theta_r & \cos \theta_r & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} F_\alpha \\ F_\beta \\ F_0 \end{bmatrix} \quad \text{A.6}$$

Despejando para (F_α, F_β) se obtiene:

$$\begin{bmatrix} F_\alpha \\ F_\beta \\ F_0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \theta_r & \sin \theta_r & 0 \\ -\sin \theta_r & \cos \theta_r & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}^{-1} \begin{bmatrix} F_d \\ F_q \\ F_0 \end{bmatrix} \quad \text{A.7}$$

Por lo tanto la transformación inversa de Park está dada por:

$$\begin{bmatrix} F_\alpha \\ F_\beta \\ F_0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \theta_r & -\sin \theta_r & 0 \\ \sin \theta_r & \cos \theta_r & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} F_d \\ F_q \\ F_0 \end{bmatrix} \quad \text{A.8}$$

Sustituyendo la ecuación A.4 en A.6 y simplificando, se obtiene:

$$\begin{bmatrix} F_d \\ F_q \\ F_0 \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos(\theta_r) & \cos\left(\theta_r - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta_r + \frac{2\pi}{3}\right) \\ -\sin(\theta_r) & -\sin\left(\theta_r - \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta_r + \frac{2\pi}{3}\right) \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} F_a \\ F_b \\ F_c \end{bmatrix} \quad \text{A.9}$$

De A.9 claramente se observa que aplicando la transformación directa de Clark y la transformación directa de Park a un sistema en el marco (a, b, c) , es posible transformar las variables del marco (a, b, c) , al marco (d, q) .

Las transformaciones del Clark y de Park analizadas en las secciones A.1 y A.2 son de gran utilidad para el desarrollo de los modelos de la MSIP y del inversor fuente de voltaje. Estas transformaciones son válidas para cualquiera de las variables de flujo, corriente o voltaje trifásico.

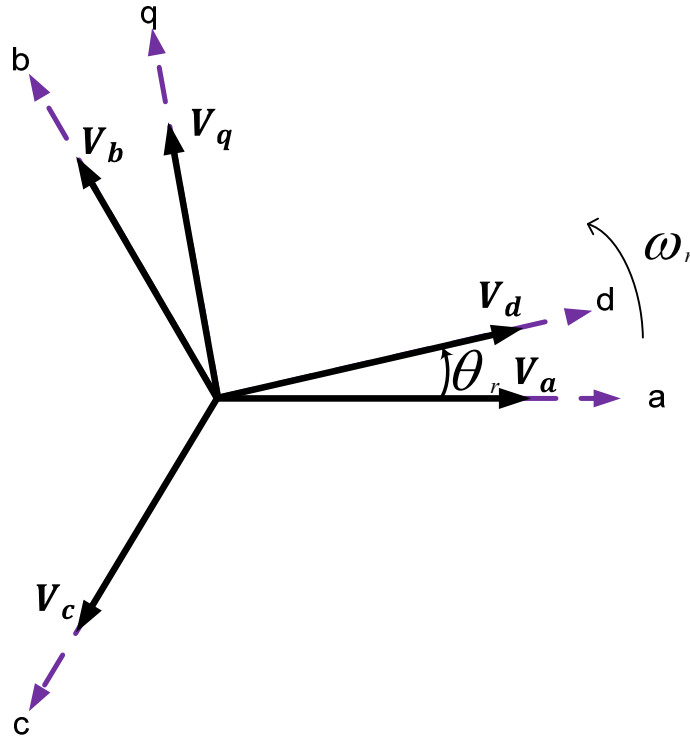
A.3 VECTORES ESPACIALES

Un concepto importante que debe comprenderse para el desarrollo del modelo de la MSIP y del inversor fuente de voltaje, es el de “vectores espaciales”.

Obsérvese la figura A.3, considérese que (V_a, V_b, V_c) corresponde a una alimentación trifásica de un sistema balanceado y con desfase de 120° eléctricos entre fases. De acuerdo a A.9, (V_d, V_q) puede expresarse como:

$$\begin{bmatrix} V_d \\ V_q \\ V_0 \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos(\theta_r) & \cos\left(\theta_r - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta_r + \frac{2\pi}{3}\right) \\ -\sin(\theta_r) & -\sin\left(\theta_r - \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta_r + \frac{2\pi}{3}\right) \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_a \\ V_b \\ V_c \end{bmatrix} \quad \text{A.10}$$

La ecuación A.10 implica que un sistema trifásico (V_a, V_b, V_c) puede ser expresado en un marco de referencia bifásico síncrono a través de las componentes (V_d, V_q, V_0) , donde V_0 es la componente de secuencia cero.


 Figura A.3 Representación de (V_a, V_b, V_c) en (V_d, V_q) .

El vector espacial en el marco de referencia síncrono (d, q) que representa al sistema trifásico, está dado en componentes ortogonales por:

$$V_s = V_d + V_q \quad \text{A.11}$$

Sustituyendo A.10 en A.11 se obtiene:

$$V_s = \frac{2}{3} \left(V_a \cos(\theta_r) + V_b \cos\left(\theta_r - \frac{2\pi}{3}\right) + V_c \cos\left(\theta_r + \frac{2\pi}{3}\right) \right) - \frac{2}{3} \left(V_a \sin(\theta_r) + V_b \sin\left(\theta_r - \frac{2\pi}{3}\right) + V_c \sin\left(\theta_r + \frac{2\pi}{3}\right) \right) \quad \text{A.12}$$

Donde (V_a, V_b, V_c) son los valores instantáneos del voltaje de línea a neutro. Factorizando A.12 se obtiene la siguiente ecuación:

$$V_s = \frac{2}{3} \left(V_a (\cos(\theta_r) - \sin(\theta_r)) + V_b \left(\cos\left(\theta_r - \frac{2\pi}{3}\right) - \sin\left(\theta_r - \frac{2\pi}{3}\right) \right) + V_c \left(\cos\left(\theta_r + \frac{2\pi}{3}\right) - \sin\left(\theta_r + \frac{2\pi}{3}\right) \right) \right) \quad \text{A.13}$$

Por identidades de Euler, A.13 se expresa como:

$$V_s = \frac{2}{3} \left(V_a e^{-j(\theta_r)} + V_b e^{-j(\theta_r - \frac{2\pi}{3})} + V_c e^{-j(\theta_r + \frac{2\pi}{3})} \right) \quad \text{A.14}$$

Considerando al eje d alineado con el eje a , es decir $\theta_r = 0^\circ$, A.14 será:

$$V_s = C \left(V_a + V_b e^{j(\frac{2\pi}{3})} + V_c e^{j(\frac{4\pi}{3})} \right) \quad \text{A.15}$$

La ecuación A.15 implica que hay un vector espacial de voltaje en cualquier instante que representa al voltaje trifásico, esto resulta práctico para el análisis debido a que es posible representar a (V_a, V_b, V_c) con V_s en cualquier momento, incluyendo la etapa transitoria.

La constante C depende del tipo de transformación, en este caso la constante $2/3$ implica que es una transformación clásica, invariante en voltajes pero no invariante en potencia, es decir:

$$(i_\alpha V_\alpha + i_\beta V_\beta) \neq (i_a V_a + i_b V_b + i_c V_c) \quad \text{A.16}$$

APÉNDICE B

DESARROLLO MATEMÁTICO DEL MODELO VECTORIAL DE LA MAQUINA SÍNCRONA DE IMANES PERMANENTES

B.1 DESARROLLO MATEMÁTICO DEL MODELO VECTORIAL DE LA MAQUINA SÍNCRONA DE IMANES PERMANENTES

Del circuito equivalente de la MSIP, por ley de Kirchoff se determina que los voltajes de fase están descritos por las siguientes ecuaciones:

$$V_a = R_a i_a + \frac{d\psi_a}{dt} \quad \text{B.1}$$

$$V_b = R_b i_b + \frac{d\psi_b}{dt} \quad \text{B.2}$$

$$V_c = R_c i_c + \frac{d\psi_c}{dt} \quad \text{B.3}$$

Las transformaciones de Clark y de Park son válidas para cualquiera de las variables de flujo, corriente o voltaje. Aplicando la transformación directa de Clark y Park a los flujos de fase del estator trifásico de la MSIP (ψ_a, ψ_b, ψ_c), se obtienen las componentes del vector espacial de flujo del estator en el marco de referencia bifásico síncrono (d, q):

$$\begin{bmatrix} \psi_d \\ \psi_q \\ \psi_0 \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos(\theta_r) & \cos\left(\theta_r - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta_r + \frac{2\pi}{3}\right) \\ -\sin(\theta_r) & -\sin\left(\theta_r - \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta_r + \frac{2\pi}{3}\right) \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \psi_a \\ \psi_b \\ \psi_c \end{bmatrix} \quad \text{B.4}$$

Desarrollando Ψ_d de la matriz B.4 se obtiene:

$$\psi_d = \frac{2}{3} \left(\cos(\theta_r) \psi_a + \cos\left(\theta_r - \frac{2\pi}{3}\right) \psi_b + \cos\left(\theta_r + \frac{2\pi}{3}\right) \psi_c \right) \quad \text{B.5}$$

Ahora derivando B.5 se consigue:

$$\frac{d\psi_d}{dt} = \frac{2}{3} \left[\cos(\theta_r) \frac{d\psi_a}{dt} - \psi_a \sin(\theta_r) \frac{d\theta_r}{dt} + \cos\left(\theta_r - \frac{2\pi}{3}\right) \frac{d\psi_b}{dt} - \psi_b \sin\left(\theta_r - \frac{2\pi}{3}\right) \frac{d\theta_r}{dt} + \cos\left(\theta_r + \frac{2\pi}{3}\right) \frac{d\psi_c}{dt} - \psi_c \sin\left(\theta_r + \frac{2\pi}{3}\right) \frac{d\theta_r}{dt} \right] \quad \text{B.6}$$

Para el análisis del modelo de la MSIP, θ_r y ω_r son la posición eléctrica y la velocidad eléctrica del rotor y se relacionan de la siguiente manera:

$$\frac{d\theta_r}{dt} = \omega_r \quad \text{B.7}$$

Considerando la ecuación B.7 y factorizando la ecuación B.6 se obtiene que:

$$\frac{d\psi_d}{dt} = \frac{2}{3} \left[\left(-\psi_a \sin(\theta_r) - \psi_b \sin\left(\theta_r - \frac{2\pi}{3}\right) - \psi_c \sin\left(\theta_r + \frac{2\pi}{3}\right) \right) \omega_r + \cos(\theta_r) \frac{d\psi_a}{dt} + \cos\left(\theta_r - \frac{2\pi}{3}\right) \frac{d\psi_b}{dt} + \cos\left(\theta_r + \frac{2\pi}{3}\right) \frac{d\psi_c}{dt} \right] \quad \text{B.8}$$

Observando B.4, se deduce de B.8 que el primer término es el vector espacial del flujo en el eje q, es decir:

$$\Psi_q = 2/3 \left(-\Psi_a \sin(\theta_r) - \Psi_b \sin\left(\theta_r - \frac{2\pi}{3}\right) - \Psi_c \sin\left(\theta_r + \frac{2\pi}{3}\right) \right) \quad \text{B.9}$$

Despejando de B.1, B.2 y B.3 las derivadas de los flujos por fase, se obtienen las ecuaciones siguientes:

$$\frac{d\Psi_a}{dt} = (V_a - R_a i_a) \quad \text{B.10}$$

$$\frac{d\Psi_b}{dt} = (V_b - R_b i_b) \quad \text{B.11}$$

$$\frac{d\Psi_c}{dt} = (V_c - R_c i_c) \quad \text{B.12}$$

Ahora sustituyendo las ecuaciones B.9, B.10, B.11 y B.12 en B.8, se obtiene:

$$\frac{d\Psi_d}{dt} = 2/3 \left[\frac{3}{2} \Psi_q \omega_r + \cos(\theta_r)(V_a - R_a i_a) + \cos\left(\theta_r - \frac{2\pi}{3}\right)(V_b - R_b i_b) + \cos\left(\theta_r + \frac{2\pi}{3}\right)(V_c - R_c i_c) \right] \quad \text{B.13}$$

Ordenando B.13 se obtiene la ecuación siguiente:

$$\frac{d\Psi_d}{dt} = 2/3 \left[\frac{3}{2} \Psi_q \omega_r + V_a \cos(\theta_r) + V_b \cos\left(\theta_r - \frac{2\pi}{3}\right) + V_c \cos\left(\theta_r + \frac{2\pi}{3}\right) - \left(i_a R_a \cos(\theta_r) + i_b R_b \cos\left(\theta_r - \frac{2\pi}{3}\right) + i_c R_c \cos\left(\theta_r + \frac{2\pi}{3}\right) \right) \right] \quad \text{B.14}$$

Asumiendo que cada devanado del estator posee la misma resistencia:

$$R_a = R_b = R_c = R_s \quad \text{B.15}$$

Se reordena a B.14 para obtener:

$$\frac{d\Psi_d}{dt} = \left[\Psi_q \omega_r + 2/3 \left(V_a \cos(\theta_r) + V_b \cos\left(\theta_r - \frac{2\pi}{3}\right) + V_c \cos\left(\theta_r + \frac{2\pi}{3}\right) \right) - R_s 2/3 \left(i_a \cos(\theta_r) + i_b \cos\left(\theta_r - \frac{2\pi}{3}\right) + i_c \cos\left(\theta_r + \frac{2\pi}{3}\right) \right) \right] \quad \text{B.16}$$

Mediante la definición de vectores espaciales, se nota claramente como la componente del vector espacial en el eje **d**, tanto del voltaje como de corriente, aparecen en B.16, por lo tanto se obtiene la siguiente expresión matemática:

$$\frac{d\Psi_d}{dt} = [\Psi_q \omega_r + V_d - R_s i_d] \quad \text{B.17}$$

Despejando B.17 para la componente de voltaje en el eje **d** se obtiene:

$$V_d = \left[\frac{d\Psi_d}{dt} + R_s i_d - \omega_r \Psi_q \right] \quad \text{B.18}$$

Desarrollando Ψ_q de la matriz B.4 se deduce la ecuación B.19:

$$\psi_q = 2/3 \left(-\sin(\theta_r) \psi_a - \sin\left(\theta_r - \frac{2\pi}{3}\right) \psi_b - \sin\left(\theta_r + \frac{2\pi}{3}\right) \psi_c \right) \quad \text{B.19}$$

Diferenciando B.19 se obtiene:

$$\frac{d\psi_q}{dt} = 2/3 \left[-\sin(\theta_r) \frac{d\psi_a}{dt} - \psi_a \cos \theta_r \frac{d\theta_r}{dt} - \sin\left(\theta_r - \frac{2\pi}{3}\right) \frac{d\psi_b}{dt} - \psi_b \cos\left(\theta_r - \frac{2\pi}{3}\right) \frac{d\theta_r}{dt} - \sin\left(\theta_r + \frac{2\pi}{3}\right) \frac{d\psi_c}{dt} - \psi_c \cos\left(\theta_r + \frac{2\pi}{3}\right) \frac{d\theta_r}{dt} \right] \quad \text{B.20}$$

Factorizando y tomando en cuenta a B.7, se obtiene a B.21:

$$\begin{aligned} \frac{d\psi_q}{dt} = & \left[-2/3 \left(\psi_a \cos \theta_r + \psi_b \cos\left(\theta_r - \frac{2\pi}{3}\right) + \psi_c \cos\left(\theta_r + \frac{2\pi}{3}\right) \right) \omega_r - 2/3 \left(\sin(\theta_r) \frac{d\psi_a}{dt} + \right. \right. \\ & \left. \left. \sin\left(\theta_r - \frac{2\pi}{3}\right) \frac{d\psi_b}{dt} + \sin\left(\theta_r + \frac{2\pi}{3}\right) \frac{d\psi_c}{dt} \right) \right] \quad \text{B.21} \end{aligned}$$

El primer término de B.21 es:

$$\psi_d = 2/3 \left(\psi_a \cos \theta_r + \psi_b \cos\left(\theta_r - \frac{2\pi}{3}\right) + \psi_c \cos\left(\theta_r + \frac{2\pi}{3}\right) \right) \quad \text{B.22}$$

Sustituyendo B.10, B.11, B.12 y B.22 en B.21 se obtiene la siguiente expresión matemática:

$$\frac{d\psi_q}{dt} = \left[-\psi_d \omega_r - 2/3 \left(\sin(\theta_r) (V_a - i_a R_a) + \sin\left(\theta_r - \frac{2\pi}{3}\right) (V_b - i_b R_b) + \sin\left(\theta_r + \frac{2\pi}{3}\right) (V_c - i_c R_c) \right) \right] \quad \text{B.23}$$

Tomando en cuenta el criterio de B.15 reordenando y factorizando, B.23 es expresada como:

$$\begin{aligned} \frac{d\psi_q}{dt} = & \left[-\psi_d \omega_r - 2/3 \left(V_a \sin(\theta_r) + V_b \sin\left(\theta_r - \frac{2\pi}{3}\right) + V_c \sin\left(\theta_r + \frac{2\pi}{3}\right) \right) + \right. \\ & \left. 2/3 R_S \left(i_a \sin(\theta_r) + i_b \sin\left(\theta_r - \frac{2\pi}{3}\right) + i_c \sin\left(\theta_r + \frac{2\pi}{3}\right) \right) \right] \quad \text{B.24} \end{aligned}$$

En la ecuación B.24 se aprecia como aparece la componente de voltaje y corriente en el eje q .

$$V_q = -2/3 \left(V_a \sin(\theta_r) + V_b \sin\left(\theta_r - \frac{2\pi}{3}\right) + V_c \sin\left(\theta_r + \frac{2\pi}{3}\right) \right) \quad \text{B.25}$$

$$-i_q = 2/3 \left(i_a \sin(\theta_r) + i_b \sin\left(\theta_r - \frac{2\pi}{3}\right) + i_c \sin\left(\theta_r + \frac{2\pi}{3}\right) \right) \quad \text{B.26}$$

Esto implica que B.24 se pueda expresar como:

$$\frac{d\psi_q}{dt} = [-\psi_d \omega_r + V_q - R_S i_q] \quad \text{B.27}$$

Por lo tanto el vector espacial en el eje q , del voltaje de entrada es:

$$V_q = \left[\frac{d\psi_q}{dt} + R_S i_q + \omega_r \psi_d \right] \quad \text{B.28}$$

El modelo eléctrico de la MSIP expresando en el marco de referencia bifásico síncrono ($\mathbf{d}, \mathbf{q}$) queda definido por las ecuaciones B.18 y B.28:

$$V_d = \left[\frac{d\psi_d}{dt} + R_S i_d - \omega_r \psi_q \right] \quad \text{B.18}$$

$$V_q = \left[\frac{d\psi_q}{dt} + R_S i_q + \omega_r \psi_d \right] \quad \text{B.28}$$

Estas ecuaciones representan las componentes ($\mathbf{d}, \mathbf{q}$) del vector espacial de voltaje del estator y pueden expresarse como:

$$V_d = \left[R_S i_d + L_d \frac{di_d}{dt} - \omega_r \psi_q \right] \quad \text{B.29}$$

$$V_q = \left[R_S i_q + L_q \frac{di_q}{dt} + \omega_r \psi_d \right] \quad \text{B.30}$$

APÉNDICE C

DESARROLLO MATEMÁTICO DE LA ECUACIÓN DE PAR ELECTROMAGNÉTICO DE LA MSIP

C.1 DESARROLLO MATEMÁTICO DE LA ECUACIÓN DE PAR ELECTROMAGNÉTICO DE LA MSIP

En este apéndice se desarrollan las ecuaciones que deducen matemáticamente al par electromagnético desarrollado por la MSIP.

Se sabe que la potencia de entrada a la máquina está dada por

$$P = VI \quad \text{C.1}$$

Considerando una alimentación trifásica a la máquina, se tiene que:

$$P = (V_a \ V_b \ V_c) \begin{pmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{pmatrix} \quad \text{C.2}$$

La ecuación C.2 puede expresarse como:

$$P = \begin{pmatrix} V_a \\ V_b \\ V_c \end{pmatrix}^T \begin{pmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{pmatrix} \quad \text{C.3}$$

Despejando (F_a, F_b, F_c) de A.4 se obtiene:

$$\begin{bmatrix} F_a \\ F_b \\ F_c \end{bmatrix} = \frac{3}{2} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix}^{-1} \begin{bmatrix} F_\alpha \\ F_\beta \\ F_0 \end{bmatrix} \quad \text{C.4}$$

Sustituyendo A.8 en C.4, se obtiene:

$$\begin{bmatrix} F_a \\ F_b \\ F_c \end{bmatrix} = \frac{3}{2} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix}^{-1} \begin{bmatrix} \cos \theta_r & -\sin \theta_r & 0 \\ \sin \theta_r & \cos \theta_r & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} F_d \\ F_q \\ F_0 \end{bmatrix} \quad \text{C.5}$$

Desarrollando la ecuación C.5 y considerando que $\cos(60) = \frac{1}{2}$, $\cos(30) = \frac{\sqrt{3}}{2}$ y $(F_a, F_b, F_c) = (V_a, V_b, V_c)$, se obtiene la expresión matemática C.6.

$$\begin{bmatrix} V_a \\ V_b \\ V_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(\theta_r) & -\sin(\theta_r) & 1 \\ \cos\left(\theta_r - \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta_r - \frac{2\pi}{3}\right) & 1 \\ \cos\left(\theta_r + \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta_r + \frac{2\pi}{3}\right) & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_d \\ V_q \\ V_0 \end{bmatrix} \quad \text{C.6}$$

Esta transformación es válida también para las variables de flujo y corriente, por lo tanto:

$$\begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(\theta_r) & -\sin(\theta_r) & 1 \\ \cos\left(\theta_r - \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta_r - \frac{2\pi}{3}\right) & 1 \\ \cos\left(\theta_r + \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta_r + \frac{2\pi}{3}\right) & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \\ i_0 \end{bmatrix} \quad \text{C.7}$$

Sustituyendo C.6 y C.7 en la ecuación de potencia C.3, esta puede expresarse como:

$$P = \begin{bmatrix} \cos(\theta_r) & -\sin(\theta_r) & 1 \\ \cos\left(\theta_r - \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta_r - \frac{2\pi}{3}\right) & 1 \\ \cos\left(\theta_r + \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta_r + \frac{2\pi}{3}\right) & 1 \end{bmatrix}^T \begin{bmatrix} V_d \\ V_q \\ V_0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \cos(\theta_r) & -\sin(\theta_r) & 1 \\ \cos\left(\theta_r - \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta_r - \frac{2\pi}{3}\right) & 1 \\ \cos\left(\theta_r + \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta_r + \frac{2\pi}{3}\right) & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \\ i_0 \end{bmatrix} \quad \text{C.8}$$

Realizando las operaciones matriciales necesarias, simplificando y ordenando se demuestra que la potencia es igual a:

$$P = (V_d \quad V_q \quad V_0) \begin{pmatrix} \frac{3}{2} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{3}{2} & 0 \\ 0 & 0 & 3 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} i_d \\ i_q \\ i_0 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} V_d \\ V_q \\ V_0 \end{pmatrix}^T \begin{pmatrix} \frac{3}{2} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{3}{2} & 0 \\ 0 & 0 & 3 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} i_d \\ i_q \\ i_0 \end{pmatrix} \quad \text{C.9}$$

Suponiendo que la potencia es constante, la energía es igual al producto de la potencia por el tiempo:

$$E = P t \quad \text{C.10}$$

Por lo tanto esto implica que:

$$\frac{dE}{dt} = P \quad \text{C.11}$$

Igualando C.9 con C.11 se obtiene:

$$\frac{dE}{dt} = P = \begin{pmatrix} V_d \\ V_q \\ V_0 \end{pmatrix}^T \begin{pmatrix} \frac{3}{2} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{3}{2} & 0 \\ 0 & 0 & 3 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} i_d \\ i_q \\ i_0 \end{pmatrix} \quad \text{C.12}$$

Se sabe que el flujo es igual al producto de la inductancia por la corriente:

$$\Psi = L i \quad \text{C.13}$$

Por lo tanto las ecuaciones del modelo vectorial de la MSIP 2.2 y 2.3 pueden ser expresadas matricialmente como:

$$\begin{pmatrix} V_d \\ V_q \\ V_0 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \frac{d\Psi_d}{dt} \\ \frac{d\Psi_q}{dt} \\ \frac{d\Psi_0}{dt} \end{pmatrix} + R_s \begin{pmatrix} i_d \\ i_q \\ i_0 \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} 0 & -1 & 0 \\ 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \Psi_d \\ \Psi_q \\ \Psi_0 \end{pmatrix} \omega_r \quad \text{C.14}$$

Derivando la ecuación 2.1 se obtiene:

$$\begin{pmatrix} \frac{d\psi_d}{dt} \\ \frac{d\psi_q}{dt} \\ \frac{d\psi_0}{dt} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} L_d & 0 & 0 \\ 0 & L_q & 0 \\ 0 & 0 & L_{ls} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \frac{di_d}{dt} \\ \frac{di_q}{dt} \\ \frac{di_0}{dt} \end{pmatrix} \quad \text{C.15}$$

El término L_{ls} corresponde a la inductancia de dispersión del estator de la MSIP. Sustituyendo las ecuaciones 2.1 y C.15 en C.14, se obtiene:

$$\begin{pmatrix} V_d \\ V_q \\ V_0 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} L_d & 0 & 0 \\ 0 & L_q & 0 \\ 0 & 0 & L_{ls} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \frac{di_d}{dt} \\ \frac{di_q}{dt} \\ \frac{di_0}{dt} \end{pmatrix} + R_S \begin{pmatrix} i_d \\ i_q \\ i_0 \end{pmatrix} + \left[\begin{pmatrix} 0 & -L_q & 0 \\ L_d & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} i_d \\ i_q \\ i_0 \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} 0 \\ \psi_{IP} \\ 0 \end{pmatrix} \right] \omega_r \quad \text{C.16}$$

Sustituyendo C.16 en la ecuación de potencia C.12:

$$\begin{aligned} \frac{dE}{dt} = P = & \left(\begin{pmatrix} \frac{di_d}{dt} & \frac{di_q}{dt} & \frac{di_0}{dt} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} L_d & 0 & 0 \\ 0 & L_q & 0 \\ 0 & 0 & L_{ls} \end{pmatrix} + R_S \begin{pmatrix} i_d & i_q & i_0 \end{pmatrix} + \left[\begin{pmatrix} 0 & L_d & 0 \\ -L_q & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} i_d \\ i_q \\ i_0 \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} 0 \\ \psi_{IP} \\ 0 \end{pmatrix} \right] \omega_r \right) \left\{ \begin{pmatrix} \frac{3}{2} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{3}{2} & 0 \\ 0 & 0 & 3 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} i_d \\ i_q \\ i_0 \end{pmatrix} \right\} \\ & \quad \quad \quad \text{C.17} \end{aligned}$$

Desarrollando las operaciones matriciales anteriores y organizando se tiene:

$$\begin{aligned} \frac{dE}{dt} = P = & \left[\begin{pmatrix} \frac{di_d}{dt} & \frac{di_q}{dt} & \frac{di_0}{dt} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \frac{3}{2}L_d & 0 & 0 \\ 0 & \frac{3}{2}L_q & 0 \\ 0 & 0 & 3L_{ls} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} i_d \\ i_q \\ i_0 \end{pmatrix} \right] + \left[R_S \begin{pmatrix} i_d & i_q & i_0 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} 3/2 & 0 & 0 \\ 0 & 3/2 & 0 \\ 0 & 0 & 3 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} i_d \\ i_q \\ i_0 \end{pmatrix} \right] + \\ & \left[\begin{pmatrix} i_d & i_q & i_0 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} 0 & \frac{3}{2}L_d & 0 \\ -\frac{3}{2}L_q & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} i_d \\ i_q \\ i_0 \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} 0 & \frac{3}{2}\psi_{IP}i_q & 0 \end{pmatrix} \right] \omega_r \quad \text{C.18} \end{aligned}$$

El primer término de C.18 representa la potencia almacenada en los inductores:

$$\left[\begin{pmatrix} \frac{di_d}{dt} & \frac{di_q}{dt} & \frac{di_0}{dt} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \frac{3}{2}L_d & 0 & 0 \\ 0 & \frac{3}{2}L_q & 0 \\ 0 & 0 & 3L_{ls} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} i_d \\ i_q \\ i_0 \end{pmatrix} \right] \quad \text{C.19}$$

Mientras que el segundo término de C.18 representa las pérdidas de potencia disipada en los resistores:

$$\left[\mathbf{R}_S(\mathbf{i}_d \quad \mathbf{i}_q \quad \mathbf{i}_0) \begin{pmatrix} 3/2 & 0 & 0 \\ 0 & 3/2 & 0 \\ 0 & 0 & 3 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \mathbf{i}_d \\ \mathbf{i}_q \\ \mathbf{i}_0 \end{pmatrix} \right] \quad \text{C.20}$$

El modelo de la MSIP que se desarrolla está enfocado a su operación y no a su eficiencia, por lo tanto se desprecian los dos primeros términos de la ecuación, implicando que la potencia disponible en la MSIP para desarrollar par electromagnético es:

$$\frac{dE}{dt} = P = \left[(\mathbf{i}_d \quad \mathbf{i}_q \quad \mathbf{i}_0) \begin{pmatrix} 0 & \frac{3}{2}L_d & 0 \\ -\frac{3}{2}L_q & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \mathbf{i}_d \\ \mathbf{i}_q \\ \mathbf{i}_0 \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} 0 & \frac{3}{2}\Psi_{IP}\mathbf{i}_q & 0 \end{pmatrix} \right] \omega_r \quad \text{C.21}$$

Desarrollando los productos, C.21 se puede expresar como:

$$\frac{dE}{dt} = P = \frac{3}{2} (L_d \mathbf{i}_d \mathbf{i}_q - L_q \mathbf{i}_q \mathbf{i}_d + \Psi_{IP} \mathbf{i}_q) \omega_r \quad \text{C.22}$$

Se sabe que el par electromagnético de la máquina esta dado por:

$$T_e = \frac{P}{\omega_{mec}} = \frac{dE/dt}{d\theta_{mec}/dt} \quad \text{C.23}$$

La relación entre la posición eléctrica y la posición mecánica de la máquina está dada por la ecuación C.24 donde p es el número de pares de polos de la máquina.

$$\theta_r = p \theta_{mec} \quad \text{C.24}$$

Derivando C.24 se tiene:

$$\frac{d\theta_r}{dt} = p \frac{d\theta_{mec}}{dt} \quad \text{C.25}$$

Por lo tanto la velocidad eléctrica es igual a:

$$\omega_r = p \omega_{mec} \quad \text{C.26}$$

Lo que implica que la velocidad mecánica es:

$$\omega_{mec} = \frac{\omega_r}{p} \quad \text{C.27}$$

Donde:

ω_r es la velocidad eléctrica del rotor en rad/seg.

ω_{mec} es la velocidad mecánica del rotor en rad/seg.

θ_{mec} es la posición mecánica del rotor.

Ahora sustituyendo C.22 y C.27 en C.23 se obtiene:

$$T_e = \frac{dE/dt}{\omega_{mec}} = \frac{\frac{3}{2} (L_d \mathbf{i}_d \mathbf{i}_q - L_q \mathbf{i}_q \mathbf{i}_d + \Psi_{IP} \mathbf{i}_q) \omega_r}{\frac{\omega_r}{p}} \quad \text{C.28}$$

APÉNDICE D

PRINCIPIOS TEÓRICOS PARA EL DISEÑO DEL LAZO DE CONTROL DE VELOCIDAD DE LA MSIP

D.1 PRINCIPIOS TEORICOS PARA EL DISEÑO DEL LAZO DE CONTROL DE VELOCIDAD DE LA MSIP

A continuación se mencionan los conceptos básicos necesarios para comprender el diseño del lazo de control de velocidad, la teoría se basa en [46].

Los sistemas de control comúnmente utilizan controladores Proporcional Integral, cuya entrada es el error entre la referencia de entrada y la salida medida.

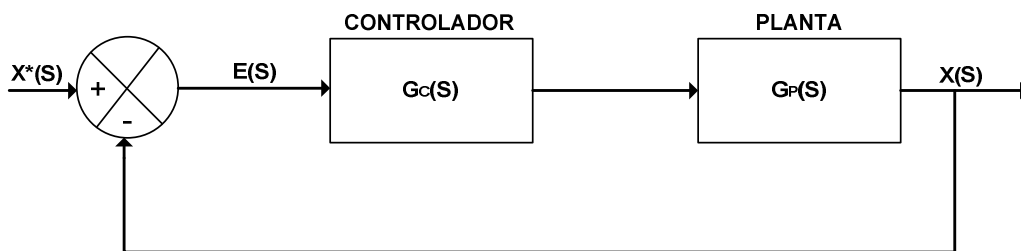
El controlador proporcional produce una salida proporcional al error de entrada.

En lazos de control de par electromagnético y velocidad, surgirán errores en estado estable en la respuesta de la variable controlada si únicamente se usa un controlador proporcional. Por lo tanto es necesario que el controlador proporcional sea usado en combinación con el controlador integral.

La salida del controlador integral, es la integral del error de entrada. Este controlador responde lentamente debido a que a su acción es depende del tiempo de la integral del error.

Para una función escalón como referencia, el error en estado estable tiende a cero, debido a que la acción de integrador continua mientras el error sea distinto de cero.

Una representación general del diagrama de bloques del lazo de control, se observar en la figura D.1.



La figura D.1 Representación del sistema de control simplificado.

En el diagrama de bloques mostrado, $G_p(S)$ es la función de transferencia de la planta en el dominio de Laplaces, mientras que $G_c(S)$ es la función de transferencia del controlador. La entrada de referencia al sistema es $X^*(S)$, mientras que la respuesta a la salida del sistema es $X(S)$, idealmente $X(S) = X^*(S)$.

El controlador $G_c(S)$ debe diseñarse con los siguientes objetivos:

- ❖ Error cero en estado estable.
- ❖ Una buena respuesta dinámica lo que implica:
 - ❖ Una rápida respuesta en los transitorios.
 - ❖ Un tiempo de estabilización y un sobretiro pequeños.

La función de transferencia en lazo abierto del sistema se describe por la ecuación A.1 y la función de transferencia en lazo cerrado por la ecuación A.2.

$$G_{LA}(S) = G_C(S) * G_P(S) \quad A.1$$

$$G_{LC}(S) = \frac{G_{LA}(S)}{1 + G_{LA}(S)} \quad A.2$$

El sistema de control debe responder a grandes cambios en los valores de referencia deseados de par electromagnético, velocidad, posición y deben ser capaces de rechazar grandes disturbios de carga inesperados; para estos grandes cambios el sistema es no lineal, debido a que la carga mecánica es altamente no lineal. Por lo tanto, se sugieren los siguientes pasos y criterios esenciales para diseñar el controlador [46]:

- ❖ El primer paso, es asumir que alrededor del punto de operación en estado estable los cambios en la entrada de referencia y los disturbios causados por la carga son pequeños. En este análisis de pequeña señal, el sistema puede ser considerado lineal alrededor del punto de operación en estado estable, permitiendo que los conceptos básicos de la teoría del control lineal puedan ser aplicados.
- ❖ Basado en la teoría del control lineal, una vez que el controlador ha sido diseñado, el sistema completo puede ser simulado bajo condiciones de grandes señales para evaluar el desempeño del controlador. De esta manera los parámetros del controlador pueden ser ajustados apropiadamente.

Con las justificaciones anteriores, el sistema es considerado lineal. Este análisis lineal puede ser extendido a sistemas no lineales y a condiciones de operación de estado estable diferentes a cero.

Para comenzar el diseño del controlador, primero se debe conocer la planta, que en este caso es la MSIP y esta descrita por las ecuaciones 2.4, 2.6 y 2.9.

$$\begin{pmatrix} V_d \\ V_q \\ V_0 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} L_d & 0 & 0 \\ 0 & L_q & 0 \\ 0 & 0 & L_{ls} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \frac{di_d}{dt} \\ \frac{di_q}{dt} \\ \frac{di_0}{dt} \end{pmatrix} + R_s \begin{pmatrix} i_d \\ i_q \\ i_0 \end{pmatrix} + \left[\begin{pmatrix} 0 & -L_q & 0 \\ L_d & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} i_d \\ i_q \\ i_0 \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} 0 \\ \Psi_{IP} \\ 0 \end{pmatrix} \right] \omega_r \quad 2.4$$

$$T_e = \frac{3}{2} p (\Psi_d i_q - \Psi_q i_d) \quad 2.6$$

$$\Sigma_T = T_e = T_L + \frac{J d\omega_{mec}}{dt} + \beta \omega_{mec} \quad 2.9$$

Aplicando la transformada de Laplace a 2.4, 2.6 y 2.9, despreciando la componente de secuencia cero, considerando que el acoplamiento existente en cada una de las ecuaciones está completamente compensado, considerando el par de carga igual a cero y considerando el coeficiente de fricción como parte del par de carga; el modelo de la MSIP en el dominio de la frecuencia puede expresarse como [41, 46]:

$$V_d = S L_d i_d + R_s i_d \quad A.3$$

$$V_q = S L_q i_q + R_s i_q + \omega_r \Psi_{IP} \quad A.4$$

$$T_e = \frac{3}{2} p (i_q \Psi_{IP}) \quad A.5$$

$$S\omega_r = \frac{p}{J} T_e$$

A.6

Para continuar con el diseño del lazo de control de velocidad, es muy importante considerar como influye la dinámica de los lazos de control de flujo y par electromagnético. A continuación se da una breve explicación al respecto.

Los lazos de control de flujo y par del DTC clásico se realizan con controladores de histéresis respectivamente, las ecuaciones que rigen el control de estas variables son 3.10 para el par electromagnético y 3.15 para el flujo, estas ecuaciones involucran variables eléctricas. Por otro lado el lazo de control de la velocidad de la MSIP involucra variables mecánicas, de acuerdo a la ecuación 2.9.

Debido a que los procesos eléctricos son mucho más rápido que los procesos mecánicos, la dinámica de los lazos de control de flujo y par electromagnético es mucho más rápida que la dinámica del lazo de control de velocidad del rotor de la MSIP. Como consecuencia en el análisis del diagrama de bloques del lazo de control de velocidad, el lazo de control de par se puede ser asumido ideal para propósitos de diseño y puede representarse con un bloque de ganancia unitaria [41, 46].

En [41] se analiza el diseño de los controladores de la MSIP utilizando el control de campo orientado. En los lazos internos de control de par (i_q) y de flujo (i_d) no se considera el efecto de la fuerza electromotriz ($\omega_r \Psi_{IP}$) debido a que esta depende de la velocidad de la MSIP y la dinámica del lazo de control de la corriente es mucho más rápida y no está influenciada por la velocidad [41].

El ancho de banda o frecuencia de corte de los controladores de corriente, se considera de un orden de magnitud menor a la frecuencia de conmutación del inversor, con el objetivo de evitar la interferencia en el controlador generada por el ruido de la conmutación en el inversor [41].

Por otro lado debido a que los procesos eléctricos son mucho más rápidos que los procesos mecánicos, se considera el ancho de banda del lazo de control de velocidad de un orden de magnitud menor al ancho de banda del lazo de control de par (i_q).

APÉNDICE E

PARÁMETROS DE LA SIMULACIÓN Y CÓDIGO DE LOS ALGORITMOS EMPLEADOS

E.1 PARÁMETROS DE LA SIMULACIÓN “VARIABLES.M”

```

%%INSTITUTO POLITÉCNICO NACIONAL SEPI ESIME ZACATENCO
%%MAESTRÍA EN CIENCIAS EN INGENIERÍA ELÉCTRICA, ELECTRÓNICA DE POTENCIA
%%ING. ALBERTO ENRIQUE SIXTEGA LANDEROS
%%DIRECT TORQUE CONTROL FOR PERMANENT MAGNET SYNCHRONOUS MOTOR
clc;
clear all;
%%=====PARAMETROS DE LA MSIP=====
par_nominal=36.9;           %%PAR NOMINAL
par_limite=par_nominal;    %%PAR DE REFERENCIA LIMITADO AL VALOR DE PAR
                             %%NOMINAL
Rs = 0.15/2;               %%RESISTENCIA DEL DEVANADO DE ESTATOR (Ohm)
Ld =1.25e-3;               %%INDUCTANCIA EN EL EJE D (Henry)
Lq = Ld;                   %%INDUCTANCIA EN EL EJE D (Henry)
Lls = Ld;                  %%INDUCTANCIA PARA EL CIRCUITO DE COMPONENTE 0
p = 4;                     %%NÚMERO DE PARES DE POLOS
fip = 0.1666;              %% (Ke*sqrt(2)/sqrt(3))/(1000*P*pi/30); %%FLUJO
                             %%DEL IMÁN PERMANENTE RMS (Nm/A)
J = 0.00864;               %%MOMENTO DE INERCIA DEL ROTOR (Kgm^2)
B = 0.0000000000038;      %%COEFICIENTE DE FRICCIÓN (Nm/rads^-1)
%%=====

%%=====VARIABLES DECLARADAS=====
Vdc = 127*sqrt(3)*sqrt(2); %%voltage del bus de directa
Fs=200000;                 %%frecuencia de muestreo
Ts=1/Fs;                   %%periodo de muestreo
Flujo_Referencia=fip;      %%flujo de referencia
delta_par=par_nominal*0.0293; %%ancho de banda del controlador de par
delta_flujo=fip*0.0122;    %%ancho de banda del controlador de flujo
FFc=400;                   %%frecuencia de corte del filtro para estimar
                             %%theta
%%=====

%%=====
%%sintonizacion del controlador PI del lazo de control de We en el DTC
%%margen_fase=60-180grados=-120grados=2*pi/3
fc=50;                     %%frecuencia de corte del controlador PI
wc=2*pi*fc;
Ki=(wc*wc*J)/(p*sqrt(1+tan(2*pi/3)*tan(2*pi/3)));
Kp=(Ki*tan(2*pi/3))/wc;
Kiw=Ki;
Kpw=abs(Kp);
%%=====

```

E.2 CÓDIGO DE LA TRANSFORMACIÓN DIRECTA DE CLARK PARA EL MODELO DE LA MSIP

```

%%=====
function [Valfa,Vbeta,Vcero] = Transformacion_Clark(Va,Vb,Vc)
Valfa=(Va);
Vbeta=(1/sqrt(3))*(Vb-Vc);
Vcero=0;

```



```
function [ALFA,BETA,CERO] = abc_to_ALFA_BETA(Va,Vb,Vc)
ALFA=(Va);
BETA=(1/sqrt(3))*(Vb-Vc);
CERO=0;
%%%=====
```

E.3 CÓDIGO DE LA TRANSFORMACIÓN DIRECTA DE PARK PARA EL MODELO DE LA MSIP

```
%%%=====
function [Vd,Vq,Vcero_] = Transformacion_Park(Valfa,Vbeta,Vcero,theta)
Vd=Valfa*cos(theta) + Vbeta*sin(theta);
Vq=-1*(Valfa*sin(theta)) + Vbeta*cos(theta);
Vcero_=Vcero;
%%%=====
```

E.4 CÓDIGO DE LA ECUACIÓN PARA CALCULAR LA ACELERACIÓN DE LA MSIP

```
%%%=====
function dwr_dt = aceleracion(iq,B,p,J,fip,TL,Wr_1)
% This block supports an embeddable subset of the MATLAB language.
% See the help menu for details.
Wr=Wr_1;
Te = (3*p*iq/2)*(fip);
dwr_dt = (p*(Te-TL) - B*Wr)/J;
%%%=====
```

E.5 CÓDIGO DE LA TRANSFORMACIÓN DIRECTA DE CLARK DE CORRIENTE Y VOLTAJE TRIFÁSICA PARA EL ALGORITMO DEL DTC

```
%%%=====
function [Valfa,Vbeta,ialfa,ibeta]=Transformacion_Clark(Va,Vb,Vc,ia,ib,ic)
Valfa=Va;
Vbeta=(1/sqrt(3))*(Vb-Vc);
ialfa=ia;
ibeta=(1/sqrt(3))*(ib-ic);
%%%=====
```

E.6 CÓDIGO DE LA INTEGRAL DISCRETA PARA EL CÁLCULO DE LAS COMPONENTES (α, β) DEL VECTOR DE FLUJO DEL ESTATOR

```
%%%=====
function [flujo_alfa,flujo_beta] = calcula_flujo(Valfa_1,Vbeta_1,ialfa,
ibeta,ialfa_1,ibeta_1,Rs,Ts,flujo_alfa_1,flujo_beta_1)
flujo_alfa = Ts*(Valfa_1 - Rs*((ialfa+ialfa_1)/2)) + flujo_alfa_1;
flujo_beta = Ts*(Vbeta_1 - Rs*((ibeta+ibeta_1)/2)) + flujo_beta_1;
%%%=====
```

E.7 CÓDIGO DE LAS ECUACIONES PARA EL CÁLCULO DE LA MAGNITUD Y ÁNGULO DEL VECTOR DE FLUJO DEL ESTATOR, DEL PAR ELECTROMAGNÉTICO Y EL ÁNGULO DE CARGA

```
%%%=====
function [flujo_magnitud,flujo_ang_Rad,flujo_ang_Deg,statep,Te,Delta] =
flujo_par_Delta(ialfa,ibeta,flujo_alfa,flujo_beta,statem,P,Is,fip)
flujo_magnitud = sqrt((flujo_alfa*flujo_alfa) + (flujo_beta*flujo_beta));
flujo_ang_Rad = atan(flujo_beta/flujo_alfa);
flujo_ang_Deg = atand(flujo_beta/flujo_alfa);
Te = (3/2)*(P)*(flujo_alfa*ibeta - flujo_beta*ialfa);
Delta=asin(2*Te*Is/(3*P*fip*flujo_magnitud));
%%%=====
```

E.8 CÓDIGO DEL ALGORITMO PARA CALCULAR EL SECTOR DONDE GIRA EL VECTOR DE FLUJO

```

%%=====
function sector = SECTOR_IDENTIFICATION(alpha_flux,beta_flux)%,sector_1)
%ANGLE DETERMINATION
angle = atan (beta_flux/alpha_flux);
%IF ALPHA FLUX IS BIGGER THAN ZERO
if (alpha_flux>0) && (beta_flux==0)
    sector=1;
elseif (alpha_flux>0) && (beta_flux>0) && (angle > 0.52359878)
    sector=2;
elseif (alpha_flux>0) && (beta_flux>0) && (angle <= 0.52359878)
    sector=1;
elseif (alpha_flux>0) && (beta_flux<0) && ((-angle) > 0.52359878)
    sector=6;
elseif (alpha_flux>0) && (beta_flux<0) && ((-angle) <= 0.52359878)
    sector=1;
%IF ALPHA FLUX IS SMALLER THAN ZERO
elseif (alpha_flux<0) && (beta_flux==0)
    sector=4;
elseif (alpha_flux<0) && (beta_flux>0) && ((-angle) > 0.52359878)
    sector=3;
elseif (alpha_flux<0) && (beta_flux>0) && ((-angle) <= 0.52359878)
    sector=4;
elseif (alpha_flux<0) && (beta_flux<0) && (angle > 0.52359878)
    sector=5;
elseif (alpha_flux<0) && (beta_flux<0) && (angle <= 0.52359878)
    sector=4;
elseif (alpha_flux==0) && (beta_flux>0)
    sector=2;
elseif (alpha_flux==0) && (beta_flux<0)
    sector=5;
else
    sector=0;
end
%%=====

```

E.9 CÓDIGO DEL ALGORITMO DEL CONTROLADOR DE HISTÉRESIS Y DE LA TABLA DE SELECCIÓN DEL VECTOR ESPACIAL DE VOLTAJE

```

%%=====
function [edo_flujo,edo_par,sa,sb,sc,vsi_edo] =
histeresis_tabla_seleccion(sector,par_real,par_referencia,flujo_real,flujo_referencia,delta_par,delta_flujo,edo_par_1,edo_flujo_1)
%*****HYSTERESIS COMPARATOR*****
torque_error=par_referencia-par_real;
if(torque_error>delta_par)
    edo_par=1;
elseif(torque_error<(-delta_par))
    edo_par=0;
else
    edo_par=edo_par_1;
end

flux_error=flujo_referencia-flujo_real;
if(flux_error>delta_flujo)
    edo_flujo=1;
elseif(flux_error<(-delta_flujo))
    edo_flujo=0;
else
    edo_flujo=edo_flujo_1;
end

```

```

end
%*****SWITCHING TABLE*****
if (sector==1) && (flux_state==1) && (torque_state==1)
    da=1;db=1;dc=0;
    vsi_edo=2;
elseif (sector==1) && (flux_state==1) && (torque_state==0)
    da=1;db=0;dc=1;
    vsi_edo=6;
elseif (sector==1) && (flux_state==0) && (torque_state==1)
    da=0;db=1;dc=0;
    vsi_edo=3;
elseif (sector==1) && (flux_state==0) && (torque_state==0)
    da=0;db=0;dc=1;
    vsi_edo=5;
%*****SECTOR 2*****
elseif (sector==2) && (flux_state==1) && (torque_state==1)
    da=0;db=1;dc=0;
    vsi_edo=3;
elseif (sector==2) && (flux_state==1) && (torque_state==0)
    da=1;db=0;dc=0;
    vsi_edo=1;
elseif (sector==2) && (flux_state==0) && (torque_state==1)
    da=0;db=1;dc=1;
    vsi_edo=4;
elseif (sector==2) && (flux_state==0) && (torque_state==0)
    da=1;db=0;dc=1;
    vsi_edo=6;
%*****SECTOR 3*****
elseif (sector==3) && (flux_state==1) && (torque_state==1)
    da=0;db=1;dc=1;
    vsi_edo=4;
elseif (sector==3) && (flux_state==1) && (torque_state==0)
    da=1;db=1;dc=0;
    vsi_edo=2;

elseif (sector==3) && (flux_state==0) && (torque_state==1)
    da=0;db=0;dc=1;
    vsi_edo=5;
elseif (sector==3) && (flux_state==0) && (torque_state==0)
    da=1;db=0;dc=0;
    vsi_edo=1;
%*****SECTOR 4*****
elseif (sector==4) && (flux_state==1) && (torque_state==1)
    da=0;db=0;dc=1;
    vsi_edo=5;
elseif (sector==4) && (flux_state==1) && (torque_state==0)
    da=0;db=1;dc=0;
    vsi_edo=3;
elseif (sector==4) && (flux_state==0) && (torque_state==1)
    da=1;db=0;dc=1;
    vsi_edo=6;
elseif (sector==4) && (flux_state==0) && (torque_state==0)
    da=1;db=1;dc=0;
    vsi_edo=2;
%*****SECTOR 5*****
elseif (sector==5) && (flux_state==1) && (torque_state==1)
    da=1;db=0;dc=1;
    vsi_edo=6;
elseif (sector==5) && (flux_state==1) && (torque_state==0)
    da=0;db=1;dc=1;
    vsi_edo=4;
elseif (sector==5) && (flux_state==0) && (torque_state==1)

```

```

        da=1;db=0;dc=0;
        vsi_edo=1;
elseif (sector==5) && (flux_state==0) && (torque_state==0)
        da=0;db=1;dc=0;
        vsi_edo=3;
%*****SECTOR 6*****
elseif (sector==6) && (flux_state==1) && (torque_state==1)
        da=1;db=0;dc=0;
        vsi_edo=1;
elseif (sector==6) && (flux_state==1) && (torque_state==0)
        da=0;db=0;dc=1;
elseif (sector==6) && (flux_state==0) && (torque_state==1)
        da=1;db=1;dc=0;
        vsi_edo=2;
elseif (sector==6) && (flux_state==0) && (torque_state==0)
        da=0;db=1;dc=1;
        vsi_edo=4;
else
        da=0;db=0;dc=0;
        vsi_edo=0;
end
%%%=====

```

E.10 CÓDIGO DEL ALGORITMO DE RECONSTRUCCIÓN DE VOLTAJE TRIFÁSICO

```

%%%=====
function [Vfa,Vfb,Vfc,V_Alpha,V_Beta] = V_abc_Rec(Vdc,VSI_Edo)
%arrays utilizados para reconstrucción del voltaje trifásico (a,b,c)
Va=[2/3;1/3;-1/3;-2/3;-1/3;1/3];
Vb=[-1/3;1/3;2/3;1/3;-1/3;-2/3];
Vc=[-1/3;-2/3;-1/3;1/3;2/3;1/3];
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
%reconstrucción de voltajes(a,b,c)
Vfa=Va(VSI_Edo)*Vdc;
Vfb=Vb(VSI_Edo)*Vdc;
Vfc=Vc(VSI_Edo)*Vdc;
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
%reconstrucción de voltajes(alfa,beta)
V_Alpha=Va(VSI_Edo)*Vdc;
V_Beta=(Vb(VSI_Edo)-Vc(VSI_Edo))*Vdc/sqrt(3);
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
%%%=====

```

E.11 CÓDIGO DEL ALGORITMO PARA LA ETAPA DEL CÁLCULO DE LAS CORRIENTES PREDICHAS

```

%===== (1) PREDICTION=====
function [i_alfa,i_beta,E_alfa,E_beta,ia_pred,ib_pred,ic_pred] =
Current_Prediction(Rs,fip,L,Ts,We,theta,v_alfa_1,v_beta_1,i_alfa_1,i_beta_1,E_alfa_1,E_beta_1)
%Three phase currents are predicted based on the dymanic PMSM model
Ke=fip;
E_alfa= -Ke*We*sin(theta);
E_beta= Ke*We*cos(theta);
i_alfa= i_alfa_1 + (Ts/L)*(v_alfa_1 - E_alfa_1 - Rs*i_alfa_1);
i_beta= i_beta_1 + (Ts/L)*(v_beta_1 - E_beta_1 - Rs*i_beta_1);
ia_pred= i_alfa;
ib_pred= (-i_alfa/2) + (sqrt(3)*i_beta)/2;
ic_pred= (-i_alfa/2) - (sqrt(3)*i_beta)/2;
%%%=====

```

E.12 CÓDIGO DEL ALGORITMO PARA LA ETAPA DEL CÁLCULO DE LAS CORRIENTES AJUSTADAS

```
%===== (2) ADJUSTMENT AND COMPENSATION =====
function [ia,ib,ic,i_alfa,i_beta,e] =
Current_Prediction(id,VSI_Edo,ia_pred,ib_pred,ic_pred)
if (VSI_Edo==1)
    ia=id;
    e=ia-ia_pred;
    ib=ib_pred - (e/2);
    ic=ic_pred - (e/2);
elseif (VSI_Edo==2)
    ic=-id;
    e=ic-ic_pred;
    ib=ib_pred - (e/2);
    ia=ia_pred - (e/2);
elseif (VSI_Edo==3)
    ib=id;
    e=ib-ib_pred;
    ic=ic_pred - (e/2);
    ia=ia_pred - (e/2);
elseif (VSI_Edo==4)
    ia=-id;
    e=ia-ia_pred;
    ib=ib_pred - (e/2);
    ic=ic_pred - (e/2);
elseif (VSI_Edo==5)
    ic=id;
    e=ic-ic_pred;
    ib=ib_pred - (e/2);
    ia=ia_pred - (e/2);
elseif (VSI_Edo==6)
    ib=-id;
    e=ib-ib_pred;
    ic=ic_pred - (e/2);
    ia=ia_pred - (e/2);

else
    ia=0;
    ib=0;
    ic=0;
    e=0;
end
i_alfa=ia;
i_beta=(1/sqrt(3))*(ia+2*ib);
%%%
```

E.13 CÓDIGO DEL BLOQUE EMBEBIDO QUE PROCESA EL ERROR ENTRE LA VELOCIDAD DE REFERENCIA Y REAL

```
%%%=====
function Error = Wr_Error(Reference_Wr,Estimated_Wr)
Error = Reference_Wr - Estimated_Wr;
%%%
```

E.14 CÓDIGO DE LA PRIMERA ETAPA DE ACONDICIONAMIENTO DEL ÁNGULO DEL VECTOR DE FLUJO DEL ESTATOR

```
%%%=====
function [FA_Conditioned,statep] = Phase_Acondition(sector,Flux_Angle,
FA_Conditioned_1)
FA_Conditioned = FA_Conditioned_1;
```

```

if((Flux_Angle>=0)&&(Flux_Angle<pi/2))
    if((sector==4)|| (sector==5))
        FA_Conditioned=Flux_Angle+pi;
    elseif((sector==1)|| (sector==2))
        FA_Conditioned=Flux_Angle;
    end;
elseif((Flux_Angle>=-pi/2)&&(Flux_Angle<0))
    if((sector==3)|| (sector==4))
        FA_Conditioned=Flux_Angle+pi;
    elseif((sector==6)|| (sector==1))
        FA_Conditioned=Flux_Angle+2*pi;
    end;
end;
%%%=====

```

E.15 CÓDIGO DE LA SEGUNDA ETAPA DE ACONDICIONAMIENTO DEL ÁNGULO DEL VECTOR DE FLUJO DEL ESTATOR

```

%%%=====
function [signal,m] = fcn(ang,ang_1,n)
m=n;
error=ang-ang_1;
if(error<-6)
    m=n+1;
elseif(error>6)
    m=n-1;
end;
signal=ang+2*pi*m;
%%%=====

```

E.16 CÓDIGO DE LA ECUACIÓN QUE CALCULA LA POSICIÓN ELÉCTRICA DEL ROTOR

```

%%%=====
function Theta = Theta_Estimation(angulo_flujo,delta)
Theta = (angulo_flujo - delta);
%%%=====

```

E.17 CÓDIGO DE LA DIFERENCIACIÓN DE LA POSICIÓN ELÉCTRICA ESTIMADA DEL ROTOR

```

%%%=====
function W = fcn(theta,theta_1,Ts)
W = ((theta-theta_1)/(10*Ts));
%%%=====

```

E.18 CÓDIGO DEL ALGORITMO PARA EL CÁLCULO DE LA FRECUENCIA DE CONMUTACIÓN

```

%%%=====
function [Fswa,Fswb,Fswc,ka,kb,kc]=
frecuencia(Ts,da,db,dc,da_1,db_1,dc_1,kan,kbn,kcn,Fswa_1,Fswb_1,Fswc_1)

%cálculo de la frecuencia de conmutación de la fase A
ka=kan+1;
if (da==1) && (da_1==0)
    Tswa=ka*Ts;
    Fswa=1/Tswa;
    ka=0;
else
    Fswa=Fswa_1;
end

```

```
%cálculo de la frecuencia de conmutación de la fase B
kb=kbn+1;
if (db==1) && (db_1==0)
    Tswb=kb*Ts;
    Fswb=1/Tswb;
    kb=0;
else
    Fswb=Fswb_1;
end
```

```
%cálculo de la frecuencia de conmutación de la fase C
kc=kcn+1;
if (dc==1) && (dc_1==0)
    Tswc=kc*Ts;
    Fswc=1/Tswc;
    kc=0;
else
    Fswc=Fswc_1;
end
%%=====
```

APÉNDICE F

PARÁMETROS DE LA MÁQUINA SÍNCRONA DE IMANES PERMANENTES

B.1 PARÁMETROS DE LA MSIP

En la tabla siguiente se muestran los parámetros eléctricos y mecánicos de la Máquina Síncrona de Imanes Permanentes utilizada en las simulaciones que se reportan en esta tesis.

Tabla F.1 Parámetros de la MSIP.

PARAMETRO		VALOR	UNIDAD
PARES DE POLO	P	4	
RESISTENCIA DEL ESTATOR	R_s	0.075	Ω
INDUCTANCIA EN EL EJE d	L_d	0.0125	mH
INDUCTANCIA EN EL EJE q	L_q	0.0125	mH
FLUJO DEL IMÁN PERMANENTE	Ψ_{IP}	0.1666	Wb
PAR ELECTROMAGNÉTICO NOMINAL	T_N	36.9	Nm
VELOCIDAD NOMINAL	ω_N	2000	rpm
POTENCIA NOMINAL	P_N	7.73	kW
CORRIENTE NOMINAL (RMS)	i_N	26.35	A
INERCIA DEL ROTOR	J	0.00864	$Kg \cdot m^2$