



INSTITUTO POLITÉCNICO NACIONAL

ESCUELA SUPERIOR DE INGENIERÍA MECÁNICA Y ELÉCTRICA

SECCIÓN DE ESTUDIOS DE POSGRADO E INVESTIGACIÓN

CONTROL VECTORIAL DE LA VELOCIDAD DE UNA MÁQUINA SÍNCRONA DE IMANES PERMANENTES

T E S I S

QUE PARA OBTENER EL GRADO DE:

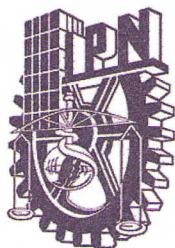
MAESTRO EN CIENCIAS
CON ESPECIALIDAD EN INGENIERÍA
ELÉCTRICA

PRESENTA:

ING. PEDRO CELESTINO CASTELLANOS
MORALES



MÉXICO, D. F. JUNIO DE 2011



INSTITUTO POLITÉCNICO NACIONAL

SECRETARÍA DE INVESTIGACIÓN Y POSGRADO

ACTA DE REVISIÓN DE TESIS

En la Ciudad de MÉXICO siendo las 17:30 horas del día 15 del mes de JUNIO 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 E. S. I. M. E. ZAC. para examinar la tesis titulada:

"CONTROL VECTORIAL DE LA VELOCIDAD DE UNA MÁQUINA SÍNCRONA DE IMANES PERMANENTES"

Presentada por el alumno:

Castellanos

Apellido paterno

Morales

Apellido materno

Pedro Celestino

Nombre(s)

Con registro:

A	0	9	0	4	8	1
---	---	---	---	---	---	---

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

Dr. Jaime José Rodríguez Rivas

Primer Vocal

Directores de tesis

Dr. Edgar Peralta Sánchez

Segundo Vocal

Dr. Leszek Kawecki Zlotkowska

Presidente

Dr. Raúl Ángel Cortés Mateos

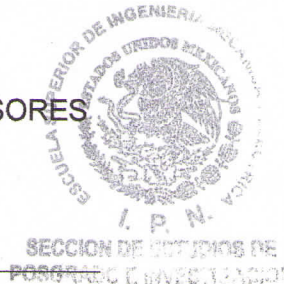
Secretario

M. en C. Tomás Ignacio Asiaín 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 06 del mes de junio del año 2011, el que suscribe **Ing. Pedro Celestino Castellanos Morales**, alumno del Programa de Maestría en Ciencias en Ingeniería Eléctrica con número de registro **A090481**, adscrito a la Sección de Estudios de Posgrado e Investigación de la ESIME-Zacatenco del IPN, manifiesta que es autor(a) intelectual del presente trabajo de Tesis bajo la dirección del **Dr. Jaime José Rodríguez Rivas y el Dr. Edgar Peralta Sánchez** y cede los derechos del trabajo intitulado: **Control Vectorial de la Velocidad de una Máquina Síncrona 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 directores del trabajo. Este puede ser obtenido escribiendo a la siguiente dirección castellanos.649@gmail.com, eperalta@ipn.mx y/o jjrodriguezr@ipn.mx.

Si el permiso se otorga, el usuario deberá dar el agradecimiento correspondiente y citar la fuente del mismo.

Ing. Pedro Celestino Castellanos Morales

Nombre y Firma

DEDICATORIA

Este trabajo de tesis está dedicado a mi familia.

A mi madre Ma. del Carmen por enseñarme a nunca desistir de mis objetivos, a ser decidido sin importar las circunstancias y por enseñarme a aprender de mis errores.

A mi padre Celestino por enseñarme a ser paciente, a caminar con pasos firmes y ver los problemas como un medio para lograr mis objetivos.

GRACIAS a ambos por su infinito amor e infinita dedicación.

Con amor y cariño a mi Lupita por el apoyo incondicional que me has brindado todos estos años y por enseñarme a ver las cosas de una forma objetiva.

A mis hermanos por ser mis mejores amigos, preocuparse por mí y siempre apoyarme.

A mi jefe y amigo Ing. Sergio por ser una columna importante en la culminación de esta etapa de mi vida.

"La sabiduría suprema es tener sueños lo suficientemente grandes para no perderlos de vista mientras se persiguen"William Faulkner.

AGRADECIMIENTOS

A dios por darme la sabiduría necesaria para culminar esta etapa de mi vida, por acompañarme siempre y cuidar a mi familia en mi ausencia.

Al Instituto de Ciencia y Tecnología del Distrito Federal (ICyTDF) por el apoyo proporcionado para la realización de este trabajo de tesis en el marco del proyecto de investigación: “Supercapacitores para Ahorro de Energía en Transporte Eléctrico” (Número de registro PIC508-50).

A mis directores de tesis el Dr. Jaime José Rodríguez Rivas y el Dr. Edgar Peralta Sánchez por los conocimientos brindados para hacer posible la realización de este trabajo de tesis, y por el apoyo proporcionado para realizar la documentación del presente trabajo.

A los Dres: Leszek Kawecki Zlotkowska, David Romero Romero, Raúl Ángel Cortés Mateos, Saúl López Arévalo y al M. en C. Tomas Ignacio Asiaín Olivares, por las observaciones hechas durante la revisión de este trabajo de tesis.

A todos los profesores de la Sección de Estudios de Posgrado e Investigación de la Escuela Superior de Ingeniería Mecánica y Eléctrica, por los conocimientos proporcionados durante mi formación académica.

A todos los compañeros de maestría con los que conviví estos últimos años.

RESUMEN

El desarrollo de esta tesis está dirigido hacia el diseño e implementación del accionamiento de una Máquina Síncrona de Imanes Permanentes (MSIP), y ha sido apoyado económicamente por el Instituto de Ciencia y Tecnología del Distrito Federal (ICyTDF) en el marco del proyecto de investigación: “Supercapacitores para Ahorro de Energía en Transporte Eléctrico” (Número de registro PIC508-50).

El accionamiento de la MSIP que se realizó en este trabajo está previsto para ser utilizado en el sistema de tracción de un vehículo eléctrico. Durante el trabajo se realizó la simulación de todo el sistema en MATLAB/SIMULINK donde se evaluó su desempeño, se hicieron los ajustes requeridos en el diseño y se obtuvieron resultados que facilitaron su implementación en el laboratorio. Durante la simulación se probaron dos variantes del sistema de control de la MSIP, una utilizando el sensor de posición y otra sin el uso del sensor, para ello se utilizó un estimador de la posición de los imanes que aparece en la literatura.

La implementación del sistema se realizó en el laboratorio de Electrónica de Potencia. La estación de trabajo está constituida por dos máquinas síncronas de imanes permanentes de 10 HP un controlador Digital de Señales (DSC) de la marca Freescale, un inversor fuente de voltaje de 1200V – 75A y un electrodinamómetro de 10 HP.

Se lograron resultados experimentales satisfactorios en la implementación del accionamiento de la MSIP utilizando el sensor de posición (encoder) conectado en la flecha de la máquina. De forma experimental se lograron algunos resultados de la estimación de la velocidad en lazo abierto.

ABSTRACT

This thesis addresses the design and experimental validation of a Permanent Magnet Synchronous Motor (PMSM) drive. This project was sponsored by the Instituto de Ciencia y Tecnología del Distrito Federal (ICyTDF) under the grant awarded to the research project “Supercapacitores para Ahorro de Energía en Transporte Eléctrico” (Record Number PIC508-50).

The motor drive designed is intended to be used in the traction system of an electric vehicle. The whole system performance was simulated and assessed in MATLAB/SIMULINK. Two different control topologies were simulated; position sensed and position sensorless control. A permanent-magnet position estimator was programmed for the sensorless control.

Experimental validation was carried out in the Power Electronics Laboratory. The experimental test rig is comprised of two 10-HP Permanent Magnet Synchronous Motors, a Freescale DSC, a 1200V-70A voltage source inverter and a 10-HP electrodynamicometer.

Experimental results of the position sensed PMSM drive correlate well with the simulation results. Experimental results of the speed estimation also tie well with the simulation results.

CONTENIDO

Descripción	Página
DEDICATORIA	vii
AGRADECIMIENTOS	ix
RESUMEN	xi
ABSTRACT	xiii
CONTENIDO	xv
LISTA DE FIGURAS	xix
LISTA DE TABLAS	xxv
GLOSARIO DE TÉRMINOS	xxvii
CAPITULO 1: INTRODUCCIÓN	1
1.1 ESTADO DEL ARTE	1
1.2 JUSTIFICACIÓN DE LA INVESTIGACIÓN	4
1.3 OBJETIVO	4
1.4 ALCANCE	5
1.5 ESTRUCTURA DE LA TESIS	5
CAPÍTULO 2: MÁQUINA SÍNCRONA DE IMANES PERMANENTES (MSIP) Y SUS ACCIONAMIENTOS	7
2.1 INTRODUCCIÓN	7
2.2 CARACTERÍSTICAS DE LA MSIP	7
2.3 MODELO DE LA MSIP	10
2.4 ACCIONAMIENTOS DE LA MSIP	16
2.4.1 Control escalar (relación v/f constante)	17
2.4.2 Control vectorial	17
2.4.2.1 Control Directo de Par (DTC-Direct Torque Control)	18
2.4.2.2 Autocontrol Directo (DSC-Direct Self Control)	18
2.4.2.3 Control Directo de par con Modulación por Vectores Espaciales (DTC-SVM- Direct Torque Control-Space Vector Modulation)	19
2.4.2.4 Control por Campo Orientado (FOC-Field Oriented Control)	20
2.5 DISEÑO DE CONTROLADORES PARA UNA MSIPS (CONFIGURACIÓN EN CASCADA)	21
2.5.1 Diseño del lazo de par electromagnético y de flujo (corrientes dq)	23
2.5.2 Diseño del lazo de velocidad	26
CAPITULO 3: MODELADO Y SIMULACIÓN DEL ACCIONAMIENTO DE LA MSIP	29
3.1 INTRODUCCIÓN	29
3.2 MODELO PROMEDIO DEL INVERSOR	29
3.3 DISEÑO DEL CONTROL DE LA MSIP	30
3.3.1 Constantes de los controladores de corriente (par y flujo)	31
3.3.2 Constantes del controlador de velocidad	32

CONTENIDO

	Descripción	Página
3.4	DIAGRAMA DE SIMULACIÓN DEL CONTROL POR CAMPO ORIENTADO DE LA MSIP CON SENSOR DE POSICIÓN	33
3.4.1	Fuente de CD	34
3.4.2	Inversor	34
3.4.3	Máquina Síncrona de Imanes Permanentes (MSIP)	35
3.4.4	Controlador Digital de Señales (DSC)	38
3.5	SIMULACIONES DEL CONTROL POR CAMPO ORIENTADO DE LA MSIP CON SENSOR DE POSICIÓN	43
3.6	ESTIMADORES DE VELOCIDAD	49
3.6.1	Primer criterio de clasificación de los estimadores de velocidad	51
3.6.2	Segundo criterio de clasificación de los estimadores de velocidad	52
3.6.3	Estimador de velocidad utilizado en el accionamiento de la MSIPS sin sensor de posición	53
3.6.4	Diagrama de simulación del estimador de velocidad de la MSIP	56
3.7	SIMULACIONES DEL CONTROL POR CAMPO ORIENTADO DE LA MSIP SIN SENSOR DE POSICIÓN	62
CAPÍTULO 4:	IMPLEMENTACIÓN DEL SISTEMA EN EL LABORATORIO	69
4.1	INTRODUCCIÓN	69
4.2	DESCRIPCIÓN DEL EQUIPO EMPLEADO EN LA IMPLEMENTACIÓN	69
4.2.1	Fuente de CD	69
4.2.2	Inversor POW-R-PAK	69
4.2.3	Controlador Digital de Señales (DSC)	71
4.2.4	Máquina Síncrona de Imanes Permanentes Superficiales (MSIPS)	74
4.2.5	Blindaje para disminuir los efectos de las interferencias electromagnéticas (EMI)	75
4.3	ENSAMBLE DEL SISTEMA Y CONSTRUCCIÓN DE LA INTERFAZ DSC-INVERSOR.	75
4.3.1	Protección de la fuente de CD	75
4.3.2	Acondicionamiento de los pulsos PWM	76
4.3.3	Acondicionamiento de las señales de error del inversor	76
4.3.4	Potenciómetro para el control de la frecuencias o velocidad	78
4.3.5	Acondicionamiento de las señales del sensor de posición	78
4.3.6	Acondicionamiento de la señal del sensor de voltaje	79
4.3.7	Acondicionamiento de las señales de los sensores de corriente	79
4.4	ALGORITMOS DE CONTROL PARA EL ACCIONAMIENTO DE LA MSIPS	83
4.4.1	Descripción de cada bean del Procesador Experto utilizado en la Implementación	83
4.4.1.1	<i>Bean WordI</i>	83
4.4.1.2	<i>Bean TimerInt</i>	84
4.4.1.3	<i>Bean PWMMC</i>	84
4.4.1.4	<i>Bean ExtInt</i>	86

CONTENIDO

	Descripción	Página
	4.4.1.5 <i>Bean PC_Master</i>	87
	4.4.1.6 <i>Bean ADC</i>	87
	4.4.1.7 <i>Bean QuadratureDecoder</i>	88
	4.4.1.8 <i>Bean MC_ClarkePark</i>	90
	4.4.1.9 <i>Bean MC_SpaceVectorMod</i>	92
	4.4.1.9 <i>Bean DSP_Func_TRF</i>	93
4.4.2	Implementación de un control escalar	94
	4.4.2.1 <i>Posición del vector de voltaje de referencia</i>	95
	4.4.2.2 <i>Componentes $\alpha\beta$ del vector de voltaje de referencia</i>	96
	4.4.2.3 <i>Relación voltaje/frecuencia constante</i>	99
	4.4.2.4 <i>Límite de operación del control escalar</i>	100
	4.4.2.5 <i>Obtención de D_{pos} y p_c a partir de la medición del ADC</i>	101
	4.4.2.6 <i>Programación del control escalar</i>	103
4.4.3	Implementación del control por campo orientado con sensor de posición	106
	4.4.3.1 <i>Derivada de la posición del rotor</i>	106
	4.4.3.2 <i>Controlador PI con AW</i>	107
	4.4.3.3 <i>Control dinámico</i>	108
	4.4.3.4 <i>Control por software</i>	108
	4.4.3.5 <i>Programación del control por campo orientado con sensor de posición</i>	109
4.4.4	Implementación del algoritmo de estimación de velocidad	112
CAPITULO 5:	RESULTADOS EXPERIMENTALES	113
5.1	RESULTADOS EXPERIMENTALES DE LAS PRUEBAS REALIZADAS AL HARDWARE CONSTRUIDO	113
5.2	RESULTADOS EXPERIMENTALES DE LA IMPLEMENTACIÓN DE UN CONTROL ESCALAR	117
5.3	RESULTADOS EXPERIMENTALES DE LA IMPLEMENTACIÓN DE UN CONTROL DE VELOCIDAD POR CAMPO ORIENTADO CON SENSOR DE POSICIÓN	120
5.4	RESULTADOS EXPERIMENTALES DE UN ESTIMADOR DE VELOCIDAD PARA UNA MSIPS	124
CAPITULO 6:	CONCLUSIONES Y RECOMENDACIONES	127
6.1	CONCLUSIONES	127
6.2	RECOMENDACIONES	129
6.3	APORTACIONES	128
6.4	PONENCIAS EN CONGRESOS	130
REFERENCIAS		131
APÉNDICE A		
A1	TRANSFORMACIONES DE CLARK Y DE PARK	135
	A1.1 <i>Transformación del marco abc a $\alpha\beta 0$</i>	135
	A1.2 <i>Transformación del marco abc a dq0</i>	137

CONTENIDO

Descripción		Página
APÉNDICE B		
CÁLCULO EXPERIMENTAL DEL FLUJO DE LOS IMANES PERMANENTES DE LA MSIP		143
APÉNDICE C		
C1	CÓDIGO DE UN CONTROL ESCALAR	147
	C1.1 Programa principal	147
	C1.2 Eventos	147
C2	CÓDIGO DE UN CONTROL POR CAMPO ORIENTADO CON SENSOR DE POSICIÓN	149
	C2.1 Programa principal	149
	C2.2 Eventos	149
C3	CÓDIGO DE UN ESTIMADOR DE VELOCIDAD PARA LA MSIPS	153

LISTA DE FIGURAS

	Figura	Descripción	Página
CAPÍTULO 1:	1.1	Sistema de control propuesto.	1
INTRODUCCIÓN	1.2	Control de velocidad con sensor de posición para una MSIP.	3
	1.3	Control Directo de Par (DTC).	3
CAPÍTULO 2:	2.1	Clasificación de las máquinas eléctricas [13,23].	8
	2.2	Vista transversal de una máquina de imanes permanentes interiores (MSIPI).	9
	2.3	Vista transversal de una máquina de imanes permanentes superficiales (MSIPS).	9
	2.4	Circuito equivalente de la MSIP.	13
	2.5	Diagrama de fuerzas que actúan en el rotor de la MSIP.	16
	2.6	Clasificación de las técnicas de control más comunes [25].	17
	2.7	Esquema básico de control escalar [13].	18
MÁQUINA SÍNCRONA DE IMANES PERMANENTES (MSIP) Y SUS ACCIONAMIENTOS	2.8	Diagrama de bloques de un control directo de par y diagrama vectorial para la selección de los vectores del inversor [13].	19
	2.9	Diagrama fasorial en el marco síncrono dq de la MSIPS y el diagrama de bloques del control de campo orientado para la región de flujo constante [13].	20
	2.10	Diagrama de bloques de la planta (MSIPS).	22
	2.11	Diagrama de bloques de la planta (MSIPS) con los controladores PI en cascada, a) Control eje q, b) Control eje d.	22
	2.12	Simplificación del diagrama de bloques del controlador PI a diseñar.	23
	2.13	Diagramas de Bode de la función de transferencia (2.26).	24
	2.14	Variación del cero del controlador alrededor del polo de la máquina.	25
	2.15	Diagrama de bloques del controlador para i_d .	26
	2.16	Diagrama de bloques del controlador de velocidad.	26
	2.17	Diagrama descriptivo del criterio de estabilidad de Bode.	27
CAPÍTULO 3:	3.1	Diagrama de bloques del modelo promedio del inversor.	30
	3.2	Comparación mediante diagramas de Bode de la cancelación exacta del polo de la máquina y la aproximación obtenida con las ganancias calculadas.	32
	3.3	Diagrama de Bode de la función de transferencia del controlador de velocidad.	33
	3.4	Diagrama de simulación en MATLAB/SIMULINK (Control de velocidad con sensor de posición).	33
	3.5	Diagrama de simulación en MATLAB/SIMULINK dentro del bloque llamado FUENTE CD.	34
MODELADO Y SIMULACIÓN DEL ACCIONAMIENTO DE LA MSIP	3.6	Diagrama de simulación para el modelo promedio del inversor.	34
	3.7	a) Señales de entrada al modelo promedio del inversor (d_a , d_b y d_c), b) señales de salida del modelo promedio del inversor (voltajes de fase).	35
	3.8	Diagrama de simulación de la ecuación de voltajes del modelo de la MSIP (ec. 2.9).	36
	3.9	Diagrama de simulación de las ecuaciones de par y velocidad del modelo de la MSIP empleando analogías eléctricas (ecs. 2.14, 2.16).	37
	3.10	Diagrama de simulación del algoritmo de control por campo orientado para la MSIP.	38
	3.11	Cálculo de la tercer corriente de línea para el control por campo orientado de la MSIP.	39
	3.12	Conversión de velocidad mecánica a velocidad eléctrica para el control por campo orientado de la MSIP.	39

	Figura	Descripción	Página
--	--------	-------------	--------

LISTA DE FIGURAS

	Figura	Descripción	Página
CAPÍTULO 3:	3.41	Diagrama de simulación y código para el cálculo de la fase del vector de flujo en el estator (ec. 3.6).	60
	3.42	Diagrama de simulación para el cálculo del par electromagnético (ec. 3.9).	61
	3.43	Diagrama de simulación para el cálculo del ángulo de carga (ec. 3.17).	61
	3.44	Diagrama de simulación para el cálculo de la posición y velocidad estimada.	61
	3.45	Diagrama de simulación para el cálculo de la derivada de la posición estimada.	62
	3.46	Resultados de la estimación de posición.	62
	3.47	Resultados de la estimación de velocidad con problemas de derivada.	63
	3.48	Procedimiento para eliminar el problema de derivación de la posición estimada.	63
MODELADO Y SIMULACIÓN DEL ACCIONAMIENTO DE LA MSIP	3.49	Diagrama de simulación y el código para el cálculo de la derivada.	64
	3.50	Comparación de la velocidad de referencia, velocidad real de la MSIP y la velocidad obtenida con el algoritmo de estimación (figura 3.37).	64
	3.51	Error de la velocidad estimada comparada con la velocidad real de la máquina.	65
	3.52	Comparación de las respuestas de velocidad real y velocidad estimada sin sensor de posición.	65
	3.53	Gráfica del error de la velocidad real y la velocidad estimada del control sin sensor de posición.	66
	3.54	Comportamiento de las componentes $\alpha\beta$ y magnitud del flujo en el estator del control sin sensor de posición accionado en la región de flujo constante.	66
	3.55	Resultados de la simulación del control sin sensor de posición.	67
	3.56	Diagrama general de simulación del control de velocidad sin sensor de posición por campo orientado y Diagrama de simulación del algoritmo de control.	68
CAPÍTULO 4:	4.1	Fuente de CD “TDK-Lambda GEN 300-17”.	69
	4.2	Inversor trifásico modelo: POWRPAK PP75T120, marca: POWEREX.	70
	4.3	Características del DSC y fotografía de la tarjeta de evaluación del DSC MC56F8357.	71
	4.4	Arquitectura de la tarjeta de evaluación del DSC MC56F8357 [38].	72
	4.5	Máquinas síncronas de imanes permanentes superficiales de 7.73 kW.	74
IMPLEMENTACIÓN DEL SISTEMA EN EL LABORATORIO	4.6	Jaula de Faraday en el inversor.	75
	4.7	Diagrama eléctrico de la protección en las terminales de salida de la fuente.	75
	4.8	Diagrama eléctrico de la conexión de los pulsos PWM del DSC al inversor.	76
	4.9	Acondicionamiento de las señales de error.	77
	4.10	Fotografía del acabado final del primer sector de la interfaz DSC – INVERSOR.	77
	4.11	Diagrama de conexión del potenciómetro.	78
	4.12	Circuito para acondicionar las señales del sensor de posición.	78

LISTA DE FIGURAS

	Figura	Descripción	Página
CAPÍTULO 4:	4.13	Diagrama eléctrico del acondicionamiento de la señal del sensor de voltaje.	79
	4.14	Amplificador inversor.	79
	4.15	Amplificador diferencial de entrada aislada y ganancia ajustable	80
	4.16	Amplificador diferencial básico	80
	4.17	Diagrama eléctrico para el acondicionamiento de la señal del sensor de corriente a) Amplificador inversor, b) Amplificador diferencial de entradas aisladas y ganancia ajustable, c) Amplificador diferencial básico	81
	4.18	Fotografía del acabado final del segundo sector de la interfaz DSC – INVERSOR.	81
	4.19	Fotografía de la estación de trabajo del laboratorio.	82
	4.20	Configuración del bean WordIO	83
	4.21	Configuración del bean TimerInt	84
	4.22	Configuración del bean PWMMC	85
	4.23	Configuración del bean ExtInt	86
	4.24	Configuración del bean AsynchroSerial[AsynchroSerial] dentro del bean PC_Master	87
	4.25	Configuración del bean ADC	88
	4.26	Configuración del bean QuadratureDecoder	89
IMPLEMENTACIÓN DEL SISTEMA EN EL LABORATORIO	4.27	Funciones del bean MC_ClarkePark	90
	4.28	Resolución de las estructuras de entrada y salida de las funciones utilizadas del bean MC_ClarkePark	92
	4.29	Funciones del bean MC_SpaceVectorMod	92
	4.30	Límites de resolución de las variables de entrada y salida de la función svmStd del bean MC_SpaceVectorMod	93
	4.31	Valores requeridos para el cálculo del seno y del coseno de pos	97
	4.32	Recorridos, signos y fórmula de interpolación por sector para el cálculo del seno y coseno	97
	4.33	Gráfica de la ecuación 4.7	99
	4.34	Zonas de operación del valor de Madc	101
	4.35	Variables utilizadas en el cálculo de Dpos para cada zona de operación de Madc.	102
	4.36	Diagrama de bloques del control escalar.	105
	4.37	Diagrama de flujo de una derivada	107
	4.38	Diagrama de flujo de un controlador PI	107
	4.39	Diagrama de flujo del perfil de velocidad (interrupción cada 139 ms).	108
	4.40	Diagrama de flujo de la rampa de velocidad	108
	4.41	Diagrama de bloques del control por campo orientado	111
	4.42	Diagrama de bloques del algoritmo de integración para la determinación de los flujos en el marco estacionario $\alpha\beta$ [41]	112
CAPÍTULO 5:	5.1	Comparación de la señal de salida del DSC (0 – 3.3 v) y la señal de salida del CI 74LS07 (0-15v).	113
	5.2	Señales de salida del sensor de posición en vacío (canal A y B).	114
RESULTADOS EXPERIMENTALES	5.3	Comparación entre la señal de entrada y la señal de salida de uno de los canales del sensor de posición.	114
	5.4	Señales de salida del circuito con diodo zener de los canales A y B del sensor de posición.	115
	5.5	Respuesta del circuito a una entrada de 0 v.	115

LISTA DE FIGURAS

	Figura	Descripción	Página
CAPÍTULO 5:	5.6	Respuesta del circuito a una entrada de 2 v.	116
	5.7	Respuesta del circuito a una entrada de 4 v.	116
	5.8	Comparación de la variación de la señal de referencia proporcionada por el potenciómetro y la variable de posición θ_E^k obtenida del código de la sección 4.4.1.1.	117
	5.9	Comparación de la variable $\%V_E^k$ con la variación de la señal de referencia proporcionada por el potenciómetro obtenida del código de la sección 4.4.1.1.	117
	5.10	Respuesta del algoritmo a una variación de la señal de referencia proporcionada por el potenciómetro (variables alfa-beta del vector de voltaje en el control escalar).	118
	5.11	Comparación de una de las componentes y la magnitud del vector de voltaje ante una variación de la señal de referencia proporcionada por el potenciómetro.	118
	5.12	Respuesta del bean MC_SpaceVectorMod ante una variación de la señal de referencia.	119
	5.13	Señal de salida del circuito acondicionador del sensor de corriente y señal muestreada por el ADC cada 100 μ s.	119
RESULTADOS EXPERIMENTALES	5.14	Respuesta de velocidad de la MSIPS a variaciones de la velocidad de referencia cada 10 segundos con una pendiente de 0.5 segundos.	120
	5.15	Corrientes en el marco de referencia dq de la MSIPS para el perfil de velocidad de la figura 5.14.	121
	5.16	Voltajes en el marco de referencia dq de la MSIPS para el perfil de velocidad de la figura 5.14.	121
	5.17	Respuesta de velocidad de la MSIPS a variaciones de la velocidad de referencia a partir de un potenciómetro por un tiempo de 120 segundos.	122
	5.18	Respuesta de velocidad, corriente y voltaje en la MSIPS a variaciones de la velocidad de referencia mediante un perfil de velocidad programado en el DSC	123
	5.19	Resultados experimentales de la estimación de velocidad de la MSIPS con variaciones de la velocidad de referencia cada 10 segundos con una pendiente de 0.5 segundos, obtenidas de la implementación del algoritmo uno descrito en [41].	124
	5.20	Resultados experimentales de la estimación de velocidad de la MSIPS con variaciones de la velocidad de referencia cada 10 segundos con una pendiente de 0.5 segundos obtenida de la implementación del algoritmo dos descrito en [41].	125
APÉNDICE A:	A1	Diagrama de los devanados de una MSIP.	135
	A2	Diagrama vectorial abc $\gg$ $\alpha\beta 0$.	136
	A3	Diagrama vectorial abc $\gg$ dq0.	137
	A4	Resultado de la transformación de Clark, a) Sistema trifásico de prueba, b) Transformación de Clark.	140
	A5	Resultado de la transformación de Park, a) Sistema trifásico de prueba, b) Transformación de Park.	140
	A6	Resultado de la transformación de Park al invertir la secuencia del sistema trifásico de prueba, a) Secuencia positiva, b) Transformación de Park, c) Secuencia negativa, d) Transformación de Park.	141

LISTA DE FIGURAS

	Figura	Descripción	Página
APÉNDICE B:	B1	Máquina síncrona de imanes permanentes y datos de placa.	143
	B2	Mediciones de uno de los voltajes de línea inducidos en el estator de la máquina.	144

LISTA DE TABLAS

	Tabla	Descripción	Página
CAPÍTULO 3:	3.1	Parámetros de la MSIP utilizados en la simulación.	30
MODELADO Y SIMULACIÓN DEL ACCIONAMIENTO DE LA MSIP			
CAPÍTULO 4:	4.1	Configuración de los pines en la compuerta de conexión para el controlador. Tres señales PWM complementarias o seis independientes.	70
IMPLEMENTACIÓN DEL SISTEMA EN EL LABORATORIO	4.2	Constantes del contador del seno	97

GLOSARIO DE TÉRMINOS

Término	Significado
$\hat{d}_a$	Valor pico de la señal de control para el inversor que representa el voltaje de la fase a.
$\hat{d}_{ab}$	Valor pico de la señal de control para el inversor que representa el voltaje de línea ab.
$\hat{i}_s$	Valor pico de la corriente en el estator de la máquina.
$\hat{V}_{ind}$	Voltaje pico de fase inducido por los imanes permanentes de la máquina.
$\hat{V}_{L-L, ind}$	Voltaje pico de línea a línea inducido por los imanes permanentes de la máquina.
$ \psi_s $	Magnitud del vector de flujo en el estator de la máquina.
$\emptyset_{LA}$	Fase de la función de transferencia en lazo abierto.
$\Delta\Psi_1, \dots, \Delta\Psi_6$	Posibilidades de la variación del flujo en el estator ocasionadas por la aplicación de los vectores activos del inversor.
A_0	Representación de la componente de secuencia cero de una variable arbitraria.
A_a, A_b, A_c	Variables arbitrarias en un sistema trifásico.
A_{abc}	Vector de variables arbitrarias en un sistema trifásico.
A_d	Representación de la componente en el eje d de una variable arbitraria.
A_{dq0}	Vector de variables arbitrarias en el marco de referencia estacionario dq .
A_q	Representación de la componente en el eje q de una variable arbitraria.
A_u	Representación de la componente en el eje u de una variable arbitraria.
A_v	Representación de la componente en el eje v de una variable arbitraria.
A_α, A_β, A_0	Variables arbitrarias en el marco de referencia estacionario $\alpha\beta$.
$A_{\alpha\beta0}$	Vector de variables arbitrarias en el marco de referencia estacionario $\alpha\beta$.
d_a, d_b, d_c	Señales de control para el modelo promedio del inversor que representan a los voltajes de fase en el estator de la máquina.
d_{ab}, d_{bc}, d_{ca}	Señales de control para el modelo promedio del inversor que representan a los voltajes de línea en el estator de la máquina.
f_{ci_d}	Frecuencia de corte del lazo de control de corriente en el eje directo.
f_{ci_q}	Frecuencia de corte del lazo de control de corriente en el eje de cuadratura.
f_c	Frecuencia de cruce.
$f_{c\omega}$	Frecuencia de corte del lazo de control de velocidad
$G(S)_{LA}$	Función de transferencia en lazo abierto.
i_0	Componente de secuencia cero del vector de corriente en el estator de la máquina.
i_a, i_b, i_c	Corrientes de fase en el estator de la máquina.
i_{abc}	Vector con las mediciones de las corrientes de fase de la máquina.
i_{abc}	Vector con las mediciones de las corrientes de fase de la máquina.
I_{CD}	Corriente en el bus de directa del inversor.
i_d	Componente en el eje directo del vector de corriente en el estator de la máquina.
i_d^*	Componente del vector de corriente de referencia para el estator en el eje directo.
I_n	Corriente nominal de la máquina.
I_p	Corriente pico de la máquina a rotor bloqueado.
i_q	Componente en el eje de cuadratura del vector de corriente en el estator de la máquina.
i_q^*	Componente del vector de corriente de referencia para el estator en el eje de cuadratura.
I_s	Vector de corriente en el estator de la máquina.
i_u	Componente del vector de corriente en el estator de la máquina en el eje u.
i_v	Componente del vector de corriente en el estator de la máquina en el eje v.
i_α	Componente del vector de corriente en el estator de la máquina en el eje α .
i_β	Componente del vector de corriente en el estator de la máquina en el eje β .
k_e	Constante de voltaje de la máquina.

GLOSARIO DE TÉRMINOS

Término	Significado
K_{iiq}	Ganancia integral del controlador proporcional integral de la componente de corriente en el eje de cuadratura.
K_i	Ganancia integral de un controlador Proporcional integral.
$K_{i\omega}$	Ganancia integral del controlador proporcional integral de la velocidad eléctrica de la máquina.
K_{piq}	Ganancia proporcional del controlador proporcional integral de la componente de corriente en el eje de cuadratura.
K_p	Ganancia proporcional de un controlador Proporcional integral.
K_{PWM}	Constante del inversor empleando una modulación sinusoidal.
$K_{p\omega}$	Ganancia proporcional del controlador proporcional integral de la velocidad eléctrica de la máquina.
L_d	Componente en el eje de directo de la inductancia del estator de la máquina.
L_{dm}	Componente de la inductancia magnetizante en el eje directo.
L_{ls}	Inductancia de dispersión del estator de la máquina.
L_q	Componente en el eje de cuadratura de la inductancia del estator de la máquina.
L_{qm}	Componente de la inductancia magnetizante en el eje de cuadratura.
L_s	Inductancia del estator de la máquina.
R_a, R_b, R_c	Resistencias de fase del estator de la máquina.
R_s	Resistencia del estator de la máquina.
S_A, S_B, S_C	Estados de conmutación de los interruptores del inversor.
T_e	Par electromagnético desarrollado por la máquina.
T_e	Par electromagnético de la máquina.
T_e^*	Par electromagnético de referencia para la máquina.
T_{en}	Par electromagnético nominal de la máquina.
T_{ep}	Par electromagnético pico de la máquina a rotor bloqueado.
T_L	Par de carga.
v_0	Componente de secuencia cero del vector de voltaje en el estator de la máquina.
$V_1, \dots, V_6$	Vectores activos que proporciona un inversor trifásico de dos niveles.
v_a, v_b, v_c	Voltajes en el estator de la máquina.
v_a^*, v_b^*, v_c^*	Voltajes trifásicos de referencia para el estator de la máquina.
v_{ab}, v_{bc}, v_{ca}	Voltajes de línea en el estator de la máquina.
V_{CD}	Voltaje en el bus de directa del inversor.
v_d	Componente en el eje directo del vector de voltaje en el estator de la máquina.
v_d^*	Componente del vector de voltaje de referencia para el estator en el eje de directo.
v_q	Componente en el eje de cuadratura del vector de voltaje en el estator de la máquina.
v_q^*	Componente del vector de voltaje de referencia para el estator en el eje de cuadratura.
v_s^*	Vector de voltaje de referencia para el estator de la máquina.
V_{tr}	Valor pico de la señal triangular portadora para realizar la modulación sinusoidal.
v_α	Componente del vector de voltaje en el estator de la máquina en el eje α .
v_β	Componente del vector de voltaje en el estator de la máquina en el eje β .
X_s	Reactancia del estator de la máquina.
θ_{mec}	Posición mecánica del rotor de la máquina.
ψ_0	Componente de secuencia cero del vector de flujo en el estator de la máquina.
ψ_a	Flujo de armadura de la máquina.
ψ_a, ψ_b, ψ_c	Flujos de fase en el estator de la máquina.
$\psi_{aa}, \psi_{bb}, \psi_{cc}$	Flujos propios de fase en el estator de la máquina.
$\psi_{ba}, \psi_{ca}, \psi_{ab}, \psi_{cb}, \psi_{ac}, \psi_{bc}$	Flujos mutuos entre las fases del estator.
ψ_d	Componente en el eje directo del vector de flujo en el estator de la máquina.

GLOSARIO DE TÉRMINOS

Término	Significado
Ψ_{IP}, Ψ_{IP}	Flujo del imán permanente.
Ψ_m	Flujo magnetizante.
$\Psi_{ma}, \Psi_{mb}, \Psi_{mc}$	Flujos magnetizantes de cada una de las fases del estator.
Ψ_q	Componente en el eje de cuadratura del vector de flujo en el estator de la máquina.
Ψ_s	Flujo en el estator de la máquina.
Ψ_s	Vector de flujo en el estator de la máquina.
Ψ_s^*	Vector de flujo de referencia de la máquina.
Ψ_u	Componente del vector de flujo en el estator de la máquina en el eje u.
Ψ_v	Componente del vector de flujo en el estator de la máquina en el eje v.
Ψ_α	Componente del vector de flujo en el estator de la máquina en el eje α .
Ψ_β	Componente del vector de flujo en el estator de la máquina en el eje β .
ω^*	Velocidad eléctrica de referencia de la máquina.
ω_{ciq}	Frecuencia de corte de la función de transferencia resultante de la cancelación de polos y ceros del lazo de control de corriente en el eje de cuadratura.
$\omega_{c\omega}$	Frecuencia de corte de la función de transferencia del lazo de velocidad.
ω_e	Velocidad eléctrica del flujo en el estator de la máquina.
ω_{mec}	Velocidad mecánica del rotor de la máquina.
ω_r	Velocidad eléctrica del rotor de la máquina.
ω_r^*	Velocidad eléctrica de referencia de la máquina.
Δt	Incremento de tiempo.
$\angle \Psi_s$	Fase del vector de flujo en el estator de la máquina.
3 $\emptyset$	Sistema trifásico tres hilos.
ADC	Convertido analógico digital.
CA	Corriente alterna.
CD	Corriente Directa.
CE	Colector – Emisor.
CI	Circuito integrado.
dq	Marco de referencia síncrono referido al rotor de la máquina.
DSC	Auto control Directo de par ó Controlador de señales digitales para el capítulo III y IV.
DSP	Procesador de Señales Digitales.
DTC	Control Directo de Par.
DTC-SVM	Control directo de par – Modulación por vectores espaciales.
EMI	Emisiones electromagnéticas.
F	Frecuencia.
F.D.	Frenado dinámico.
f _{cem}	Fuerza contra electromotriz.
f _{em}	Fuerza electromotriz.
f _{IP}	Nomenclatura del flujo del imán permanente utilizada en simulación.
FOC	Control por campo orientado.
ICyTDF	Instituto de Ciencia y Tecnología de Distrito Federal.
IGBT	Transistor bipolar de compuerta aislada.
IP	Imán Permanente.
J	Momento polar de inercia del rotor de la máquina.
k	Índice que indica la realización de cálculos discretos para las ecuaciones del capítulo III.
K	Matriz de transformación del marco abc al marco dq.
MC	Microcontrolador.
mf	Margen de fase.

GLOSARIO DE TÉRMINOS

Término	Significado
MIPS	Millones de instrucciones por segundo
MOS	Semiconductor de óxido metálico.
MRAS	Sistema adaptable a un modelo de referencia.
MSIP	Máquina Síncrona de Imanes Permanentes.
MSIPI	Máquina síncrona de imanes permanentes interiores.
MSIPS	Máquina síncrona de imanes permanentes superficiales.
NdFeB	Neodimio-Hierro-Boro.
P	Potencia.
PI	Controlador proporcional integral.
PI i_d	Controlador Proporcional Integral de corriente en el eje directo.
PI i_q	Controlador Proporcional Integral de corriente en el eje de cuadratura.
PI ω	Controlador Proporcional Integral de velocidad.
ppr	Pulsos por revolución.
PWM	Modulación de ancho de pulso.
RAM	Memoria de acceso aleatorio.
RC	Resistivo capacitivo.
ROM	Memoria de solo lectura.
S	Variable en el dominio de Laplace.
$S(1), \dots, S(6)$	Sectores para la ubicación del vector de flujo en el estator.
SEPI	Sección de Estudios de Posgrado e Investigación.
SmCo	Samario de cobalto.
SRAM	Memoria estática de acceso aleatorio.
t	Tiempo.
T	Par torsor.
T	Matriz de transformación del marco abc al marco $\alpha\beta$.
Tsc	Periodo de muestreo del controlador.
TTL	Lógica transistor transistor.
V	Volts.
VFV	Voltaje y frecuencia variable.
W	Energía.
α	Aceleración angular del rotor de la máquina.
$\alpha\beta$	Marco de referencia estacionario referido al estator de la máquina.
β	Coeficiente de fricción.
δ	Ángulo de carga (ángulo entre el vector de flujo en el estator y el vector de flujo en el rotor).
θ	Posición eléctrica del marco de referencia síncrono dq que es igual a la posición eléctrica del rotor de la máquina.
ρ	Número de pares de polos.
ϕ	Ángulo entre el vector de voltaje y el vector corriente en el estator de la máquina.
ω	Velocidad eléctrica del rotor de la máquina.

GLOSARIO DE TÉRMINOS

TÉRMINOS UTILIZADOS EN LOS ALGORITMOS DE CONTROL.

Término	Significado
$\hat{V}_{\max}$	Máximo vector de voltaje para el control escalar
$\hat{V}_{\max E}$	Valor pico escalado del vector de voltaje máximo para el control escalar
$\hat{V}_{\text{mod_lin}}$	Valor pico del voltaje que puede ser modulado por inversor en la región lineal
C_α, C_β	Componente alfa y beta del vector de voltaje de referencia en el control escalar
$Dpos_{\max}$	Máximo incremento de la posición del vector de voltaje de referencia para obtener una velocidad $\omega_{\max}$ en el control escalar
$Dpos_{\max E}$	Valor máximo de $Dpos$ escalado para la obtención de $\omega_{\max}$ en el control escalar
$\omega_{\max}$	Máxima velocidad en la MSIPS para un control escalar
$\omega_{\text{mec_max}}$	Velocidad mecánica máxima de la MSIPS
$\omega_{\text{mec_n}}$	Velocidad mecánica nominal de la MSIPS
coseno, seno	Variables que almacenen el valor del cálculo de $\hat{V}_{\max}$ seno y $\hat{V}_{\max}$ coseno para determinar las componentes del vector de voltaje de referencia para el control escalar
cte[]	Arreglo que almacena los límites del contador según el sector donde se encuentre pos
Dabc	Estructura que almacena los valores de los ciclos de trabajo para los interruptores del inversor.
Dp	Variable para almacenar la porción de pos que se encuentra entre dos muestras específicas de tab
Dpos	Variable del incremento de posición para el algoritmo de control escalar
DR	Resolución de los sectores para la variable Madc
Dsec	Resolución del sector que se utiliza para generar la tabla para el cálculo de las componentes para el vector de referencia del control escalar
Dtab	Variable para almacenar la distancia entre muestras de la tabla para el cálculo de las componentes del vector de referencia para el control escalar
f1,f2	Funciones de interpolación para el cálculo de las componentes del vector de referencia para el control escalar según el recorrido que se haga de la tabla de datos
fd	Frecuencia deseada para el vector de voltaje de referencia para el control escalar
h	Variable para almacenar el valor del límite a utilizar en el cálculo de Dpos
i	Contador del número de muestras de tab
j	Contador para los sectores de la medición del ADC
lm[]	Arreglo que contiene el valor de los límites de operación de la variable Madc para el control escalar
LSD	Límite de la zona de giro en sentido directo para la variable Madc
LSI	Límite de la zona de giro en sentido inverso para la variable Madc
Madc	Variable que almacena la medición de la referencia realizada por el ADC de la referencia
nm	Variable para indicar el número de muestras de la tabla para el cálculo de las componentes del vector de referencia para el control escalar
pc	Variable del porcentaje de amplitud de voltaje para el algoritmo de control escalar
pos	Variable para almacenar la posición del vector de voltaje para el control escalar
posición	Variable que almacena el valor de la posición del rotor de la MSIPS obtenida del decodificador del DSC.
Radc	Variable que contiene la resolución del ADC del DSC
S0	Estado de reposo en la MSIPS para el control escalar
sc[]	Arreglo donde se almacena el signo según el recorrido que debe tener la variable i dependiendo del sector donde se encuentra pos

GLOSARIO DE TÉRMINOS

TÉRMINOS UTILIZADOS EN LOS ALGORITMOS DE CONTROL.

Término	Significado
scos[]	Arreglo que almacena el signo de la función coseno según el sector donde se encuentra pos
SD	Sentido de giro directo en la MSIPS
Sec	Variable para almacenar el valor del sector donde se encuentra la variable pos durante la ejecución del algoritmo
SI	Sentido de giro inverso en la MSIPS
spc[]	Arreglo que almacena el signo del porcentaje del vector de voltaje de referencia para conservar el valor absoluto
ssen[]	Arreglo que almacena el signo de la función seno según el sector donde se encuentra pos
tab	Arreglo de datos que contiene un sector de la función seno escalada
Td	Periodo deseado para la posición del vector de voltaje de referencia para el control escalar
Tsc	Periodo de muestreo del controlador

1. INTRODUCCIÓN.

Desde su surgimiento las MSIP han sido empleadas en áreas muy específicas, sin embargo en la actualidad han comenzado a ser utilizadas en áreas como robótica, tracción eléctrica, generación eólica, etc; lo cual se debe fundamentalmente al desarrollo de nuevos materiales magnéticos, tales como el NdFeB o el SmCo [1]. En el rotor de estas máquinas se colocan imanes permanentes los cuales producen un flujo magnético que se “amarra” con el flujo magnético del entrehierro provocando que el rotor en estado permanente gire a la velocidad síncrona.

La característica más importante de las MSIP que han motivado su utilización en estas áreas son: una mayor razón potencia – peso (W/kg), lo cual ha permitido minimizar el espacio en las instalaciones donde sean empleadas, además al no presentar pérdidas en el rotor debido a que no presentan corrientes inducidas como ocurre en las máquinas de inducción, se alcanzan valores de eficiencia durante la conversión de la energía de alrededor del 95%.

En esta tesis se lleva a cabo el desarrollo teórico y la implementación del control vectorial de la velocidad de la MSIP y la valoración de un estimador de velocidad para un accionamiento sin usar sensor de posición. A diferencia de las ideas reportadas en [2,3,4 – 8], se propone realizar la simulación del control de una MSIP sin sensor de posición usando solamente sensores de voltaje y de corrientes.

En la figura 1.1 se muestra el diagrama del sistema de control que será implementado en este trabajo.

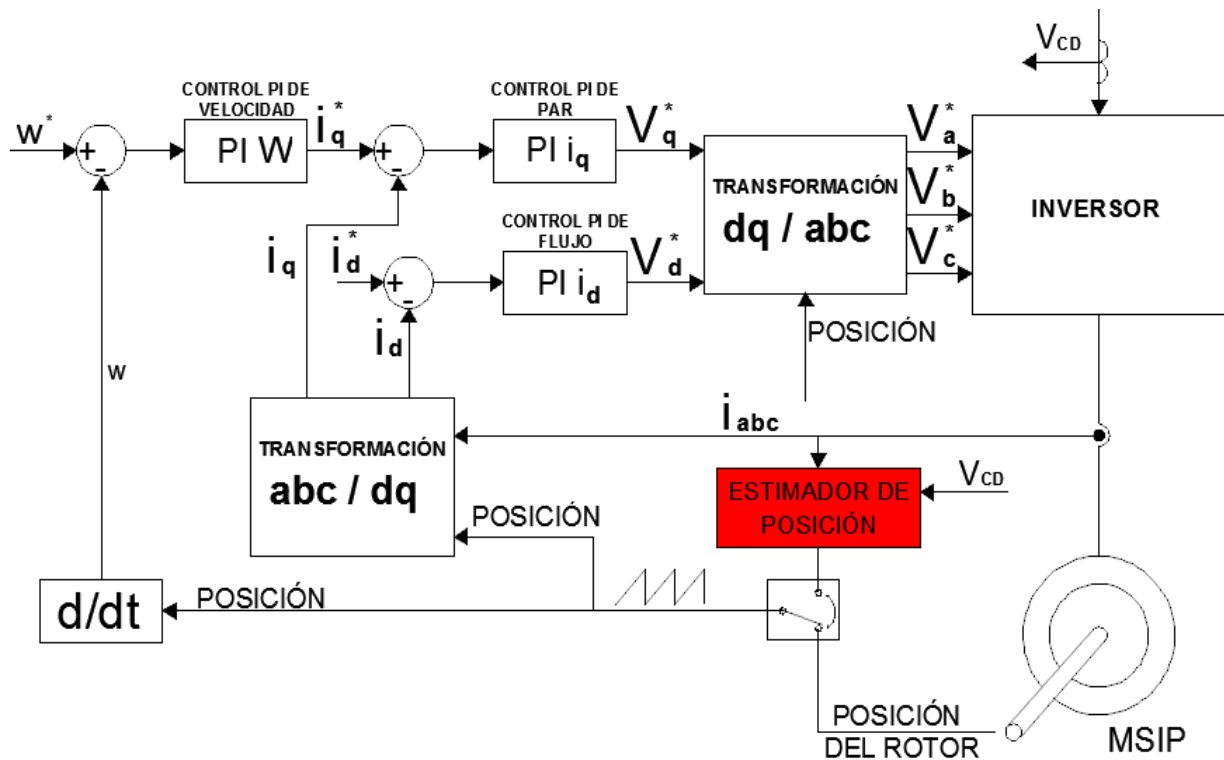


Figura 1.1 Sistema de control propuesto.

A continuación se describen concretamente algunos trabajos sobre sistemas de control de las MSIP.

1.1 ESTADO DEL ARTE.

En 1986 Sebastian T., Slemon G. R. and Rahman M. A. [9] analizaron las ventajas de las MSIP y se presentó el circuito equivalente (modelo) de estas máquinas y se compararon los resultados obtenidos en la simulación con los resultados experimentales obtenidos en el laboratorio.

En 1988 Pillay y Krishnan, R. [10], presentaron los accionamientos de la MSIP y los clasificaron en dos categorías:

- Accionamientos de la MSIP y,
- Accionamientos de las máquinas de CD sin escobillas.

En el mismo año como complemento de su trabajo anterior, Pillay y Krishnan [11] realizaron la presentación del modelo de la MSIP. Se presentó la aplicación del control vectorial en este tipo de máquina así como también el modelo y la simulación completa del sistema del accionamiento. Fueron analizadas las diferentes curvas de eficiencia obtenidas debido a la implementación de una técnica de Modulación de Ancho de Pulso y controladores de histéresis de corriente. Se puso particular atención a la pulsación de par y la respuesta de velocidad, además, se hizo la validación experimental de la eficiencia del accionamiento.

En 1991, R. Wu y G. R. Slemon [2], presentaron un accionamiento de la MSIP sin sensor de posición, donde se propone un accionamiento simple que no emplea el sensor de posición.

En 1997, Wijenayake A. H. y Schmidt P.B. [12], describieron el desarrollo de un modelo en dos ejes de la MSIP considerando las variaciones de los parámetros magnéticos y las pérdidas en el núcleo.

En el 2001, Bose, B. K. [13] presentó diferentes tipos de máquinas síncronas y las comparó con las máquinas de inducción. El modelo de la MSIP se obtuvo del modelo de la máquina síncrona de polos salientes.

En el mismo año, Bowen C., Jihua Z. y Zhang R. [14], enfocaron el modelado y la simulación a una MSIP alimentada por un inversor de seis pasos basado en la técnica de vectores espaciales.

En el 2003, M. E. Haque, L. Zhong y M. F. Rahman [3], proponen un accionamiento de la MSIP sin sensor de posición con una estimación inicial de la posición del rotor, además se mencionan otras técnicas empleadas para la estimación de la posición del rotor.

En el 2007, X. Xi, Z. Meng y L. Yongdong [15], presentaron un nuevo control directo de par sin sensor de posición mediante la implementación de un filtro extendido de Kalman, en este trabajo también se hace una reseña de algunas técnicas para la estimación de la posición.

En el 2008, F. Zhou, J. Yang, y B. Li [16], realizaron la implementación de un observador de velocidad basado en un sistema adaptable a un modelo de referencia (MRAS) para una MSIP.

Actualmente la mayoría de controladores de velocidad de la MSIP están formados por tres lazos de control (ver figura 1.2), dos lazos internos de control de corriente (flujo y par), y un lazo externo de control de velocidad que genera el par de referencia para el lazo de control de la corriente i_q . La corriente de referencia i_d se hace igual a cero si la máquina no opera en la región de flujo debilitado.

En la figura 1.3 se ilustra otro tipo de control el cual se denomina Control Directo de Par (DTC) el cual está basado en seleccionar directamente los vectores de voltaje del inversor para controlar directamente el flujo y par de la máquina. El flujo del estator se calcula integrando la fuerza contra electromotriz y el par es estimado de las corrientes medidas y del flujo estimado.

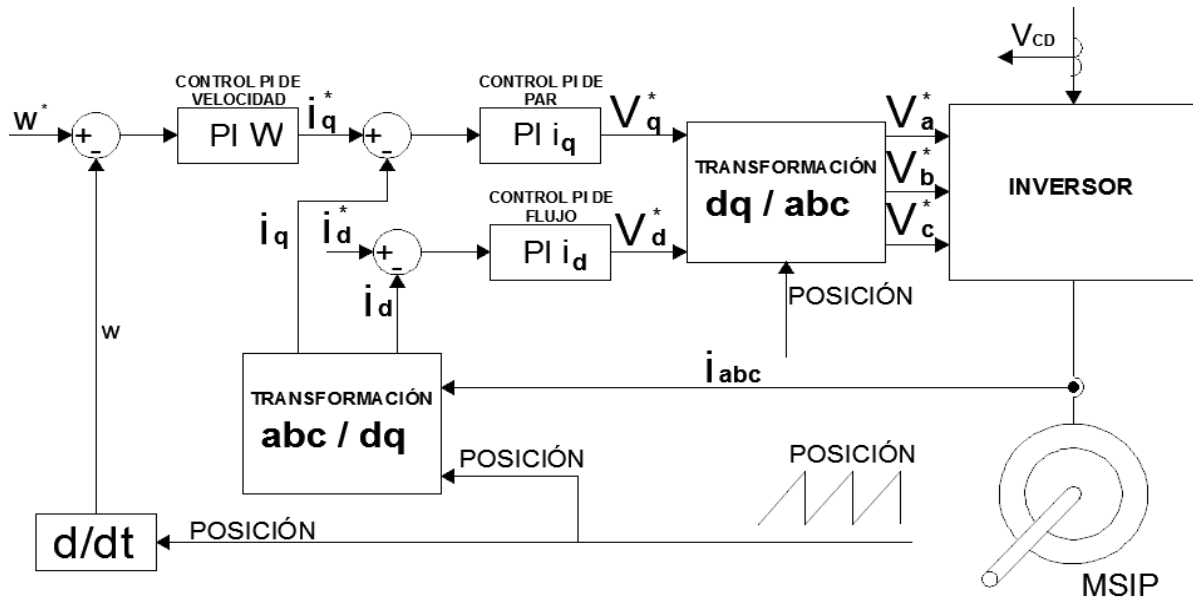


Figura 1.2 Control de velocidad con sensor de posición para una MSIP.

Sin embargo aunque el DTC es un esquema de control que no requiere sensor de posición, se requiere de una aproximación de la posición inicial del rotor para poder arrancar la máquina[3].

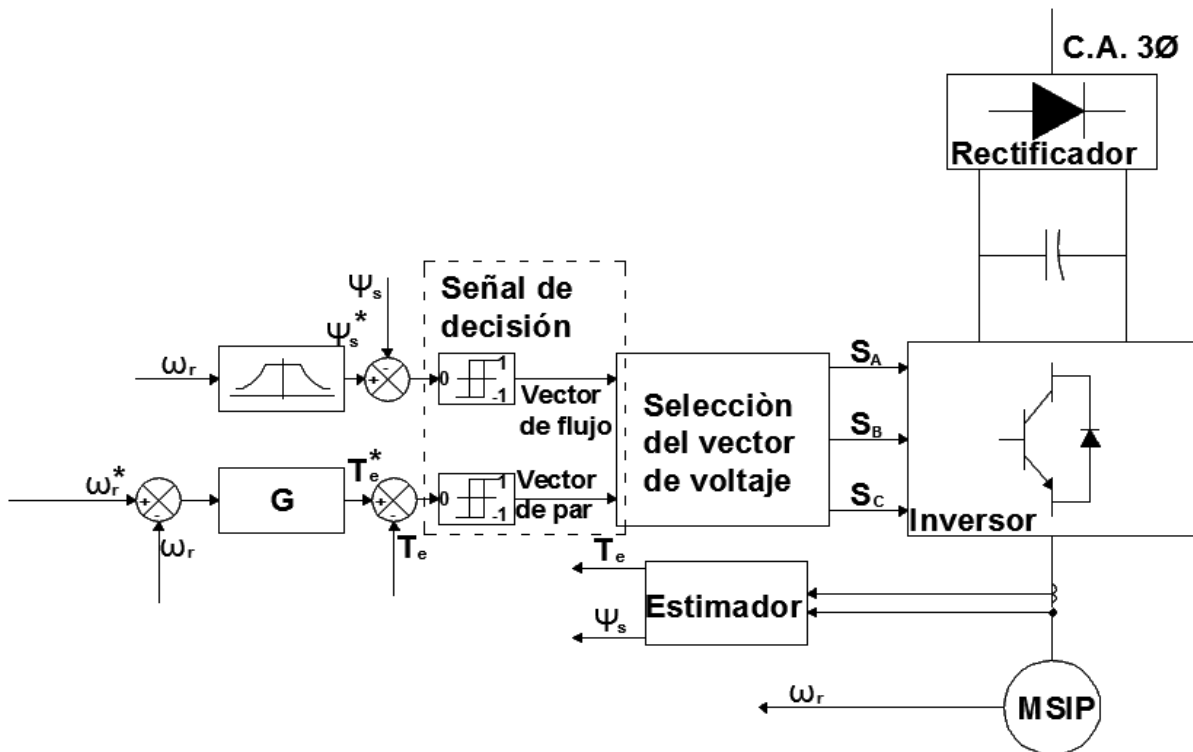


Figura 1.3 Control Directo de Par (DTC).

De igual forma se han desarrollado diversos métodos de estimación de posición que se pueden clasificar en tres grupos:

1. Estimadores basados en el procesamiento de la fuerza contra electromotriz [2].
2. Estimadores basados en un Sistema Adaptable a un Modelo de Referencia (MRAS) [16,17].
3. Estimadores basados en Filtros Kalman y Observadores [15,18].

Algunos trabajos realizados en los últimos años en el departamento son los siguientes:

En 1998, P. Ponce C. [19], realiza una simulación del control vectorial de velocidad de una máquina de inducción jaula de ardilla. Básicamente se empleó un método indirecto de orientación de flujo del rotor, que permite desacoplar la máquina de inducción y lograr un comportamiento semejante, al que se obtiene en un control de velocidad de la máquina de CD. En el 2001, B. Elfilali [20], realiza una implementación del filtro de Kalman como estimador de la velocidad en el control vectorial de las máquinas de inducción, detallando las principales características y ventajas de la implementación del control vectorial sin sensor de posición para la máquina de inducción.

En el 2003, M. E. Ramírez S. [21], realiza una simulación del control de velocidad por campo orientado de una máquina de inducción utilizando un estimador de velocidad basado en observadores de flujo, aquí se emplea un observador de flujo del rotor, el cual se clasifica dentro de los esquemas de estimación de velocidad denominados: Sistema Adaptable a un Modelo de Referencia.

En el 2004, J. A. Sixto B. [22], realiza la simulación de un control vectorial de la máquina de inducción en bajas velocidades, en esta tesis se analizan los problemas que se presentan en el desempeño del control de flujo orientado en bajas velocidades así mismo se tratan los problemas de los estimadores de la resistencia del rotor y la velocidad del rotor.

Estos trabajos se basan en la utilización del accionamiento de la máquina de inducción, el cual es similar al accionamiento de la MSIP.

1.2 JUSTIFICACIÓN DE LA INVESTIGACIÓN.

En la actualidad los sistemas comerciales de control para la MSIP requieren de un encoder o resolver para sensar la posición, el cual se monta sobre la flecha de la máquina. Los sensores de posición presentan algunas desventajas generales:

- Se incrementa el tamaño del sistema de control.
- Se incrementa el costo del sistema de control.
- Se disminuye la fiabilidad del sistema de control.

En esta tesis se lleva a cabo el desarrollo del control vectorial de velocidad de la MSIP y la valoración de un estimador de la posición del rotor, es decir, se valora la implementación de un control sin sensor de posición.

Como se mencionó anteriormente la realización de esta investigación está justificada por el desarrollo del proyecto de investigación aprobado y apoyado económicamente por el ICyTDF, con este trabajo se cubre una parte importante del proyecto y permite la implementación del accionamiento de la máquina de tracción dentro del sistema de control de un vehículo eléctrico emulado en el laboratorio de Electrónica de Potencia del Departamento de Ingeniería Eléctrica de la SEPI.

1.3 OBJETIVO.

Desarrollar el sistema de control vectorial de la velocidad de una MSIP. Para cumplir con este objetivo general se realizará el modelado y simulación del sistema y posteriormente, después de comprobar la factibilidad de su implementación, se procederá al diseño y montaje de las diferentes partes del accionamiento y a la realización de las pruebas experimentales que validen su desempeño estático y dinámico. Valorar en simulación y de forma experimental el uso en el sistema de un estimador de la posición del rotor que permita la implementación de un control vectorial de velocidad sin sensor de posición.

1.4 ALCANCE.

En esta tesis se lleva a cabo el planteamiento teórico, la simulación del control para la MSIP y se detallan los conceptos analíticos para desarrollar el control de la MSIP, así también se lleva a cabo la implementación física del prototipo en el laboratorio, el cual forma parte del proyecto “Supercapacitores para Ahorro de Energía en Transporte Eléctrico” (Número de registro PIC508-50).

1.5 ESTRUCTURA DE LA TESIS.

Capítulo I: Introducción.

Se describen las ventajas de emplear una MSIP, se presenta una reseña de los trabajos realizados en esta área en orden cronológico hasta la fecha, se justifica y se plantea el objetivo general de la investigación así como los alcances de la misma.

Capítulo II: Máquina Síncrona de Imanes Permanentes (MSIP) y sus Accionamientos.

Se mencionan algunas de las características de las MSIP, se describe el modelo de la máquina, se lleva a cabo el desarrollo y prueba mediante la simulación del modelo, se analizan algunos de los accionamientos empleados en el control de la MSIP y se realiza el cálculo de las constantes de los controladores PI empleados en el control.

Capítulo III: Modelado y Simulación del Control de la MSIP.

Se realiza el modelado y simulación de un control de velocidad con sensor de posición para la evaluación del esquema de estimación de posición, se describen algunos de los métodos empleados para la estimación de posición, se realiza la selección y prueba del esquema de estimación de la velocidad, se elimina el sensor de posición y se muestran los resultados obtenidos.

Capítulo IV: Implementación del Sistema en el Laboratorio.

En este capítulo se realiza la construcción y ensamble del hardware necesario para la implementación del control de la MSIP, se describe el funcionamiento del equipo utilizado en la implementación y se realiza el acondicionamiento de cada uno de los algoritmos de control

para su implementación en el laboratorio (algoritmos de control escalar, control de velocidad con sensor de posición y estimador de velocidad).

Capítulo V: Resultados Experimentales.

Se presentan y analizan los resultados experimentales obtenidos en el laboratorio con la implementación del sistema de control de velocidad con sensor de posición y los resultados obtenidos de la estimación de velocidad.

Capítulo VI: Conclusiones y Recomendaciones.

Se realiza una valoración de los resultados obtenidos, se analiza el cumplimiento del objetivo de las tesis, se hacen sugerencias de cómo mejorar el hardware y el software desarrollados y se realizan recomendaciones para trabajos futuros.

Referencias.

Se proporciona la bibliografía consultada para llevar a cabo la implementación del accionamiento de la MSIP.

Apéndices.

En los apéndices se describen las transformaciones de Clark y Park empleadas en la obtención del modelo de la MSIP, también se describe un método experimental para la obtención del flujo de los imanes permanentes y se dan los programas de control realizados en CodeWarrior utilizados en la implementación.

2. MÁQUINA SÍNCRONA DE IMANES PERMANENTES (MSIP) Y SUS ACCIONAMIENTOS.

2.1 INTRODUCCIÓN.

En la actualidad las máquinas eléctricas rotatorias pueden clasificarse en dos grandes grupos:

- A. Máquinas de corriente directa.
- B. Máquinas de corriente alterna, las cuales pueden clasificarse como sigue:
 - 1. Máquinas síncronas.
 - 2. Máquinas asíncronas o de inducción.
 - 3. Máquinas de reluctancia variable.

En este trabajo se utilizó la máquina síncrona de imanes permanentes del tipo de imanes superficiales (MSIPS) con distribución sinusoidal de la fuerza electromotriz. En la figura 2.1 se muestra un diagrama de la clasificación de las máquinas eléctricas y se señala la ubicación de la máquina que se utilizó mediante rectángulos sombreados.

2.2 CARACTERÍSTICAS DE LA MSIP.

En la clasificación de las máquinas eléctricas de la figura 2.1 se observa que las MSIP pueden clasificarse a su vez en dos grupos en función de la dirección del flujo magnético con respecto al rotor: de flujo radial, cuando la dirección del campo magnético es en el sentido radial de la máquina, y de flujo axial, cuando la dirección del campo magnético es paralela al eje del rotor. La máquina de flujo radial es la más utilizada actualmente aunque la de flujo axial está incrementando notablemente su uso en algunas aplicaciones donde resulta muy atractiva su alta razón potencia – peso (W/kg) y aceleración.

Las ventajas de usar los imanes permanentes son: la eliminación de las pérdidas en el cobre del rotor, alta razón potencia – peso (W/kg) y menor inercia en el rotor. Algunas de las desventajas son la reducción de la flexibilidad en el control del flujo y un posible efecto de desmagnetización de los imanes, así mismo esta máquina tiene una mayor eficiencia que la máquina de inducción pero su costo es mucho mayor [13].

Los magnetos o imanes pueden ser colocados de diferentes formas en el rotor, clasificándose de acuerdo a su ubicación como de imanes interiores y de imanes superficiales. En la máquina de imanes interiores (MSIPI) estos son colocados en el interior del rotor. Existen un gran número de geometrías posibles sin embargo en la figura 2.2 se muestra la más común. Algunas de las características importantes que presenta esta máquina son [13]:

- 1. Permite mayores velocidades de operación.
- 2. El entrehierro efectivo es mayor en el eje directo que en el eje de cuadratura $L_{dm} < L_{qm}$.
- 3. Con la disminución del entrehierro el efecto de reacción de armadura se incrementa.

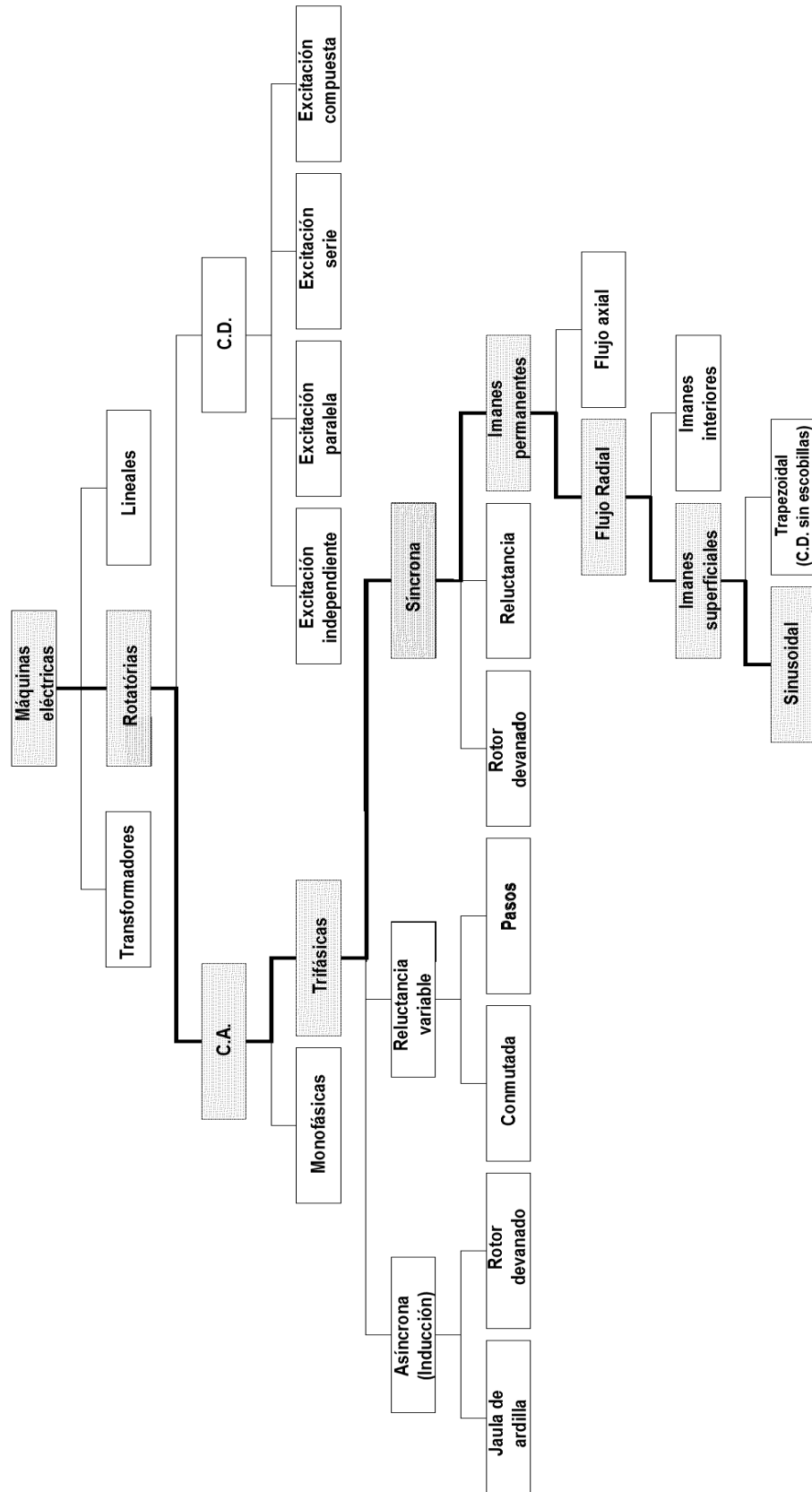


Figura 2.1 Clasificación de las máquinas eléctricas [13,23].

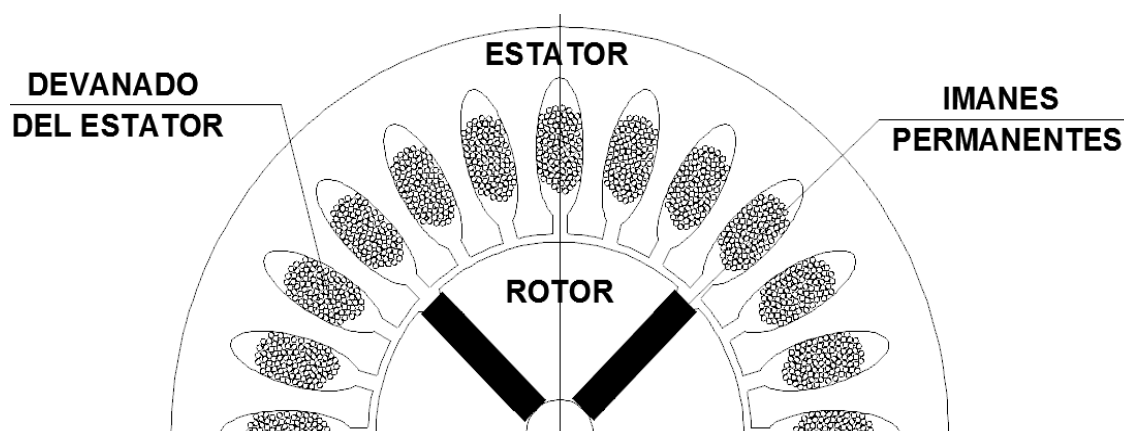


Figura 2.2 Vista transversal de una máquina de imanes permanentes interiores (MSIPI).

En la máquina de imanes superficiales (MSIPS) estos son adheridos a la superficie del rotor usando adhesivos epóxicos, en la figura 2.3 se muestra este tipo de configuración. El rotor se construye de hierro, el cual puede ser sólido o laminado por simplicidad de construcción. La permeabilidad efectiva de un imán permanente es aproximadamente igual a uno, por lo cual contribuye a un bajo efecto de reacción de armadura debido al bajo flujo magnetizante [13]. Este tipo de máquina es empleado únicamente para bajas velocidades ya que en altas velocidades los imanes podrían desprenderse del rotor, también se considera que esta máquina tiene pequeñas saliencias, teniendo prácticamente igual inductancia en ambos ejes [24]. Entonces para una máquina de imanes superficiales $L_{dm} = L_{qm}$ [13].

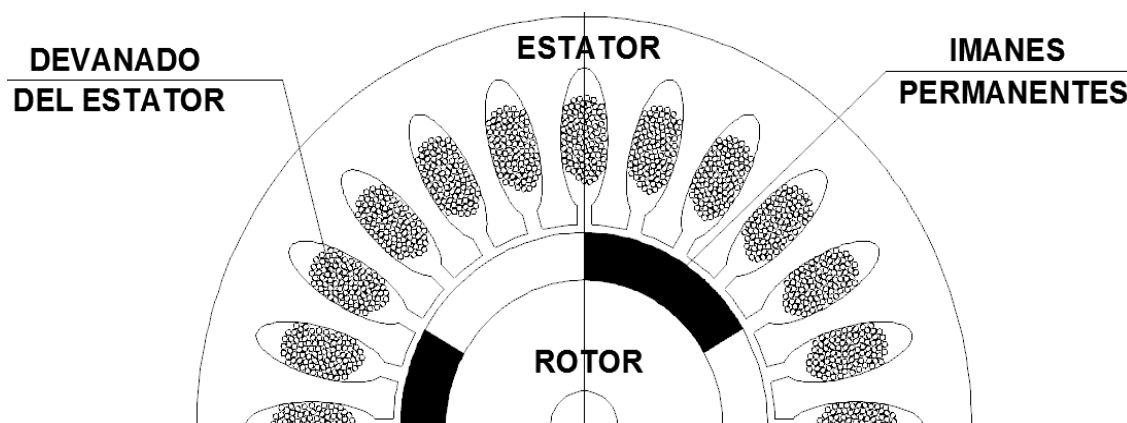


Figura 2.3 Vista transversal de una máquina de imanes permanentes superficiales (MSIPS).

En la MSIP con distribución sinusoidal de la fuerza electromotriz (fem) el devanado del estator es un devanado trifásico con distribución similar al de la máquina síncrona convencional sin embargo, en la máquina con distribución trapezoidal o máquina de CD sin escobillas, el devanado del estator está concentrado lo que provoca que la fem inducida en el estator sea no sinusoidal. Como se mencionó anteriormente en este trabajo se utilizó una MSIPS con flujo radial y devanado trifásico distribuido en el estator (fem sinusoidal), por lo que todo el modelado que se describirá a continuación será considerando este tipo de máquina.

2.3 MODELO DE LA MSIP.

Para trabajar con el modelo de la MSIP, se recomienda estudiar el apéndice A donde se describen los marcos de referencia empleados, así como las transformaciones entre ellos, utilizados en el análisis de sistemas eléctricos trifásicos, estos marcos son de dos tipos:

- Marco de referencia estacionario, definido por los ejes $\alpha\beta$ ó transformación DQ y
- Marco de referencia síncrono dq.

Las transformaciones entre los marcos de referencias son válidas para corrientes, voltajes y flujos de un sistema trifásico balanceado. Con ellas se realizará la obtención del modelo de la MSIP.

De la estructura de la MSIP que se va a utilizar se pueden obtener las ecuaciones que describen la máquina en el marco de referencia trifásico estacionario abc (ecuaciones eléctricas):

$$\begin{aligned} v_a &= R_a i_a + d\psi_a/dt & d\psi_a/dt &= v_a - R_a i_a \\ v_b &= R_b i_b + d\psi_b/dt & \Rightarrow d\psi_b/dt &= v_b - R_b i_b \\ v_c &= R_c i_c + d\psi_c/dt & d\psi_c/dt &= v_c - R_c i_c \end{aligned} \quad (2.1)$$

Considerando los flujos de cada una de las fases del estator de la máquina se obtienen las siguientes ecuaciones:

$$\begin{aligned} \psi_a &= \psi_{aa} + \psi_{ba} + \psi_{ca} + \psi_{ma} \\ \psi_b &= \psi_{ab} + \psi_{bb} + \psi_{cb} + \psi_{mb} \\ \psi_c &= \psi_{ac} + \psi_{bc} + \psi_{cc} + \psi_{mc} \end{aligned} \quad (2.2)$$

Aplicando la transformación de Park a flujos, corrientes y voltajes para trasladarlas al marco de referencia síncrono se tiene:

$$\begin{bmatrix} \psi_d \\ \psi_q \\ \psi_0 \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos \theta & \cos(\theta - 2\pi/3) & \cos(\theta + 2\pi/3) \\ -\sin \theta & -\sin(\theta - 2\pi/3) & -\sin(\theta + 2\pi/3) \\ 1/2 & 1/2 & 1/2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \psi_a \\ \psi_b \\ \psi_c \end{bmatrix} \quad (2.3)$$

$$\begin{bmatrix} i_d \\ i_q \\ i_0 \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos \theta & \cos(\theta - 2\pi/3) & \cos(\theta + 2\pi/3) \\ -\sin \theta & -\sin(\theta - 2\pi/3) & -\sin(\theta + 2\pi/3) \\ 1/2 & 1/2 & 1/2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} \quad (2.4)$$

$$\begin{bmatrix} v_d \\ v_q \\ v_0 \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos \theta & \cos(\theta - 2\pi/3) & \cos(\theta + 2\pi/3) \\ -\sin \theta & -\sin(\theta - 2\pi/3) & -\sin(\theta + 2\pi/3) \\ 1/2 & 1/2 & 1/2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix} \quad (2.5)$$

Derivando la ecuación (2.3) respecto al tiempo se obtiene la siguiente ecuación:

$$\begin{bmatrix} d\psi_d/dt \\ d\psi_q/dt \\ d\psi_0/dt \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} -\sin\theta & -\sin(\theta - 2\pi/3) & -\sin(\theta + 2\pi/3) \\ -\cos\theta & -\cos(\theta - 2\pi/3) & -\cos(\theta + 2\pi/3) \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \psi_a \\ \psi_b \\ \psi_c \end{bmatrix} \frac{d\theta}{dt} + \\ + \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos\theta & \cos(\theta - 2\pi/3) & \cos(\theta + 2\pi/3) \\ -\sin\theta & -\sin(\theta - 2\pi/3) & -\sin(\theta + 2\pi/3) \\ 1/2 & 1/2 & 1/2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} d\psi_a/dt \\ d\psi_b/dt \\ d\psi_c/dt \end{bmatrix}$$

Simplificando con la transformación de Park (ec. 2.3) y considerando que $d\theta/dt = \omega$ (velocidad eléctrica del rotor), se obtiene:

$$\begin{bmatrix} d\psi_d/dt \\ d\psi_q/dt \\ d\psi_0/dt \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 \\ -1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \psi_d \\ \psi_q \\ \psi_0 \end{bmatrix} \omega + \\ + \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos\theta & \cos(\theta - 2\pi/3) & \cos(\theta + 2\pi/3) \\ -\sin\theta & -\sin(\theta - 2\pi/3) & -\sin(\theta + 2\pi/3) \\ 1/2 & 1/2 & 1/2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} d\psi_a/dt \\ d\psi_b/dt \\ d\psi_c/dt \end{bmatrix}$$

Sustituyendo la ecuación (2.1) se obtiene:

$$\begin{bmatrix} d\psi_d/dt \\ d\psi_q/dt \\ d\psi_0/dt \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 \\ -1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \psi_d \\ \psi_q \\ \psi_0 \end{bmatrix} \omega + \\ + \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos\theta & \cos(\theta - 2\pi/3) & \cos(\theta + 2\pi/3) \\ -\sin\theta & -\sin(\theta - 2\pi/3) & -\sin(\theta + 2\pi/3) \\ 1/2 & 1/2 & 1/2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_a - R_a i_a \\ v_b - R_b i_b \\ v_c - R_c i_c \end{bmatrix}$$

Desarrollando se obtiene:

$$\begin{bmatrix} d\psi_d/dt \\ d\psi_q/dt \\ d\psi_0/dt \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 \\ -1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \psi_d \\ \psi_q \\ \psi_0 \end{bmatrix} \omega + \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos\theta & \cos(\theta - 2\pi/3) & \cos(\theta + 2\pi/3) \\ -\sin\theta & -\sin(\theta - 2\pi/3) & -\sin(\theta + 2\pi/3) \\ 1/2 & 1/2 & 1/2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix} - \\ - \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos\theta & \cos(\theta - 2\pi/3) & \cos(\theta + 2\pi/3) \\ -\sin\theta & -\sin(\theta - 2\pi/3) & -\sin(\theta + 2\pi/3) \\ 1/2 & 1/2 & 1/2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} R_a i_a \\ R_b i_b \\ R_c i_c \end{bmatrix}$$

Considerando que $R_a = R_b = R_c = R_s$ y simplificando con la transformación de Park para corrientes y voltajes (ec. 2.4, 2.5) se obtiene:

$$\begin{bmatrix} d\psi_d/dt \\ d\psi_q/dt \\ d\psi_0/dt \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 \\ -1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \psi_d \\ \psi_q \\ \psi_0 \end{bmatrix} \omega + \begin{bmatrix} v_d \\ v_q \\ v_0 \end{bmatrix} - R_s \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \\ i_0 \end{bmatrix}$$

$$\begin{bmatrix} v_d \\ v_q \\ v_0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} d\psi_d/dt \\ d\psi_q/dt \\ d\psi_0/dt \end{bmatrix} + R_s \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \\ i_0 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & -1 & 0 \\ 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \psi_d \\ \psi_q \\ \psi_0 \end{bmatrix} \omega$$

$$\begin{bmatrix} v_d \\ v_q \\ v_0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} d\psi_d/dt \\ d\psi_q/dt \\ d\psi_0/dt \end{bmatrix} + R_s \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \\ i_0 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & -1 & 0 \\ 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \psi_d \\ \psi_q \\ \psi_0 \end{bmatrix} \omega \quad (2.6)$$

Orientando el flujo de los imanes permanentes (IP) sobre el eje d, considerando que el marco de referencia dq gira en sincronismo con el rotor, y el ángulo inicial del rotor y de los ejes son iguales, se pueden obtener las siguientes ecuaciones de flujos:

$$\begin{bmatrix} \psi_d \\ \psi_q \\ \psi_0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_d & 0 & 0 \\ 0 & L_q & 0 \\ 0 & 0 & L_{ls} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \\ i_0 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \psi_{IP} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \quad (2.7)$$

Derivando se obtiene:

$$\begin{bmatrix} d\psi_d/dt \\ d\psi_q/dt \\ d\psi_0/dt \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_d & 0 & 0 \\ 0 & L_q & 0 \\ 0 & 0 & L_{ls} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} di_d/dt \\ di_q/dt \\ di_0/dt \end{bmatrix} \quad (2.8)$$

Sustituyendo las ecuaciones (2.7) y (2.8) en la ecuación (2.6) se obtiene:

$$\begin{bmatrix} v_d \\ v_q \\ v_0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_d & 0 & 0 \\ 0 & L_q & 0 \\ 0 & 0 & L_{ls} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} di_d/dt \\ di_q/dt \\ di_0/dt \end{bmatrix} + R_s \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \\ i_0 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & -1 & 0 \\ 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \left[\begin{bmatrix} L_d & 0 & 0 \\ 0 & L_q & 0 \\ 0 & 0 & L_{ls} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \\ i_0 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \psi_{IP} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \right] \omega$$

Simplificando se obtiene el modelo de la MSIP:

$$\begin{bmatrix} v_d \\ v_q \\ v_0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_d & 0 & 0 \\ 0 & L_q & 0 \\ 0 & 0 & L_{ls} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} di_d/dt \\ di_q/dt \\ di_0/dt \end{bmatrix} + R_s \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \\ i_0 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & -L_q & 0 \\ L_d & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \\ i_0 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ \psi_{IP} \\ 0 \end{bmatrix} \omega \quad (2.9)$$

Sin embargo la componente de secuencia cero se puede considerar como nula ya que las máquinas generalmente son operadas sin hilo neutro.

En la figura 2.4 se muestran los circuitos equivalentes en el marco síncrono dq que representan el modelo de la MSIP:

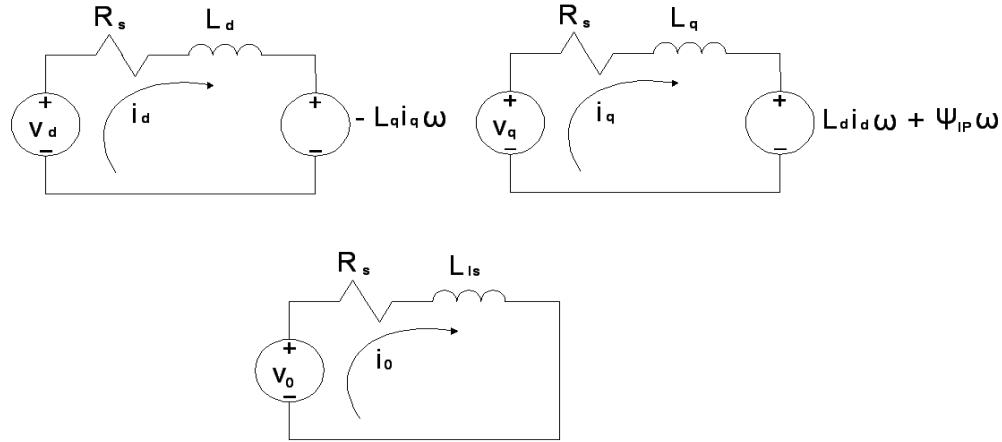


Figura 2.4 Circuito equivalente de la MSIP

A continuación se llevará a cabo la deducción de la ecuación de par electromagnético, para ello se parte desde un punto vista energético, donde la energía es igual al producto de la potencia (P) por el tiempo (t):

$$W = Pt$$

La potencia de entrada a la máquina es:

$$P = v_a i_a + v_b i_b + v_c i_c \Rightarrow P = [v_a \quad v_b \quad v_c]^t \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix}$$

Sustituyendo la Transformación de Park para voltajes y corrientes (ec. 2.4, 2.5) se obtiene:

$$P = \left[\begin{bmatrix} \cos \theta & -\sin \theta & 1 \\ \cos(\theta - 2\pi/3) & -\sin(\theta - 2\pi/3) & 1 \\ \cos(\theta + 2\pi/3) & -\sin(\theta + 2\pi/3) & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_d \\ v_q \\ v_0 \end{bmatrix} \right]^t \cdot \left[\begin{bmatrix} \cos \theta & -\sin \theta & 1 \\ \cos(\theta - 2\pi/3) & -\sin(\theta - 2\pi/3) & 1 \\ \cos(\theta + 2\pi/3) & -\sin(\theta + 2\pi/3) & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \\ i_0 \end{bmatrix} \right]$$

Simplificando:

$$P = [v_d \quad v_q \quad v_0] \begin{bmatrix} \cos \theta & \cos(\theta - 2\pi/3) & \cos(\theta + 2\pi/3) \\ -\sin \theta & -\sin(\theta - 2\pi/3) & -\sin(\theta + 2\pi/3) \\ 1 & 1 & 1 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \\ i_0 \end{bmatrix}$$

$$\cdot \begin{bmatrix} \cos \theta & -\sin \theta & 1 \\ \cos(\theta - 2\pi/3) & -\sin(\theta - 2\pi/3) & 1 \\ \cos(\theta + 2\pi/3) & -\sin(\theta + 2\pi/3) & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \\ i_0 \end{bmatrix}$$

$$P = [v_d \quad v_q \quad v_0] \begin{bmatrix} 3/2 & 0 & 0 \\ 0 & 3/2 & 0 \\ 0 & 0 & 3 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \\ i_0 \end{bmatrix}$$

Por lo que para una variación de energía se obtiene:

$$\frac{dW}{dt} = P \Rightarrow \frac{dW}{dt} = [v_d \quad v_q \quad v_0] \begin{bmatrix} 3/2 & 0 & 0 \\ 0 & 3/2 & 0 \\ 0 & 0 & 3 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \\ i_0 \end{bmatrix}$$

Sustituyendo la ecuación (2.6) se obtiene:

$$\frac{dW}{dt} = P \Rightarrow \frac{dW}{dt} = \left[\begin{bmatrix} d\psi_d/dt \\ d\psi_q/dt \\ d\psi_0/dt \end{bmatrix} + R_s \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \\ i_0 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & -1 & 0 \\ 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \psi_d \\ \psi_q \\ \psi_0 \end{bmatrix} \omega \right]^t \begin{bmatrix} 3/2 & 0 & 0 \\ 0 & 3/2 & 0 \\ 0 & 0 & 3 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \\ i_0 \end{bmatrix}$$

$$\begin{aligned} \frac{dW}{dt} = & \left[d\psi_d/dt \quad d\psi_q/dt \quad d\psi_0/dt \right] + R_s [i_d \quad i_q \quad i_0] + \\ & + [\psi_d \quad \psi_q \quad \psi_0] \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 \\ -1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \omega \begin{bmatrix} 3/2 & 0 & 0 \\ 0 & 3/2 & 0 \\ 0 & 0 & 3 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \\ i_0 \end{bmatrix} \end{aligned}$$

Desarrollando cada uno de los términos se obtiene:

$$\begin{aligned} \frac{dW}{dt} = & \left[d\psi_d/dt \quad d\psi_q/dt \quad d\psi_0/dt \right] \begin{bmatrix} 3/2 & 0 & 0 \\ 0 & 3/2 & 0 \\ 0 & 0 & 3 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \\ i_0 \end{bmatrix} + \\ & + R_s [i_d \quad i_q \quad i_0] \begin{bmatrix} 3/2 & 0 & 0 \\ 0 & 3/2 & 0 \\ 0 & 0 & 3 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \\ i_0 \end{bmatrix} + \\ & + [\psi_d \quad \psi_q \quad \psi_0] \begin{bmatrix} 0 & 3/2 & 0 \\ -3/2 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \\ i_0 \end{bmatrix} \omega \end{aligned}$$

Donde el primer término es la energía almacenada en los inductores, el segundo término pertenece a la energía disipada en los resistores y el tercer término es la energía que se tiene disponible para la generación del par electromagnético, dado que el análisis se enfoca al funcionamiento de la MSIP y no a su eficiencia es posible despreciar los primeros dos términos, es decir:

$$\frac{dW}{dt} = [\psi_d \quad \psi_q \quad \psi_0] \begin{bmatrix} 0 & 3/2 & 0 \\ -3/2 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \\ i_0 \end{bmatrix} \omega \quad (2.10)$$

Además el par electromagnético está dado por:

$$T_e = dW/d\theta_{mec} \Rightarrow T_e = \frac{dW/dt}{d\theta_{mec}/dt} \Rightarrow T_e = \frac{dW/dt}{\omega_{mec}} \quad (2.11)$$

Donde θ_{mec} y ω_{mec} son la posición y velocidad mecánica del rotor de la máquina respectivamente, pero también se sabe que:

$$\omega = \rho \omega_{mec} \Rightarrow \omega_{mec} = \frac{1}{\rho} \omega \quad (2.12)$$

Donde ρ es el número de pares de polos de la máquina. Sustituyendo las ecuaciones (2.10) y (2.12) en (2.11) se obtiene:

$$T_e = \frac{3}{2} \rho [\psi_d \quad \psi_q \quad \psi_0] \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 \\ -1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \\ i_0 \end{bmatrix} \quad (2.13)$$

Sustituyendo la ecuación (2.7) y simplificando se obtiene la ecuación del par electromagnético necesaria para el modelado de la MSIP:

$$T_e = \frac{3}{2} \rho [i_d i_q (L_d - L_q) + i_q \psi_{IP}] \quad (2.14)$$

Donde al primer término es el par de reluctancia y el segundo es el par síncrono desarrollado por la máquina, sin embargo para una MSIPS se sabe que $L_d \approx L_q$ por lo que el par de reluctancia es despreciado por ello la ecuación (2.14) se transforma en:

$$T_e = \frac{3}{2} \rho i_q \psi_{IP} \Rightarrow T_e \propto i_q \quad (2.15)$$

Para determinar la ecuación mecánica necesaria se emplea la figura 2.5, donde se pueden observar las fuerzas presentes en la máquina. Para la determinación de la ecuación del movimiento mecánico se emplea la segunda ley de Newton para un sistema rotacional:

$$\sum T = J\alpha$$

Donde: J es el momento polar de inercia del rotor,
 α es la aceleración angular mecánica del sistema

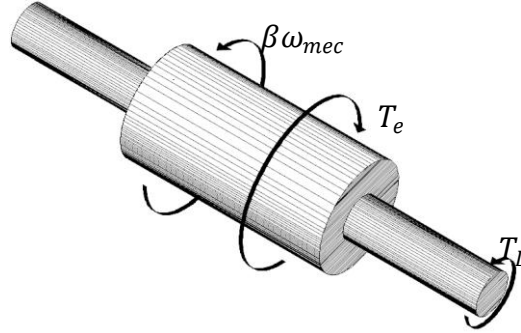


Figura 2.5 Diagrama de fuerzas que actúan en el rotor de la MSIP.

Del diagrama se puede obtener la siguiente ecuación:

$$\sum T = J\alpha \Rightarrow J \frac{d\omega_{mec}}{dt} = T_e - \beta\omega_{mec} - T_L$$

Donde: β – es el coeficiente de fricción.
 T_L – es el par de carga.
 T_e – es el par electromagnético desarrollado por la máquina.

Sustituyendo la ecuación (2.12) se obtiene la ecuación mecánica del sistema:

$$\frac{J}{\rho} \frac{d\omega}{dt} = T_e - \frac{\beta}{\rho} \omega - T_L \Rightarrow \frac{d\omega}{dt} = \frac{\rho}{J} (T_e - T_L) - \frac{\beta}{J} \omega \quad (2.16)$$

Por lo que las ecuaciones a emplearse para la simulación son (2.9), (2.14) y (2.16), las cuales modelan a una MSIPI ó una MSIPS.

2.4 ACCIONAMIENTOS DE LA MSIP.

En esta sección se mencionan algunas de las técnicas empleadas para el control de la MSIP. En la figura 2.6 se muestra un diagrama de la clasificación de los tipos de accionamientos implementados para una MSIP de acuerdo al tipo de técnica empleada, los cuales se basan en

el mismo principio de control de una máquina asíncrona, además se resalta la ubicación del esquema de control empleado en esta investigación.

De manera general se puede mencionar que en la MSIP la velocidad es proporcional a la frecuencia del flujo en el estator, a diferencia de una máquina de inducción la cual no gira a la velocidad síncrona. A continuación se realizará una breve descripción de cada uno de los accionamientos mencionados en la figura 2.6.

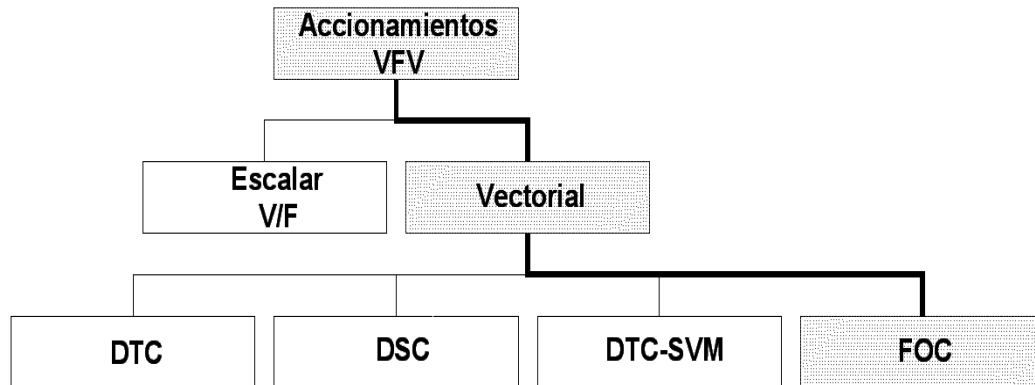


Figura 2.6 Clasificación de las técnicas de control más comunes [25].

2.4.1 Control Escalar (Relación V/f constante).

Esta técnica se emplea comúnmente donde existen varias máquinas conectadas en paralelo al mismo inversor, en aplicaciones de baja eficiencia. Las MSIP's accionadas por este tipo de control presentan problemas de estabilidad a baja frecuencia [4], sin embargo varios autores han demostrado que los accionamientos de este tipo de máquinas pueden ser estabilizados mediante una modulación apropiada en el inversor.

Esta técnica de control se basa principalmente en el control de la magnitud y frecuencia del voltaje o de la corriente en el estator de la máquina (control en lazo abierto), es decir, se busca mantener la relación voltaje/frecuencia constante, sin embargo este tipo de accionamiento es válido en condiciones de estado estable de operación, además no es muy implementado ya que no se considera el acoplamiento natural que existe entre el par electromagnético y el flujo.

Así también para velocidades altas la caída de tensión debida a la resistencia del estator puede ser despreciada, sin embargo a bajas velocidades esta caída es significativa por lo que es necesario compensarla. Esto no es muy factible ya que las curvas calculadas para tal efecto dependen del estado de carga de la máquina, en la figura 2.7 se muestra un esquema básico de control escalar.

2.4.2 Control Vectorial.

Es el más implementado ya que considera los efectos de acoplamiento entre el par electromagnético y el flujo, además de considerar sus magnitudes considera el ángulo entre ambos vectores.

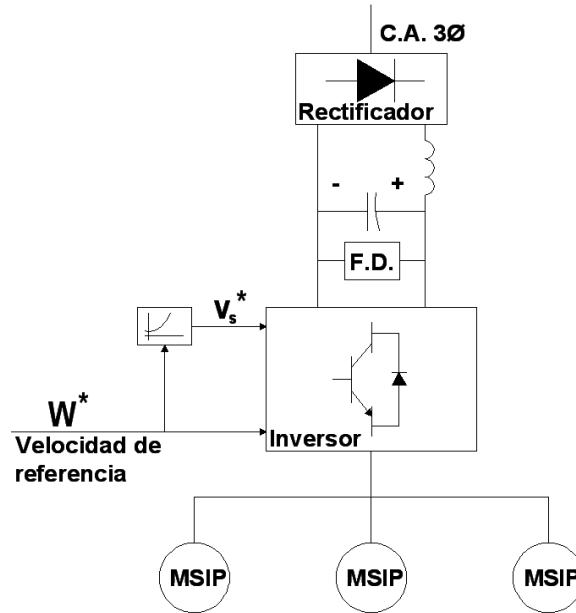


Figura 2.7 Esquema básico de control escalar [13].

2.4.2.1 Control Directo de Par (DTC - Direct Torque Control).

Este tipo control es popular en las máquinas de inducción [26], el principio básico de esta técnica consiste en la selección directa de los vectores de voltajes del inversor aplicados al estator mediante la comparación de las diferencias existentes entre el par electromagnético y el flujo de referencia con sus valores reales.

Algunas de las ventajas que presenta esta técnica de control son:

1. No es compleja y solo requiere del conocimiento de la resistencia del estator de la máquina.
2. No requiere de la modulación del ancho de pulso ya que se selecciona directamente el vector de voltaje generado por el inversor.
3. No se requiere de la posición exacta del rotor.
4. Su implementación digital no requiere de gran potencia de cálculo.

Las desventajas son:

1. Presenta altos rizados de flujo y de par electromagnético.
2. Baja eficiencia en estado estable.
3. Problemas de cálculo de flujo a bajas velocidades.

2.4.2.2 Autocontrol Directo (DSC - Direct Self Control).

Esta técnica es similar al DTC descrito anteriormente sin embargo tiene las siguientes ventajas:

1. La frecuencia de conmutación del inversor es menor que en el DTC.
2. Una buena respuesta a las variaciones de par tanto en la región de flujo constante como en la de flujo debilitado.

Por estas razones el DSC es preferido para aplicaciones en sistemas de tracción de alta potencia.

2.4.2.3 Control Directo de Par con Modulación por Vectores Espaciales (DTC-SVM - Direct Torque Control - Space Vector Modulation).

Esta técnica combina la implementación de la modulación de ancho de pulso por vectores espaciales con el DTC, de esta forma logra la reducción del rizado que presenta el flujo y el par en un control DTC común.

En la figura 2.8 se muestra un diagrama de un control directo de par y un diagrama vectorial donde se muestran los vectores de voltaje del inversor de acuerdo al valor de referencia, en este caso el flujo de la máquina.

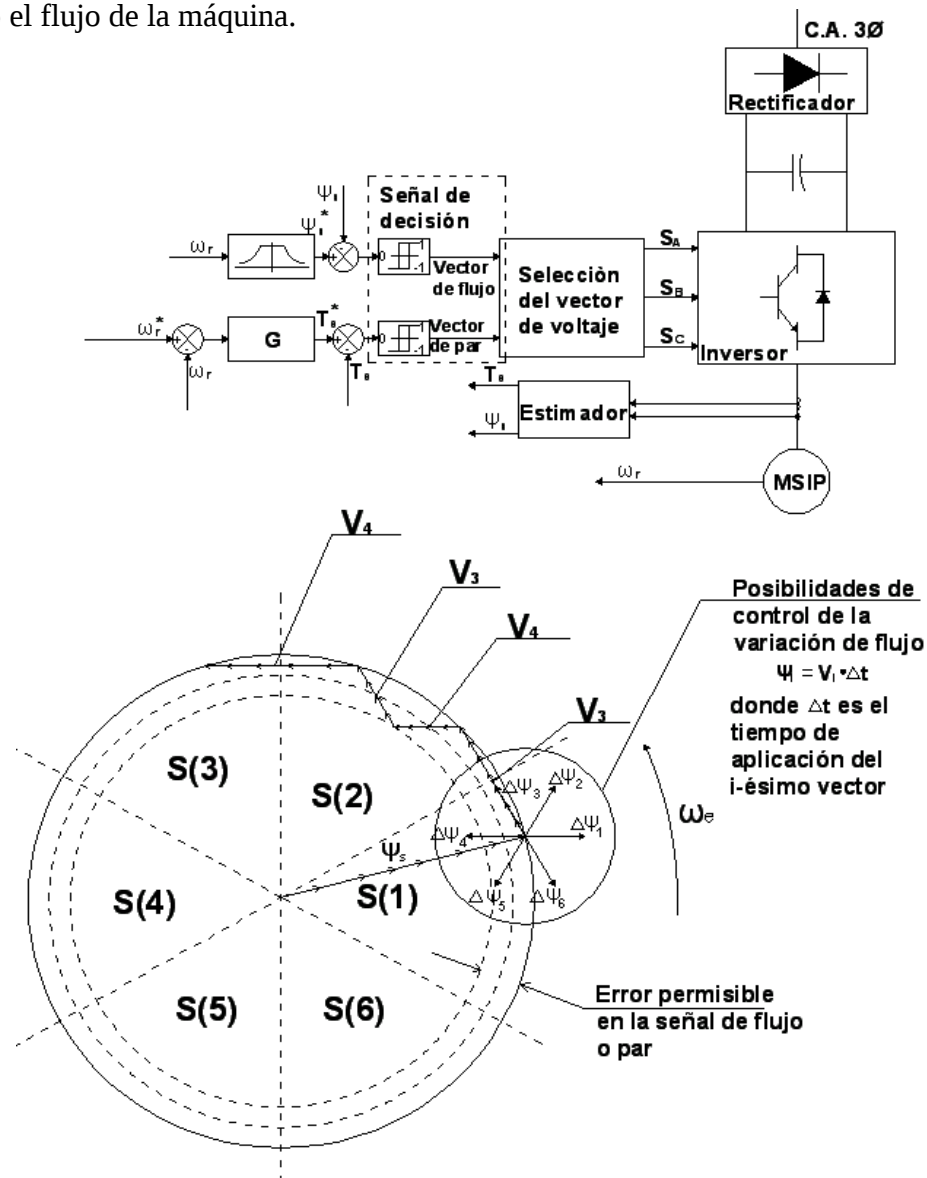


Figura 2.8 Diagrama de bloques de un control directo de par, flujo y diagrama vectorial para la selección de los vectores del inversor [13].

2.4.2.4 Control por Campo Orientado (FOC-Field Oriented Control).

Esta técnica de control es la que se implementará en esta tesis por ello se detallará cada una de las consideraciones básicas que se toman en cuenta para implementar un control de este tipo en una MSIPS.

En un control de campo orientado se busca desacoplar el flujo del par electromagnético, se considera que $i_d = 0$ para accionar la máquina en la región de flujo constante obteniendo el mayor aprovechamiento de la máquina (mayor N-m/A), lo cual también permite disminuir la capacidad nominal del inversor. Ya que la MSIPS puede ser considerada como una máquina de polos lisos con un entrehierro efectivo grande, el flujo de armadura ($\psi_a = L_s \cdot I_s$) es muy pequeño por ello se tiene que $\psi_s \approx \psi_m \approx \psi_{IP}$ [13], sustituyendo $i_d = 0$ en las ecuaciones empleadas para el modelo de la MSIP (ecs. (2.9), (2.14) y (2.16)) se obtiene:

$$v_d = -\omega L_q i_q$$

$$T_e = \frac{3}{2} \rho [i_q \psi_{IP}]$$

$$v_q = L_q di_q/dt + R_s i_q + \omega \psi_{IP}$$

$$d\omega/dt = \frac{\rho}{J} (T_e - T_L) - \frac{\beta}{J} \omega$$

La finalidad del control es mantener el flujo del estator y el par electromagnético a un ángulo entre ellos de 90° (desacoplamiento). En la figura 2.9 se muestra el diagrama fasorial de la MSIPS donde se puede apreciar que el ángulo del factor de potencia ϕ es igual al ángulo de carga δ de la máquina, además se muestra un diagrama de bloques de un control de campo orientado.

La orientación de campo se lleva a cabo mediante la utilización de las transformaciones de Park en el marco de referencia dq, donde se realiza el algoritmo de control de la máquina. Para realizar el control se puede observar en el diagrama de bloques de la figura 2.9 que son necesarios tres controladores los cuales serán del tipo Proporcional - Integral (PI), la utilización de este tipo de controlador, se justifica en la sección 2.5. En esta tesis se fijará la referencia de i_d en cero ya que se trata de un control que opera en la región de flujo constante.

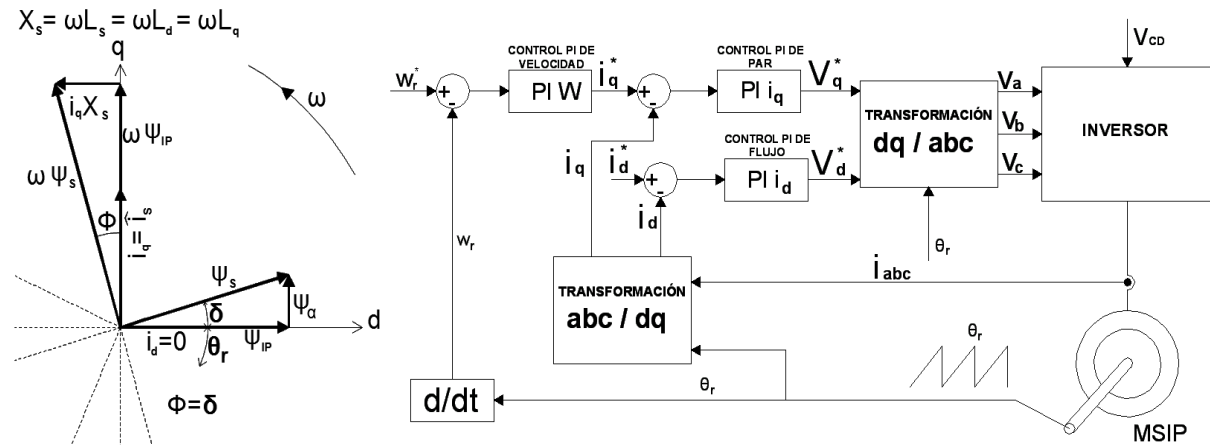


Figura 2.9 Diagrama fasorial en el marco síncrono dq de la MSIPS y el diagrama de bloques del control de campo orientado para la región de flujo constante [13].

2.5 DISEÑO DE CONTROLADORES PARA UNA MSIPS (Configuración en cascada).

Primeramente se debe conocer la planta (MSIPS) la cual en este caso está definida por las ecuaciones (2.9), (2.15) y (2.16).

El desarrollo de esta sección se fundamenta en [27]. Los objetivos para los cuales se realiza el diseño de un controlador son:

1. Error cero en estado permanente.
2. Una buena respuesta dinámica (respuesta rápida en los transitorios, un tiempo de estabilización y un sobretiro muy pequeños).

La configuración de los controladores que se diseñarán será en cascada con la finalidad de reducir al mínimo las perturbaciones que se generan en un proceso lento (control de velocidad), además con esta configuración se puede acelerar la respuesta del sistema de control disminuyendo la constante de tiempo de la función de transferencia del proceso que relaciona la variable manipulada con la salida del mismo. Los pasos que deben ser tomados en cuenta para llevar a cabo el diseño son los siguientes:

1. Se considera que próximo al punto de operación en estado permanente los disturbios en la entrada de referencia y en la carga son pequeños, tal como se hace en un análisis de pequeña señal, esto permite que el sistema pueda ser considerado como un sistema lineal, permitiendo así que los conceptos básicos de la teoría de control clásico puedan ser aplicados.
2. Una vez que el controlador sea diseñado, el sistema completo puede ser sometido a condiciones de grandes señales para evaluar el desempeño del controlador, este análisis se puede realizar durante la simulación, pudiéndose realizar ajustes en los parámetros de los controladores.

Teniendo presente cada uno de los puntos anterior se procede a hacer el diseño del controlador.

Considerando un PWM sinusoidal en la zona lineal la ganancia del inversor es:

$$K_{PWM} = \frac{V_{CD}}{V_{tr}} \quad (2.17)$$

Trasladando las ecuaciones del modelo de la MSIPS al dominio de la frecuencia, despreciando la componente de secuencia cero y considerando que el acoplamiento existente entre cada una de las ecuaciones está completamente compensado, se obtiene el sistema de ecuaciones con las cuales se trabajará:

$$v_d = S L_d i_d + R_s i_d \quad (2.18)$$

$$v_q = S L_q i_q + R_s i_q + \omega \psi_{IP} \quad (2.19)$$

$$T_e = \frac{3}{2} \rho \psi_{IP} i_q \quad (2.20)$$

$$S \omega = \frac{\rho}{J} T_e \quad (2.21)$$

En la figura 2.10 se representa el modelo de la MSIPS en diagrama de bloques (ecs. 2.18-2.21) y en la figura 2.11 se muestra el sistema de control de la MSIPS.

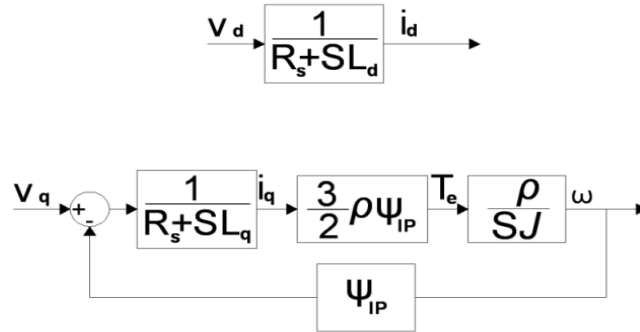


Figura 2.10 Diagrama de bloques de la planta (MSIPS).

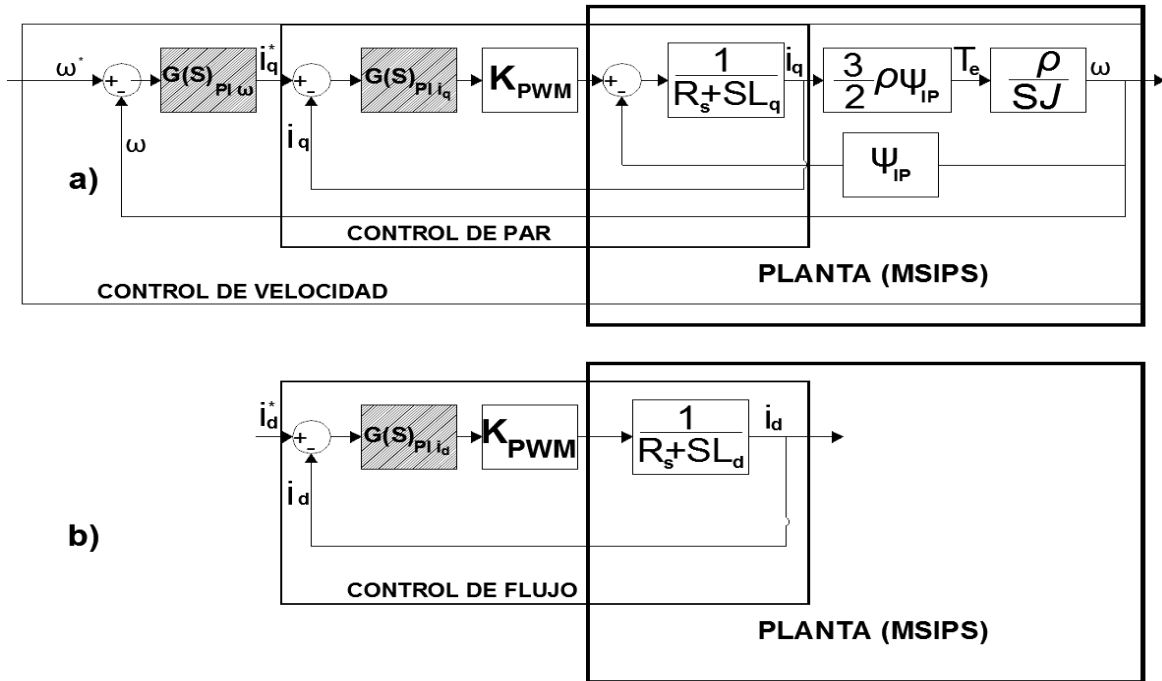


Figura 2.11 Diagrama de bloques de la planta (MSIPS) con los controladores PI en cascada
a) Control eje q, b) Control eje d.

Se puede observar que la sección de la planta que se considera para cada controlador es de primer orden por lo cual el controlador a emplearse será del tipo PI el cual presentan la siguiente función de transferencia:

$$G(S)_{PI} = K_p + \frac{K_i}{S} \quad (2.22)$$

2.5.1 Diseño del lazo de par electromagnético y de flujo (corrientes dq).

En la figura 2.12 se muestra la estructura del controlador y la secuencia de pasos que se llevan a cabo para realizar la simplificación del diagrama. Es importante mencionar que en la figura 2.12c no se considera el efecto de la fuerza electromotriz ($\omega\psi_{IP}$) debido a que esta depende de la velocidad, y la dinámica del lazo de control de la corriente es mucho más rápida y no está influenciada por la velocidad.

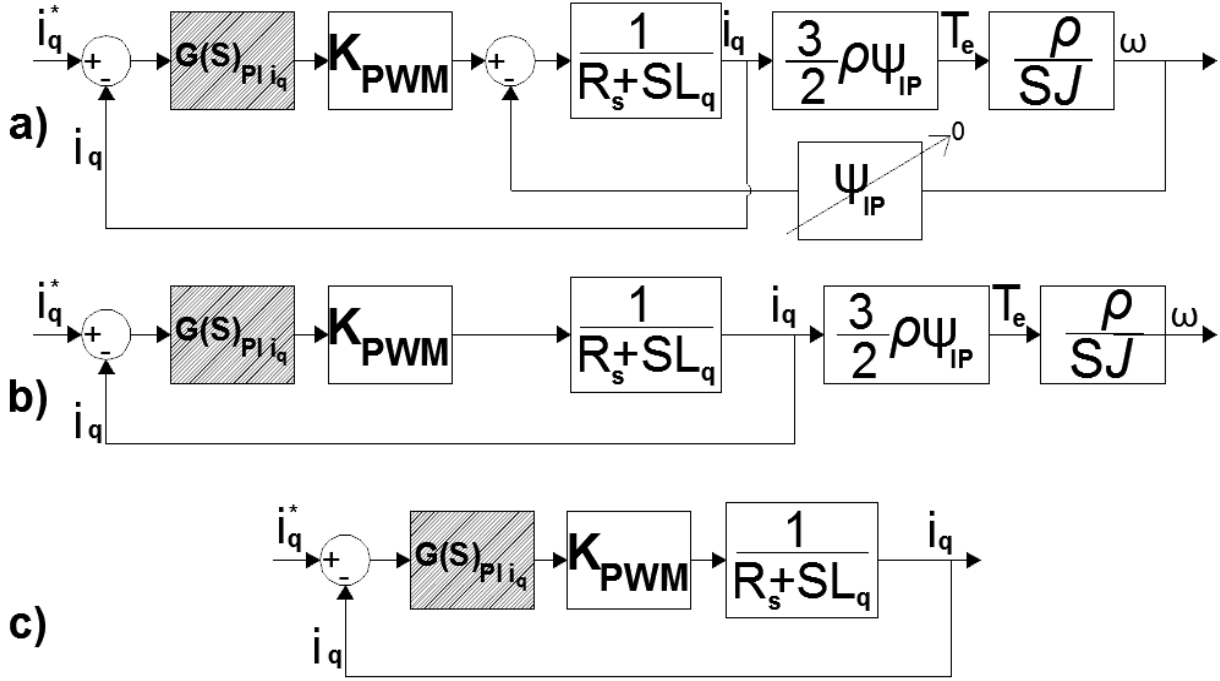


Figura 2.12 Simplificación del diagrama de bloques del controlador PI a diseñar.

Del diagrama de bloques en lazo cerrado de la figura 2.12(c) se elimina la retroalimentación para considerar la función de transferencia en lazo abierto y sustituyendo la ecuación (2.22) para el controlador de i_q se obtiene:

$$G(S)_{LA} = \left[K_{piq} + \frac{K_{iiq}}{S} \right] K_{PWM} \left[\frac{1}{R_s + sL_q} \right] \quad (2.23)$$

Reescribiendo la ecuación (2.23) de tal forma que permita observar cada una de las trazas que integran a la función de transferencia para la construcción de los diagramas de Bode se obtiene:

$$G(S)_{LA} = \frac{K_{iiq} \cdot K_{PWM}}{R_s} \cdot \frac{(K_{piq}/K_{iiq})S + 1}{S \cdot ((L_q/R_s)S + 1)} \bigg|_{S=j\omega} \quad (2.24)$$

Al realizar la cancelación del polo de la máquina ($-R_s/L_q$) con el cero del controlador ($-K_{iiq}/K_{piq}$) es decir, igualar el cero y el polo de la función de transferencia (2.24) (Cancelación Polo – Cero) se puede obtener fácilmente la ganancia proporcional del controlador.

$$-K_{iiq}/K_{piq} = -R_s/L_q \Rightarrow K_{piq} = K_{iiq} L_q/R_s \quad (2.25)$$

Después de realizar la cancelación se obtiene la función de transferencia (2.26) la cual presenta un margen de fase de 90° .

$$G(S)_{LA} = \frac{K_{iiq} K_{PWM}}{SR_s} \quad (2.26)$$

Determinando la frecuencia de corte de la función de transferencia (2.26) mediante diagramas de Bode (figura 2.13) se obtiene:

$$\omega_{ciq} = \frac{K_{iiq} K_{PWM}}{R_s} \quad (2.27)$$

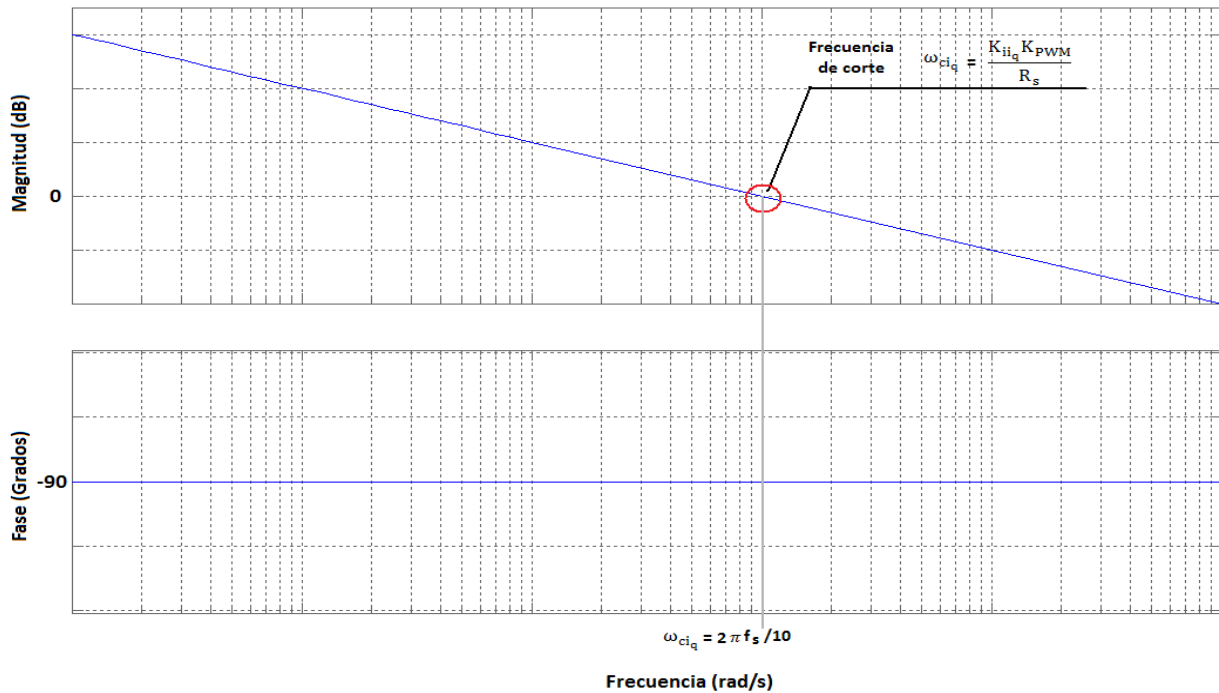


Figura 2.13 Diagramas de Bode de la función de transferencia (2.26).

Para determinar la ganancia integral se considera que la frecuencia de corte (ω_{ciq}) de (2.26) será un orden de magnitud menor a la frecuencia de conmutación del inversor (f_s) como se muestra en la figura 2.13, de esta forma se evita la interferencia en el controlador generada por el ruido de la conmutación en el inversor.

Es importante mencionar que el proceso de cancelación Polo-Cero es puramente teórico ya que en la práctica no es posible realizar la cancelación exacta del polo de la máquina, sin embargo en este procedimiento de diseño el propósito es aproximarse a la cancelación del polo de la máquina lo que permitirá conservar un margen de fase próximo a 90° a la frecuencia de corte de la función de transferencia (2.24).

En la figura 2.14 se muestra la magnitud y la fase de una familia de curvas que muestran el comportamiento de la función de transferencia (2.24) al variarse la ubicación del cero del controlador alrededor del polo de la máquina hasta conseguir la cancelación exacta del mismo (*resultado teórico* $K_{iiq}/K_{piq} = R_s/L_q$). El comportamiento general de la función de transferencia (2.24) observado en la figura 2.14 es que la cancelación exacta del polo de la máquina permite que la función de transferencia presente una fase de 90° en todo el dominio de la frecuencia y al no realizar la cancelación exacta del polo de la máquina presenta variaciones de la fase a frecuencias por debajo de la frecuencia de corte, además hay variaciones de la frecuencia de corte establecida por la ecuación (2.27) sin embargo, a la frecuencia de corte resultante se presentan valores del margen de fase próximos a 90° lo cual en este diseño es el propósito de la realización del proceso de cancelación Polo – Cero.

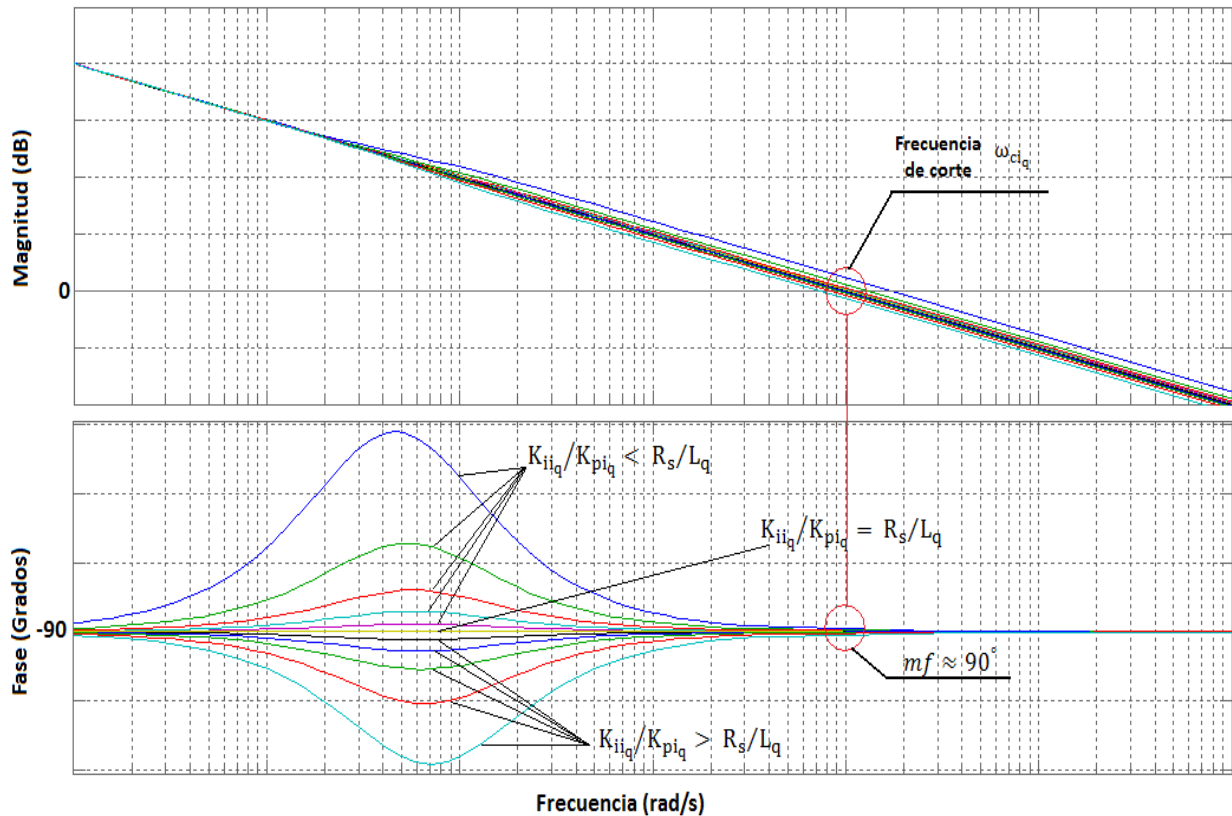
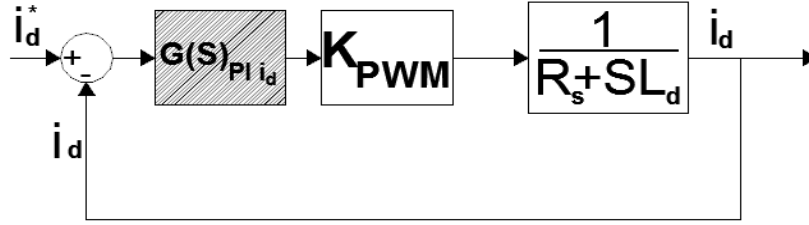


Figura 2.14 Variación del cero del controlador alrededor del polo de la máquina.

En la figura 2.15 se muestra el diagrama de bloques del lazo de control de i_d , el cual coincide con el lazo de control de i_q (figura 2.12(c)), por lo tanto las expresiones (2.25) y (2.27) pueden ser utilizadas para el cálculo del controlador de i_d .


Figura 2.15 Diagrama de bloques del controlador para i_d

2.5.2 Diseño del lazo de velocidad.

Dado que los procesos eléctricos son mucho más rápidos que los mecánicos, se puede considerar la frecuencia de corte del lazo de velocidad ($\omega_{c\omega}$) un orden de magnitud menor a la frecuencia de corte del lazo de corriente, es decir ($\omega_{c\omega} = \omega_{ciq}/10$), debido a esto en la figura 2.16 se considera el lazo de control de par con un bloque de ganancia unitaria.

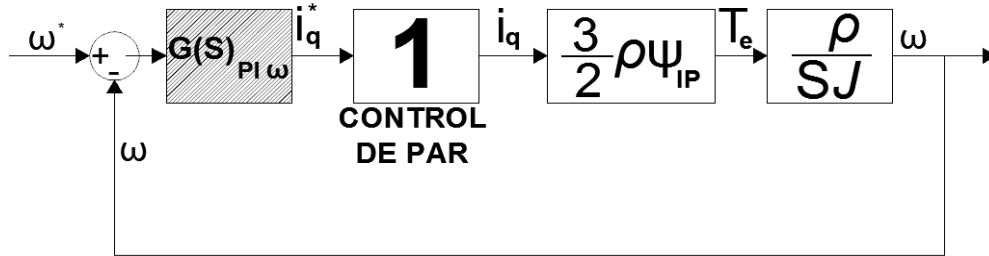


Figura 2.16 Diagrama de bloques del controlador de velocidad.

Nuevamente considerando la función de transferencia en lazo abierto del diagrama de la figura 2.16 y la ecuación (2.22) para el controlador de velocidad se tiene:

$$G(S)_{LA} = [G(S)_{PI \omega}][1][\frac{3}{2} P \psi_{IP}] \left[\frac{P}{SJ} \right] \Rightarrow G(S)_{LA} = \left[K_{p\omega} + \frac{K_{i\omega}}{S} \right] \left[\frac{3/2 P^2 \psi_{IP}}{SJ} \right] \quad (2.28)$$

Para la determinación de las ganancias del controlador se consideran dos conceptos importantes:

1. La frecuencia a la cual la ganancia es unitaria y ocurre en el diagrama de Bode para 0dB. A esta frecuencia se le denomina frecuencia de corte.
2. El retraso de fase generado a la frecuencia de corte por la función de transferencia en lazo abierto debe ser menor a 180° esto con la finalidad de que el sistema en lazo cerrado sea estable. A este ángulo de la función en lazo abierto y medido respecto a -180° se le llama margen de fase. Para una respuesta dinámica satisfactoria el margen de fase deberá ser mayor a 45° , sin embargo comúnmente se selecciona con un valor de 60° .

$$mf = \phi_{LA}|_{f_c} - (-180^\circ) = \phi_{LA}|_{f_c} + 180^\circ \quad (2.29)$$

Ambos conceptos son obtenidos considerando el criterio de estabilidad de Bode el cual es el criterio de estabilidad de Nyquist y establece que:

“Cuando el sistema abierto es estable, el sistema cerrado es también estable si y solamente si la frecuencia de corte de ganancia es menor a la frecuencia de corte de fase ($\omega_c < \omega_f$).”

En la figura 2.17 se muestra un diagrama descriptivo de este criterio indicando las ubicaciones posibles de ω_f en el diagrama de fase de Bode para una ω_c específica.

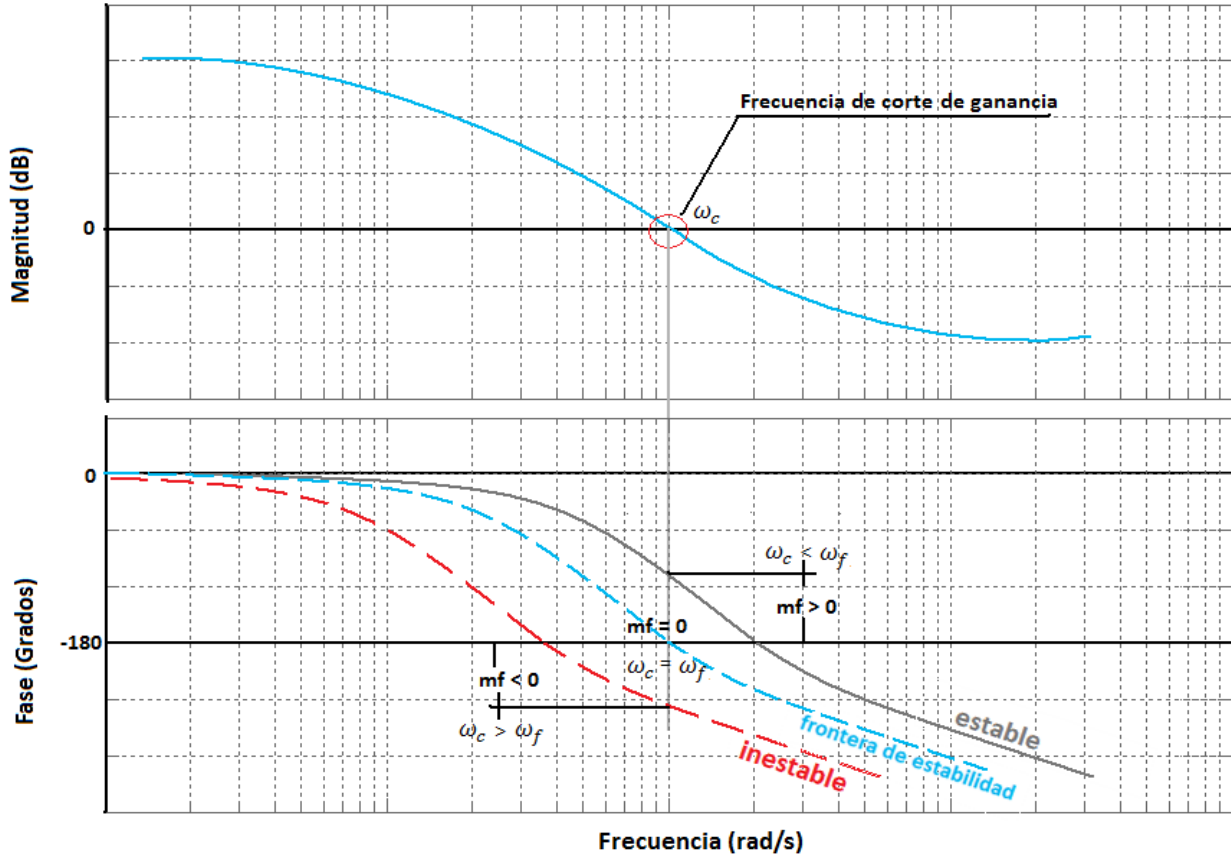


Figura 2.17 Diagrama descriptivo del criterio de estabilidad de Bode.

Considerando los dos conceptos anteriores para la función de transferencia (2.28) se puede formar el siguiente sistema de ecuaciones:

$$\left| \left[K_{p\omega} + \frac{K_{i\omega}}{S} \right] \left[\frac{3/2 P^2 \psi_{IP}}{SJ} \right] \right|_{S=j\omega_{c\omega}} = 1 ; \angle \left[K_{p\omega} + \frac{K_{i\omega}}{S} \right] \left[\frac{3/2 P^2 \psi_{IP}}{SJ} \right]_{S=j\omega_{c\omega}} = mf_{\omega} - 180$$

Las soluciones a este sistema de ecuaciones son:

$$K_{p\omega} = \frac{2J\omega_{c\omega}}{3P^2\psi_{IP}} |\sin(mf_{\omega} - 180^\circ)| \quad (2.30)$$

$$K_{i\omega} = \frac{2J\omega_c^2\omega}{3P^2\psi_{IP}} |\cos(mf_\omega - 180^\circ)| \quad (2.31)$$

Además de los cálculos anteriores otra parte importante de los controladores es saturar las salidas de los mismos a los valores nominales de la máquina esto es con la finalidad de que en simulación se obtengan valores más próximos a la realidad y en la implementación se hace con el propósito de proteger al equipo con el que se trabaja. Sin embargo esto genera problemas de “Windup” o lo que se podría considerar como sobre flujo en los integradores y debido a esto el efecto del controlador se pierde, generalmente este problema se presenta cuando el error de entrada al controlador es muy grande (grandes cambios en la velocidad de referencia o el par de carga). Estos puntos se abordan en la sección 3.5 durante las primeras pruebas en simulación de los controladores.

3. MODELADO Y SIMULACIÓN DEL ACCIONAMIENTO DE LA MSIP.

3.1 INTRODUCCIÓN.

En este capítulo se realiza el diseño y simulación del control de velocidad de la MSIPS, se describe el modelo promedio del inversor y cada una de las partes del diagrama de simulación, mostrándose los resultados obtenidos con el control de velocidad con sensor de posición el cual será empleado para evaluar el desempeño del algoritmo de estimación. Además se describen algunos de los tipos de estimadores de posición que existen en la literatura y posteriormente se realiza la selección del algoritmo, mostrándose los resultados de la simulación.

3.2 MODELO PROMEDIO DEL INVERSOR.

Para la simulación se utilizó el modelo promedio del inversor [28], debido a que con este modelo se eliminan los efectos de las conmutaciones de los dispositivos, lo cual reduce el tiempo de simulación ya que solamente se tiene en cuenta la frecuencia fundamental de salida en el inversor, es decir las formas de onda obtenidas en este modelo son completamente sinusoidales.

El modelo promedio del inversor queda definido por las siguientes ecuaciones:

$$\begin{bmatrix} V_{ab} \\ V_{bc} \\ V_{ca} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} V_a - V_b \\ V_b - V_c \\ V_c - V_a \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} d_a - d_b \\ d_b - d_c \\ d_c - d_a \end{bmatrix} \cdot V_{CD} = \begin{bmatrix} d_{ab} \\ d_{bc} \\ d_{ca} \end{bmatrix} \cdot V_{CD} \quad (3.1)$$

$$I_{CD} = \begin{bmatrix} d_{ab} & 0 & -d_{bc} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} \quad (3.2)$$

La ecuación (3.2) se puede deducir fácilmente igualando la potencia por el lado de CD con la potencia por el lado de CA.

Las señales de control d_{ab} , d_{bc} y d_{ca} son senoides de amplitud unitaria. En la figura 3.1 se muestra el diagrama de bloques del modelo promedio del inversor.

En el diagrama de bloques se puede observar que las señales de control son enviadas a una fuente controlada de voltaje o corriente, esto es con el propósito de convertir la variable de control en una variable eléctrica (voltaje o corriente). Este método también se empleará en el desarrollo del diagrama de simulación de la MSIP.

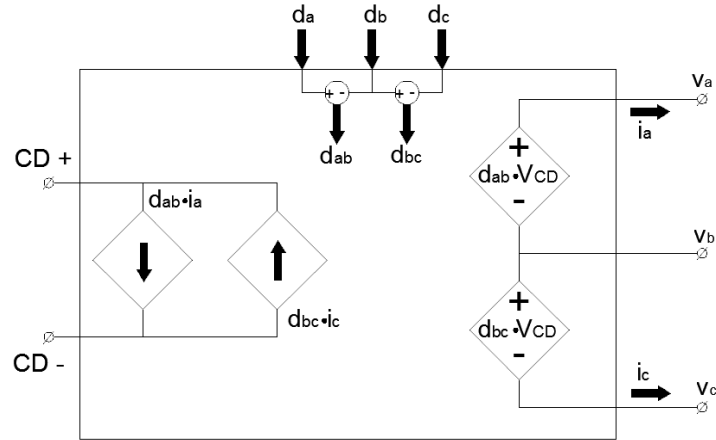


Figura 3.1 Diagrama de bloques del modelo promedio del inversor.

3.3 DISEÑO DEL CONTROL DE LA MSIP.

En esta sección se realiza el cálculo de las ganancias de cada controlador (velocidad, par y flujo) con la configuración mostrada en la figura 2.11. Los parámetros de la máquina como son la resistencia del estator y las inductancias en el eje directo y de cuadratura fueron obtenidos de la página web de CONTROL TECHNIQUES ingresando el modelo de la máquina el cual aparece en la placa de datos de la misma, los demás parámetros fueron obtenidos de la placa de datos. En la tabla 3.1 se muestran los parámetros empleados para la simulación.

Tabla 3.1 Parámetros de la MSIP utilizados en la simulación.

Parámetro	Símbolo	Valor	Unidades
Pares de polos	ρ	4	
Resistencia del estator	R_s	0.0750	Ω
Inductancia eje directo	L_d	1.25	mH
Inductancia eje de cuadratura	L_q	1.25	mH
Flujo del imán permanente	ψ_{IP}	0.16666	Wb
Corriente (rotor bloqueado)	I_p	29.35	A_{rms}
Corriente nominal	I_n	26.35	A_{rms}
Par electromagnético (rotor bloqueado)	T_{ep}	41.1	N – m
Par electromagnético nominal	T_{en}	36.9	N – m
Inercia del rotor	J	0.00864	$Kg \cdot m^2$
Potencia nominal	P_n	7.73	kW
Voltaje nominal	V_n	220/240	V_{rms}
Velocidad nominal	ω_{mec_n}	2000	rpm
Velocidad máxima	ω_{mec_max}	2800	rpm

Para determinar las constantes en los controladores se realizan las siguientes consideraciones de acuerdo a los datos del equipo con el que se realizará la parte experimental del trabajo:

1. Se considera que la máquina se alimenta por una fuente de CD de 300 V – 17 A ya que se cuenta en el laboratorio con una fuente de este valor (TDK – Lambda).
2. Se considera la frecuencia de conmutación del inversor de 10 kHz ya que a esa frecuencia se programará el DSC utilizado en la implementación (MC56F8357 – Freescale).
3. Se considera el valor pico de la señal portadora de $1/\sqrt{3}$ V ya que se empleará el modelo promedio del inversor desarrollado en la sección 3.1 (consideración por motivos de simulación).
4. Se consideran los parámetros de la máquina con la que se trabajará la parte experimental (tabla 3.1).

Con las consideraciones anteriores y las ecuaciones (2.25), (2.27), (2.30) y (2.31) del capítulo 2, se pueden realizar los cálculos de las constantes como se muestra a continuación.

3.3.1 Constantes de los controladores de corriente (par y flujo).

Para determinar las constantes proporcional e integral de los controladores de par y flujo se considera la frecuencia de corte del lazo de par y de flujo un orden de magnitud menor que la frecuencia de conmutación del inversor (10 kHz), es decir $f_{ciq} = f_{cid} = 1$ kHz, cumpliendo de esta forma con el análisis de la sección 2.5.1. Aplicando las ecuaciones (2.25) y (2.27) se determinan las constantes de los controladores de par y flujo como se muestra:

Determinación de las constantes del controlador de par (Eje q):

$$K_{iiq} = \frac{\omega_{ciq} R_s}{K_{PWM}} = \frac{(1000 * 2\pi)(0.075)}{300/(1/\sqrt{3})} = 0.9069$$

$$K_{piq} = \frac{K_{iiq} L_q}{R_s} = (0.9069)(0.00125)/0.075 = 0.0151$$

Determinación de las constantes del controlador de flujo (Eje d):

$$K_{iid} = \frac{\omega_{cid} R_s}{K_{PWM}} = \frac{(1000 * 2\pi)(0.075)}{300/(1/\sqrt{3})} = 0.9069$$

$$K_{pid} = \frac{K_{iid} L_d}{R_s} = (0.9069)(0.00125)/0.075 = 0.0151$$

Con los resultados obtenidos se pretende cancelar el polo de máquina.

Sustituyendo los parámetros de la máquina y las ganancias calculadas para el controlador (considerando únicamente dos decimales $K_{ii_q} = K_{ii_d} = 0.91$ y $K_{pi_q} = K_{pi_d} = 0.01$) se pueden determinar los diagramas de Bode en la figura 3.2, comparando el resultado con la cancelación exacta del polo de la máquina.

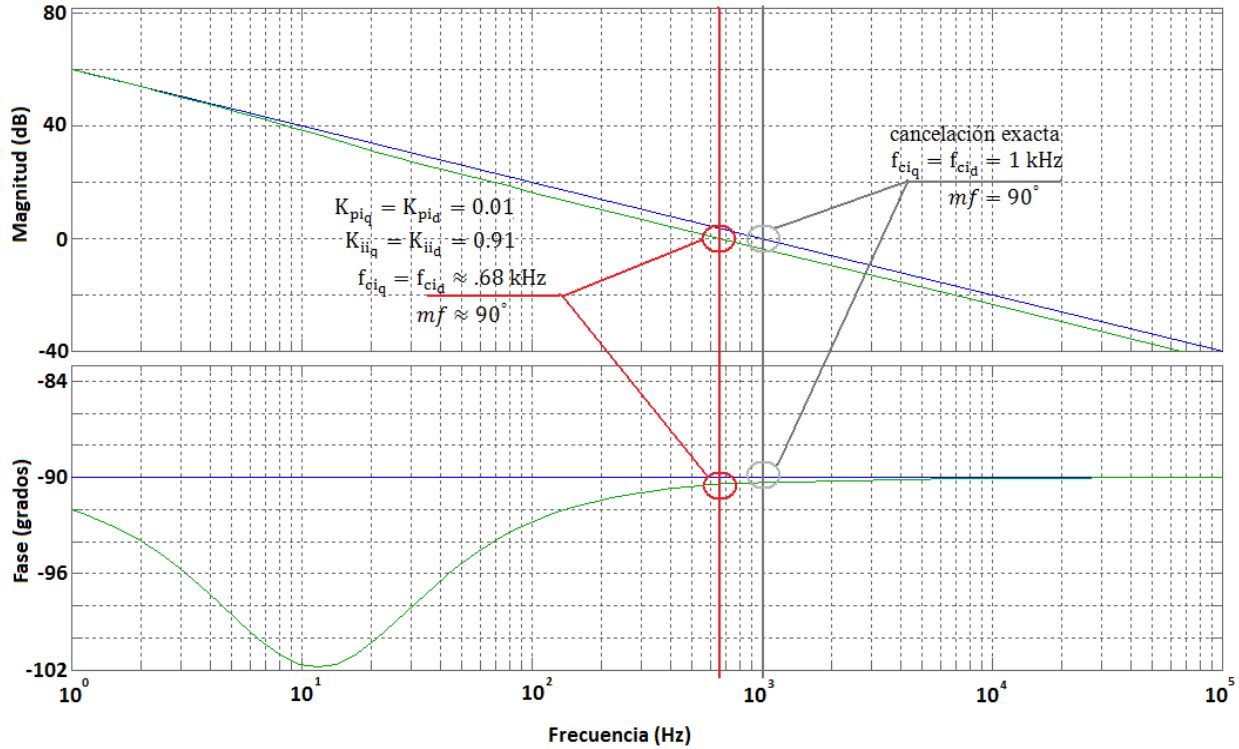


Figura 3.2 Comparación mediante diagramas de Bode de la cancelación exacta del polo de la máquina y la aproximación obtenida con las ganancias calculadas.

3.3.2 Constantes del controlador de velocidad.

Para determinar las ganancias proporcional e integral del controlador de velocidad se considera un margen de fase de $mf = 60^\circ$ y una frecuencia de corte un orden de magnitud menor a la frecuencia de corte del lazo de corriente (1 kHz), es decir $f_{c\omega} = 100$ Hz de acuerdo al análisis de la sección 2.5.2. Aplicando las ecuaciones (2.30) y (2.31) se determinan las constantes del controlador de velocidad como se muestra:

$$K_{i\omega} = \frac{2(0.00864)(100 * 2\pi)^2}{3(4)^2(0.16666)} |\cos(-120^\circ)| = 426.3835$$

$$K_{p\omega} = \frac{2(0.00864)(100 * 2\pi)}{3(4)^2(0.16666)} |\sin(-120^\circ)| = 1.1754$$

En la figura 3.3 se muestra el diagrama de bode de la función de transferencia (2.28) al sustituir las ganancias calculadas.

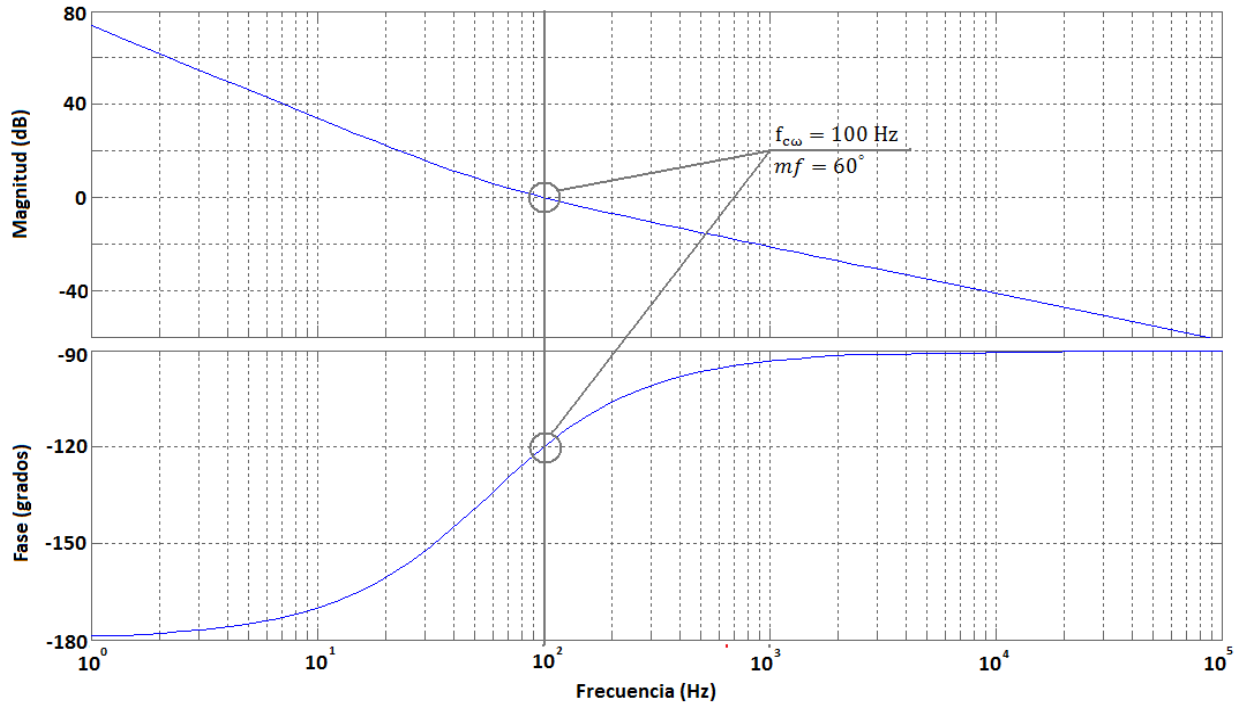


Figura 3.3 Diagrama de Bode de la función de transferencia del controlador de velocidad.

3.4 DIAGRAMA DE SIMULACIÓN DEL CONTROL POR CAMPO ORIENTADO DE LA MSIP CON SENSOR DE POSICIÓN.

En la figura 3.4 se muestra el diagrama del control con sensor de posición generado en MATLAB/SIMULINK para realizar la simulación de un control de velocidad con sensor de posición empleando un control por campo orientado (archivo PM_MACHINE_FOC.mdl).

En las siguientes páginas se describe cada uno de los bloques que integran el diagrama de simulación de la figura 3.4.

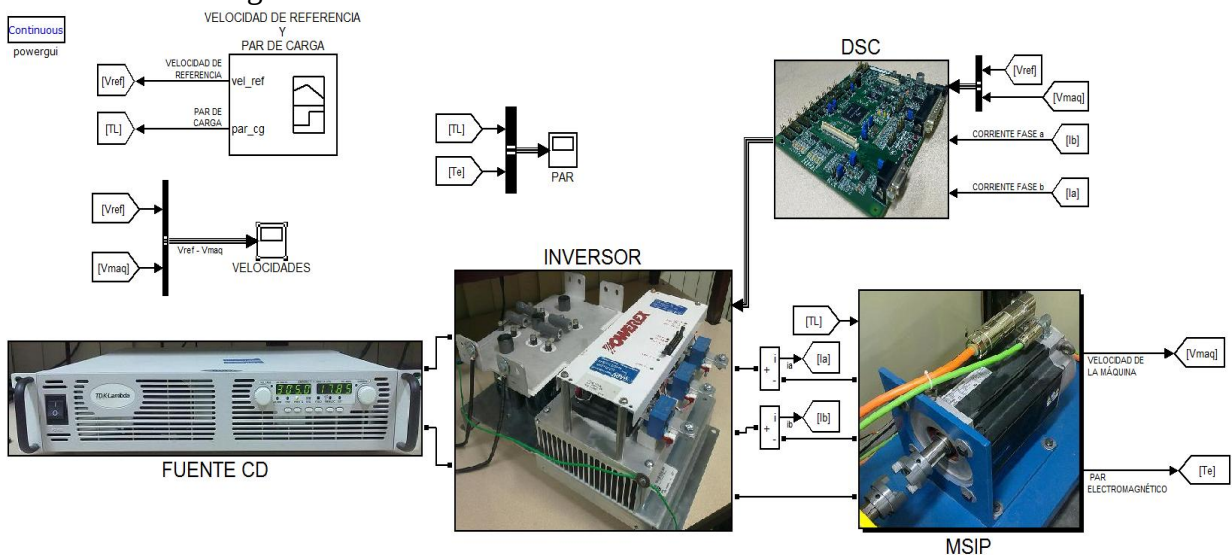


Figura 3.4 Diagrama de simulación en MATLAB/SIMULINK (Control de velocidad con sensor de posición).

3.4.1 Fuente de CD.

En este bloque se colocó un arreglo RC para poder observar las variaciones de voltaje en el bus de directa como sucedería en una fuente real en los instantes en los que la máquina se comporta como motor o como generador, sin embargo no se profundizó en los criterios de selección de los valores de la resistencia y el capacitor. En la figura 3.5 se muestra el diagrama de simulación que integra este bloque [29].

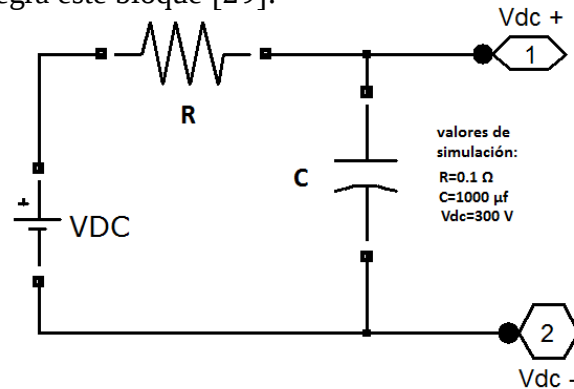


Figura 3.5 Diagrama de simulación en MATLAB/SIMULINK dentro del bloque llamado FUENTE CD.

3.4.2 Inversor.

En este bloque se incluyó el modelo promedio del inversor desarrollado en la sección 3.1, el diagrama de simulación se muestra en la figura 3.6.

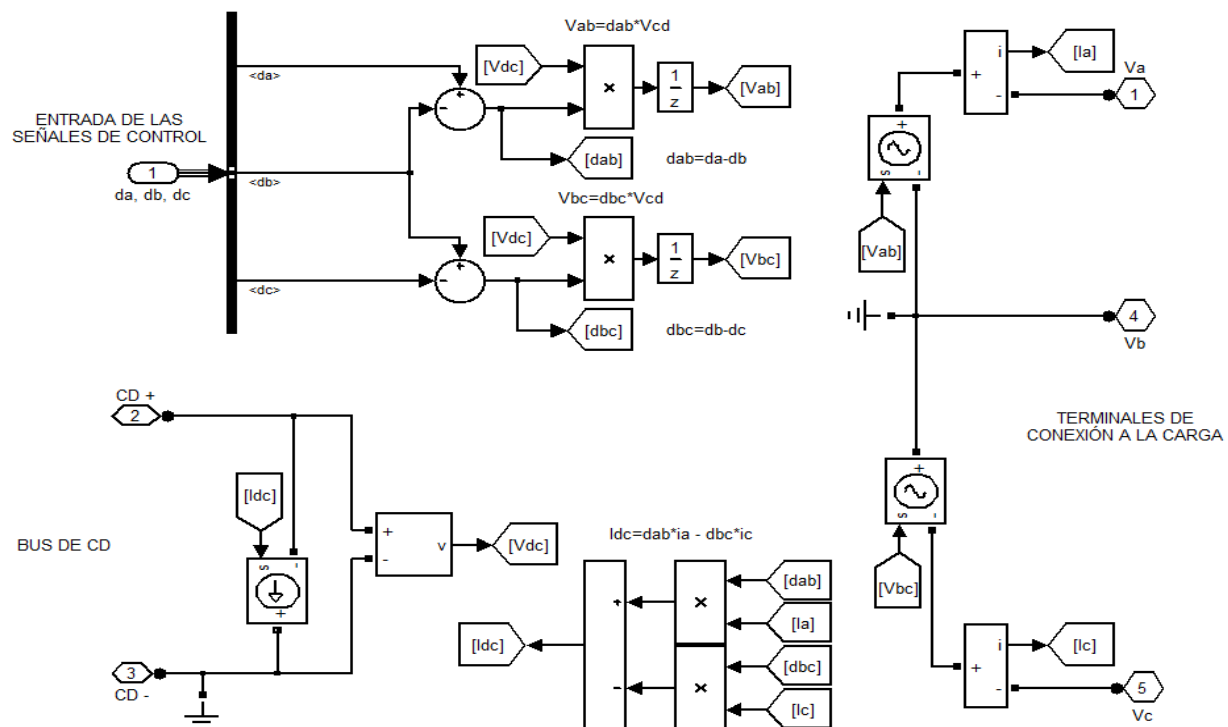


Figura 3.6 Diagrama de simulación para el modelo promedio del inversor.

En la figura 3.5a se muestran las señales sinusoidales de control que entran al diagrama de simulación del inversor d_a, d_b y d_c las cuales tienen una amplitud de $1/\sqrt{3}$ V ya que d_{ab}, d_{bc} y d_{ca} deben ser de valor pico unitario (es decir: $\hat{d}_{ab} = 1$; $\hat{d}_{ab} = \sqrt{3} \cdot \hat{d}_a \Rightarrow \hat{d}_a = 1/\sqrt{3} = 0.5773$), en la figura 3.7b se muestra la salida del modelo promedio del inversor las cuales siguen conservándose como senoides y tienen una amplitud máxima de $V_{CD}/\sqrt{3}$ como se obtendría en una modulación por vectores espaciales, para la alimentación del inversor en el bus de directa se utilizó una fuente de CD de 300 V, por lo que el valor pico de los voltajes de fase es de $300/\sqrt{3} = 173.2$ V.

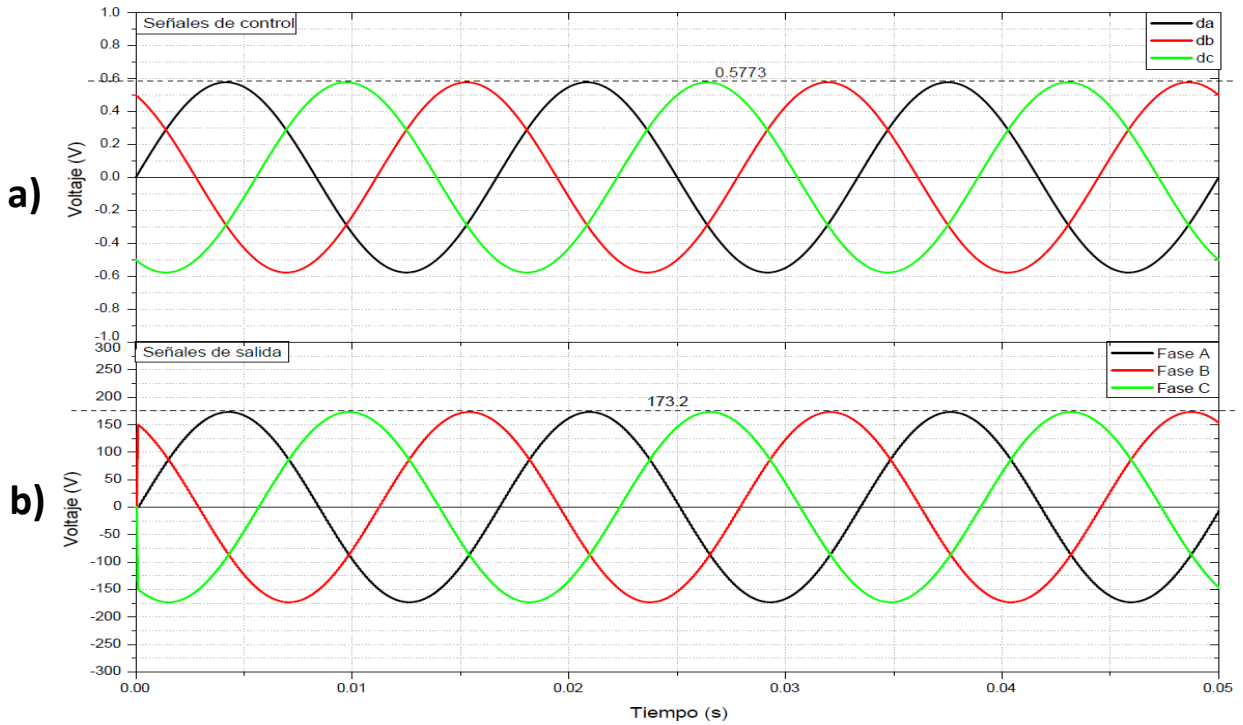


Figura 3.7 a) Señales de entrada al modelo promedio del inversor (d_a, d_b y d_c), b) Señales de salida del modelo promedio del inversor (voltajes de fase).

3.4.3 Máquina Síncrona de Imanes Permanentes (MSIP).

Para realizar la simulación del modelo de la MSIP se emplearán las ecuaciones (2.9), (2.14) y (2.16):

$$\begin{bmatrix} v_d \\ v_q \\ v_0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_d & 0 & 0 \\ 0 & L_q & 0 \\ 0 & 0 & L_{ls} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} di_d/dt \\ di_q/dt \\ di_0/dt \end{bmatrix} + R_s \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \\ i_0 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & -L_q & 0 \\ L_d & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \\ i_0 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ \psi_{IP} \\ 0 \end{bmatrix} \omega$$

$$T_e = \frac{3}{2} p [i_d i_q (L_d - L_q) + i_q \psi_{IP}]$$

$$\frac{d\omega}{dt} = \frac{\rho}{J} (T_e - T_L) - \frac{\beta}{J} \omega$$

La figura 3.8 muestra los diagramas de simulación desarrollados, los cuales se tomaron de la figura 2.4.

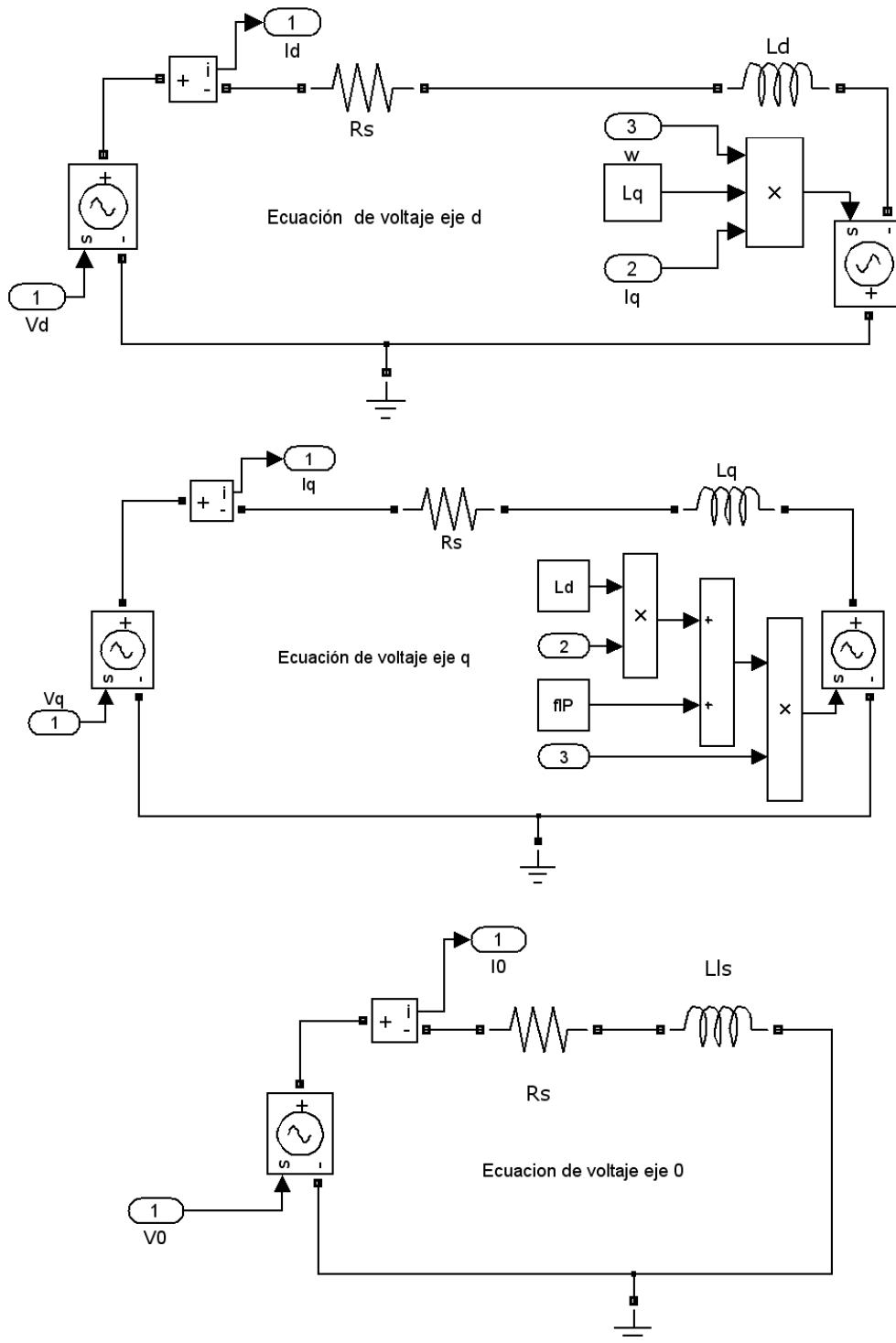


Figura 3.8 Diagrama de simulación de la ecuación de voltajes del modelo de la MSIP (ec. 2.9).

Para la ecuación (2.14) y (2.16), se trabajó empleando analogías eléctricas lo que llevó a desarrollar el diagrama de simulación eléctrico de la figura 3.9.

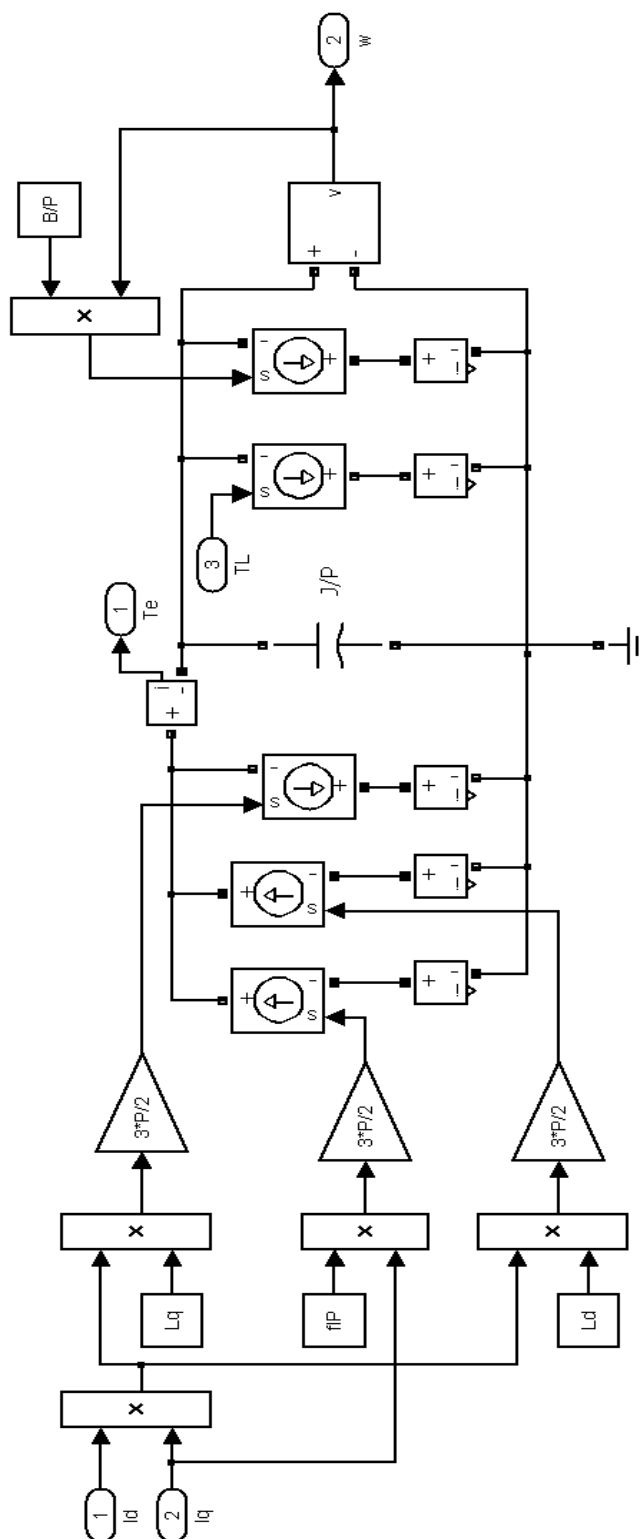


Figura 3.9 Diagrama de simulación de las ecuaciones de par y velocidad del modelo de la MSIP empleando analogías eléctricas (ecs. 2.14, 2.16).

3.4.4 Controlador Digital de Señales (DSC).

En este bloque se incluye el algoritmo necesario para realizar un control de velocidad por campo orientado, en la figura 3.10 se muestra el diagrama de simulación del algoritmo de control.

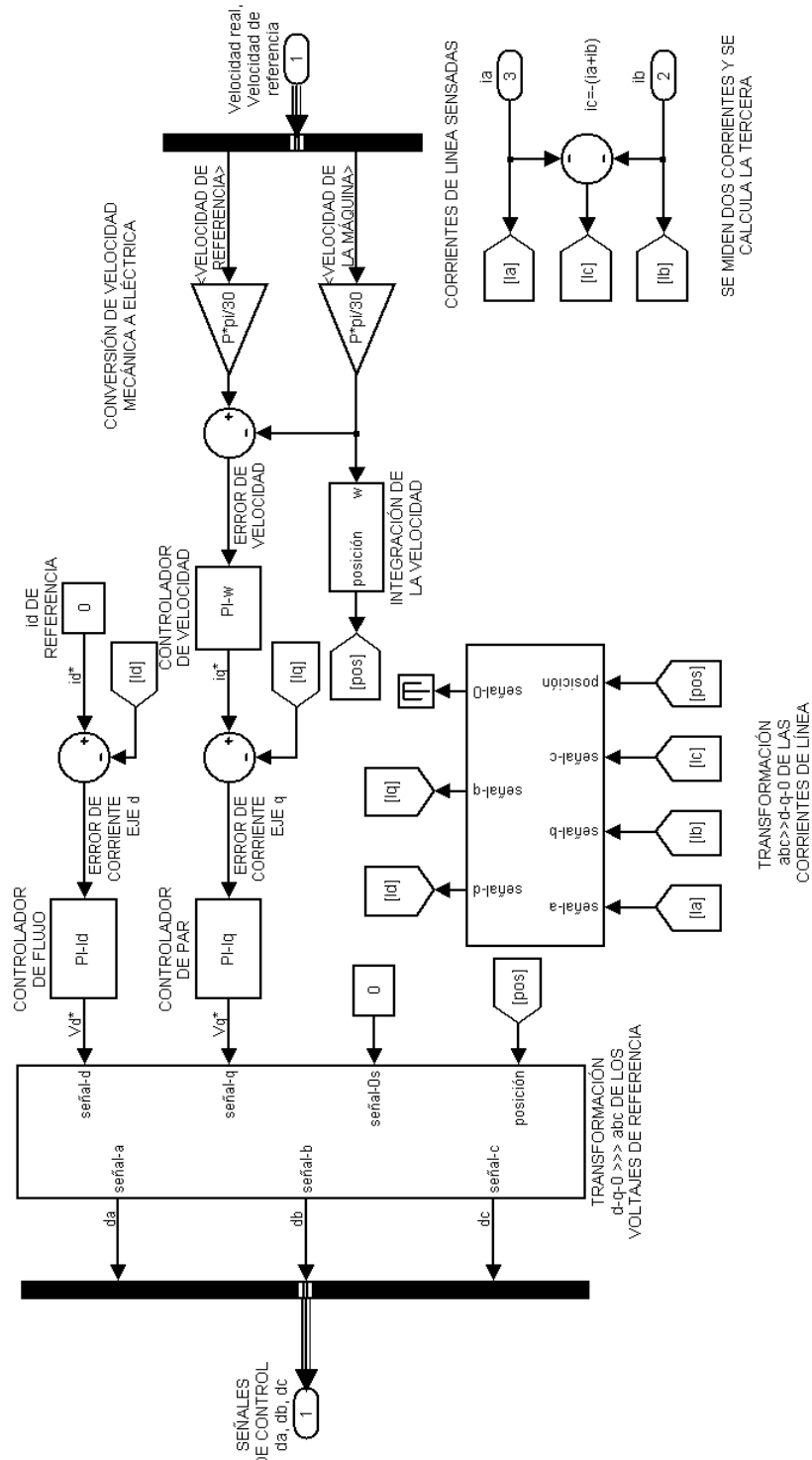


Figura 3.10 Diagrama de simulación del algoritmo de control por campo orientado para la MSIP dentro del bloque DSC.

En la medición de las corrientes de la MSIP se emplean únicamente dos corrientes de fase como se aprecia en la figura 3.10 y la tercer corriente es determinada por la ecuación:

$$i_a + i_b + i_c = 0$$

En la figura 3.11 se muestra la ubicación de esta operación en el diagrama de simulación mostrado en la figura 3.10.

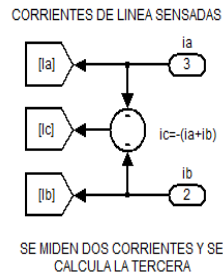


Figura 3.11 Cálculo de la tercer corriente de línea para el control por campo orientado de la MSIP.

Ya que los cálculos dentro del algoritmo de control deben realizarse en variables eléctricas la velocidad de referencia y la velocidad real de la MSIP deben ser convertidas de r/min a rad/s eléctricos, lo cual se realiza en la siguiente sección del algoritmo mostrada en la figura 3.12:

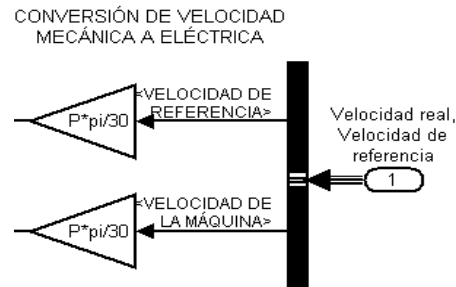


Figura 3.12 Conversión de velocidad mecánica a velocidad eléctrica para el control por campo orientado de la MSIP.

Esto se puede realizar ya que la velocidad eléctrica (en rad/s) y mecánica (en r/min) se relacionan de la siguiente forma:

$$\omega = \frac{p\pi}{30} \omega_{\text{mec}}$$

Además es necesario que el algoritmo de control se realice en el marco de referencia síncrono dq por ello se realiza la integral de la velocidad eléctrica de la máquina para determinar la posición eléctrica del rotor, lo cual se incluye en el bloque mostrado en la figura 3.13.

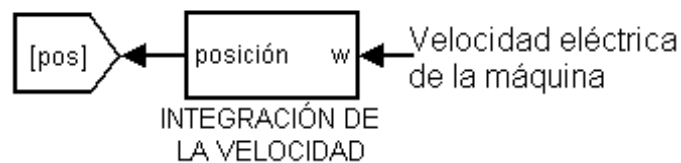


Figura 3.13 Bloque para el cálculo de la posición eléctrica para el control por campo orientado de la MSIP mostrado en la figura 3.10.

Dentro del bloque de la figura 3.13 se realiza una integral discreta como se muestra en la figura 3.14 y también se muestra el código empleado para mantener el cálculo de la posición en un rango de $0 - 2\pi$, lo cual es necesario para evitar que en la implementación se saturan las variables empleadas en el DSC esto es debido a la aritmética finita que se emplea en este tipo de dispositivos.

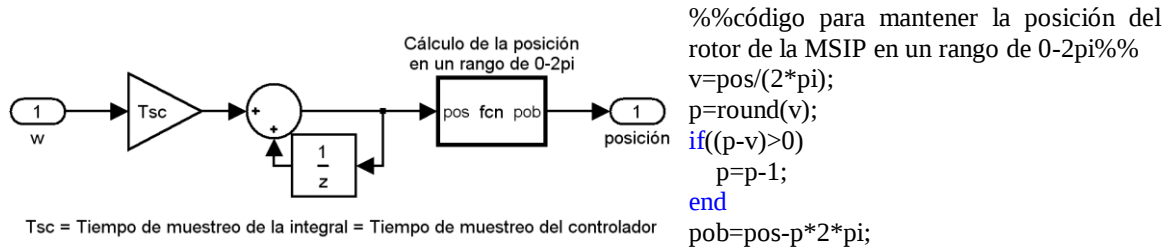


Figura 3.14 Diagrama de simulación de la integral empleada para el cálculo de la posición eléctrica y algoritmo para evitar el desbordamiento de la variable de posición.

Otros bloques importantes en el algoritmo son los que realizan las transformaciones directas e inversas de las corrientes sensadas del marco abc al marco de referencia síncrono dq o viceversa.

El bloque que realiza la transformación del marco abc al marco síncrono dq es el que se muestra en la parte izquierda de la figura 3.15 el cual está compuesto por los bloques del lado derecho los cuales poseen los algoritmos para realizar las transformaciones del marco abc al marco estacionario $\alpha\beta$ y la transformación del marco estacionario $\alpha\beta$ al marco síncrono dq:

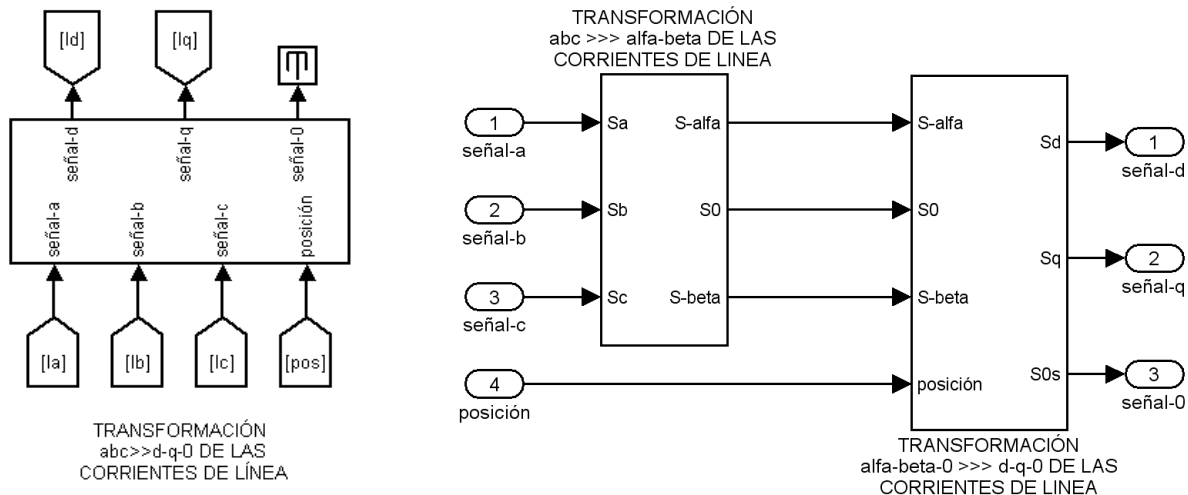


Figura 3.15 Bloque para el cálculo de la transformación abc $\gg$ dq.

Dentro del bloque de la transformación abc $\gg$ $\alpha\beta$ se encuentra el diagrama de simulación mostrado en la figura 3.16 (ec. A.2), y dentro del bloque de la transformación $\alpha\beta \gg$ dq se encuentra el diagrama del lado derecho de la figura 3.16 (ec. A.5).

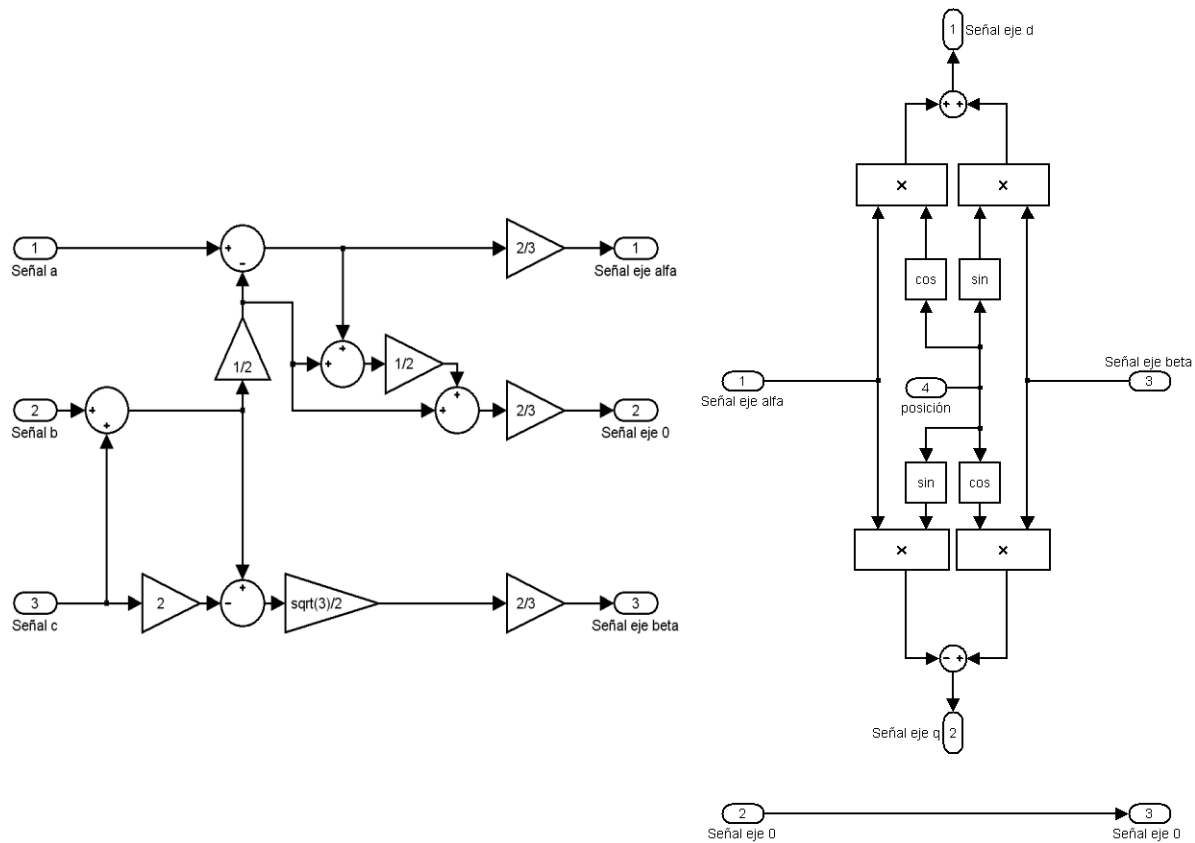


Figura 3.16 Diagramas de simulación de las transformaciones $abc \gg \alpha\beta$ y $\alpha\beta \gg dq$ respectivamente.

El diagrama de simulación para los controladores se encuentra dentro de los bloques mostrados en la figura 3.10. La figura 3.17 muestra los bloques de los tres controladores empleados en el algoritmo de control (velocidad, par y flujo) y del lado derecho el contenido en el bloque del controlador de velocidad, lo cual representa un algoritmo discreto para el cálculo de un controlador PI con $G(S) = K_p + K_i/S$ (sea para velocidad, par o flujo). Los parámetros de estos bloques son las constantes determinadas en la sección 3.3.

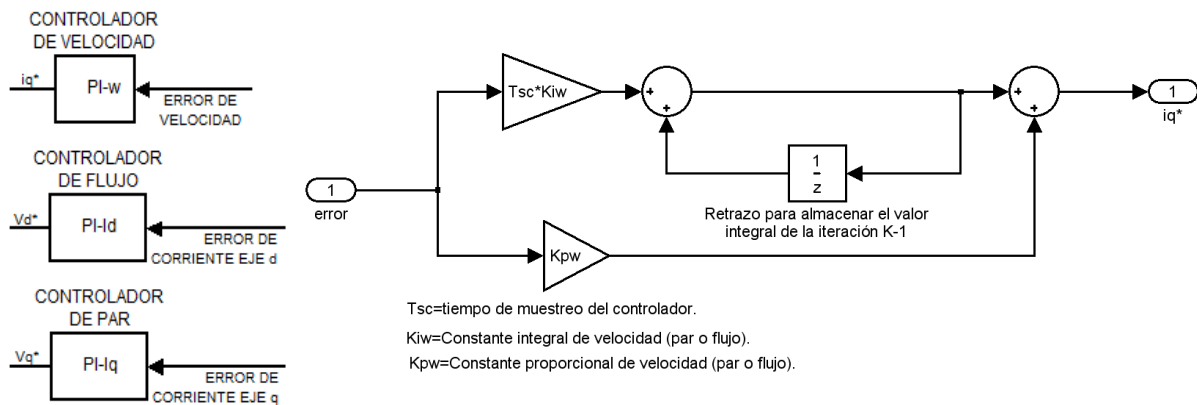


Figura 3.17 Bloques empleados en el diagrama de simulación del DSC (figura 3.10) y el diagrama de simulación para el cálculo del controlador PI.

La parte final del algoritmo de control consiste en trasladar el vector de voltaje calculado (v_d^* , v_q^*) del marco de referencia síncrono dq al marco abc. En la figura 3.18 se muestra el bloque empleado para realizar este proceso y del lado derecho se muestra el contenido de dicho bloque.

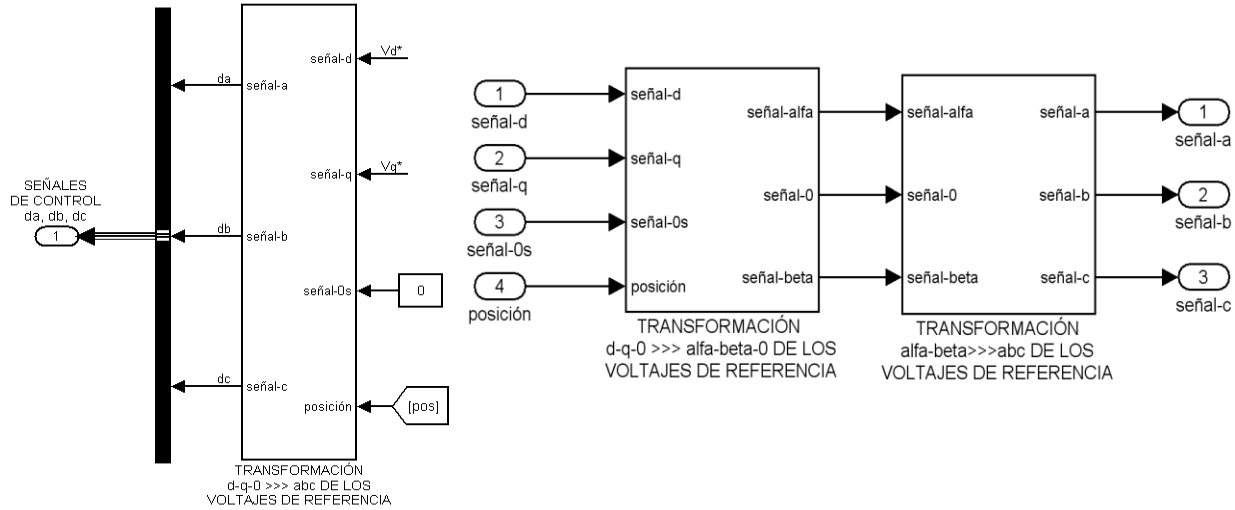


Figura 3.18 Bloque para el cálculo de la transformación dq >> abc.

Dentro del bloque de la transformación dq >> $\alpha\beta$ se encuentra el algoritmo para realizar esta transformación (ec. A.6), el diagrama de simulación se muestra del lado izquierdo de la figura 3.19, dentro del bloque de la transformación $\alpha\beta$ >> abc se encuentra el diagrama mostrado en el lado derecho de la figura 3.19 (ec. A.1).

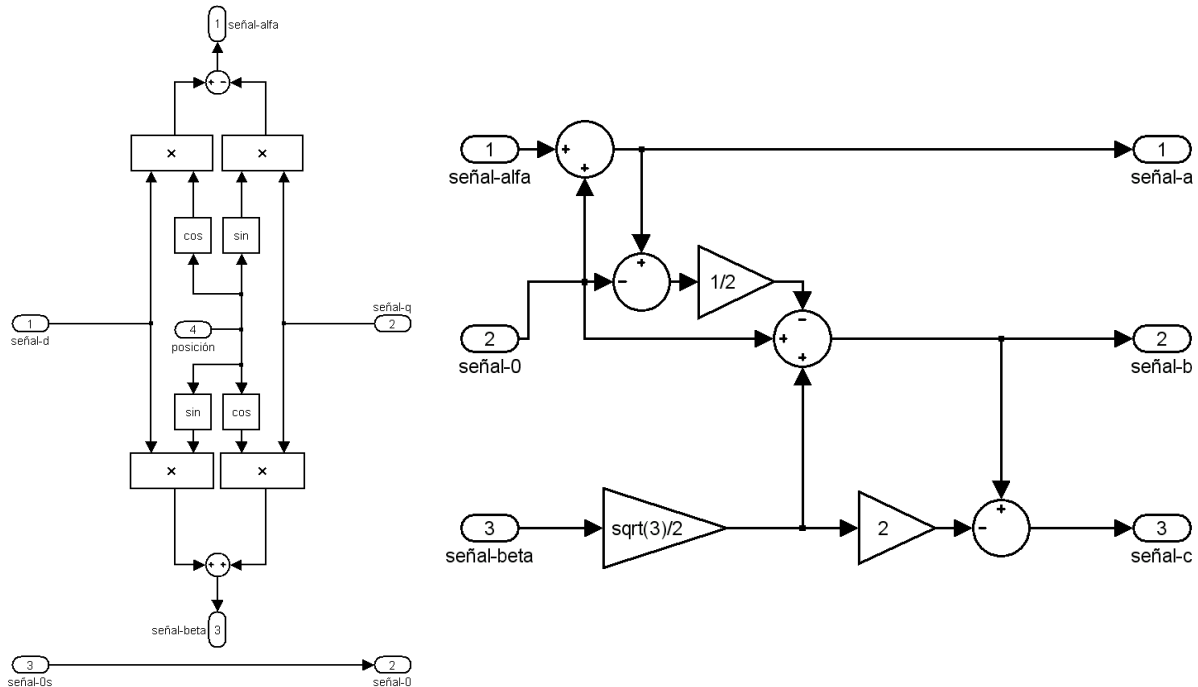


Figura 3.19 Diagramas de simulación de la transformaciones dq >> $\alpha\beta$ y $\alpha\beta$ >> abc respectivamente.

Otro punto importante que se consideró es que el paso de simulación del algoritmo de control es igual a la frecuencia de conmutación del inversor, esto se hizo con el propósito de simular la operación del DSC en la realidad y se logra configurando el bloque DSC de la figura 3.4 para que se ejecute dentro de la simulación a la frecuencia de conmutación del inversor y los demás elementos del diagrama se ejecuten a un tiempo menor o igual en submúltiplos enteros.

3.5 SIMULACIONES DEL CONTROL POR CAMPO ORIENTADO DE LA MSIP CON SENSOR DE POSICIÓN.

Para poder manipular de manera cómoda los datos del diagrama de MATLAB/SIMULINK al realizar la simulación se creó un archivo .m el cual contiene los valores de la fuente de CD, la frecuencia del inversor, los parámetros de la máquina y el cálculo de los controladores. El siguiente texto representa el contenido del archivo generado (nombre del archivo: parametros.m).

```

%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%PARÁMETROS DEL SISTEMA.%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
clear

%=====Parámetros de la fuente de CD=====
Vdc=300;           %voltaje en el bus de directa
R=0.1;            %Resistencia a la salida de la fuente
C=1000e-6;        %capacitor a la salida de la fuente
fs=10000;         %frecuencia de conmutacion del inversor

%=====parámetros de la máquina=====
P=4;              %número de pares de polos.
J=0.00864;        %Inercia del rotor.
Rs=0.15/2;        %Resistencia de linea del rotor.
Lq=2.5e-3/2;      %Inductancia en el eje de cuadratura.
Ld=2.5e-3/2;      %Inductancia en el eje directo.
Lls=2.5e-3/2;     %inductancia dispersa.
B=0.000000000038; %coeficiente de fricción.
Ke=85.5;          %[Vrms/krpm] constante de voltaje.
In=37.27;         %Corriente pico nominal.
fIP=(Ke*sqrt(2)/sqrt(3))/(1000*P*pi/30); % Flujo Imanes Permanentes ec. B.4.

%=====Cálculo de las constantes de los controladores PI=====
Vtr=1/sqrt(3);    %amplitud de la señal portadora
kpwm=Vdc/Vtr;     %constante del inversor.
wciq=2*pi*fs/10;  %Frecuencia de cruce del controlador de par.
wcw=2*pi*fs/100; %Frecuencia de cruce del controlador de velocidad.
Kiq=wciq*Rs/kpwm; %constante integral del controlador de par ec 2.26
Kid=Kiq;          %constante integral del controlador de flujo.
Kpq=Kiq*Ld/Rs;    %constante proporcional del controlador de par ec. 2.25
Kpd=Kpq;          %constante proporcional del controlador de flujo.
mf=60*pi/180;     %margen de fase del controlador de velocidad
Kpw=(2*J*wcw*abs(sin(mf-pi)))/(3*P*P*fIP);
                %constante proporcional del controlador de velocidad ec. 2.30
Kiw=(2*J*wcw*wcw*abs(cos(mf-pi)))/(3*P*P*fIP);
                %constante integral del controlador de velocidad ec. 2.31

%=====tiempo de muestreo de simulación=====
Ts=5e-6;

%=====cálculo del periodo de muestreo del controlador=====
Tsc=1/fs;

```

Al realizar una simulación del modelo se obtienen los siguientes resultados:

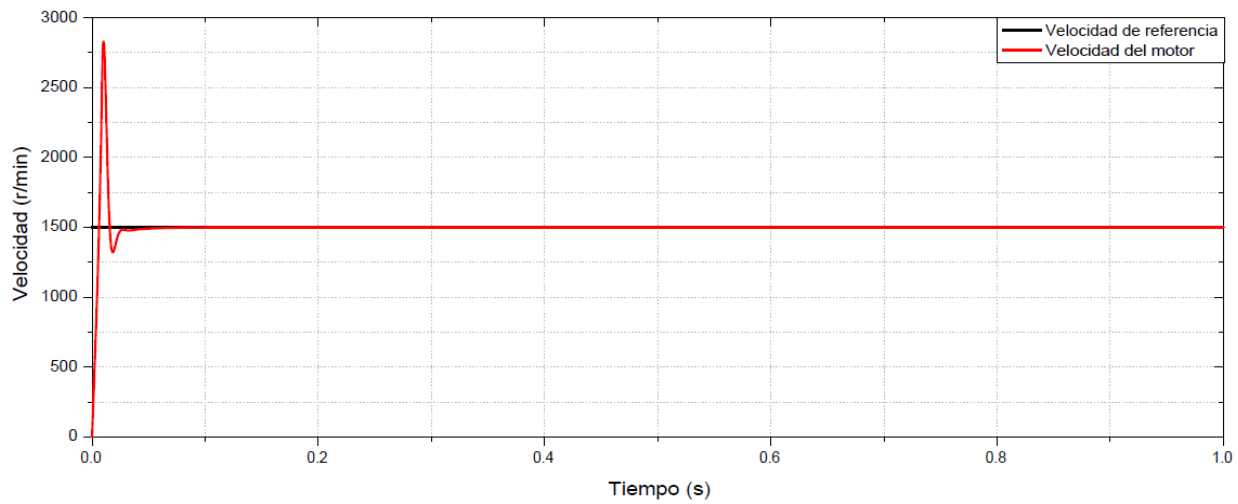


Figura 3.20 Respuesta de velocidad del modelo de la MSIP empleando el control por campo orientado.

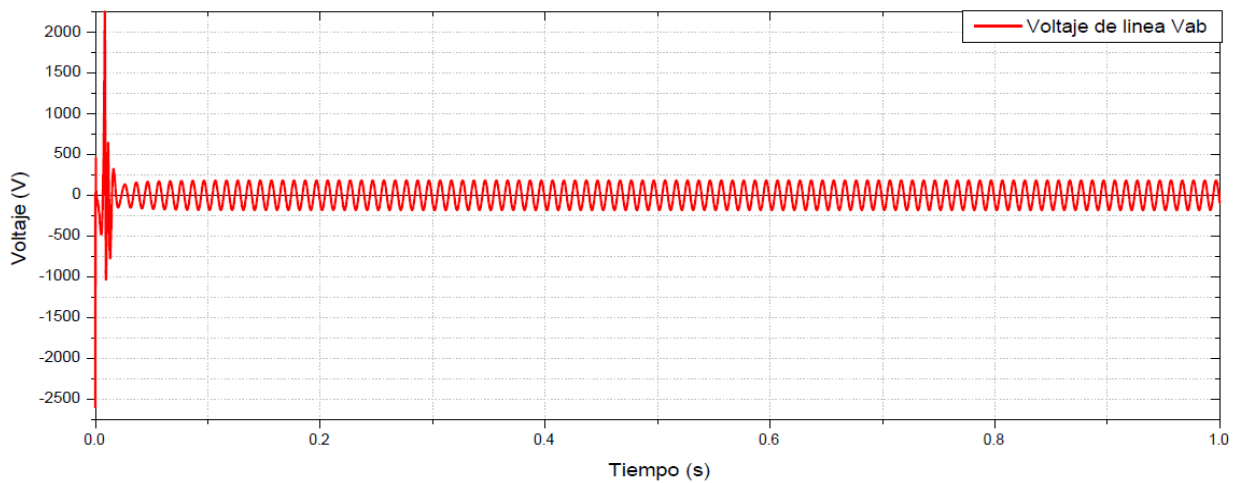


Figura 3.21 Respuesta de voltaje del modelo promedio del inversor empleando el control por campo orientado.

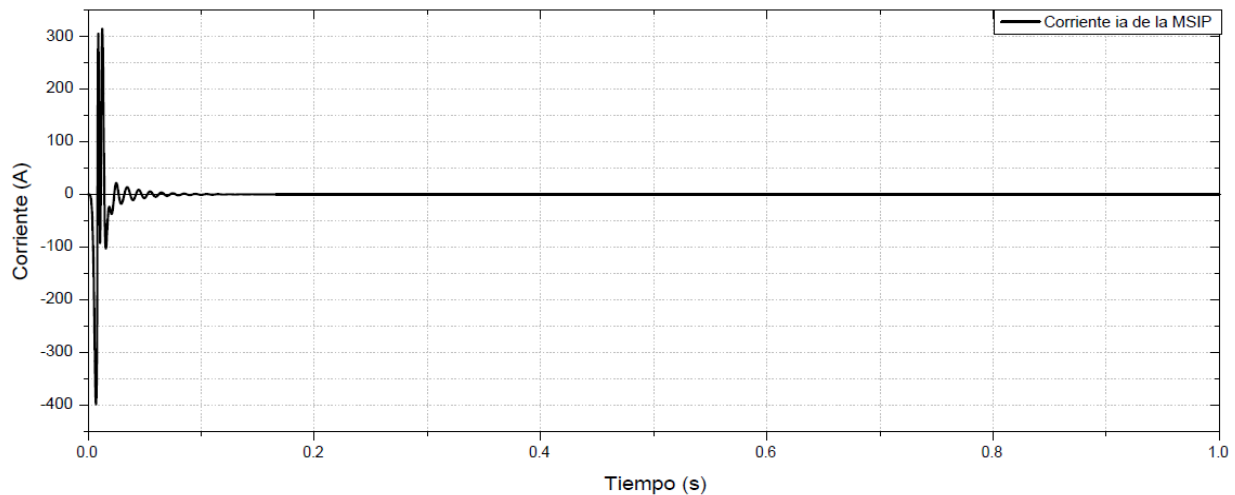


Figura 3.22 Respuesta de corriente del modelo de la MSIP empleando el control por campo orientado.

En las figuras 3.21 y 3.22 se puede apreciar que los sobretiros de voltaje y corriente son mayores a los valores nominales de la máquina para que esto no suceda se saturan las salidas de los controladores de velocidad y corriente a los valores nominales de la máquina (voltaje nominal, corriente nominal) con lo cual el diagrama de simulación de la figura 3.10 se modifica para obtener el diagrama mostrado en la figura 3.23 que incluye la saturación en la salida de cada controlador.

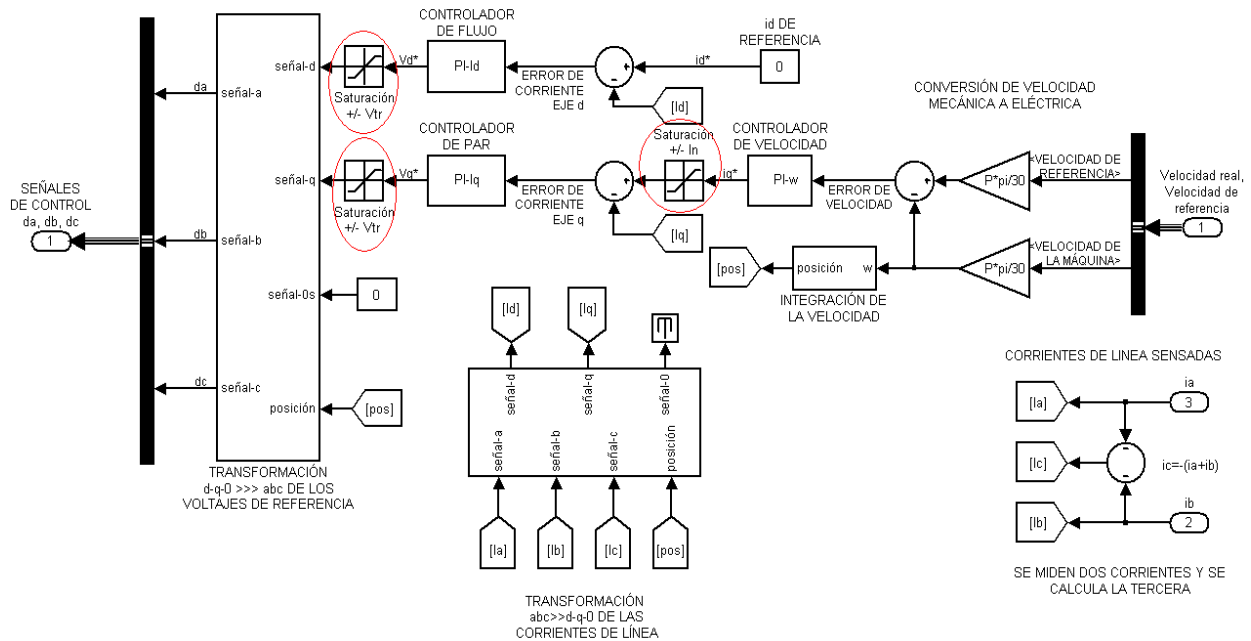


Figura 3.23 Saturación de los controladores de velocidad, par y flujo a los valores nominales de la máquina.

Al realizar la saturación de las salidas de los controladores de velocidad, par y flujo se presenta el comportamiento mostrado en la figura 3.24, sin embargo el voltaje y la corriente de la máquina se mantienen dentro de los valores nominales como se aprecia en las figuras 3.25 y 3.26.

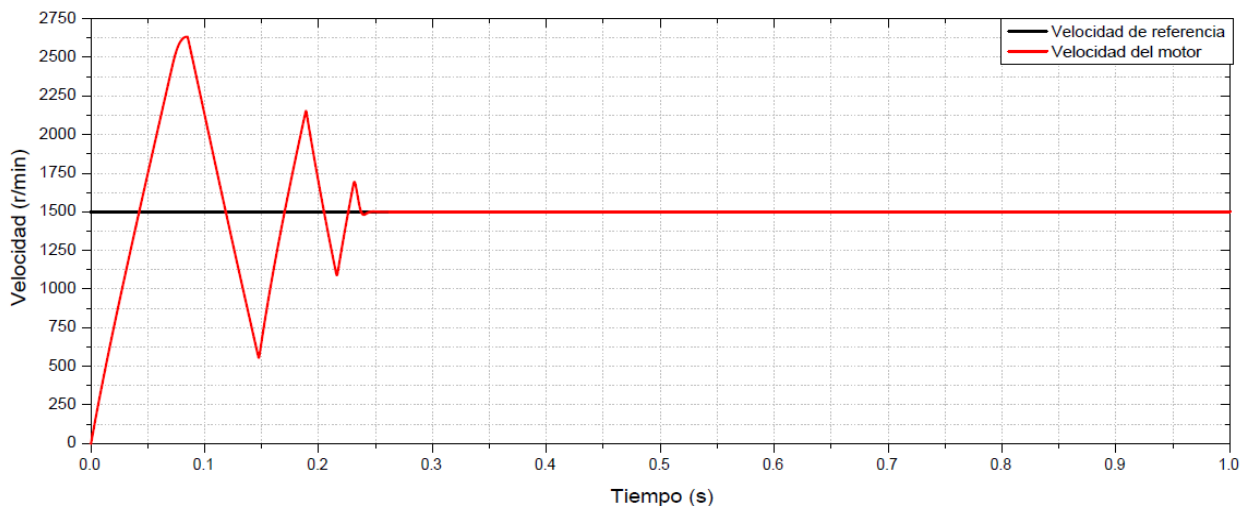


Figura 3.24 Respuesta del control con saturación de los controladores.

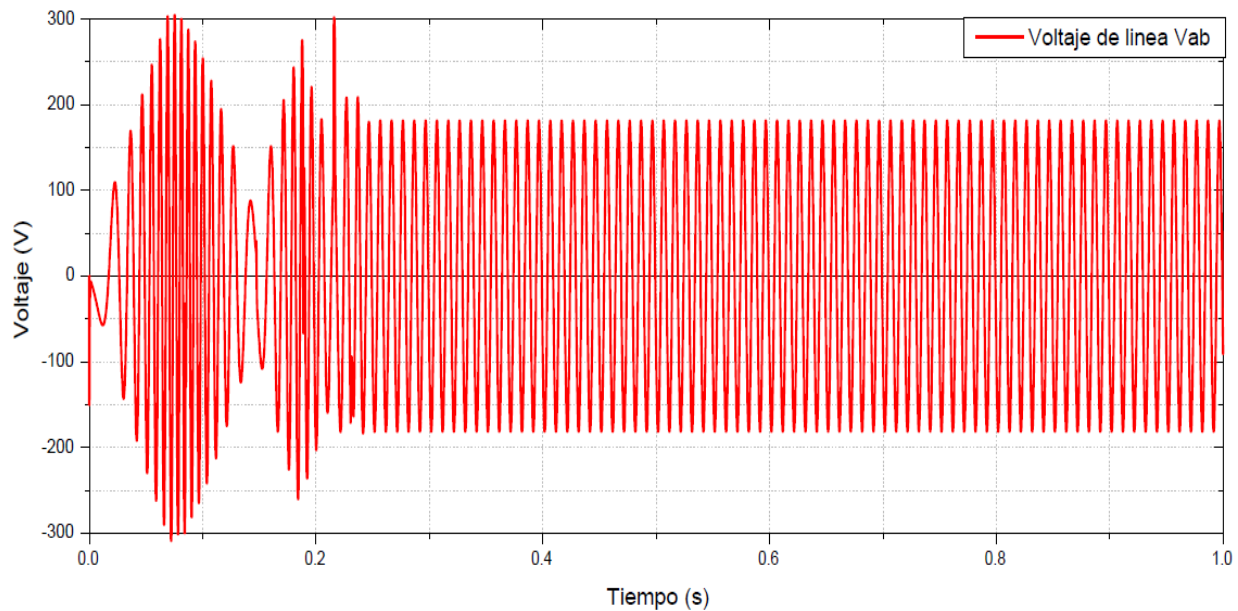


Figura 3.25 Respuesta de voltaje en el modelo promedio del inversor saturando la salida de los controladores.

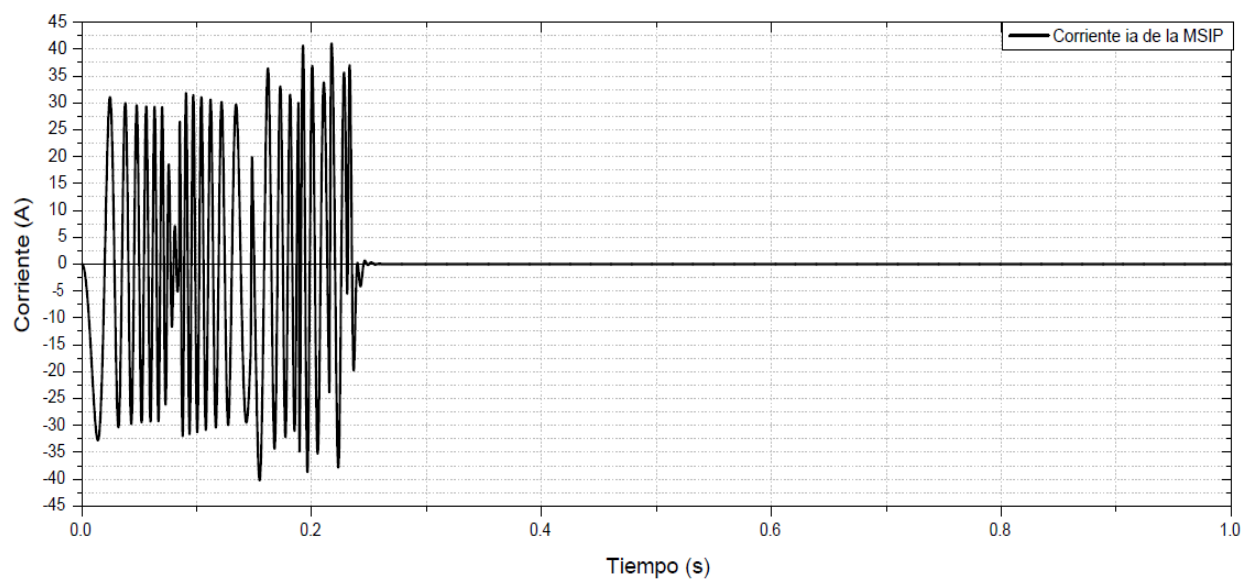


Figura 3.26 Respuesta de corriente en el modelo de la MSIP saturando la salida de los controladores.

El problema de la figura 3.24 se conoce en la literatura como "Windup", el cual se presenta al saturar las salidas de los controladores y si el error de entrada al controlador es muy grande, provoca un incremento excesivo en la parte integral del controlador como se muestra en la figura 3.27 lo que se podría considerar como sobre flujo en la parte integral ocasionando que el efecto del controlador se pierda. Para solucionar este problema existen en la literatura diversos métodos, en esta tesis se utilizó el algoritmo básico anti windup (AW) presentado en [30], el cual consiste en saturar la parte integral del controlador a los valores nominales de la máquina. En la figura 3.28 se muestra la modificación al algoritmo del controlador PI presentado en la figura 3.17.

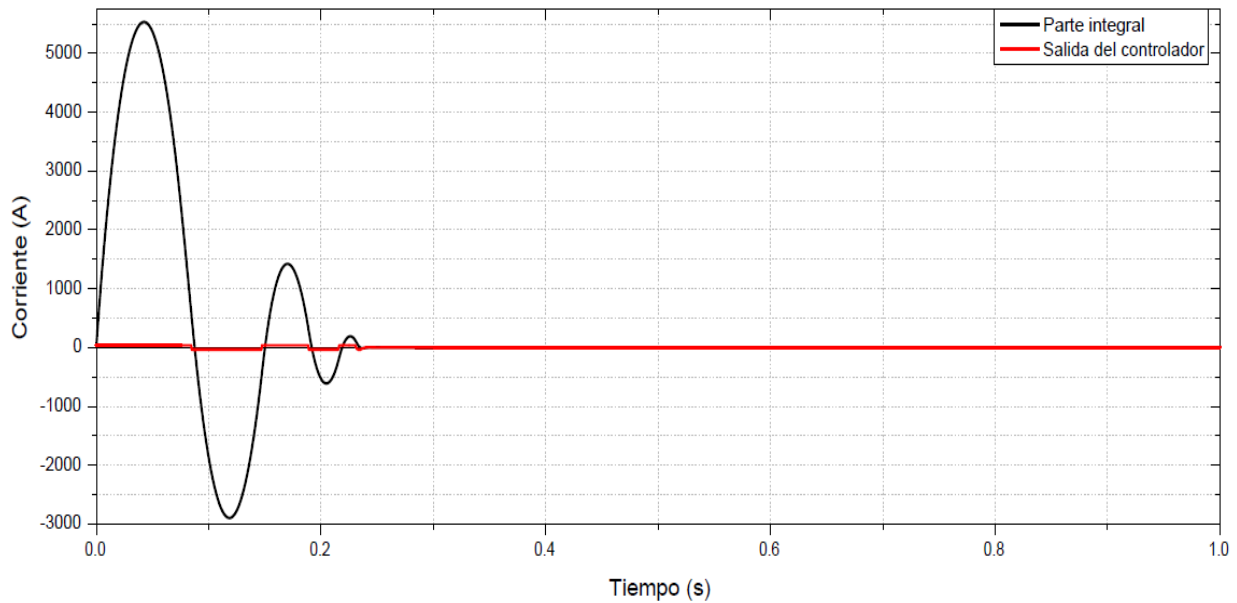
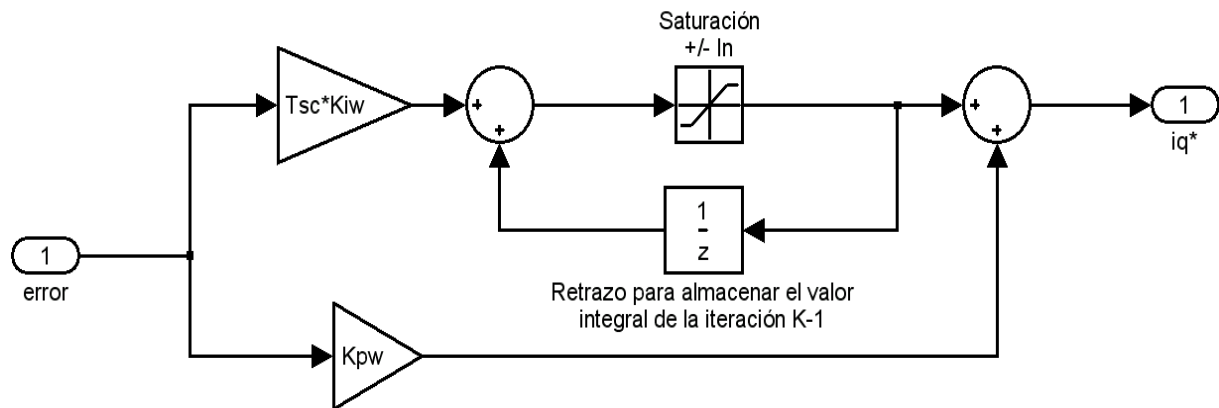


Figura 3.27 Efecto de windup del controlador de velocidad.



T_{sc} =tiempo de muestreo del controlador.

K_{iw} =Constante integral de velocidad (par o flujo).

K_{pw} =Constante proporcional de velocidad (par o flujo).

Figura 3.28 Diagrama de simulación del controlador PI con anti windup (AW).

Al emplear este diagrama de simulación se obtiene una mejor respuesta del controlador, los resultados obtenidos se muestran en la figura 3.29 que presenta la respuesta de velocidad, la figura 3.30 que muestra la respuesta de voltaje en el modelo promedio del inversor, la figura 3.31 que muestra la respuesta de corriente del modelo de la MSIP y la figura 3.32 que presenta el comportamiento de la parte integral del controlador de velocidad al emplear el algoritmo AW.

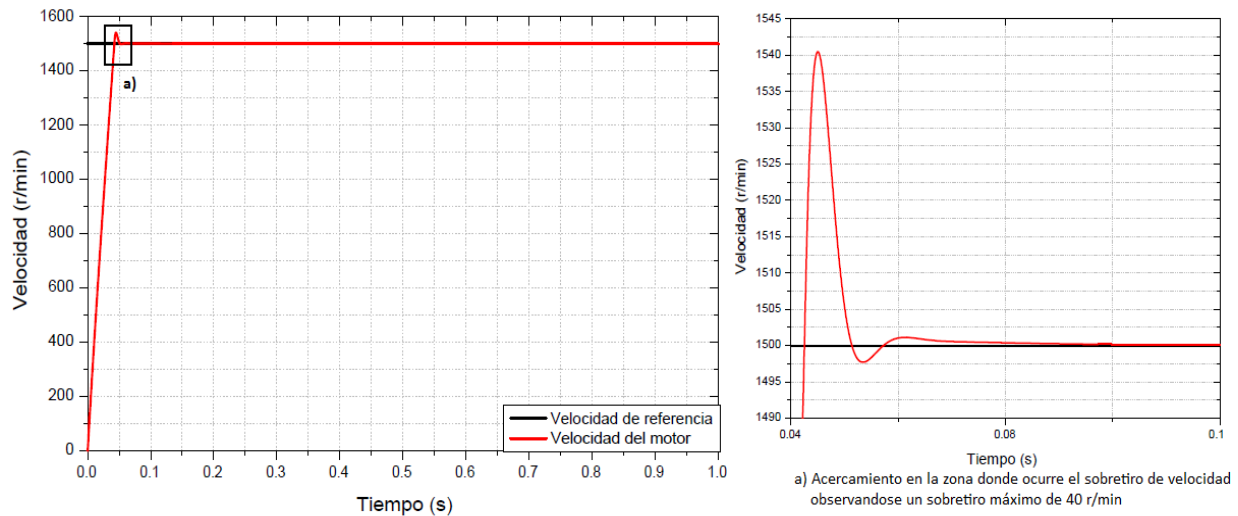


Figura 3.29 Respuesta de velocidad del controlador empleando AW en los controladores.

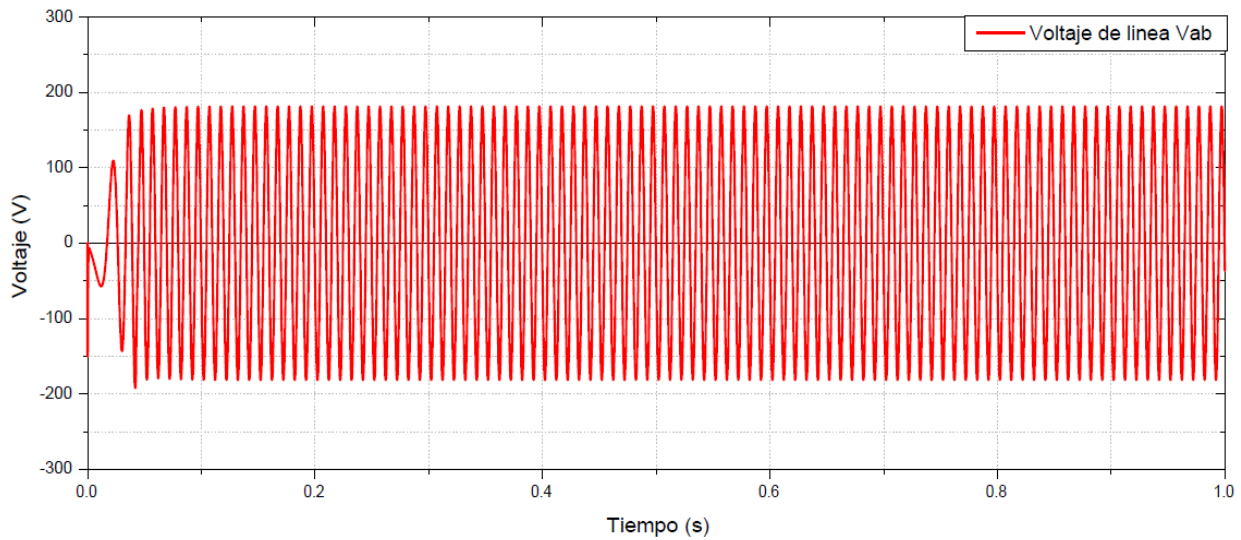


Figura 3.30 Respuesta de voltaje en el modelo promedio del inversor empleando AW en los controladores.

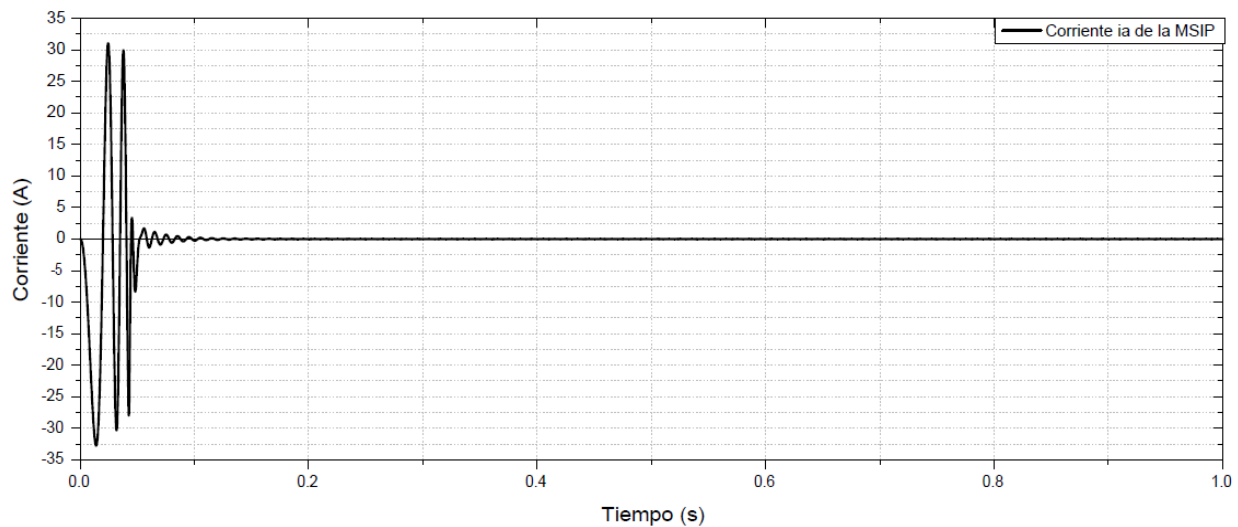


Figura 3.31 Respuesta de corriente del modelo de la MSIP empleando AW en los controladores.

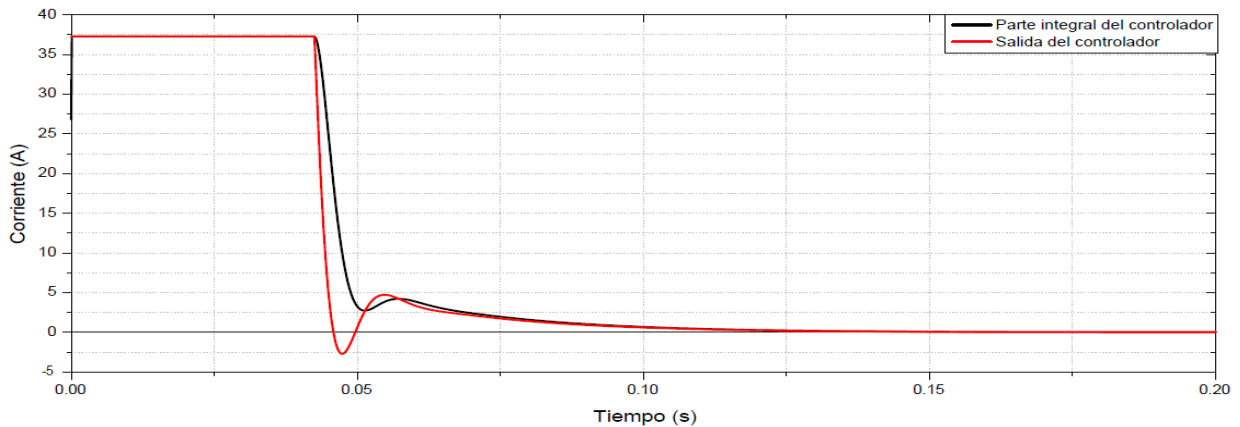


Figura 3.32 Comportamiento de la parte integral del controlador de velocidad con AW (Graficando 0.2 s del total de simulación de 1 s).

En la figura 3.33 se muestra el desempeño del control ingresando un perfil de velocidad y un perfil de par de carga para un tiempo total de simulación de diez segundos, también se presenta la respuesta de corriente (i_a) de la MSIP y el voltaje de líneas (v_{ab}), se observa que no se superan los valores nominales de la máquina. Al realizar esta simulación se presentó un sobretiro máximo de 90 r/min en la velocidad real de la máquina para un cambio del par de $-T_{e_n}$ a T_{e_n} (T_{e_n} - par electromagnético nominal).

Con esto se concluye el diseño del control de velocidad por campo orientado utilizando un sensor de posición. En este control la orientación del campo se logra a través de la transformación de coordenadas estacionarias a coordenadas síncronas. Mediante la orientación de campo se logra desacoplar las variables de flujo y par electromagnético de la máquina lográndose que el accionamiento de la MSIP se comporte de forma similar al accionamiento de una máquina de CD. El control desarrollado es operado en la región de flujo constante por lo cual la corriente i_d (componente de flujo) se fija en cero.

3.6 ESTIMADORES DE VELOCIDAD.

Los controles convencionales de las MSIP utilizan lazos de control de las componentes de corriente en el estator (i_d, i_q). En el algoritmo de control se logra desacoplar el flujo y el par electromagnético, los cuales son controlados por las componentes de corriente i_d e i_q respectivamente, siendo calculadas mediante la transformación de coordenadas desde un marco trifásico abc hacia un marco de referencia bifásico síncrono dq, finalmente en la última etapa del algoritmo de control los voltajes v_d y v_q , se pasan mediante una transformación inversa al marco trifásico abc, realizándose así una sincronización de estos voltajes con la posición del rotor, logrando de esta forma el control por campo orientado o control vectorial, dicha sincronización requiere el uso de un sensor de posición; comúnmente se emplean encoders absolutos, resolvers o sensores de efecto hall para realizar la sincronización de las corrientes y la posición del rotor.

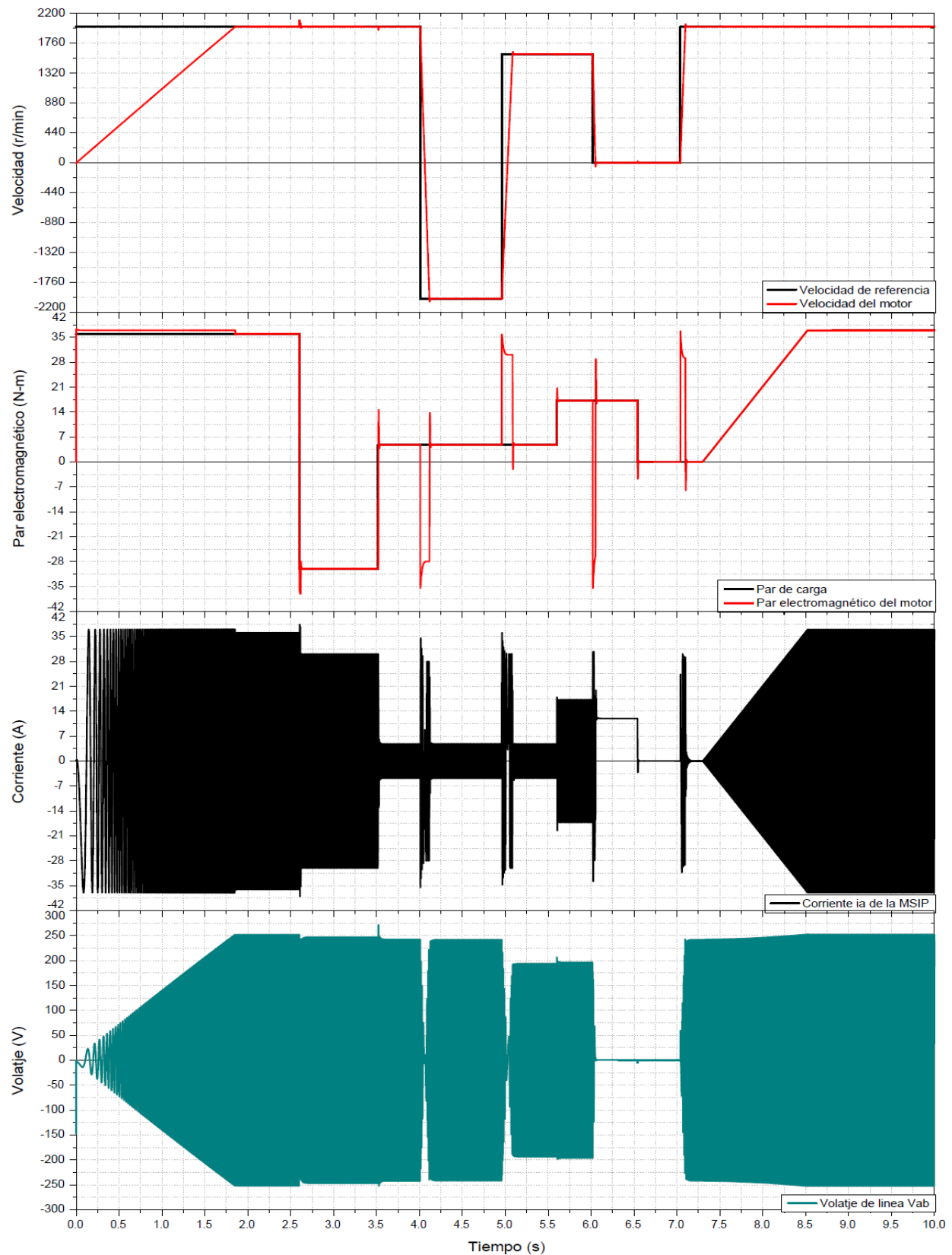


Figura 3.33 Respuesta de velocidad, par, corriente y voltaje de línea en el modelo de la MSIP a un perfil de velocidad y par de carga.

En la figura 1.2 se describió el esquema del control convencional donde se puede apreciar el lazo de retroalimentación con sensor de posición, sin embargo, el uso de este sensor presenta desventajas como son el incremento del tamaño y el costo del sistema, la disminución de la fiabilidad, el incremento de los problemas debidos al ruido electromagnético, las vibraciones mecánicas [4] y finalmente la necesidad de utilizar interfaces externas para poder obtener la información de posición. Debido a estas desventajas se han estudiado diversas técnicas de estimación de velocidad.

3.6.1 Primer criterio de clasificación de los estimadores de velocidad.

En la actualidad existen diversas técnicas para realizar la estimación de velocidad de la MSIP, las cuales se pueden clasificar en las siguientes categorías según la literatura [5]:

- 1) Los métodos basados en mediciones de voltajes y corrientes que usan las ecuaciones del modelo dinámico de la máquina.
- 2) Mediciones de la fuerza contra electromotriz.
- 3) Otras técnicas catalogadas como emergentes descritas en [5].

1) Los métodos basados en mediciones de voltajes y corrientes que utilizan las ecuaciones del modelo dinámico de la máquina, pueden ser subdivididos en cinco categorías [31]:

1. Métodos basados en el flujo mutuo.
2. Posición hipotética del rotor.
3. Ecuaciones del modelo de la MSIP.
4. Observadores de estado. Filtros Kalman.
5. Variación de la inductancia de la máquina.

Una descripción detallada de cada una de estas subcategorías se encuentra en [31], sin embargo se puede decir que el desempeño de estos métodos depende en gran medida de la aproximación y calidad de las mediciones de voltajes y corrientes.

2) Los métodos basados en mediciones de la fuerza contra electromotriz, se fundamentan en el hecho de que en las máquinas de CD sin escobillas, únicamente dos de las tres fases están excitadas al mismo tiempo. Por tanto se puede realizar una medición de la f_{cem} de la fase no excitada para estimar la posición del rotor [31]. Pueden subdividirse en las siguientes categorías:

1. Métodos basados en la medición directa de la fem.
 2. Métodos basados en el tercer armónico del voltaje de fase.
 3. Métodos de integración de la fuerza contra electromotriz (f_{cem}).
 4. Métodos basados en el intervalo de conducción de los diodos de libre camino.
-

Una explicación más detallada de cada una de las subdivisiones se encuentra en [31].

3) Las técnicas catalogadas como técnicas emergentes [5], son aquellas que no se encuentran en las dos categorías anteriores, y se realizan con la aplicación de inteligencia artificial, lógica difusa, hasta las que consideran las asimetrías de la máquina, etc.

3.6.2 Segundo criterio de clasificación de los estimadores de velocidad.

Una forma más simplificada de clasificar todos estos métodos y que consideran mayores características en cada uno de ellos se encuentra en [5]. Estas categorías son las siguientes:

- 1) Estimadores basados en la medición de la fuerza contra electromotriz f_{cem} .
- 2) Estimadores basados en un MRAS (“Model Reference Adaptive System”, en español: sistema adaptable a un modelo de referencia).
- 3) Estimadores basados en observadores.

1) En el primer caso se consideran todas aquellas técnicas que implican una estimación del flujo mutuo del estator.

Es importante mencionar que este tipo de estimadores trabajan correctamente a velocidades por encima del 20% de la velocidad nominal de la máquina, y a velocidades bajas o velocidades cero fallan, por ello es necesario el uso de arreglos adicionales para arrancar la máquina [5].

Además es importante mencionar que los métodos de estimación de velocidad basados en la estimación del flujo mutuo en el estator presentan problemas como son: ser válidos únicamente para condiciones de operación en estado permanente, problemas en la estimación del flujo mutuo ya que se obtiene de la integración de los voltajes en el estator los cuales presentan problemas de offset y desviación (“drift”) al realizar la interfaz de retroalimentación y el flujo obtenido es una función sinusoidal que depende del tiempo.

2) Los métodos basados en el MRAS emplean un modelo que es independiente de la velocidad al cual se le llama modelo de referencia, y un modelo dependiente de la velocidad. El error entre ambos modelos se fuerza a ser cero mediante el uso de un mecanismo de ajuste, el cual entrega el valor de la velocidad estimada [32].

3) Los estimadores basados en observadores emplean la teoría de observadores los cuales principalmente utilizan un modelo aumentado de estado linealizado. Los estados de la máquina, incluida la velocidad, son estimados comparando variables del modelo con datos experimentales [18]. Las técnicas más utilizadas son las que emplean Filtros Extendidos de Kalman.

3.6.3 Estimador de velocidad utilizado en el accionamiento de la MSIPS sin sensor de posición.

En esta tesis se empleará un estimador basado en mediciones de voltajes y corrientes utilizando las ecuaciones dinámicas de la máquina el cual es tomado de [31] y [33]. Este estimador permite conocer en todo momento el flujo en el estator y el ángulo de carga (δ) el cual es el ángulo entre el vector de flujo en el estator y el vector de flujo en el rotor.

Para estimar la velocidad de la MSIP, las ecuaciones dinámicas de la máquina (flujo y par electromagnético) se transforman al marco de referencia estacionario $\alpha\beta$.

Transformando las ecuaciones de voltajes en el estator (ec. 2.1) del marco abc al marco $\alpha\beta$ se determinan las componentes del vector de flujo en el estator, es decir:

$$\psi_\alpha = \int (v_\alpha - R_s i_\alpha) dt \quad (3.3)$$

$$\psi_\beta = \int (v_\beta - R_s i_\beta) dt \quad (3.4)$$

Con las ecuaciones (3.3) y (3.4) se puede conocer la magnitud y el ángulo del vector de flujo en el estator en el marco de referencia estacionario $\alpha\beta$, el cual queda determinado por las ecuaciones (3.5) y (3.6).

$$|\psi_s| = \sqrt{\psi_\alpha^2 + \psi_\beta^2} \quad (3.5)$$

$$\angle \psi_s = \tan^{-1} \left(\frac{\psi_\beta}{\psi_\alpha} \right) \quad (3.6)$$

Para obtener la ecuación de par electromagnético se requerirá de las ecuaciones de transformación de coordenadas estacionarias $\alpha\beta$ a coordenadas síncronas dq (transformación de Park) para flujos y corrientes:

$$\begin{bmatrix} \psi_d \\ \psi_q \\ \psi_0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \theta & \sin \theta & 0 \\ -\sin \theta & \cos \theta & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \psi_\alpha \\ \psi_\beta \\ \psi_0 \end{bmatrix} \quad (3.7)$$

$$\begin{bmatrix} i_d \\ i_q \\ i_0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \theta & \sin \theta & 0 \\ -\sin \theta & \cos \theta & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \\ i_0 \end{bmatrix} \quad (3.8)$$

Sustituyendo las ecuaciones (3.7) y (3.8) en la ecuación (2.13) y simplificando se obtiene:

$$T_e = \frac{3}{2} p [\psi_\alpha i_\beta - \psi_\beta i_\alpha] \quad (3.9)$$

En el diagrama fasorial de la figura 3.34 se muestran los vectores espaciales del flujo en el estator (ψ_s) y del flujo en el rotor o flujo de los imanes permanentes (ψ_{IP}), el ángulo de carga δ es el ángulo entre ambos vectores y su valor lo determina el valor del par electromagnético de la MSIP. El vector ψ_{IP} está orientado con el eje d del marco de referencia síncrono dq , y el vector ψ_s está orientado con el eje u del marco de referencia síncrono u, v ; los ejes $\alpha\beta$ son el marco de referencia estacionario donde la posición del rotor θ_r se establece con respecto al eje α . El algoritmo de estimación se basa en el cálculo del ángulo del vector de flujo en el estator $\angle\psi_s$ y el ángulo de carga δ , permitiendo la determinación de la posición del rotor θ_r .

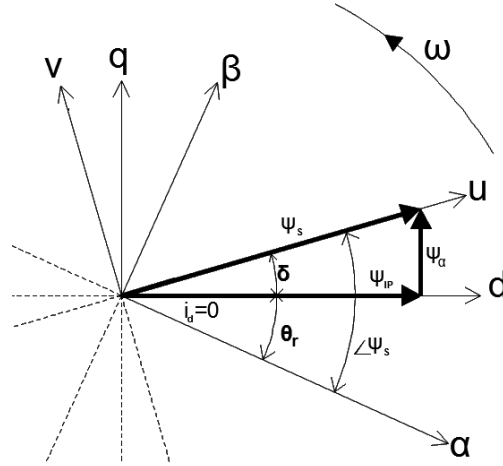


Figura 3.34 Diagrama fasorial de los flujos de la MSIP.

Las ecuaciones de la MSIP se encuentran en el marco de referencia síncrono dq donde se encuentra referido el vector de flujo en el rotor, sin embargo para poder determinar el ángulo de carga δ se trasladarán las ecuaciones de flujo y par electromagnético a un marco de referencia síncrono uv donde se encuentra referido el vector de flujo en el estator, con lo cual se puede realizar la determinación de una expresión que permite obtener el valor del ángulo de carga [8].

Primeramente se determina la transformación para pasar del marco de referencia síncrono dq al marco de referencia síncrono uv . De la figura 3.34 se puede derivar la siguiente ecuación.

$$\begin{bmatrix} A_u \\ A_v \\ A_0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \delta & \sin \delta & 0 \\ -\sin \delta & \cos \delta & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} A_d \\ A_q \\ A_0 \end{bmatrix} \quad (3.10)$$

Aplicando esta transformación a las corrientes y a los flujos se obtienen las ecuaciones (3.11) y (3.12):

$$\begin{bmatrix} \psi_u \\ \psi_v \\ \psi_0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \delta & \sin \delta & 0 \\ -\sin \delta & \cos \delta & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \psi_d \\ \psi_q \\ \psi_0 \end{bmatrix} \quad (3.11)$$

$$\begin{bmatrix} i_u \\ i_v \\ i_0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \delta & \sin \delta & 0 \\ -\sin \delta & \cos \delta & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \\ i_0 \end{bmatrix} \quad (3.12)$$

Despejando las componentes d y q de los flujo y las corrientes en las ecuaciones (3.11) y (3.12) y sustituyendo en (2.7) se obtiene:

$$\begin{bmatrix} \psi_u \\ \psi_v \\ \psi_0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_d \cos^2 \delta + L_q \sin^2 \delta & \frac{(L_q - L_d)}{2} \cos 2\delta & 0 \\ \frac{(L_q - L_d)}{2} \cos 2\delta & L_q \cos^2 \delta + L_d \sin^2 \delta & 0 \\ 0 & 0 & L_{ls} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_u \\ i_v \\ i_0 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \cos \delta \\ -\sin \delta \\ 0 \end{bmatrix} \psi_{IP} \quad (3.13)$$

Considerando que se utiliza una MSIPS se tiene que $L_d = L_q = L_s$, por lo que simplificando de la ecuación (3.13) se obtiene:

$$\begin{bmatrix} \psi_u \\ \psi_v \\ \psi_0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_s & 0 & 0 \\ 0 & L_s & 0 \\ 0 & 0 & L_{ls} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_u \\ i_v \\ i_0 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \cos \delta \\ -\sin \delta \\ 0 \end{bmatrix} \psi_{IP} \quad (3.14)$$

Para determinar la ecuación de par en el marco uv se despejan las componentes dq en las ecuaciones (3.11) y (3.12) y se sustituyen en la ecuación (2.13) para obtener:

$$T_e = \frac{3}{2} \rho [\psi_u i_v - \psi_v i_u] \quad (3.15)$$

Del diagrama fasorial de la figura 3.34 se puede observar que el vector de flujo en el estator se orienta sobre el eje u por lo que se puede establecer que $\psi_v = 0$ y $\psi_u = |\psi_s|$, de la ecuación (3.15) se obtiene:

$$T_e = \frac{3}{2} \rho |\psi_s| \cdot i_v \quad (3.16)$$

De igual forma sustituyendo $\psi_v = 0$ en la ecuación (3.14) se obtiene:

$$i_v = \psi_{IP} \sin \delta / L_s \quad (3.17)$$

Sustituyendo (3.17) en (3.16) y despejando el ángulo de carga δ de la ecuación se determina finalmente la expresión para calcular el ángulo de carga en una MSIPS.

$$\delta = \sin^{-1} T_e / \left(\left((3/2) \cdot p \cdot |\psi_s| \cdot \psi_{IP} \right) / L_s \right) \quad (3.18)$$

Finalmente del diagrama fasorial se puede establecer que la posición eléctrica del rotor (posición del vector de flujo en el rotor) está dada por la siguiente relación:

$$\theta_r = \angle \psi_s - \delta \quad (3.19)$$

Por lo tanto el algoritmo de estimación de la posición del rotor queda definido por las ecuaciones (3.3), (3.4), (3.5), (3.6), (3.9), (3.18) y (3.19). El cálculo de la velocidad se puede realizar derivando respecto al tiempo la posición del rotor.

3.6.4 Diagrama de simulación del estimador de velocidad de la MSIP.

En el diagrama de simulación de la figura 3.4 se realizan las mediciones de dos de las corrientes de línea sin embargo para el estimador de velocidad es necesario medir el voltaje en el bus de directa por lo que se modificó el diagrama de simulación, estas modificaciones se muestran en la figura 3.35 (archivo: MSIPS_FOC_sensor_less.mdl).

La figura 3.36 muestra el diagrama de control dentro del bloque DSC de la figura 3.35 donde se puede apreciar el bloque que contiene el algoritmo de estimación.

La figura 3.37 muestra el diagrama de simulación contenido dentro del bloque ALGORITMO DE ESTIMACIÓN de la figura 3.36.

En las siguientes páginas se describirán cada una de las partes con las que cuenta el diagrama de simulación del algoritmo de estimación de velocidad mostrado en la figura 3.37.

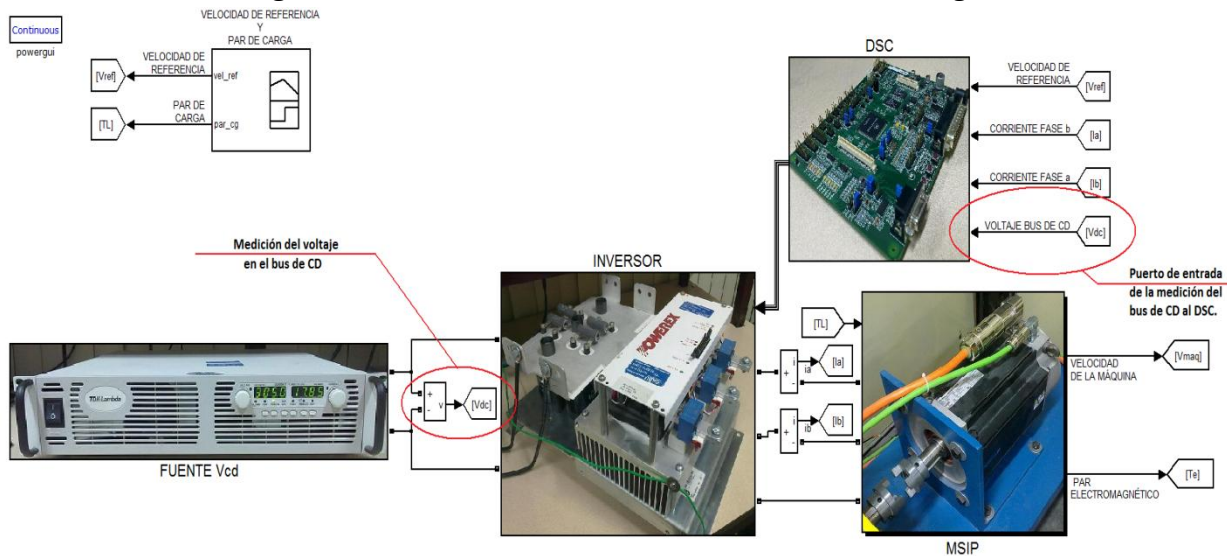


Figura 3.35 Diagrama de simulación con medición de voltaje en el bus de directa.

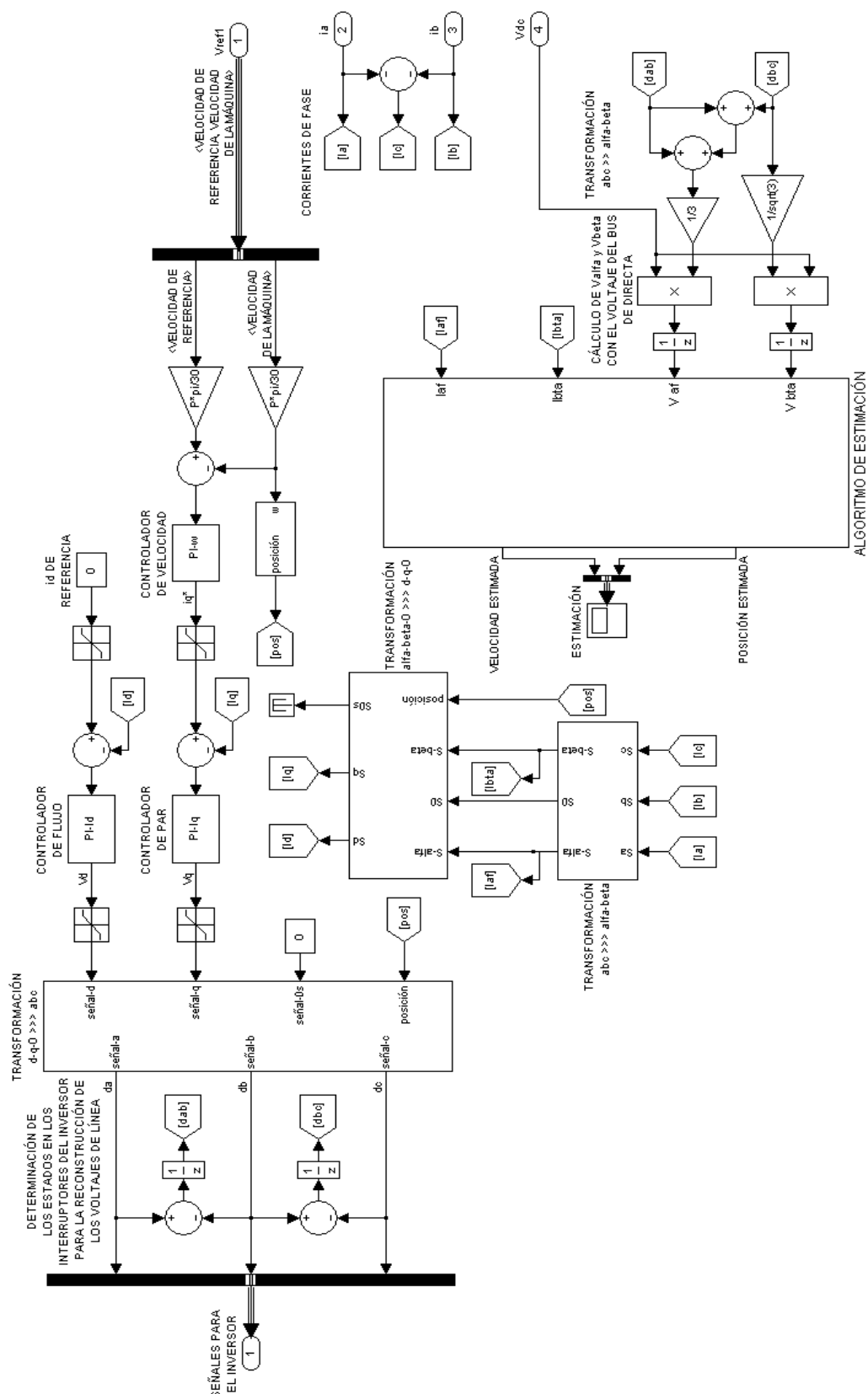


Figura 3.36 Diagrama de simulación del control de velocidad con sensor de posición y el bloque de estimación de velocidad.

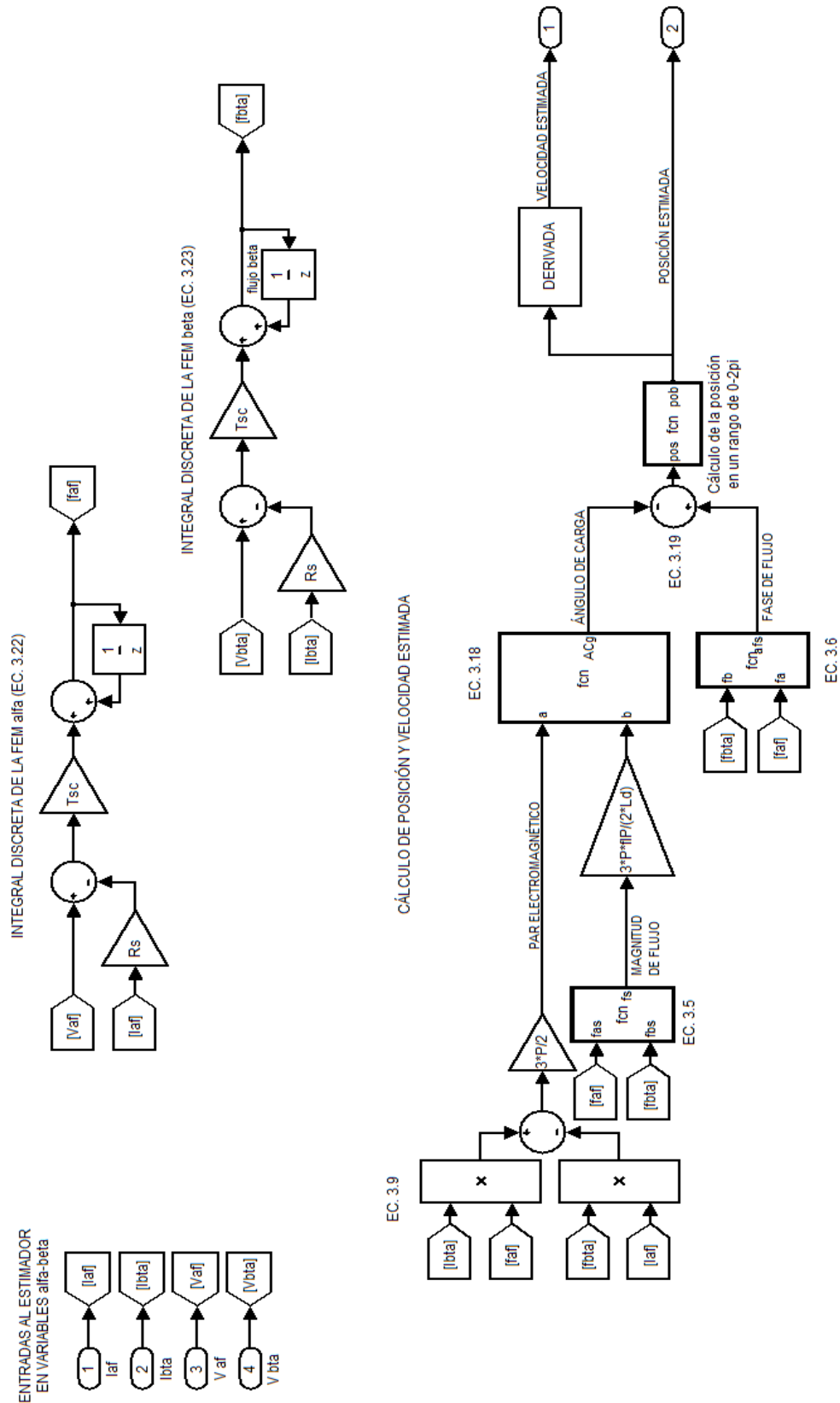


Figura 3.37 Diagrama de simulación del algoritmo de estimación de velocidad (contenido dentro del bloque ALGORITMO DE ESTIMACIÓN de la figura 3.36).

Para reconstruir los voltajes $\alpha\beta$ a partir de la medición del voltaje en el bus de corriente directa se emplea la ecuación de transformación del marco abc al marco $\alpha\beta$ (ec. 3.20) y se sustituye la ecuación (3.1) usada en el modelo promedio del inversor y se obtiene la ecuación (3.21).

$$\begin{bmatrix} V_\alpha \\ V_\beta \\ V_0 \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \frac{1}{2} & 0 & \frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & 0 \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{ab} \\ V_{bc} \\ V_{cb} \end{bmatrix} \quad (3.20)$$

$$\begin{bmatrix} V_\alpha \\ V_\beta \\ V_0 \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \frac{1}{2} & 0 & \frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & 0 \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} d_{ab} \\ d_{bc} \\ d_{ca} \end{bmatrix} \cdot V_{CD} \quad (3.21)$$

La ecuación (3.21) representa a los voltajes en el marco de referencia $\alpha\beta$ en función de los valores de d_{ab} , d_{bc} y d_{ca} . En la figura 3.38 se muestra la parte del diagrama de simulación de la figura 3.36 que contiene el algoritmo para el cálculo de los voltajes $\alpha\beta$ en función de los valores de las señales de control de los interruptores del inversor.

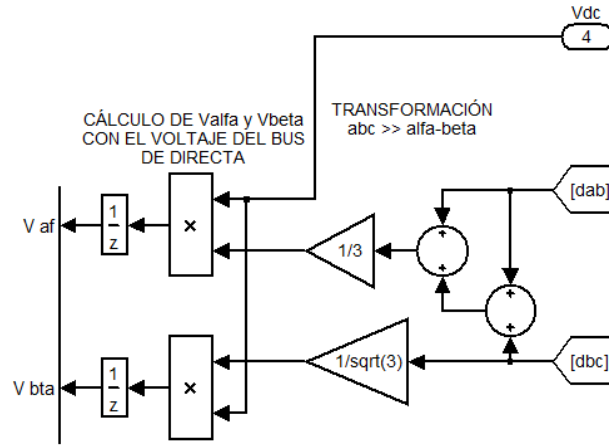


Figura 3.38 Diagrama de simulación del cálculo de los voltajes $\alpha\beta$ a partir de los valores de las señales de control de los interruptores del inversor.

En la figura 3.39 se muestra la parte del diagrama de simulación de la figura 3.37 empleada para el cálculo de las integrales de flujo (ecs. 3.3 y 3.4), cuya representación en tiempo discreto es la siguiente:

$$\psi_\alpha^{k+1} = (V_\alpha^k - R_s i_\alpha^k) T_{sc} + \psi_\alpha^{k-1} \quad (3.22)$$

$$\psi_{\beta}^{k+1} = (V_{\beta}^k - R_s i_{\beta}^k) T_{sc} + \psi_{\beta}^{k-1} \quad (3.23)$$

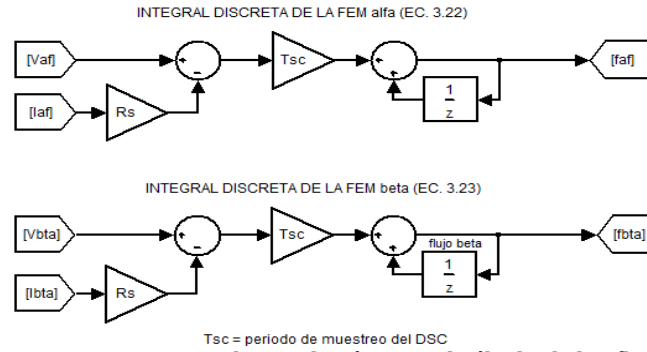
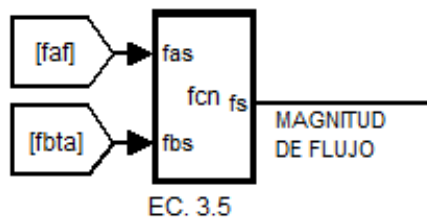


Figura 3.39 Diagrama de simulación para el cálculo de los flujo $\alpha\beta$.

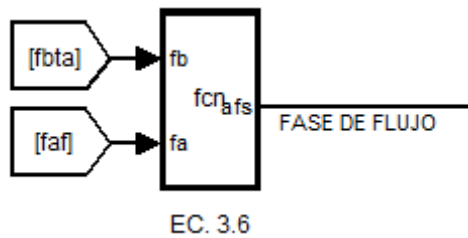
Obtenidos los flujos $\alpha\beta$ se determina la magnitud y fase del vector de flujo en el estator empleando las ecuaciones (3.5) y (3.6) respectivamente. En la figura 3.40 se muestra la parte del diagrama de simulación de la figura 3.37 que corresponde a la realización del cálculo de la magnitud y en la figura 3.41 el cálculo de la fase del vector de flujo en el estator.



% cálculo de la magnitud de
de flujo ec. 3.5 %

```
fs=sqrt(fas^2+fbs^2);
```

Figura 3.40 Diagrama de simulación para el cálculo de la magnitud del vector de flujo en el estator (ec. 3.5).



%algoritmo para mantener la fase
en un rango de 0-2pi%

```
afs=atan(fb/fa);
if(fa>=0)
if(fa==0)
if(fb>0)
afs=pi/2;
end
if(fb<0)
afs=3*pi/2;
end
end
if(fb<0)
afs=2*pi+afs;
end
end
if(fa<0)
afs=pi+afs;
if(fa==0)
if(fb>0)
afs=pi/2;
end
if(fb<0)
afs=3*pi/2;
end
end
end
end
```

Figura 3.41 Diagrama de simulación y código para el cálculo de la fase del vector de flujo en el estator (ec. 3.6).

La siguiente etapa del algoritmo es determinar el par electromagnético empleando la ecuación (3.9), la parte del diagrama de simulación de la figura 3.37 que se emplea para este cálculo se muestra en la figura 3.42.

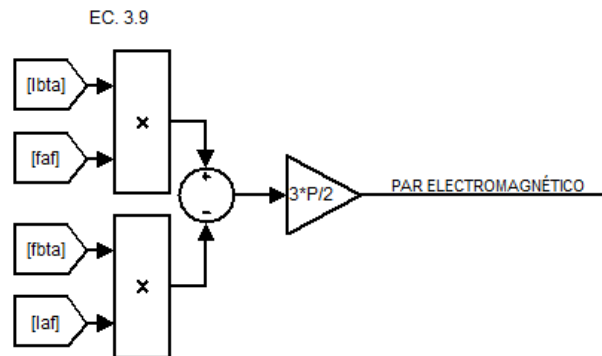


Figura 3.42 Diagrama de simulación para el cálculo del par electromagnético (ec. 3.9).

La siguiente etapa es determinar el ángulo de carga aplicando la ecuación (3.17), la parte del diagrama de simulación de la figura 3.37 que realiza esta operación se muestra en la figura 3.43

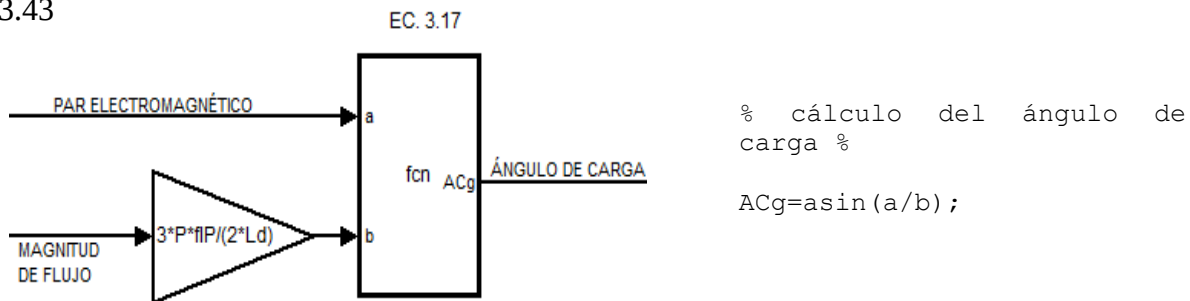


Figura 3.43 Diagrama de simulación para el cálculo del ángulo de carga (ec. 3.17).

Al calcular el ángulo de carga este se resta de la fase del vector de flujo del estator para obtener la posición estimada de acuerdo a la ecuación (3.18) obteniéndose la posición estimada del rotor de la máquina. Derivando el resultado de la ecuación (3.18) se obtiene la velocidad estimada. En la figura 3.44 se muestra la parte del diagrama de la figura 3.37 que se encarga de realizar estos cálculos.

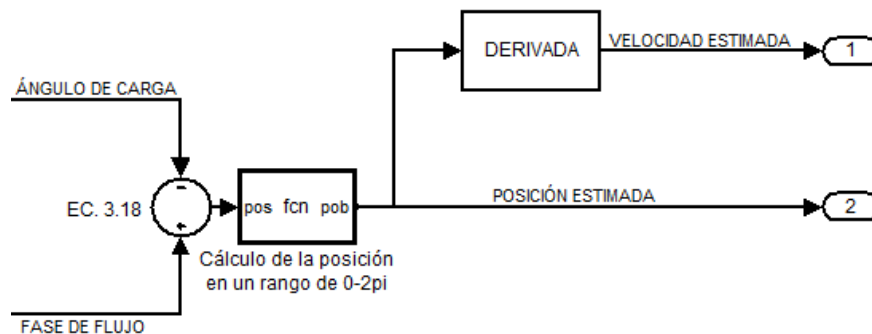


Figura 3.44 Diagrama de simulación para el cálculo de la posición y velocidad estimada.

La ecuación empleada en el bloque de derivada de la figura 3.44 es la siguiente:

$$\omega^k = (\theta_r^k - \theta_r^{k-1})/T_s \quad (3.24)$$

La cual es la representación de una derivada en tiempo discreto, el diagrama de esta ecuación se presenta en la figura 3.45.

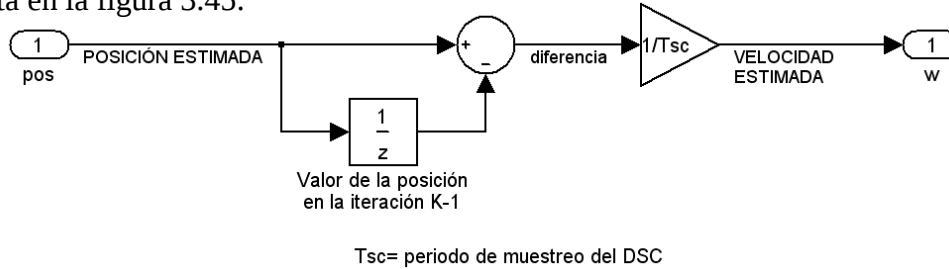


Figura 3.45 Diagrama de simulación para el cálculo de la derivada de la posición estimada.

Una consideración importante es que las condiciones iniciales de los flujos empleadas en el esquema de estimación son $\psi_\alpha^0 = \psi_{IP}$, $\psi_\beta^0 = 0$ ya que se requiere del conocimiento de la posición inicial del rotor para poder inicializar el algoritmo de estimación de posición. En este caso se consideró el flujo de los imanes permanentes sobre el eje d.

3.7 SIMULACIONES DEL CONTROL POR CAMPO ORIENTADO DE LA MSIP SIN SENSOR DE POSICIÓN.

En la figura 3.46 se muestran los resultados de la estimación de posición empleando el control con sensor de posición desarrollado en la sección 3.3, y la figura 3.47 muestra la estimación de velocidad y se observa que la derivada de la posición estimada presenta problemas en los puntos donde se completa un giro en el rotor de la máquina ya que la pendiente en esos puntos es muy grande. El problema de la derivada impide cerrar el lazo de control con la velocidad estimada por lo cual se implementa un algoritmo para solucionarlo.

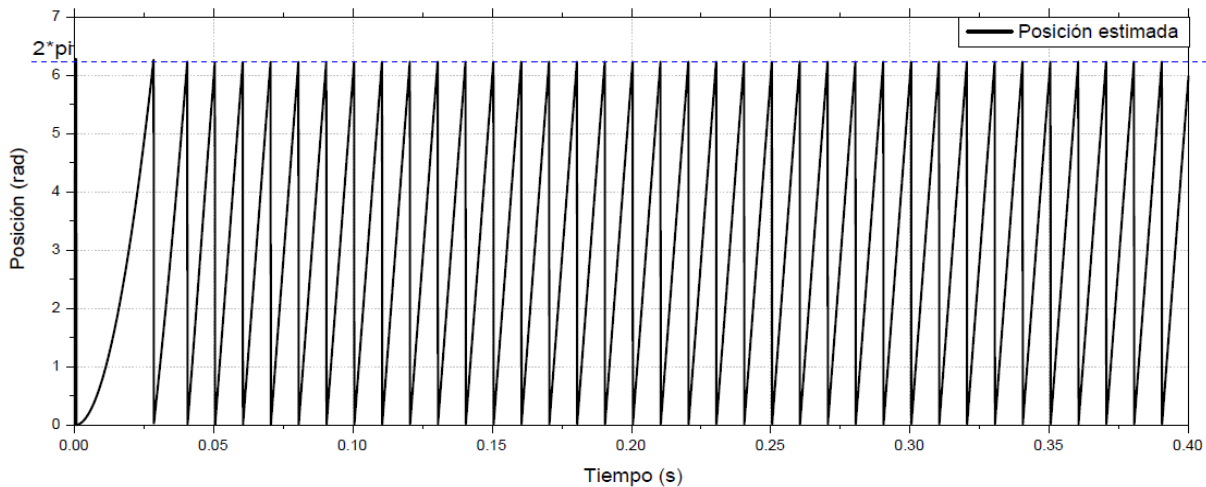


Figura 3.46 Resultados de la estimación de posición.

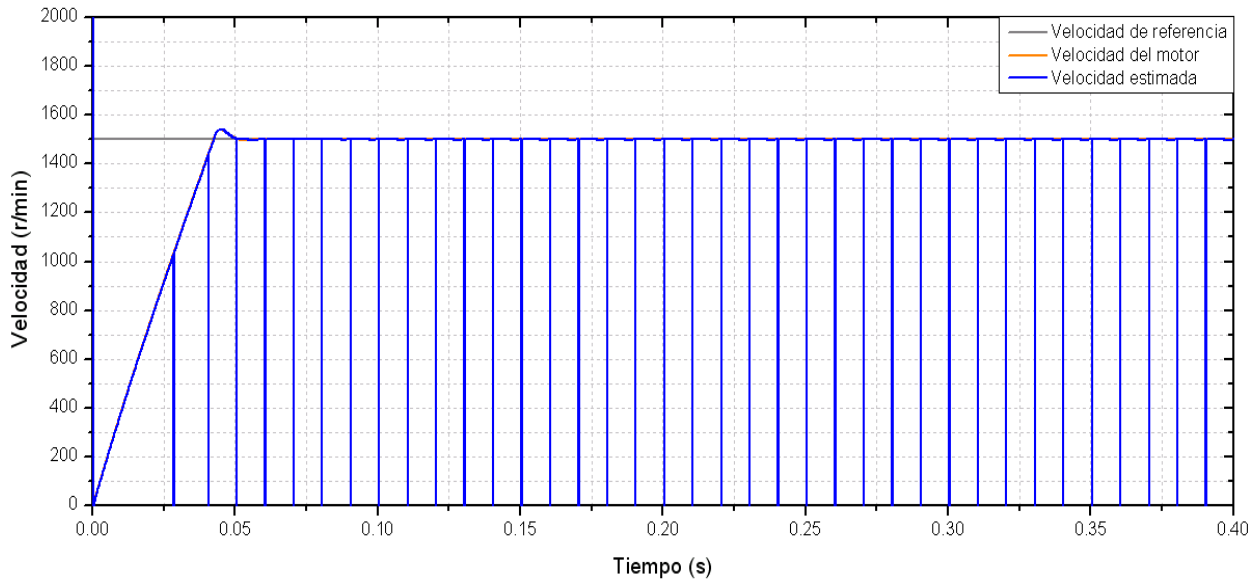


Figura 3.47 Resultados de la estimación de velocidad con problemas de derivada.

La figura 3.48 presenta el diagrama del procedimiento empleado para corregir los problemas generados debidos a la derivada de la posición estimada.

Para corregir el problema se opta por eliminar la diferencia D_i de la posición del rotor obtenida de las posiciones θ_{j-1} y θ_j (considerando que estos son los puntos en los que el rotor completa un giro) si esta diferencia supera los 0.3 rad entonces se emplean los resultados de dos diferencias anteriores (D_{i-1} y D_{i-2}) con los cuales se realiza una extrapolación con el fin de determinar la i -ésima diferencia que conserve la razón de cambio de la velocidad, este procedimiento está fundamentado en que las variaciones de velocidad en la máquina no son lo suficientemente rápidas como para generar diferencias mayores a 0.3 rad para el periodo de muestreo empleado.

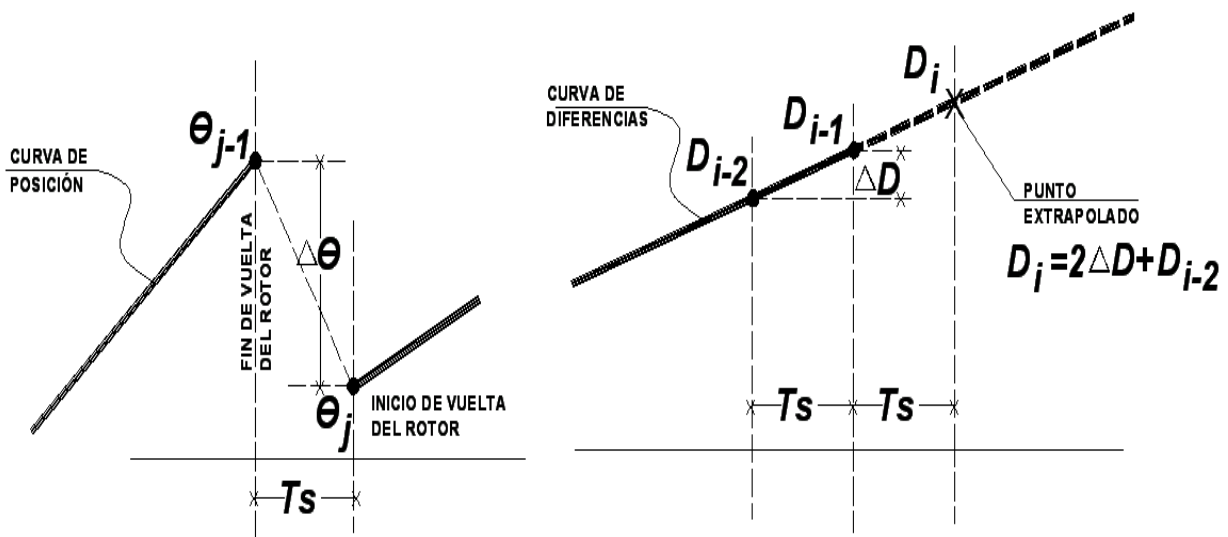


Figura 3.48 Procedimiento para eliminar el problema de derivación de la posición estimada.

La figura 3.49 muestra el diagrama de simulación y el código para realizar este procedimiento el cual se coloca en lugar del diagrama de la figura 3.45

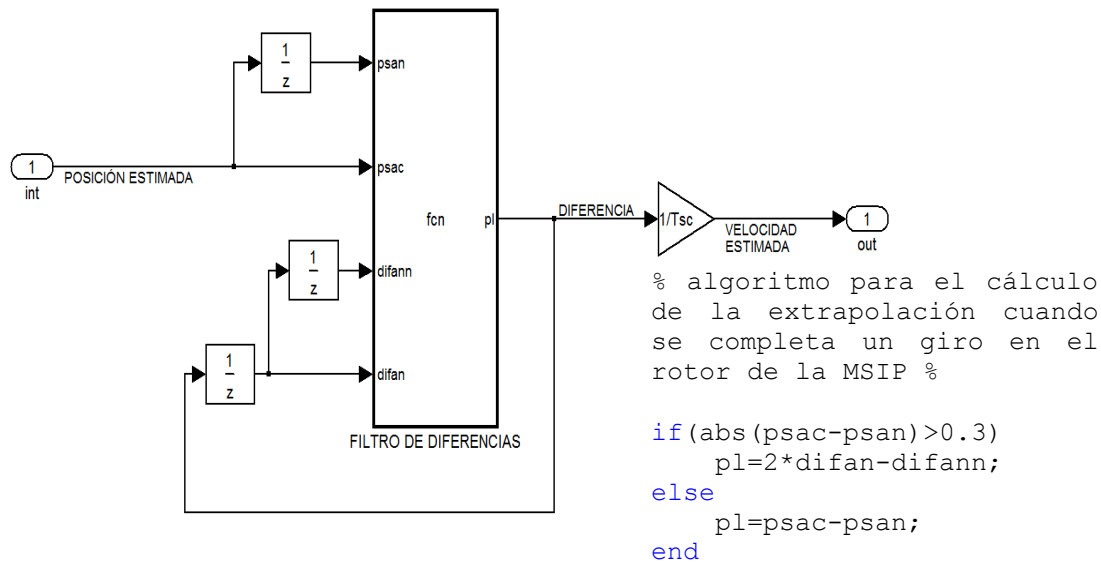


Figura 3.49 Diagrama de simulación y el código para el cálculo de la derivada.

Realizando nuevamente la simulación para probar el esquema de estimación con las correcciones realizadas en la derivación de la posición estimada se obtiene la figura 3.50 en la cual se puede apreciar que los errores de derivación en la velocidad estimada han sido eliminados, la figura 3.51 muestra que el error de velocidad presenta oscilaciones sostenidas de ± 2 r/min.

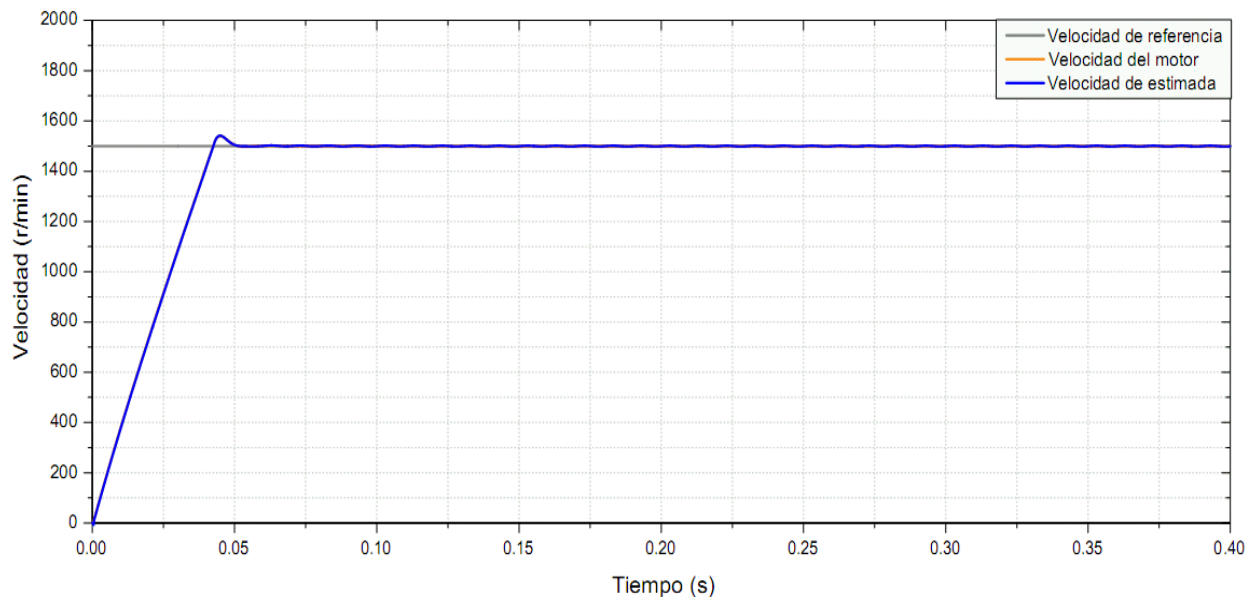


Figura 3.50 Comparación de la velocidad de referencia, velocidad real de la MSIP y la velocidad obtenida con el algoritmo de estimación (figura 3.37).

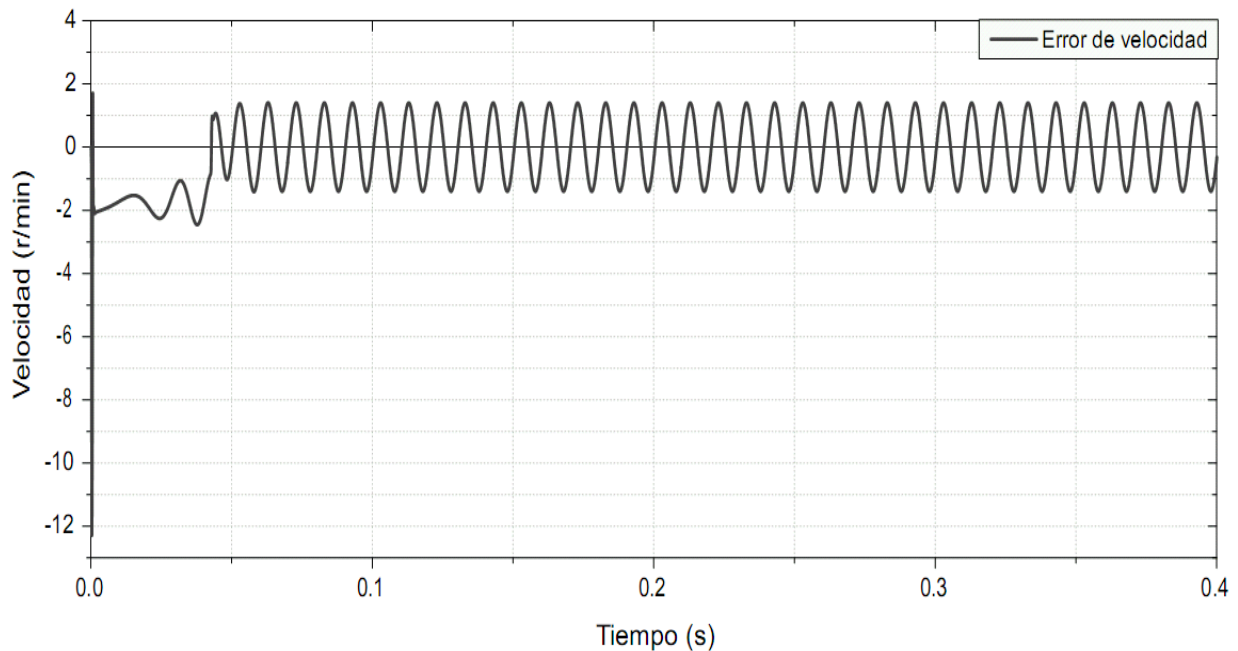


Figura 3.51 Error de la velocidad estimada comparada con la velocidad real de la máquina.

En las siguientes graficas se muestran los resultados de la simulación al cerrar el lazo de control con la velocidad estimada. La figura 3.52 muestra la comparación de la velocidad de referencia, la velocidad real de la MSIP y la velocidad estimada, en este caso las oscilaciones en el error de velocidad se atenúan conforme se alcanza la velocidad de referencia, esto se puede observar en la figura 3.53.

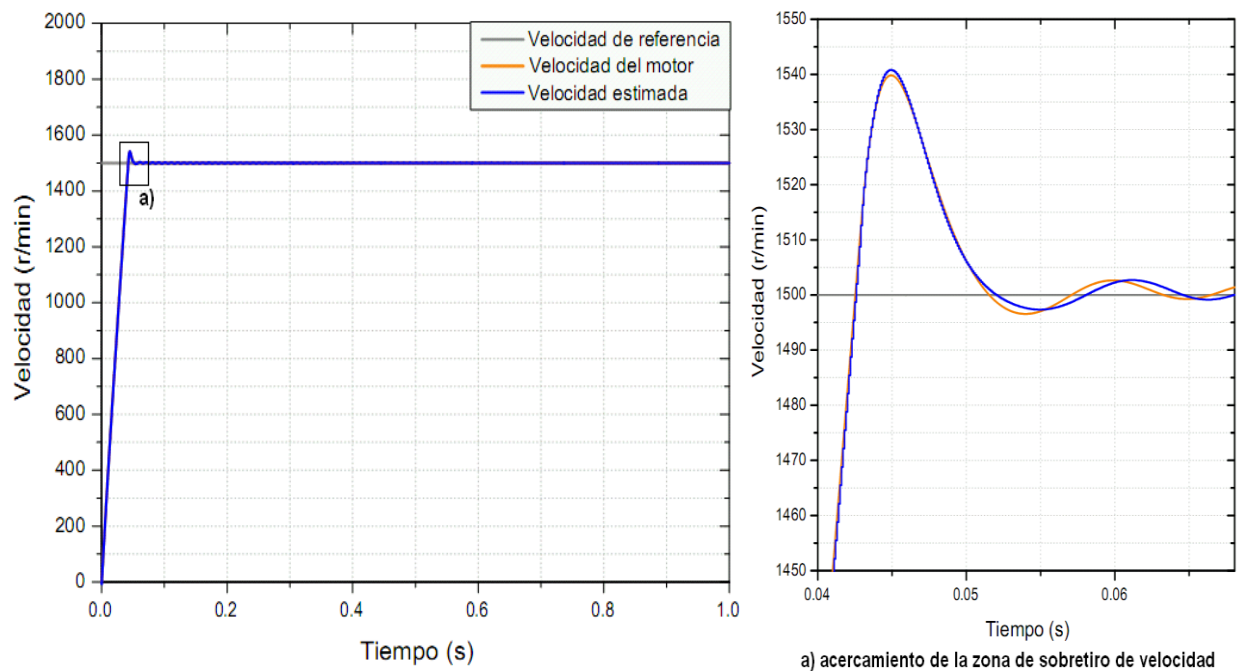


Figura 3.52 Comparación de las respuestas de velocidad real y velocidad estimada sin sensor de posición.

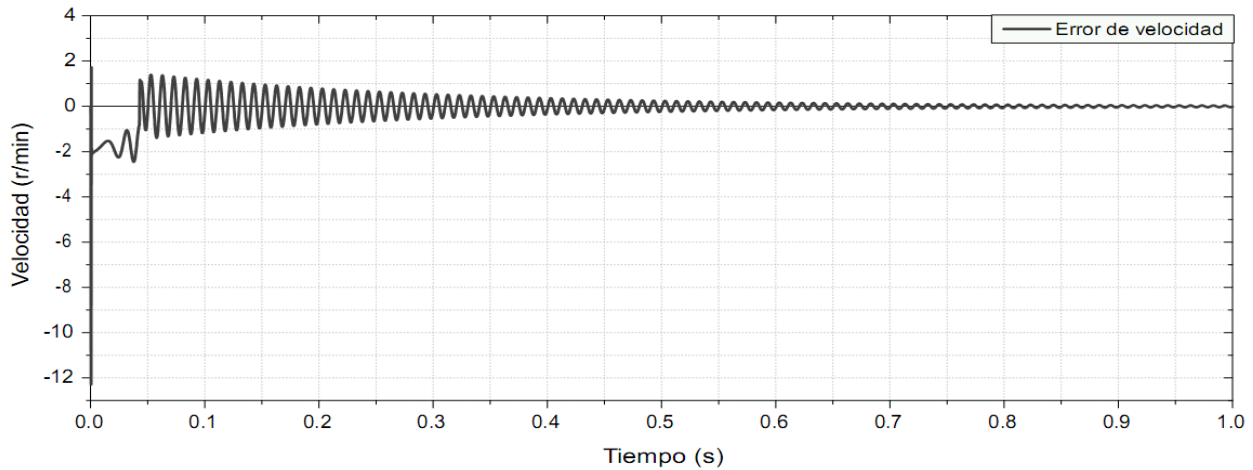


Figura 3.53 Gráfica del error de la velocidad real y la velocidad estimada del control sin sensor de posición.

Al igual que en la sección 3.4 nuevamente se prueba el desempeño del control ingresando un perfil de velocidad como referencia y par de carga para un tiempo total de simulación de diez segundos, los resultados se muestran en la figura 3.54 donde se presentan los flujos estimados ψ_α , ψ_β y $|\psi_s|$, con el propósito de mostrar que se trata de un control que opera en la región de flujo constante, en la figura 3.55 se muestra la respuesta de velocidad, par, corriente y voltaje de línea en la MSIP, se observa que no se superan los valores nominales de la máquina y nuevamente se presenta un sobretiro máximo de 90 r/min en la velocidad real de la máquina para un cambio del par de carga de $-T_{e_n}$ a T_{e_n} (T_{e_n} - par electromagnético nominal).

Con estos resultados se concluye el diseño y la simulación del sistema de control sin sensor de posición. En los siguientes capítulos se realiza la documentación del proceso para llevar a cabo la implementación del algoritmo de control en un prototipo físico.

La figura 3.56 muestra el diagrama de simulación final del control de velocidad sin sensor de posición y el diagrama de simulación en el bloque DSC.

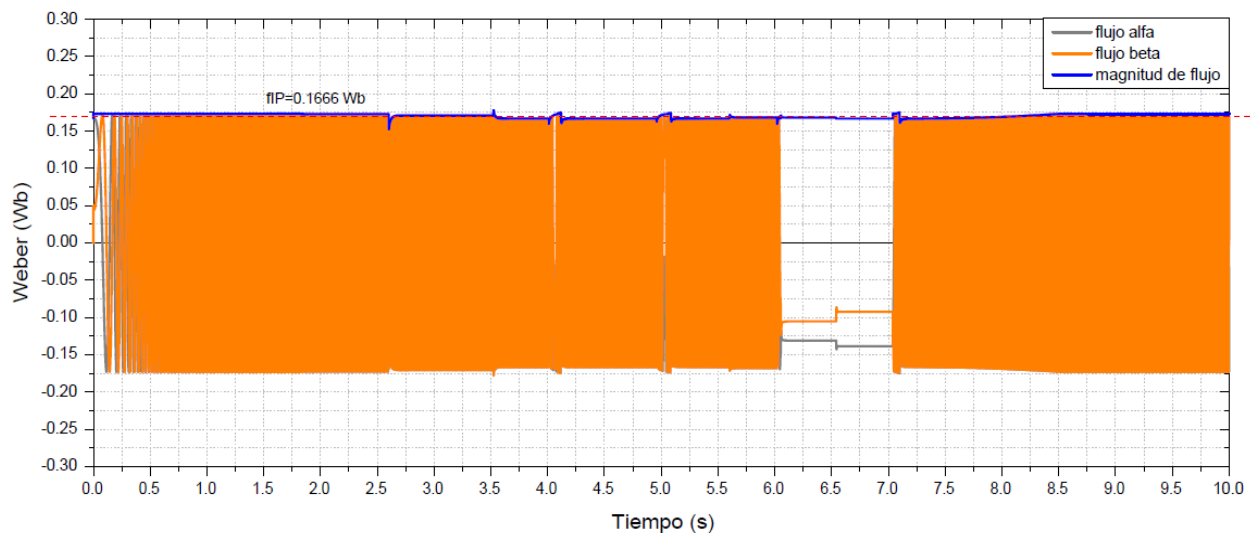


Figura 3.54 Comportamiento de las componentes $\alpha\beta$ y magnitud del flujo en el estator del control sin sensor de posición accionado en la región de flujo constante.

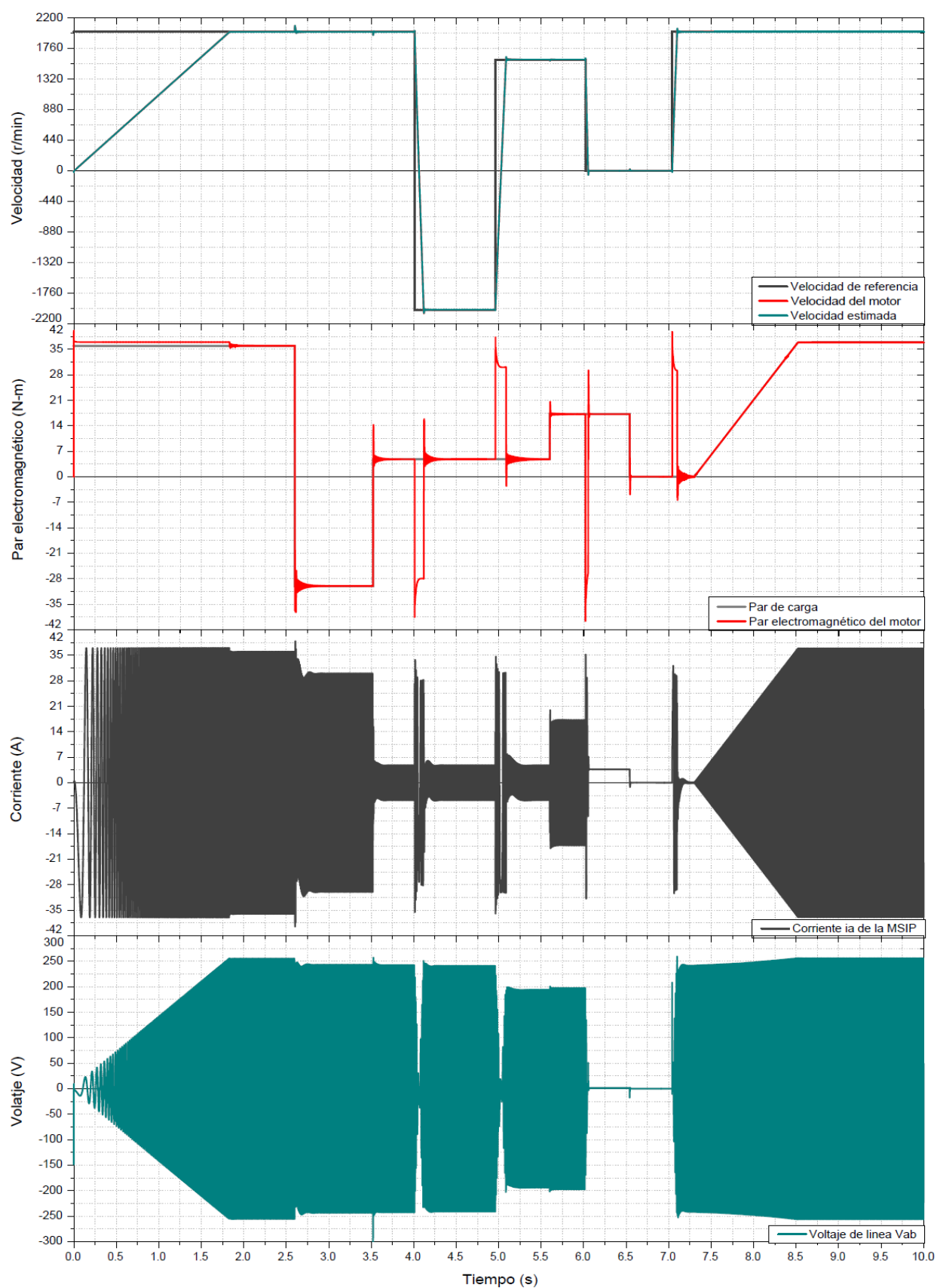
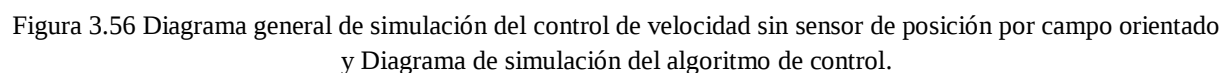


Figura 3.55 Resultados de la simulación del control sin sensor de posición.



4. IMPLEMENTACIÓN DEL SISTEMA EN EL LABORATORIO.

4.1 INTRODUCCIÓN

En este capítulo se realizará el diseño del hardware y el desarrollo del software necesario para la construcción de un prototipo físico en el laboratorio de un control de velocidad por campo orientado para la MSIP con el propósito de valorar la implementación del algoritmo de estimación en un control sin sensor de posición. Se describe el equipo con el que se trabajó en el laboratorio, se detalla el proceso de construcción del hardware necesario para el accionamiento de la MSIP, y el desarrollo del software para la realización de un control escalar el cual se empleó con el propósito de probar las interfaces de medición de voltaje y corrientes, se explica el software desarrollado para la implementación de un control por campo orientado de la MSIP y finalmente se expone el desarrollo del algoritmo de estimación de velocidad para valorar la eliminación del sensor de posición.

4.2 DESCRIPCIÓN DEL EQUIPO EMPLEADO EN LA IMPLEMENTACIÓN.

4.2.1 Fuente de CD.

Para la implementación se empleó una fuente programable de CD TDK-Lambda, modelo GEN 300 – 17, con capacidad nominal de 300 V y 17 A, las características importantes que motivaron el uso de esta fuente es la capacidad de poder limitar la corriente y regular el voltaje de salida de la fuente, con lo cual se elimina el riesgo de dañar el inversor o la máquina durante la prueba de los algoritmos de control debido a la posibilidad de generar una mala modulación de las señales de control. Una descripción más detallada se encuentra en [34], en la figura 4.1 se muestra la imagen de la fuente utilizada en la implementación.



Figura 4.1 Fuente de CD “TDK – Lambda GEN 300 – 17”.

4.2.2 Inversor POW-R-PAK.

Para el accionamiento de la MSIP se utilizó un inversor trifásico marca POWEREX, modelo POW – R – PAK PP75T120, con una corriente nominal de 75 A y un voltaje CE de 1200 V. En la figura 4.2 se muestra el inversor utilizado y se señalan algunas de las partes que lo constituyen y en la tabla 4.1 se menciona la función de cada pin del puerto de conexión para el DSC.

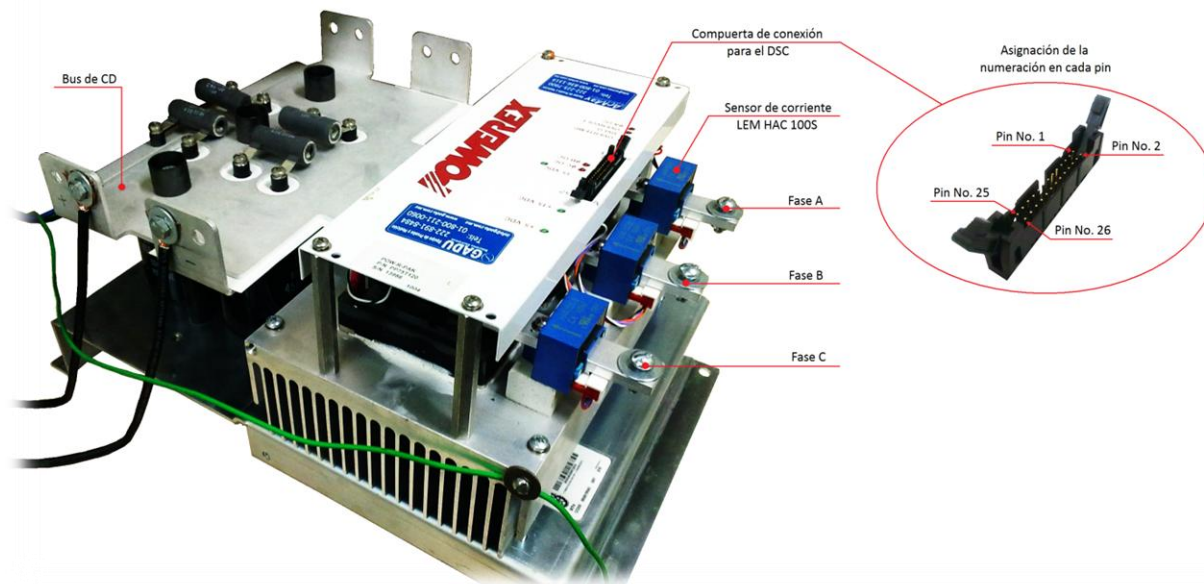


Figura 4.2 Inversor trifásico modelo: POW – R – PAK PP75T120, marca: POWEREX.

Tabla 4.1 Configuración de cada pin en el puerto de conexión para el controlador.

No. de pin	Nombre de la señal	Descripción
1	Blindaje	Conexión a tierra física
2	PWM A ⁻	Señal de control de 0-15V del IGBT A-
3	Error fase A	Cortocircuito o sobre corriente en la fase A Salida a colector abierto (bajo = sin error, flotante = error)
4	PWM A ⁺	Señal de control de 0-15V del IGBT A+
5	PWM B ⁻	Señal de control de 0-15V del IGBT B-
6	Error fase B	Cortocircuito o sobre corriente en la fase B Salida a colector abierto (bajo = sin error, flotante = error)
7	PWM B ⁺	Señal de control de 0-15V del IGBT B+
8	PWM C ⁻	Señal de control de 0-15V del IGBT C-
9	Error fase C	Cortocircuito o sobre corriente en la fase C Salida a colector abierto (bajo = sin error, flotante = error)
10	PWM C ⁺	Señal de control de 0-15V del IGBT C+
11	Sobre temperatura	Sobre temperatura en el disipador Salida a colector abierto (bajo = sin error, flotante = error)
12	Sin conexión	
13	Voltaje del Bus	Representación analógica del bus de CD
14	Voltaje de alimentación 24 Vcd	Voltaje de alimentación (20-30 Vcd)
15	Voltaje de alimentación 24 Vcd	Voltaje de alimentación (20-30 Vcd)
16	Voltaje de alimentación 15 Vcd	Voltaje de alimentación (14.4-18 Vcd)
17	Voltaje de alimentación 15 Vcd	Voltaje de alimentación (14.4-18 Vcd)
18	GND	Referencia de la alimentación de 24 ó 15 V
19	GND	Referencia de la alimentación de 24 ó 15 V
20	Temperatura del disipador	Representación analógica de la temperatura en el disipador
21	GND	Conexión al pin 18 y 19
22	Corriente fase A	Representación analógica de la corriente en la fase A
23	GND	Conexión al pin 18 y 19
24	Corriente fase B	Representación analógica de la corriente en la fase B
25	GND	Conexión al pin 18 y 19
26	Corriente fase C	Representación analógica de la corriente en la fase C

Las salidas a colector abierto requieren de una resistencia de pull up la cual puede ser alimentada por una fuente de 30 V máximo, con una corriente máxima de 50 mA en bajo.

El voltaje analógico que representa al bus de directa tiene una relación de 100:1, es decir por cada 100 V en el bus de directa entrega 1 V analógico.

Las salidas analógicas de las corrientes de fase tienen una relación de 100:4, es decir para una medición de 100 Arms, el sensor entrega una señal de 4 V [35].

Más información acerca de las características del inversor es proporcionada en [36].

4.2.3 Controlador Digital de Señales (DSC).

Para la implementación del algoritmo de control se utilizó una tarjeta de evaluación de la marca Freescale que contiene un DSC modelo MC56F8357, la cual está diseñada para el control de motores, el chip incluido combina las capacidades de cálculo de los DSP (Procesador Digital de Señales) y los MC (Microcontrolador), por lo cual se le considera como un controlador híbrido [37]. En la figura 4.3 se presenta una fotografía del DSC utilizado en la implementación y las características que posee, en la figura 4.4 el diagrama de bloques de la arquitectura interna.

- hasta 60MIPS a una frecuencia de núcleo de 60 MHz
- Características de un DSP y un MC en una arquitectura C-eficiente unificada.
- Acceso hasta 4MB de programación externa y 32MB en memoria de datos
- Capacidad de comunicación con memorias externas ROM y SRAM.
- 256KB de programa en flash.
- 4KB de programa RAM.
- 8KB de datos en flash.
- 16KB de datos en RAM.
- 16KB de arranque en flash.
- 2 módulos PWM de 6 canales.
- 4 convertidores analógico/digital de 12 bits 4 canales.
- Sensor de temperatura.
- 2 decodificadores de cuadratura.
- Regulador opcional.
- Módulo FlexCAN.
- 2 interfaces de comunicación serial (SCI).
- 4 temporizadores de cuadratura de propósito general.
- COP/Watchdog.
- JTAG/OnCE™ para programación en tiempo real y discreto.
- Hasta 76 puertos entrada/salida de propósito general.
- Encapsulado LQFP 160-pin.

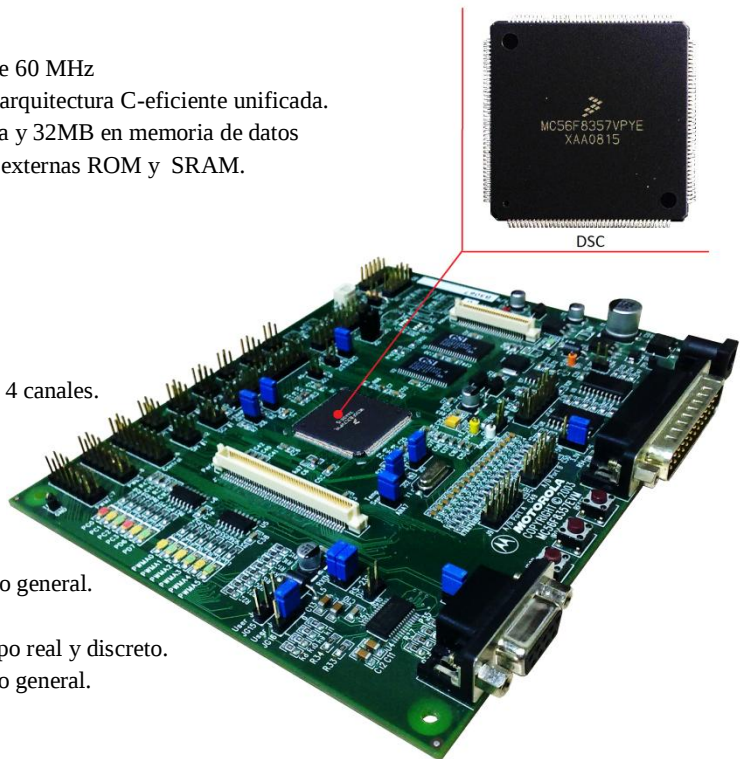


Figura 4.3 Características del DSC y fotografía de la tarjeta de evaluación del DSC MC56F8357.

De las características que posee el MC56F8357 únicamente se abordarán aquellas que son específicas para el control de motores como los módulos PWM, los convertidores analógico/digital, los puertos de entrada/salida, los temporizadores de cuadratura, los decodificadores de cuadratura y las interfaces de comunicación serial [39].

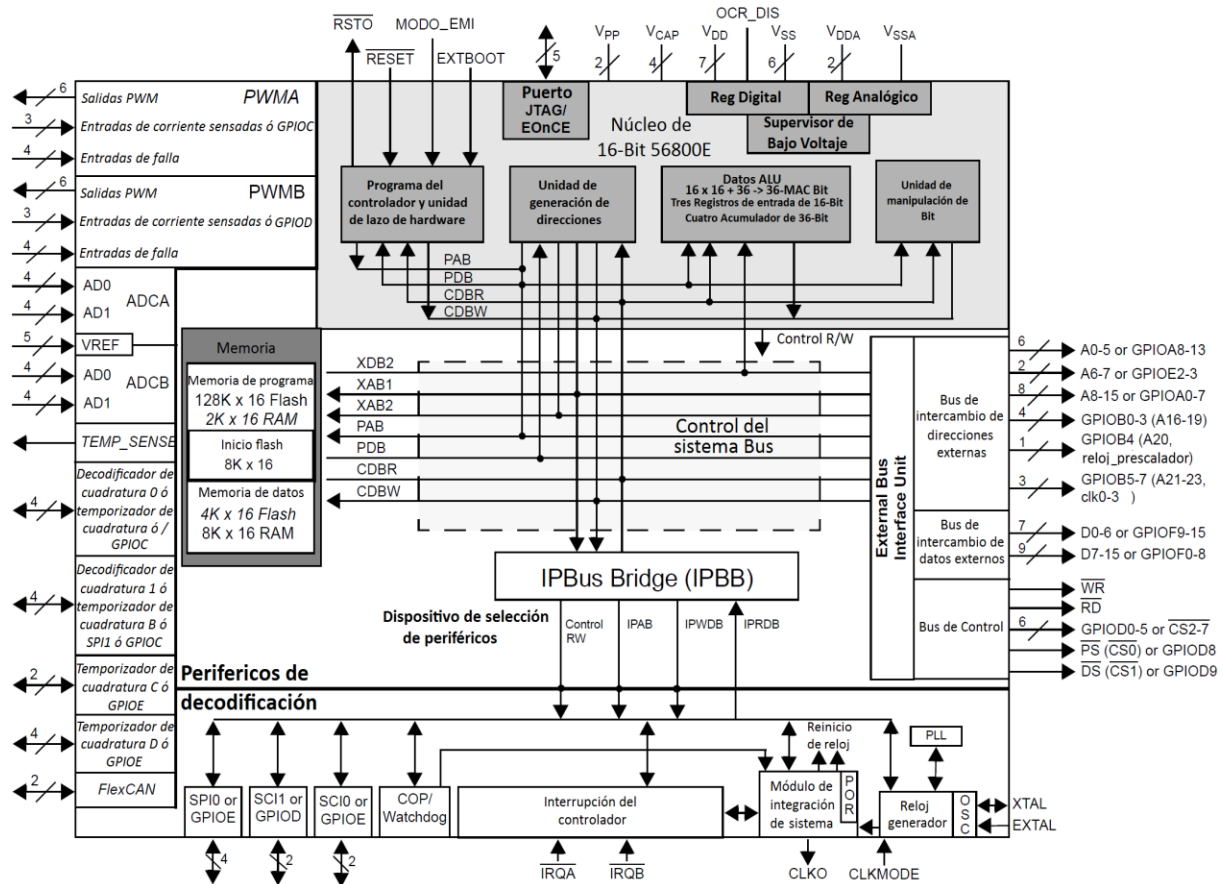


Figura 4.4 Arquitectura de la tarjeta de evaluación del DSC MC56F8357 [38].

Las características que posee el módulo PWM son las siguientes:

- Tres señales PWM complementarias o seis independientes.
- Inserción de tiempo muerto.
- Control separado de polaridad.
- Señales PWM con alineación de fillos o centros.
- Resolución de 15 bits.
- Capacidad de renovación de registros a la mitad del periodo.
- Variación de la renovación de 1 a 16 veces por periodo.
- Salidas PWM individuales controladas por software.
- Protección de falla programable.
- Capacidad de corriente de 20 mA en cada pin del módulo PWM.

El convertidor analógico/digital (ADC) está formado por un módulo de control digital y dos circuitos de muestreo y sostenimiento (sample and hold S/H), las características del ADC que utiliza el MC56F8357 son las siguientes:

- Resolución de 12 bits.

- Frecuencia de reloj máxima de 5MHz (200ns).
- Tiempo de conversión simple de 8.5 ciclos de reloj ($8.5 \times 200\text{ns} = 1.7\mu\text{s}$).
- Tiempo de conversión adicional de 6 ciclos de reloj ($6 \times 200\text{ns} = 1.2\mu\text{s}$).
- Ejecución de 8 conversiones en modo simultáneo en 26.5 ciclos de reloj ($26.5 \times 200\text{ns} = 5.3\mu\text{s}$)
- Capacidad de sincronización con el módulo PWM.
- Muestreo secuencial o simultáneo.
- Multiplexores internos para seleccionar dos de ocho entradas.
- Interrupción opcional al final del escaneo, si un rango límite es excedido, o en el cruce por cero.
- Corrección de muestreo opcional mediante la sustracción de un valor de offset preprogramado.
- Resultados signados o sin signo.
- Entradas individuales o diferenciales.

El temporizador de cuadratura es un módulo flexible que proporciona todos los servicios relacionados a eventos temporizados. Tiene las siguientes características:

- Cuatro contadores/temporizadores de 16 bits en cada módulo temporizador.
- Capacidad para cuentas incrementales o decrementales.
- Contadores en cascada.
- Módulo de cuentas programable.
- Velocidad máxima de cuenta igual a la mitad de la frecuencia de reloj del periférico cuando se contabilizan eventos externos.
- Velocidad máxima de cuenta igual a la frecuencia de reloj del periférico cuando se utiliza el reloj interno.
- Cuenta única o repetitiva.
- Los contadores pueden distribuirse en cada pin de entrada disponibles.
- Cada contador posee su propio preescalador.
- Cada contador tiene capacidad de captura y comparación.
- Entradas individuales o diferenciales.

Otro módulo importante es el decodificador de cuadratura que proporciona una decodificación de las señales del sensor de posición montado en la flecha del motor. Las características que presenta son las siguientes:

- Lógica para decodificar las señales de cuadratura.
 - Filtros digitales configurables para las entradas.
 - Contador de posición de 32 bits.
 - Contador de diferencia de posición de 16 bits.
-

- Frecuencia máxima de cuenta igual a la velocidad de reloj del periférico.
- El contador de posición puede ser inicializado por software o un evento externo.
- Preinicializado del contador de revoluciones de 16 bits.
- Las entradas pueden ser conectadas a un temporizador de propósito general para complementar la velocidad en modo de baja velocidad.

El software empleado para realizar la programación del DSC es el CodeWarrior 8.3 el cual incluye códigos prediseñados que reciben el nombre de “bean” incluidos en una herramienta llamada Procesador Experto.

4.2.4 Máquina Síncrona de Imanes Permanentes Superficiales (MSIPS).

La MSIPS utilizada en la implementación es la que se muestra en la figura 4.5, los parámetros de esta máquina se encuentran en la tabla 3.1, los cuales se emplearon para realizar la simulación del control, estos parámetros fueron obtenidos de la placa de datos de la máquina y algunos otros de la página web de CONTROL TECHNIQUES.

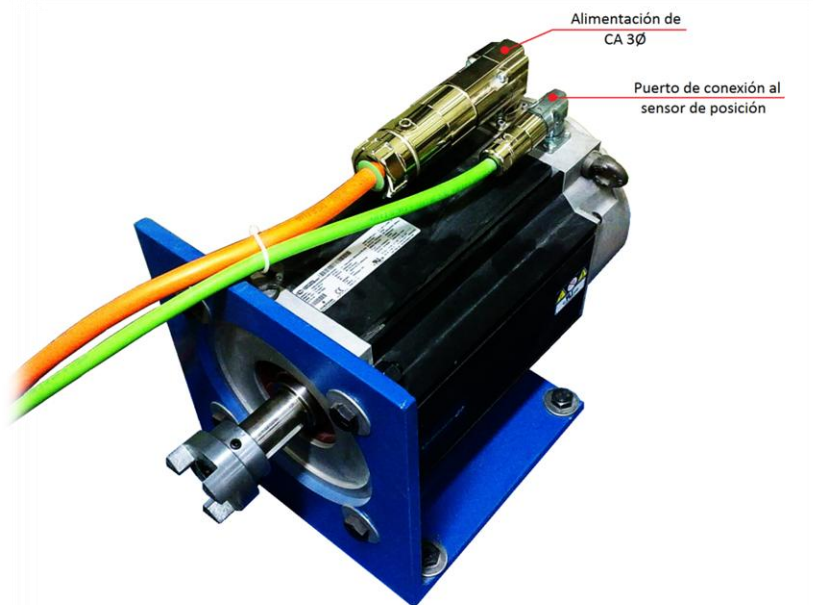


Figura 4.5 Máquina síncrona de imanes permanentes superficiales de 7.73 kW.

En el apéndice B se describe una forma de obtener experimentalmente el flujo de los imanes permanentes en caso de no contar con este dato de placa de la máquina. Otro dato importante de esta máquina es que cuenta con un sensor de posición de tipo encoder incremental el cual codifica la posición del rotor de la máquina en dos señales cuadradas defasadas 90° , las cuales deben ser decodificadas por el controlador y una tercer señal llamada index la cual se genera cada revolución del rotor. El encoder que posee este motor tiene una resolución de 4096 pulsos por revolución (ppr), y es alimentado con 5 V de CD, estos valores se obtiene de la placa de datos de la máquina.

4.2.5 Blindaje para disminuir los efectos de las interferencias electromagnéticas (EMI).

Para esto se colocó al inversor dentro de un cubo de malla de acero (jaula de Faraday) para proteger al controlador y al equipo de medición de las EMI generadas por la conmutación de los interruptores en el inversor, la colocación de esta jaula se muestra en la figura 4.6.



Figura 4.6 Jaula de Faraday en el inversor.

4.3 ENSAMBLE DEL SISTEMA Y CONSTRUCCIÓN DE LA INTERFAZ DSC – INVERSOR.

4.3.1 Protección de la fuente de CD.

Considerando que la fuente de CD utilizada no soporta la inversión del flujo de potencia (regeneración) es necesario colocar entre las terminales de salida de la fuente y las terminales del bus de CD del inversor un arreglo de diodos como se muestra en la figura 4.7 para proteger la fuente.

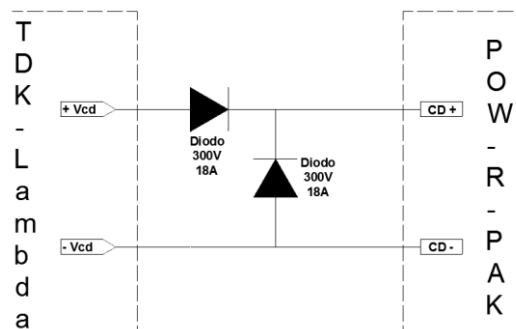


Figura 4.7 Diagrama eléctrico de la protección en las terminales de salida de la fuente.

La capacidad de los diodos que se utilizaron es de 300V – 18A, lo cual se eligió de acuerdo a lo especificado en el manual de la fuente [34].

4.3.2 Acondicionamiento de los pulsos PWM.

Basado en la tabla 4.1 se construyó el diagrama eléctrico de conexión de los pulsos PWM al inversor mostrado en la figura 4.8. Se utilizó el circuito integrado 74LS07 que es un buffer no inversor de seis salidas a colector abierto y se emplea como convertidor de niveles de voltaje TTL a MOS ya que el inversor requiere de 15 Volts en las entradas PWM ubicadas en el pin 2, 4, 5, 7, 8 y 10 respectivamente.

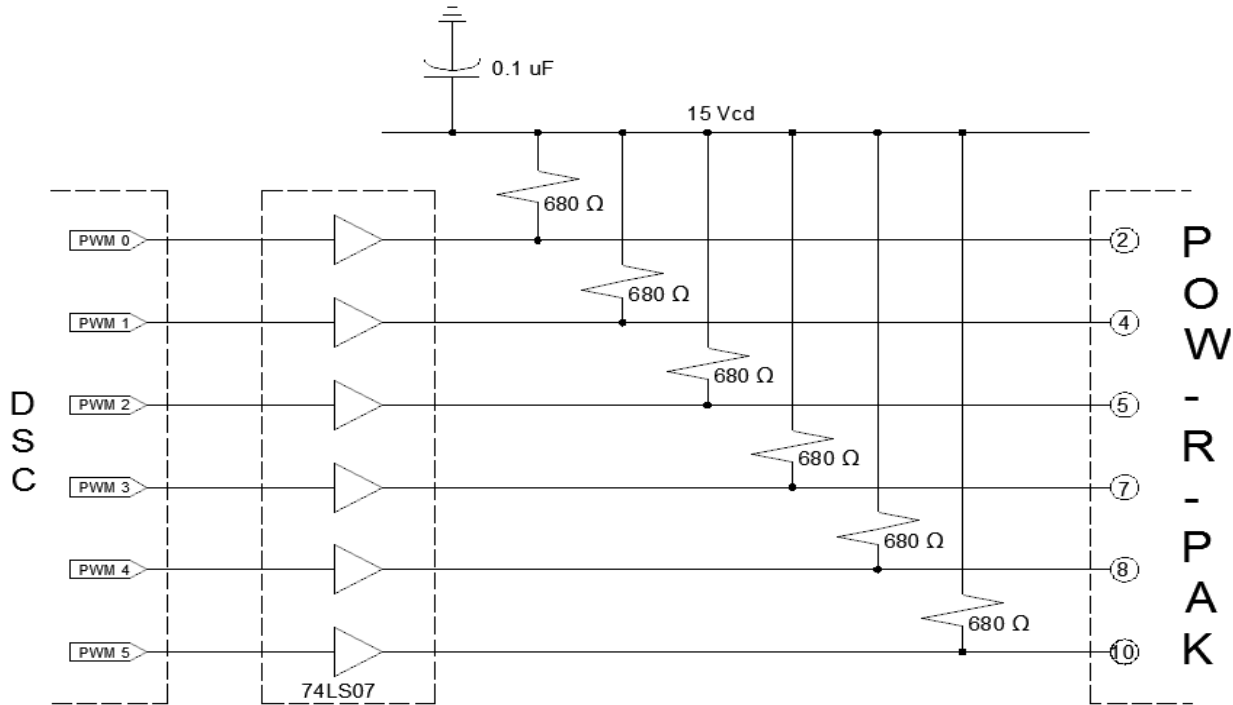


Figura 4.8 Diagrama eléctrico de la conexión de los pulsos PWM del DSC al inversor.

En la figura 5.1 se muestran los resultados experimentales obtenidos al construir esta parte de la interfaz DSC – INVERSOR.

4.3.3 Acondicionamiento de las señales de error del inversor.

La hoja de especificaciones del inversor indica que las señales de error entregadas en el pin 3, 6, 9 y 11 (tabla 4.1) son salidas a colector abierto y que un bajo indica que no hay falla y si se encuentra flotante indica que una falla ha ocurrido [36]. Para concentrar las cuatro señales de error que proporciona el inversor en un solo pin de entrada al DSC se emplearon compuertas OR (CI 74LS32) y el pin del DSC se configura como una interrupción de máxima prioridad, dicha interrupción tiene la función de detener la modulación PWM generada por el DSC ante una falla.

Las salidas a colector abierto pueden ser alimentadas hasta con 30V con una corriente máxima de 50 mA en bajo. Con estos datos se diseñó el diagrama eléctrico que se muestra en la figura 4.9.

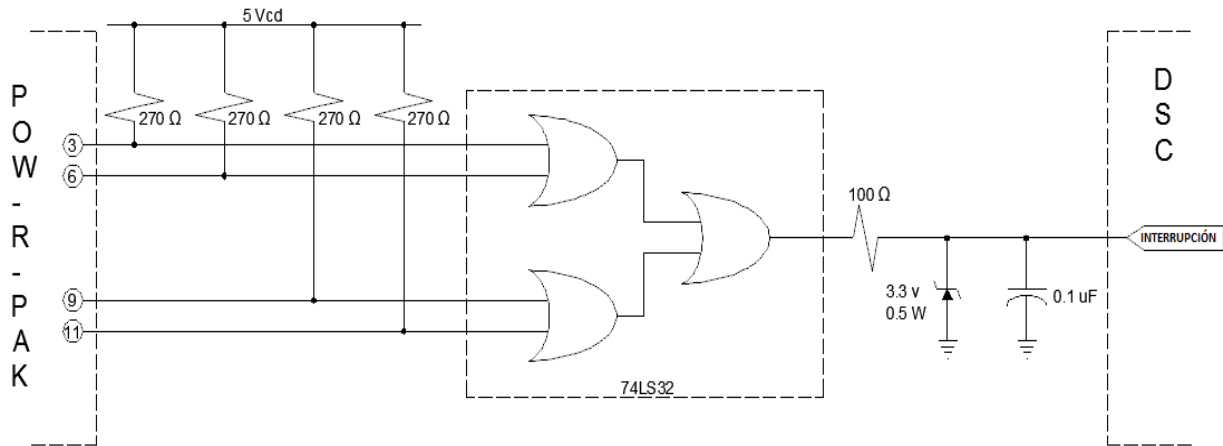


Figura 4.9 Acondicionamiento de las señales de error.

Los diagramas 4.8 y 4.9 integran la primer tarjeta desarrollada para la interfaz DSC – INVERSOR, en la figura 4.10 se muestra una imagen de la tarjeta construida.

El segundo sector de la interfaz está integrado por un potenciómetro para controlar la frecuencia en la ejecución de un control escalar o la velocidad de referencia en el control por campo orientado y la etapa de acondicionamiento de las señales de los sensores de voltaje, corrientes y posición.

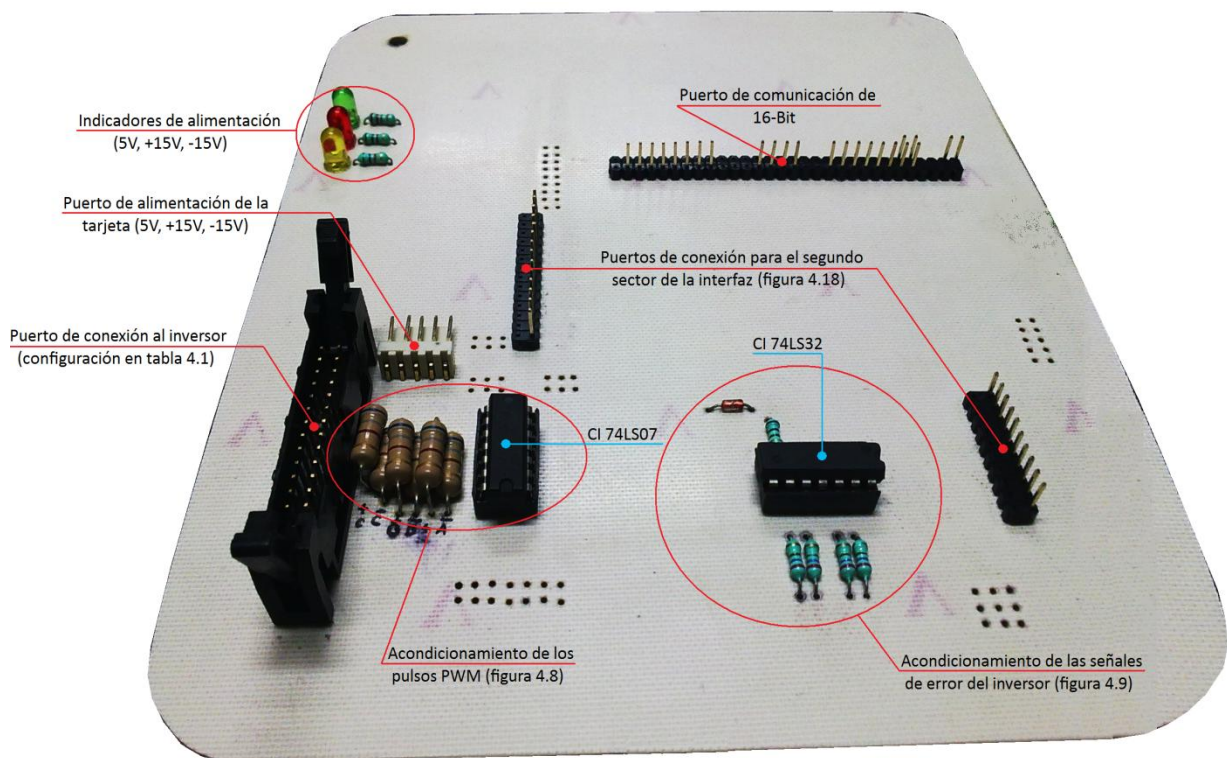


Figura 4.10 Fotografía del acabado final del primer sector de la interfaz DSC – INVERSOR.

4.3.4 Potenciómetro para el control de frecuencia o velocidad.

De forma general este potenciómetro únicamente proporciona un nivel de voltaje específico en un rango de 0V a 3.3V para indicar al software la frecuencia para el control escalar o la velocidad de referencia para el control por campo orientado a la cual se le llamará únicamente referencia, el diagrama de la figura 4.11 muestra la conexión de dicho potenciómetro.

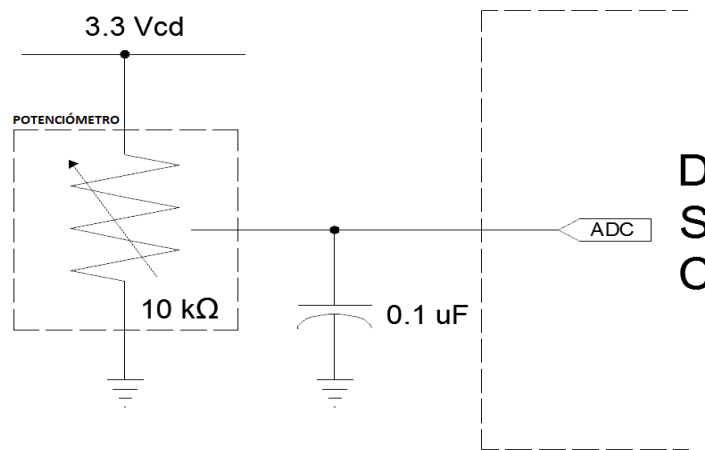


Figura 4.11 Diagrama de conexión del potenciómetro.

4.3.5 Acondicionamiento de las señales del sensor de posición.

Las señales que se obtienen del sensor de posición son ondas cuadradas desfasadas 90° con una amplitud de 5V, por lo que deben reducirse a pulsos de 3.3V de amplitud, para realizarlo se optó entonces por recortar las señales de salida del sensor de posición utilizando un diodo zener. La figura 4.12 muestra el diagrama eléctrico utilizado, es importante mencionar que el circuito se construirá en la salida de ambos canales del sensor de posición (CH. A, CH. B).

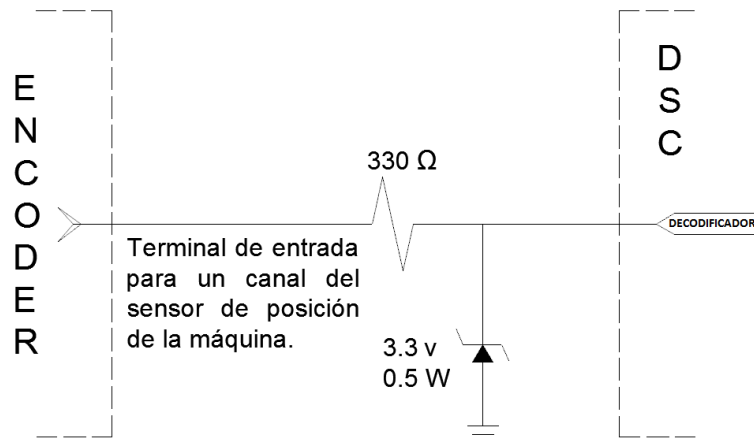


Figura 4.12 Circuito para acondicionar las señales del sensor de posición.

En la figura 5.4 se muestra el resultado obtenido en las pruebas experimentales realizadas al circuito eléctrico construido.

4.3.6 Acondicionamiento de la señal del sensor de voltaje.

El inversor cuenta con un sensor de voltaje cuya salida se encuentra en el pin 13 del puerto de conexión para el DSC y entrega una señal analógica que representa el voltaje del bus de directa con una relación de 1V por cada 100V, sin embargo el ADC del DSC solo mide en un rango de 0V a 3.3V por ello el diagrama eléctrico de la figura 4.13 permite modificar la relación para poder medir con el DSC hasta 388 Volts en el bus de directa del inversor, esto se realiza aprovechando la caída de tensión que se genera únicamente por la conexión del circuito mostrado.

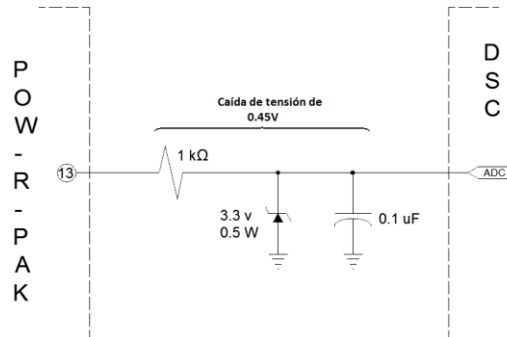


Figura 4.13 Diagrama eléctrico del acondicionamiento de la señal del sensor de voltaje.

4.3.7 Acondicionamiento de las señales de los sensores de corriente.

El acondicionamiento de las mediciones de corriente consiste en montar sobre un offset la señal de salida de los sensores y adecuarla para un rango de 0V a 3.3V que es el rango de medición del ADC en el DSC. El inversor cuenta con tres sensores de corriente marca LEM modelo HAC 100 S los cuales miden un rango de 0 a 100A obteniéndose a la salida de los sensores un voltaje de $\pm 4V$.

La etapa de acondicionamiento de las señales de corriente combina tres tipos de configuraciones de los amplificadores operacionales:

1. Amplificador inversor (figura 4.14).
2. Amplificador diferencial de entrada aislada y ganancia ajustable (4.15).
3. Amplificador diferencial básico (4.16).

R_i = Resistencia de entrada
 R_f = Resistencia de retroalimentación
 V_i = Voltaje de entrada
 V_o = Voltaje de salida

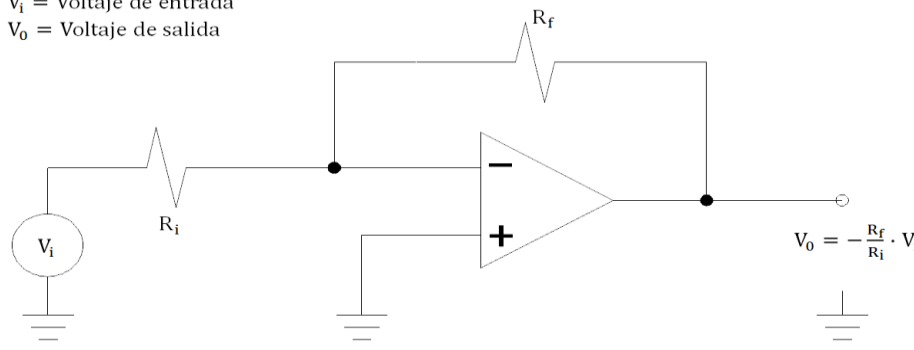


Figura 4.14 Amplificador inversor.

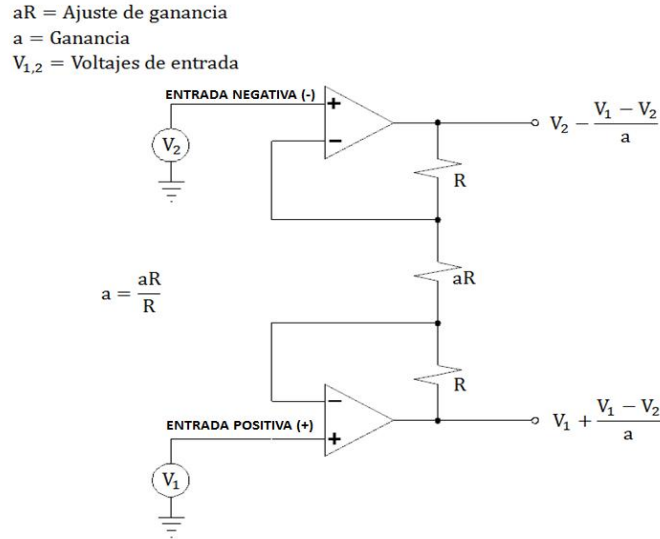


Figura 4.15 Amplificador diferencial de entrada aislada y ganancia ajustable.

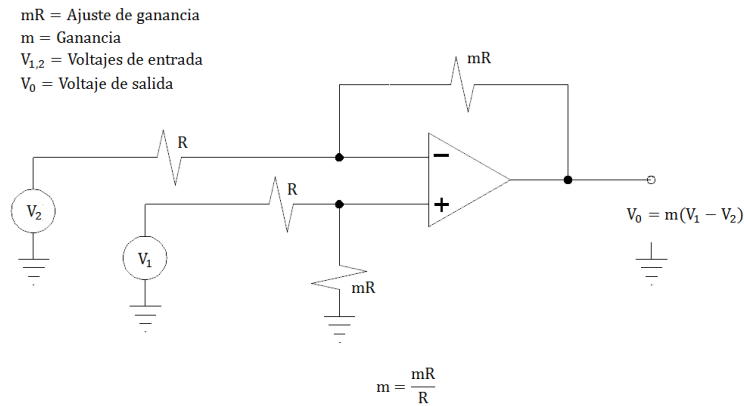


Figura 4.16 Amplificador diferencial básico.

La figura 4.17 muestra el diagrama eléctrico diseñado para la etapa de acondicionamiento de las mediciones de corrientes. El funcionamiento del circuito es como sigue:

Primero se genera un offset de -4V utilizando un amplificador inversor con una entrada de 5V y una ganancia de 0.8 (figura 4.17a), este offset se coloca en la entrada negativa del amplificador diferencial de entradas aisladas y ganancia ajustable con $a=10$ (figura 4.17b) y la medición del sensor de corriente se coloca en la entrada positiva del mismo amplificador, este amplificador realiza la suma de la señal de salida del sensor de corriente y el offset, entregando dos nuevas señales las cuales se envían a las entradas de un amplificador diferencial básico con una ganancia de 0.33 (figura 4.17c) como resultado final el rango de operación de la etapa de acondicionamiento es de 0 a 3.168V. La configuración utilizada corresponde a la de un amplificador de instrumentación como el mostrado en [40] y la ganancia total del circuito quedó por debajo de la unidad, es decir 0.396. Para el control se utilizarán dos de los tres sensores de corriente con los que cuenta el inversor (pin 22 y 26) con la etapa de acondicionamiento a la salida de cada uno.

En la figura 4.18 se muestra la segunda tarjeta construida para realizar la conexión al inversor.

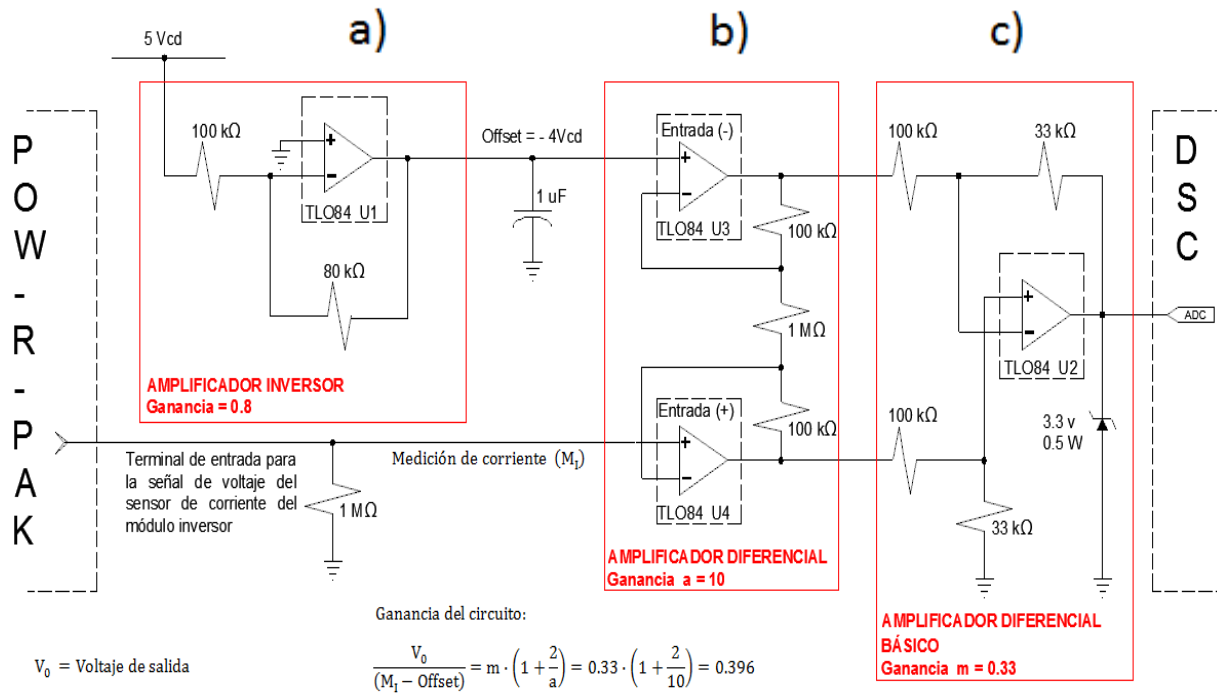


Figura 4.17 Diagrama eléctrico para el acondicionamiento de la señal del sensor de corriente a) Amplificador inversor, b) Amplificador diferencial de entradas aisladas y ganancia ajustable, c) Amplificador diferencial básico.

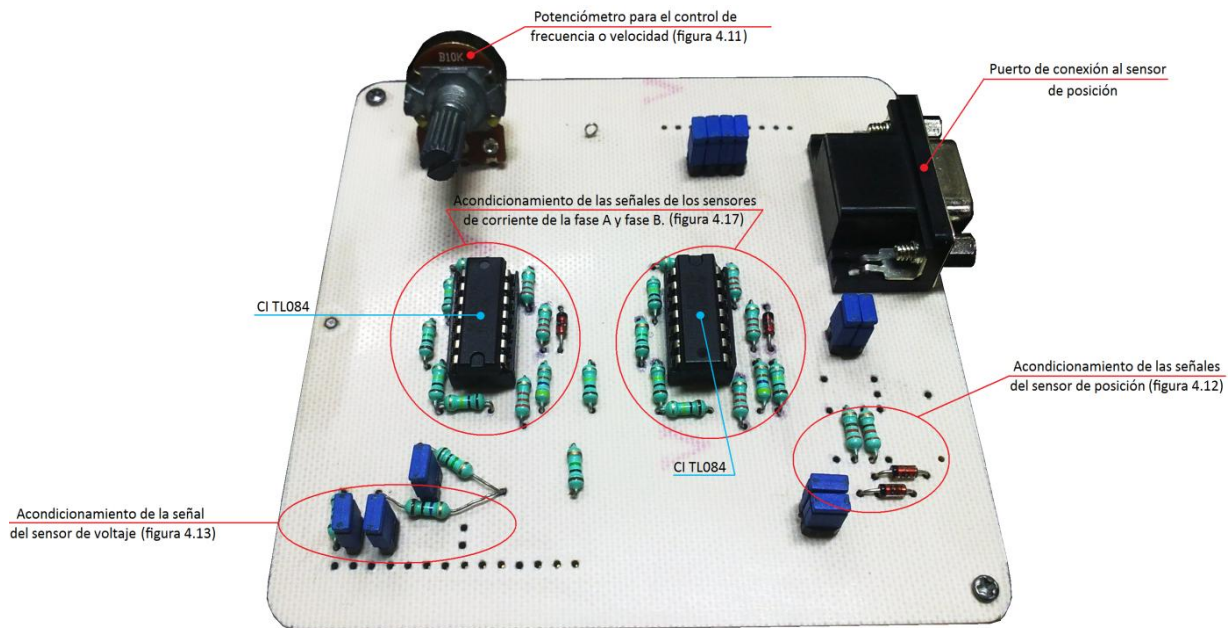


Figura 4.18 Fotografía del acabado final del segundo sector de la interfaz DSC – INVERSOR.

En la figura 4.19 se muestra en conjunto la estación de trabajo del laboratorio, se puede apreciar el sistema de prueba ensamblado en esta tesis y el electrodinamómetro con el cual se realizarán las pruebas para validar el algoritmo de control implementado.

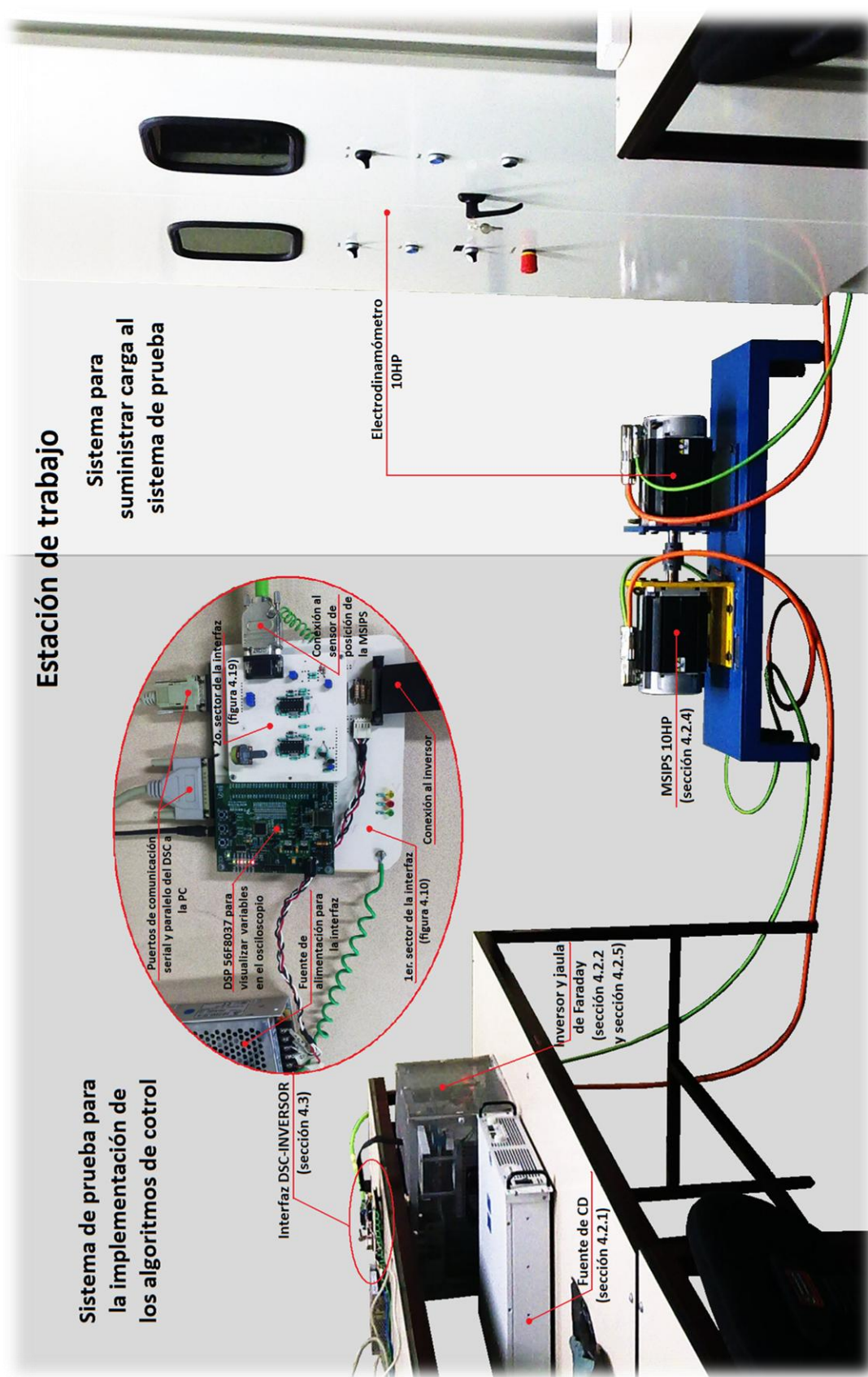


Figura 4.19 Fotografía de la estación de trabajo del laboratorio.

4.4 ALGORITMOS DE CONTROL PARA EL ACCIONAMIENTO DE LA MSIPS.

Antes de iniciar con el desarrollo de cada uno de los algoritmos de control que se implementaron es necesario describir el funcionamiento de cada “bean” que fue utilizado para lograr el objetivo de la tesis.

4.4.1 Descripción de cada bean del Procesador Experto utilizado en la Implementación.

Un “bean” es un conjunto de funciones prediseñada que posee el software CodeWarrior en la herramienta “Procesador Experto”, con algunos de ellos el programador puede omitir el desarrollo de algunas partes de su código que ya se encuentren incluidas en un “bean” y algunos otros están diseñados para el control de los periféricos que posee el DSC, por lo cual los “beans” utilizados en este trabajo se han clasificado en dos tipos:

- Beans para el Control de Periféricos, y
- Beans con funciones prediseñadas.

- Beans para el control de periféricos.

En esta categoría se mencionan aquellos beans con los que se realizó el control de los periféricos necesarios para la implementación como son: temporizadores de cuadratura, puertos de entrada/salida, decodificador de cuadratura, módulo PWM y convertidor Analógico/Digital, y se explican las funciones marcadas con el símbolo  que corresponden a las funciones utilizadas en la implementación.

4.4.1.1 Bean WordIO.

Este bean habilita un Puerto de 16 bits en DSC el cual puede ser configurado como entrada o salida, en la figura 4.20 se muestra la configuración que se utilizó y del lado derecho se muestran las funciones que posee.

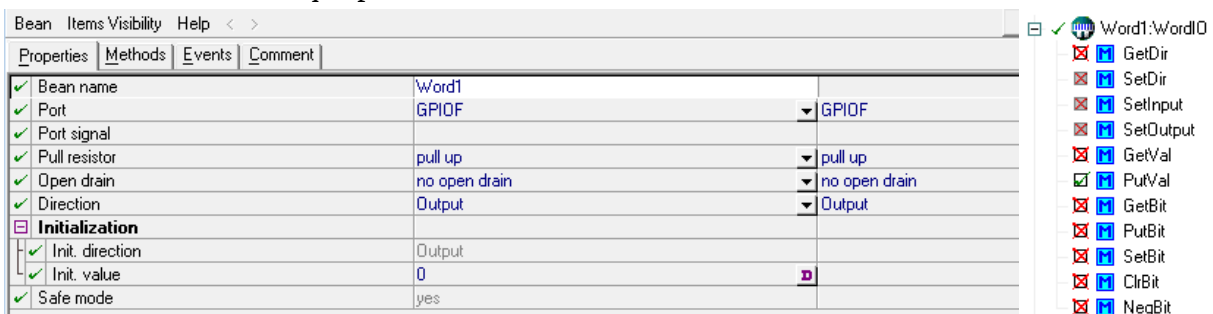


Figura 4.20 Configuración del bean WordIO.

Las funciones utilizadas son:

- a)  PutVal – Valor asignado a esta función es colocado en el puerto asignado al bean. Esta función está disponible solamente si la dirección del puerto se configura como salida ó entrada/salida.

Sintaxis: *PutVal(Val);*

Donde:

- *Val* es el valor o variable de 16 bits que se desea escribir en el puerto asignado.

4.4.1.2 **Bean TimerInt.**

Este bean habilita un generador de interrupciones periódicas. En la figura 4.21 se muestra la configuración que se utilizó y del lado derecho se muestran las funciones que posee.

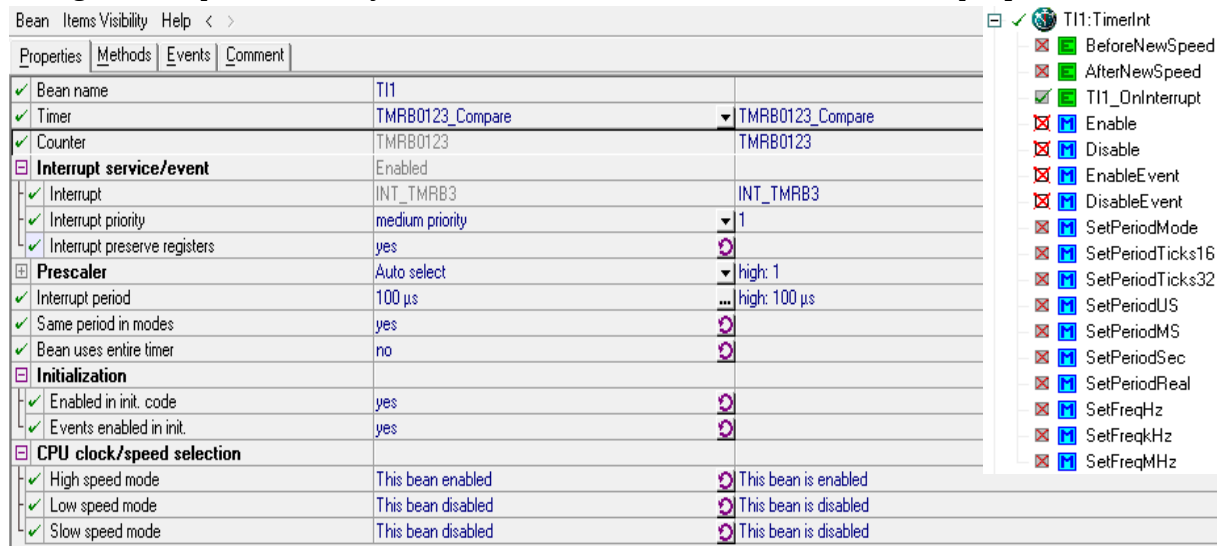


Figura 4.21 Configuración del bean TimerInt.

Las funciones utilizadas son:

-  *OnInterrupt* – Cuando el bean y su evento están habilitados, el evento “*OnInterrupt*” es llamado periódicamente según el periodo configurado ejecutando el código que se encuentre dentro de la función que se genera en eventos.

OnInterrupt(void)

```
{
  /*** Aquí se se coloca las instrucciones a ejecutarse según el periodo configurado para el bean ***/
}
```

4.4.1.3 **Bean PWMMC.**

Este bean habilita un modulador de ancho de pulso para el control de motores, en este trabajo se configuró con tres pares de señales PWM complementarias, por lo cual solo es necesario controlar tres de ellas. La sincronización de los pulsos puede ser realizada como alineación de centros o de filos. Utiliza contadores de 15 bits para los seis canales. En el modo alineación de filos la resolución es un periodo de reloj y dos para la alineación de centros. Cuando se

utilizan señales complementarias se habilita la inserción de tiempo muerto. En la figura 4.22 se muestra la configuración que se utilizó y del lado derecho se muestran las funciones que posee.

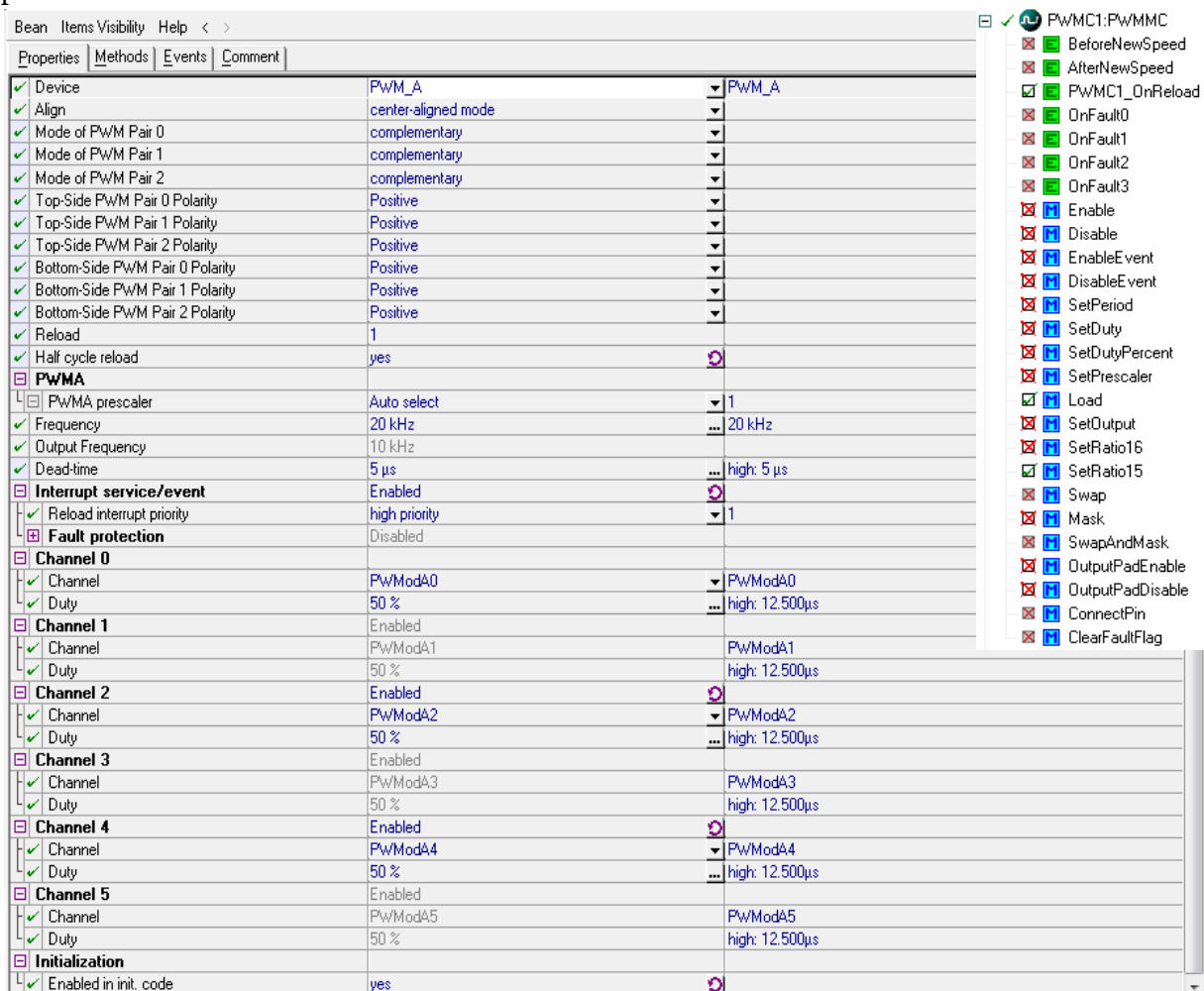


Figura 4.22 Configuración del bean PwMMC.

Las funciones utilizadas de este bean son:

- a) **SetRatio15** – Esta función asigna el nuevo valor del ciclo de trabajo para un canal específico y automáticamente se genera el complementario.

Sintaxis: *SetRatio15(CH, Val);*

Donde:

- *CH* (canal 0,2,4) es el canal al que se le asignará el porcentaje de ciclo de trabajo especificado y la función asigna los complementarios(1,3,5).
- *Val* es el valor o la variable que contiene el nuevo ciclo de trabajo para el canal especificado. %CT es un número entero signado de 16 bits, el

valor de 0 - 32767 es proporcional a un ciclo de trabajo de 0% a 100%.
Los valores negativos corresponden a un ciclo de trabajo de 0%.

- b)  **Load** – Siempre se utiliza después de la instrucción `SetRatio15` de otra forma el nuevo valor del ciclo de trabajo no será asignado al PWM.

Sintaxis: `Load();`

- c)  **OnReload** – El evento “*OnReload*” es llamado periódicamente según el periodo configurado en el bean y ejecuta el código que se encuentre dentro de la función que se genera en eventos.

`OnReload(void)`

```
{
  /*** Aquí se se coloca las instrucciones a ejecutarse según el periodo configurado para el bean ***/
}
```

4.4.1.4 **Bean ExtInt.**

Este bean habilita un pin del DSC como interrupción externa. La interrupción es provocada por los fillos de subida o bajada de una señal de voltaje de CD aplicada al pin. En la figura 4.23 se muestra la configuración que se utilizó y del lado derecho las funciones que posee.

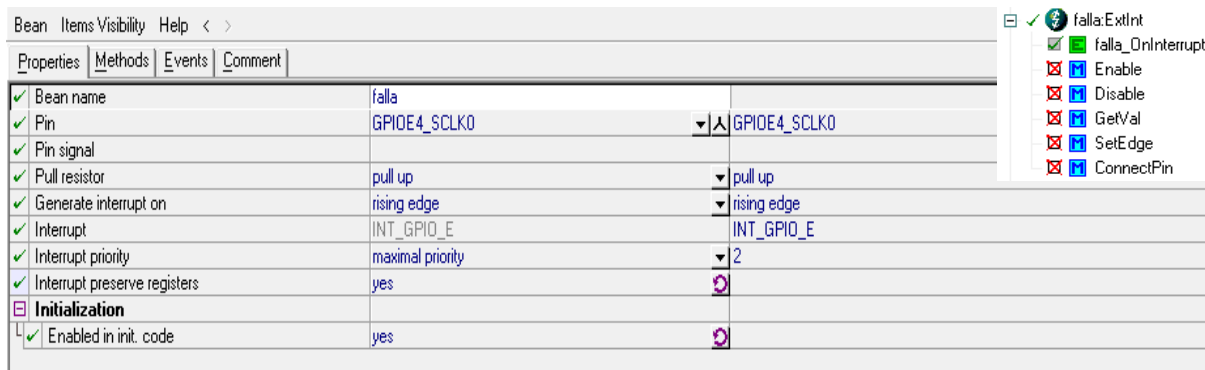


Figura 4.23 Configuración del bean ExtInt.

Las funciones utilizadas son:

- a)  **OnInterrupt** – Cuando la interrupción se activa el evento “*OnInterrupt*” es llamado ejecutando el código que se encuentre dentro de la función que se genera en eventos.

`OnInterrupt(void)`

```
{
  /*** Aquí se colocan las instrucciones que deben realizarse si se activa la interrupción ***/
}
```

4.4.1.5 Bean PC_Master.

Este bean contiene las funciones necesarias para establecer una comunicación serial entre la PC y el DSC, para esto se debe tener instalada la herramienta FREEMASTER en la PC. La comunicación a la PC utiliza un puerto de comunicación serial del DSC. En la figura 4.24 se muestra la configuración del bean de comunicación serial incluido dentro del bean PC_Master y del lado derecho se muestran las funciones que contiene este bean. Para la implementación únicamente se utilizó la comunicación serial para visualizar las variables en la PC, por lo cual no fue necesario utilizar las funciones que contiene este bean.

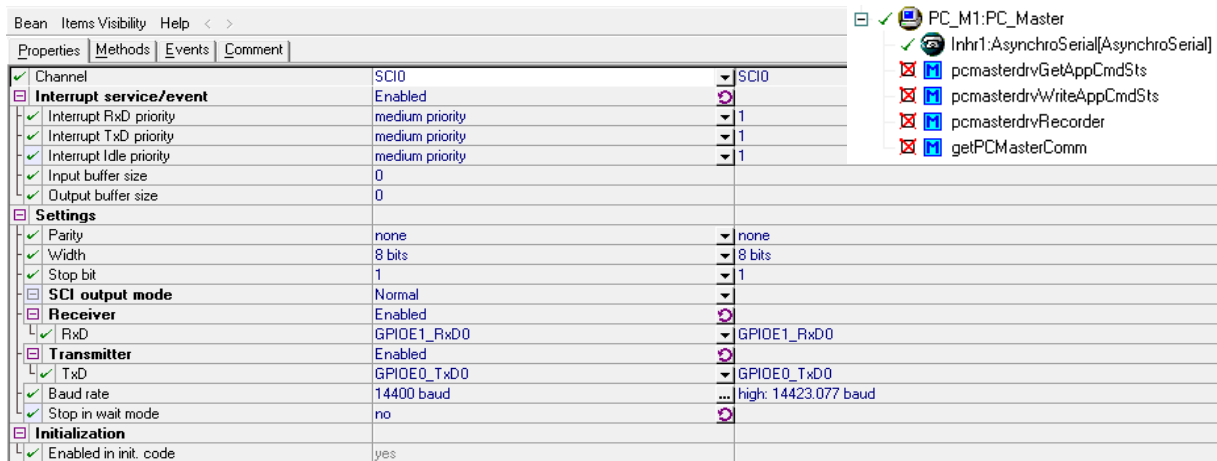


Figura 4.24 Configuración del bean AsynchroSerial[AsynchroSerial] dentro del bean PC_Master.

4.4.1.6 Bean ADC.

Este bean engloba las configuraciones de todos los modos de operación del convertidor Analógico/Digital de 12 bits que posee el DSC. Para este trabajo se emplearon cuatro canales analógicos para realizar las siguientes mediciones:

- Medición de la referencia.
- Medición de dos corrientes de fase de la MSIPS.
- Medición del voltaje en bus de CD.

En la figura 4.25 se muestra la configuración que se utilizó para este bean y del lado derecho las funciones que posee. Las funciones que se utilizaron de este bean son:

- a)  *Measure* – Esta función realiza una medición en todos los canales configurados.

Sintaxis: *Measure(TRUE);*

Donde:

- *TRUE* es una constante predefinida en el CodeWarrior que se utiliza para hacer que el programa espere por la medición, sin embargo cuando el número de canales configurados en el bean del ADC es mayor a uno la instrucción es ignorada y espera por la medición de cada canal.

Figura 4.25 Configuración del bean ADC.

- b) ☒ *GetValue16* – Esta función almacena el valor de la última medición realizada por el ADC en una variable de 16 bits justificado a la izquierda.

Sintaxis: *GetValue16((word *)Med);*

Donde:

- *Med* es la variable o arreglo de 16 bits donde se almacenarán los resultados de la última medición del ADC.

4.4.1.7 *Bean QuadratureDecoder.*

Este bean se utiliza para decodificar la posición del rotor de la máquina. El decodificador tiene cuatro pines de entrada que corresponden al CANAL A, CANAL B, INDEX y HOME (señales del sensor de posición) así como la lógica para decodificar esas señales. Para este trabajo únicamente se utilizaron las señales que corresponden al CANAL A y CANAL B.

En la figura 4.26 se muestra la configuración que se utilizó para este bean y del lado derecho las funciones que posee. Para realizar la implementación se utilizaron las siguientes funciones:

- a) ☒ *CoefficientCalc* – Esta función determina los coeficientes escalados necesarios para el correcto funcionamiento de la función *GetScaledPosition()*.

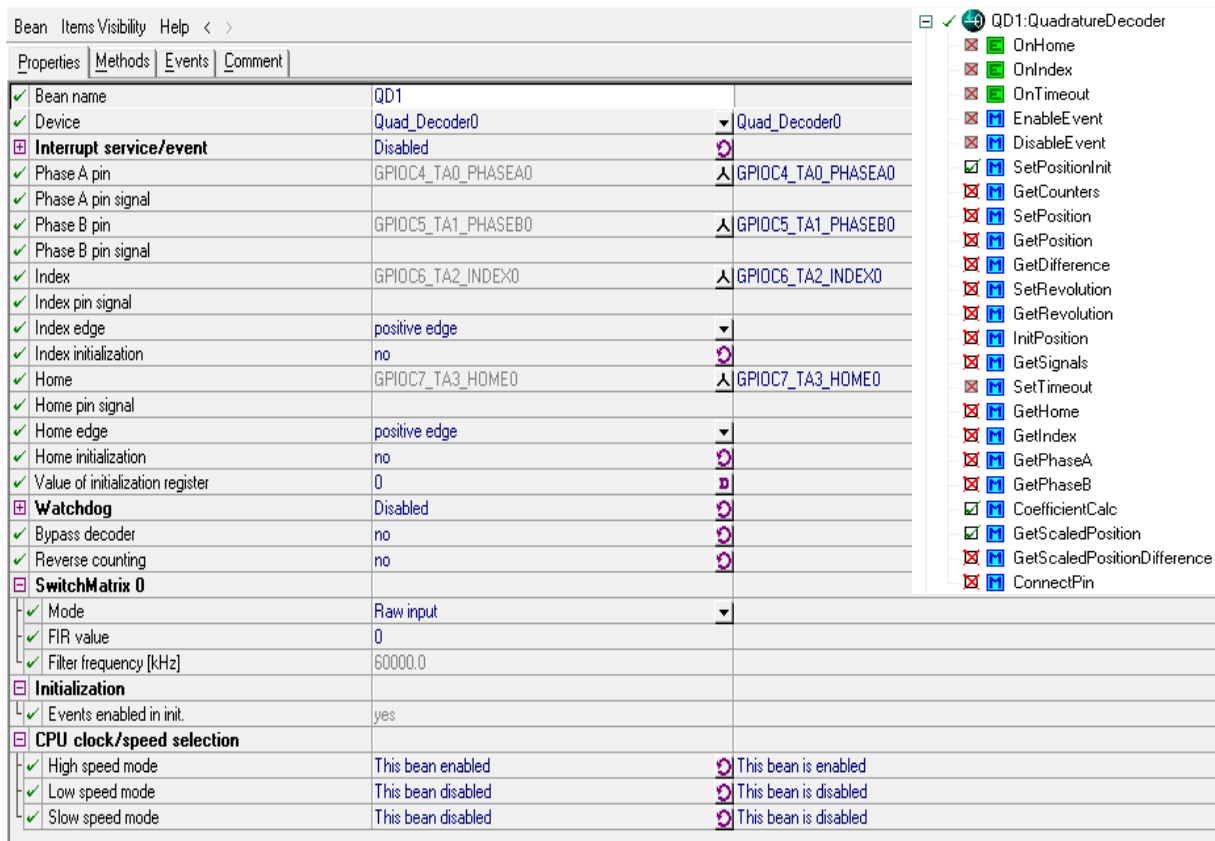


Figura 4.26 Configuración del bean QuadratureDecoder.

Sintaxis: *CoefficientCalc(&Pm);*

Donde:

- *Pm* es una estructura de tipo *pEncScale* en la cual se almacena el número de ppr del sensor de posición y el tipo de decodificación que realizará el decodificador.

b) *SetPositionInit* – Esta función inicializa el decodificador en la posición cero.

Sintaxis: *SetPositionInit(0);*

c) *GetScaledPosition* – Esta función determina la posición absoluta del rotor. Entrega un número de 32 bits donde los 16 bits más significativos representan el número de revoluciones mientras que los 16 bits menos significativos representan las fracciones de vuelta del rotor de la MSIPS que es la parte del número de 32 bits que se utilizó en la implementación, por lo cual este bean entrega la posición del rotor escalada en un número no signado de 16 bits, es decir un valor de 0-65535 que representa una posición de $0-2\pi$.

Sintaxis: *Pos= GetScaledPosition(&Pm);*

Donde:

- Pm es una estructura de tipo $pEncScale$ en la cual se almacena el número de ppr del sensor de posición (4096 ppr) y el tipo de decodificación que realizará el decodificador (1).
- Pos es la variable de 16 bits no signada donde se almacenará el valor de la posición del rotor de la máquina.

- Beans con funciones prediseñadas.

En esta categoría se mencionan aquellos beans que incluyen alguna sección de los algoritmos de control que se implementaron, como son: las transformaciones entre los marcos de referencia abc , $\alpha\beta$ y dq y la técnica de modulación PWM. Además se explican las funciones contenidas en el bean marcadas con el símbolo .

4.4.1.8 Bean MC_ClarkePark.

Este bean contiene las funciones necesarias para realizar las transformaciones entre los marcos de referencia analizadas en el apéndice A (Transformaciones de Clark y Park). En la figura 4.27 se muestran las funciones que se encuentran en este bean y en seguida se explica el funcionamiento de cada una de las funciones marcadas con el símbolo  las cuales corresponde a las funciones utilizadas en la implementación.

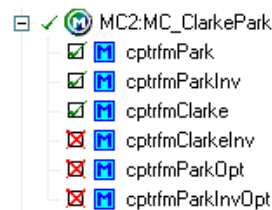


Figura 4.27 Funciones del bean MC_ClarkePark.

- a)  $cptrfmClarke$ – Esta función realiza la transformación del marco abc al marco $\alpha\beta$ para voltajes, corrientes y flujos (ec. A.2).

Sintaxis: $cptrfmClarke(&Ta\beta, &abc);$

Donde:

- abc es una estructura de tipo $mc_s3PhaseSystem$ que tiene los valores del sistema trifásico (voltajes, corrientes o flujos) en el marco abc . Las variables de esta estructura son de tipo enteras signadas de 16 bits.

- $T\alpha\beta$ es una estructura de tipo *mc_sPhase* en la cual se almacenan las componentes $\alpha\beta$ resultantes de la transformación. Esta estructura está formada por variables de tipo enteras signadas de 16 bits.
- b) $\checkmark$ *cptrfmPark* – Esta función realiza la transformación del marco $\alpha\beta$ al marco dq para voltajes, corrientes y flujos (ec. A.5).

Sintaxis: *cptrfmPark(&Tdq,&T $\alpha\beta$,&posicion);*

Donde:

- *posicion* es una estructura de tipo *mc_sAngle* que tiene los valores escalados del seno y coseno de la posición del rotor de la MSIPS, es decir los valores de 0-32767 representan valores de amplitud de 0-1(variables de tipo enteras signadas de 16 bits).
 - $T\alpha\beta$ es una estructura de tipo *mc_sPhase* en la cual se almacenan las componentes $\alpha\beta$ del marco estacionario. Las variables de esta estructura son de tipo enteras signadas de 16 bits.
 - *Tdq* es una estructura de tipo *mc_sDQsystem* en la cual se almacenan las componentes dq resultantes de la transformación. Esta estructura está formada por variables de tipo enteras signadas de 16 bits.
- c) $\checkmark$ *cptrfmParkInv* – Esta function realize la transformación del marco dq al marco $\alpha\beta$ para valores de voltajes, corrientes y flujos (ec. A.6).

Sintaxis: *cptrfmParkInv(&T $\alpha\beta$,&Tdq,&posicion);*

Donde:

- *posicion* es una estructura de tipo *mc_sAngle* que tiene los valores del seno y coseno de la posición del rotor de la MSIPS. Las variables de esta estructura son de tipo enteras signadas de 16 bits.
- *Tdq* es una estructura de tipo *mc_sDQsystem* en la cual se almacenan las componentes dq del marco síncrono. Las variables de esta estructura son de tipo enteras signadas de 16 bits.
- $T\alpha\beta$ es una estructura de tipo *mc_sPhase* en la cual se almacenan las componentes $\alpha\beta$ resultantes de la transformación. Las variables de esta estructura son de tipo enteras signadas de 16 bits.

La figura 4.28 proporciona información gráfica sobre la resolución de las variables empleadas para cada función contenidas en el bean MC_ClarkePark mostrando una secuencia de transformaciones con las funciones y variables de los incisos a),b) y c).

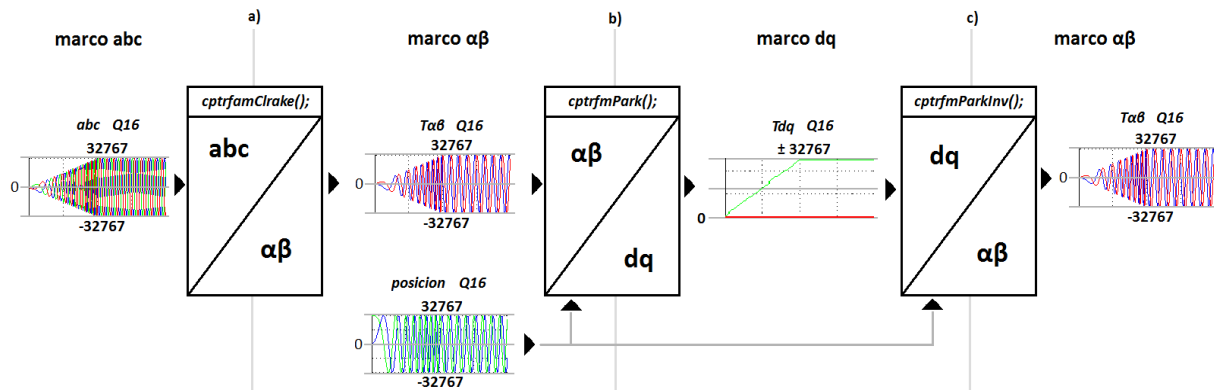


Figura 4.28 Resolución de las estructuras de entrada y salida de las funciones utilizadas del bean MC_ClarkePark.

4.4.1.9 Bean MC_SpaceVectorMod.

Este bean tiene un conjunto de funciones con variantes de la técnica de modulación por vectores espaciales, sin embargo en este trabajo solo se utilizó la función *svmStd*.

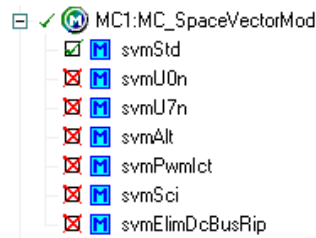


Figura 4.29 Funciones del bean MC_SpaceVectorMod.

La función utilizada de este bean es:

- a) ☒ *svmStd* – Esta función calcula los ciclos de trabajo apropiados para generar un vector de voltaje de referencia en el estator de la MSIPS utilizando la técnica de modulación por vectores espaciales.

Sintaxis: *svmStd(&Caβ,&Dabc);*

Donde:

- *Caβ* es una estructura de tipo *mc_sPhase* donde se almacenan las componentes $\alpha\beta$ del vector de voltaje que se requiere generar en el estator de la máquina. Las variables de esta estructura son de tipo enteras signadas de 16 bits. Amplitudes de las componentes $\alpha\beta$ de 0-32767 representan la región de modulación lineal para esta técnica.
- *Dabc* es una estructura de tipo *mc_s3PhaseSystem* donde se almacenan los ciclos de trabajo de cada fase del inversor. Los valores de los ciclos de trabajo son enteros sin signo de 15 bits. Los valores 0-32767 representa 0-100% del ciclo de trabajo

La figura 4.30 muestra la resolución de las variables de entrada y salida de la función y en el hexágono de modulación por vectores espaciales se muestra el límite de resolución para realizar una modulación lineal.

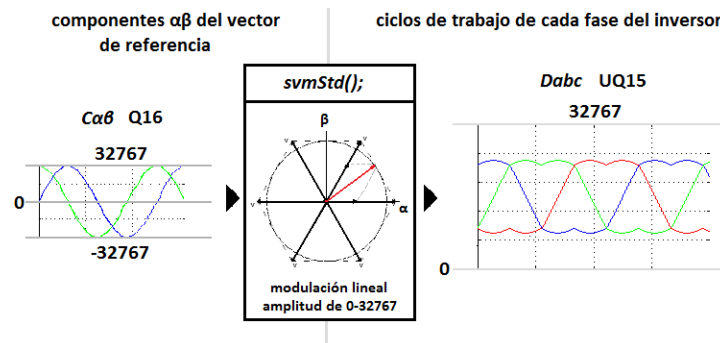


Figura 4.30 Límites de resolución de las variables de entrada y salida de la función svmStd del bean MC_SpaceVectorMod.

4.4.1.10 Bean DSP_Func_TFR

Este bean contiene el cálculo de todas las funciones trigonométricas directas e inversas. Para el buen funcionamiento de este bean es necesario activar el modo saturación del DSC. En este trabajo únicamente se utilizaron las siguientes funciones:

- a)  *tfr16Atan2OverPI* – Esta función calcula el arco tangente de (y/x) y divide el resultado por π , es decir:

$$z = \frac{\tan^{-1}(y/x)}{\pi} \quad (4.1)$$

Sintaxis: *arctan* = *tfr16Atan2OverPI*(*y*,*x*);

Donde:

- *y* es el valor de entrada a la función. El tipo de variable es entera signada de 16 bits.
- *x* es el segundo valor de entrada a la función. El tipo de variable es entera signada de 16 bits.
- *arctan* es la variable que almacena el resultado de la función. Este resultado es un número entero signado de 16 bits. Valores de -16384 – 16384 representan un valor de ángulo de $-\pi/2 - \pi/2$.

- b)  *tfr16AsinOverPI* – Esta función calcula el arco seno de *x* y el resultado se divide por π , es decir:

$$Z = \frac{\text{Sen}^{-1}(x)}{\pi} \quad (4.2)$$

Sintaxis: *arcsen* = *tfr16AsinOverPI(x)*;

Donde:

- x es el valor de entrada a la función. El tipo de dato es entero signado de 16 bits.
- *arcsen* es la variable que almacena el resultado de la función el cual es un número entero signado de 16 bits. Valores de -16384 – 16384 representan un valor de ángulo de $-\pi/2 - \pi/2$.

Más información sobre el funcionamiento de estos beans puede ser encontrada por el programador en la ayuda que el Procesador Experto proporciona durante la programación en CodeWarrior.

En las siguientes secciones se hace un desarrollo de la obtención de cada código que se implementó en el DSC para el control de la MSIPS, desde el planteamiento del problema que se presentó hasta la obtención de los algoritmos y los códigos para el DSC que lo solucionaron.

4.4.2 Implementación de un control escalar.

Construida la interfaz DSC – INVERSOR fue necesario implementar un control escalar de velocidad para poder realizar a la máquina mediciones de voltajes, corrientes y posición con el propósito de verificar el correcto funcionamiento de la segunda etapa de la interfaz (figura 4.17).

Para el desarrollo del algoritmo se consideran los siguientes puntos:

1. Se sabe que este tipo de control alimenta el estator de la MSIPS con voltajes trifásico de amplitud y frecuencia variable (control en lazo abierto) manteniendo la relación voltaje/frecuencia constante, que se representará con la ecuación (4.3).

$$\hat{V}_{\max} / \omega_{\max} = \psi_{IP} \quad (4.3)$$

Donde:

$\hat{V}_{\max}$ es el valor pico del voltaje máximo de fase en el estator de la MSIPS en la región de operación del control escalar.

$\omega_{\max}$ es la frecuencia máxima de alimentación en el estator de la MSIPS en la región de operación del control escalar.

ψ_{IP} es el valor del flujo de los imanes permanentes de la MSIPS.

2. Como el accionamiento es realizado utilizando un inversor trifásico es necesario utilizar una técnica de modulación para determinar los ciclos de trabajo en cada interruptor del inversor que generen el sistema trifásico de amplitud y frecuencia variable.

Pensando en los puntos anteriores se puede ver que para la implementación en el DSC se tiene que realizar el procesamiento de dos variables: como entrada la relación voltaje/frecuencia y como respuesta los ciclos de trabajo para el inversor.

Ya que el DSC cuenta con el bean MC_SpaceVectorMod (sección 4.4.1.9) la atención únicamente se centra en la obtención de las componentes $\alpha\beta$ del vector de voltaje con magnitud y frecuencia variable.

Las componentes del vector de voltaje del que se habla corresponden al vector espacial que representan a un sistema de voltajes trifásicos, el cual se obtiene con la ecuación (4.4).

$$\vec{V} = v_a \cdot e^{j0} + v_b \cdot e^{j2\pi/3} + v_c \cdot e^{j4\pi/3} = \hat{V} \cdot e^{j\omega t} = \hat{V}_{\max} \cdot (\cos \omega t + j \cdot \sin \omega t) \quad (4.4)$$

De la ecuación (4.4) se pueden establecer las ecuaciones que definen las componentes del vector buscado:

$$C_\alpha = pc \cdot \hat{V}_{\max} \cos \omega t \quad (4.5)$$

$$C_\beta = pc \cdot \hat{V}_{\max} \sin \omega t \quad (4.6)$$

Donde:

pc es la variable que define el porcentaje de voltaje y toma valores de 0 a 1.

Por lo tanto de las ecuaciones (4.5) y (4.6) se puede observar que primero es necesario generar la posición (término ωt) del vector de voltaje a frecuencia variable, después determinar el valor del seno y coseno de esa posición y al final determinar el valor de pc para mantener la relación voltaje/frecuencia constante.

4.4.2.1 Posición del vector de voltaje de referencia.

De las ecuaciones (4.5) y (4.6) se observa que el término que representa la posición del vector es ωt y es una función del tiempo, sin embargo en el DSC no se cuenta con la variable de tiempo como tal ya que al programar solo se define la frecuencia de ejecución del código, es decir la programación se realiza por interrupciones que se ejecutan cada determinado intervalo de tiempo, que se definirá como tiempo de muestro del controlador (Tsc), debido a esto se determina la ecuación (4.7) que representa a ωt como una sumatoria infinita que relaciona Tsc

con la función de posición buscada eliminando la variable t , para determinar esta ecuación se discretiza la ecuación $d\theta/dt = \omega$.

$$\frac{\Delta \text{pos}}{\Delta t} = \frac{\text{pos}^k - \text{pos}^{k-1}}{T_{sc}} = \omega \Rightarrow \text{pos}^k = \omega \cdot T_{sc} + \text{pos}^{k-1}$$

$$D\text{pos} = \omega \cdot T_{sc} \therefore \text{pos}^k = \text{pos}^{k-1} + D\text{pos} \quad (4.7)$$

Donde:

pos es la variable para almacenar el valor el valor de ωt .

$D\text{pos}$ es la variable para mantener la relación voltaje/frecuencia constante.

Observando la ecuación (4.7) se puede ver que para generar el control escalar la variable que se tiene que proporcionar como referencia en el ADC del DSC es $D\text{pos}$, y que el cambio de signo en esta variable genera una inversión de la secuencia de fases de los voltajes generados y como consecuencia una inversión del sentido de giro de la MSIPS.

4.4.2.2 Componentes $\alpha\beta$ del vector de voltaje de referencia.

En las ecuaciones (4.5) y 4.6) se observa que se tiene que determinar el valor de $\hat{V}_{\max}$ seno y $\hat{V}_{\max}$ coseno del término ωt almacenado en la variable pos de la ecuación (4.7) para determinar las componentes del vector de voltaje de referencia, a estos valores únicamente se les llamará seno y coseno de pos .

El cálculo de estos valores consiste en determinar el sector en el que se encuentra pos , establecer después de que muestra de la tabla se encuentra y finalmente realizar una interpolación para determinar el valor del seno y del coseno de pos .

Para este cálculo se utilizará una tabla de datos con los valores del primer cuadrante de la función seno. Los datos importantes de esta tabla son el incremento de ángulo entre las muestras de la tabla ($D\text{tab}$), el número de muestras ($n\text{m}$), la amplitud del sector ($D\text{sec}$) y los valores contenidos en la tabla (tab). En la figura 4.31 se muestran los valores necesarios para el cálculo junto con las fórmulas de interpolación ($f1$ y $f2$) que se determinaron tomando como base el contador que se utiliza el recorrido de la tabla que forma la función seno.

Se puede observar que el recorrido de la tabla es lo que define si se trata del seno o del coseno de pos . En la figura 4.32 se define el número de cada sector (sec), se muestran las funciones seno y coseno, los recorridos de la tabla para cada sector, la ecuación del contador para los recorridos del seno con la cual se determinaron las funciones de interpolación ($f1$, $f2$) de la figura 4.31, los signos de la función seno y coseno por sector (ssen , scos respectivamente) y se indica la función con la que se realiza la interpolación ($f1$ ó $f2$) por sector para el seno y el coseno.

De la ecuación del contador del seno se puede determinar la tabla 4.2 la cual permite eliminar completamente las funciones if-else de la programación.

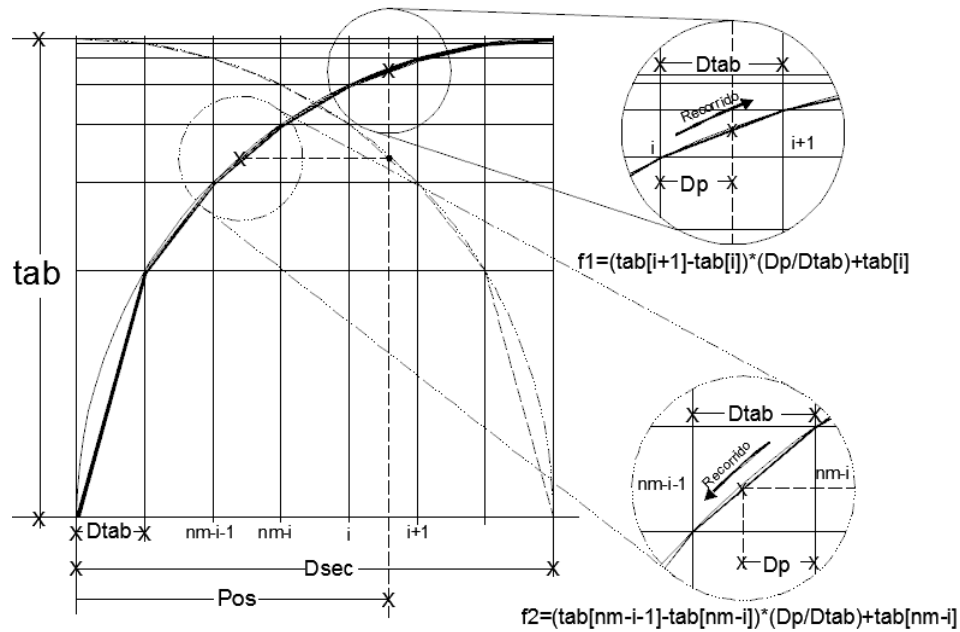


Figura 4.31 Valores requeridos para el cálculo del seno y del coseno de pos.

sec	0	1	2	3
Funciones				
Recorridos				
contador seno	i	nm-i	i	nm-i
ssen[sec]	+1	+1	-1	-1
scos[sec]	+1	-1	-1	+1
Interpolación seno	f1	f2	f1	f2
Interpolación coseno	f2	f1	f2	f1

Figura 4.32 Recorridos, signos y fórmula de interpolación por sector para el cálculo del seno y coseno.

Tabla 4.2 Constantes del contador del seno.

sec	0	1	2	3
contador seno	i	nm-i	i	nm-i
cte[sec]	0	nm	0	nm
sc[sec]	+1	-1	+1	-1

Estructurando el algoritmo para el cálculo del seno y coseno de pos se tiene:

Entrada: Variable pos.

Paso I:

Determinar el sector donde se encuentra pos mediante la siguiente ecuación:

$$\text{sec} = \frac{\text{pos}}{\text{Dsec}} \quad (4.8)$$

Paso II:

Determinar después de que muestra se encuentra el valor de pos con la ecuación:

$$i = \frac{\text{pos}}{\text{Dtab}} - \text{sec} \cdot \text{nm} \quad (4.9)$$

Paso III:

Determinar el valor Dp con el cual se realiza la interpolación con la siguiente ecuación:

$$\text{Dp} = \text{pos} - i \cdot \text{Dtab} \quad (4.10)$$

Paso IV:

Se corrige el valor del contador i para cumplir con el recorrido del seno según el sector (tabla 4.2) aplicando la ecuación:

$$i = \text{cte}[\text{sec}] + \text{sc}[\text{sec}] \cdot i \quad (4.11)$$

Paso IV:

Determinar el valor del seno y del coseno realizando la interpolación mediante las siguientes ecuaciones:

$$\text{seno} = \left[(\text{tab}[i + \text{sc}[\text{sec}]] - \text{tab}[i]) \cdot \frac{\text{Dp}}{\text{Dtab}} + \text{tab}[i] \right] \cdot \text{ssen}[\text{sec}] \quad (4.12)$$

$$\text{coseno} = \left[(\text{tab}[\text{nm} - i - \text{sc}[\text{sec}]] - \text{tab}[\text{nm} - i]) \cdot \frac{\text{Dp}}{\text{Dtab}} + \text{tab}[\text{nm} - i] \right] \cdot \text{scos}[\text{sec}] \quad (4.13)$$

Salida: Variables seno y coseno.

Sustituyen las variables de salida del algoritmo en las ecuaciones (4.5) y (4.6) se tiene:

$$C_{\alpha} = \text{pc} \cdot \text{coseno} \quad (4.14)$$

$$C_{\beta} = \text{pc} \cdot \text{seno} \quad (4.15)$$

4.4.2.3 Relación voltaje/frecuencia constante.

Retomando la ecuación (4.7), se realiza una grafica de la función pos, para su implementación en el DSC se considera que la variable pos se reinicia en cero cada vez que la sumatoria llega a 2π cuando $Dpos > 0$ ó en 2π cuando la sumatoria llega a cero sí $Dpos < 0$ para mantener a la variable de 0 a 2π , obteniéndose las gráficas de la figura 4.33, en los acercamientos de la misma figura las líneas verticales representan las interrupciones del DSC con periodo T_{sc} .

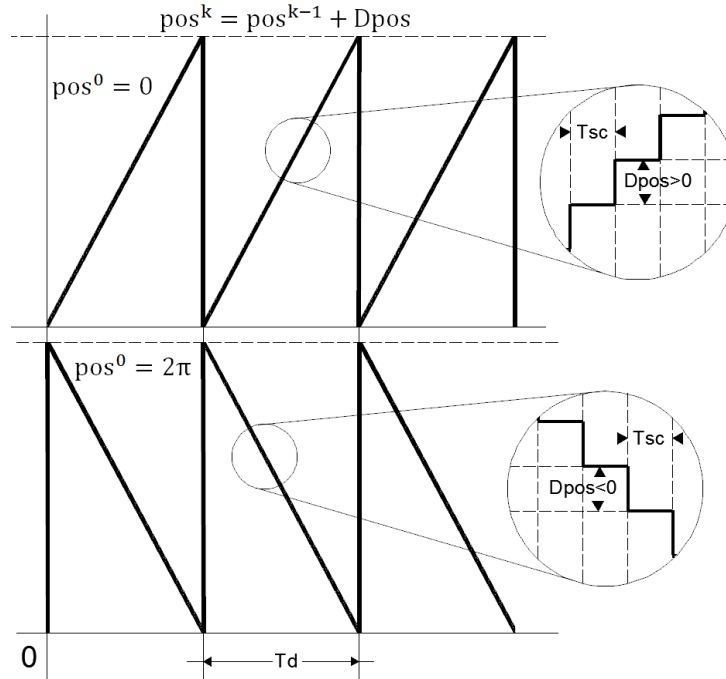


Figura 4.33 Gráfica de la ecuación 4.7.

Debido a que en la ecuación (4.7) la variable a controlar es $Dpos$ se puede establecer de la figura 4.33 la ecuación (4.16) que define una frecuencia deseada f_d para un valor de $Dpos$ y se considera el valor absoluto de $Dpos$ porque la frecuencia es siempre positiva sea $Dpos > 0$ ó $Dpos < 0$.

$$\frac{2\pi}{T_d} = \frac{|Dpos|}{T_{sc}} \Rightarrow T_d = \frac{2\pi \cdot T_{sc}}{|Dpos|} \quad \therefore f_d = \frac{|Dpos|}{2\pi \cdot T_{sc}} \quad (4.16)$$

Donde:

T_{sc} es el periodo de muestreo del controlador.

f_d es la frecuencia deseada en la onda de posición ($1/T_d$).

De las ecuaciones (4.5) y (4.6) se toma el término $pc \cdot \hat{V}_{max}$ del vector de voltaje que gira a la frecuencia f_d y ya que la ecuación (4.3) se debe cumplir se establece la siguiente relación:

$$\hat{V}_{max} / \omega_{max} = \psi_{IP} = pc \cdot \hat{V}_{max} / (2\pi \cdot f_d)$$

De la cual se obtiene la ecuación (4.17).

$$\hat{V}_{\max} / \omega_{\max} = pc \cdot \hat{V}_{\max} / (2\pi \cdot fd) \Rightarrow pc = 2\pi \cdot fd / \omega_{\max} \quad (4.17)$$

Sustituyendo la ecuación (4.16) en (4.17) se obtiene:

$$pc = |Dpos| / (Tsc \cdot \omega_{\max}) \quad (4.18)$$

4.4.2.4 Límite de operación del control escalar.

En relación al funcionamiento del control escalar se sabe que la máxima relación voltaje/frecuencia que se puede suministrar a la MSIPS son los valores de voltaje y velocidad contenidos en los rangos admisibles por la máquina (ec. 4.3).

La primera forma de obtener los valores máximos de la relación voltaje/frecuencia ($\hat{V}_{\max}, \omega_{\max}$) es considerar el valor del voltaje de alimentación en el bus de directa del inversor (V_{CD}) y la técnica de modulación y se utilizan para determinar el máximo valor pico del voltaje de fase ($\hat{V}_{\max}$) que es posible modular. Considerando que en este trabajo se utilizará la técnica de modulación por vectores espaciales se puede utilizar la ecuación (4.19) para establecer el valor de $\hat{V}_{\max}$ ($\hat{V}_{\max} = \hat{V}_{\text{mod_lin}}$), si no sobrepasa el rango admisible por la máquina, ese valor se sustituye en (4.3) para determinar el valor de $\omega_{\max}$. Es necesario verificar que el resultado no sobrepase el valor de la velocidad máxima de la máquina ($\omega_{\text{mec_max}}$) en rad/s eléctricos.

$$\hat{V}_{\text{mod_lin}} = V_{CD} / \sqrt{3} \quad (4.19)$$

La segunda forma consiste en asignar el valor de la velocidad mecánica de la MSIPS en rad/s eléctricos a $\omega_{\max}$ ($\omega_{\max} = (\rho\pi/30) \cdot \omega_{\text{mec_n}}$ u $\omega_{\max} = (\rho\pi/30) \cdot \omega_{\text{mec_max}}$) y sustituirlo en la ecuación (4.3) para obtener el valor de $\hat{V}_{\max}$ y finalmente verificar que sea posible modular en el inversor el valor de $\hat{V}_{\max}$ resultante, es decir que sea menor o igual al valor de la ecuación (4.19) para una modulación por vectores espaciales.

Finalmente considerando que $\omega_{\max} = 2\pi \cdot f_{\max}$ donde $f_{\max}$ se convierte en la frecuencia deseada (fd) para la ecuación (4.16), se puede encontrar el valor de $Dpos_{\max}$ (ec. 4.20) que limitará la operación del control escalar con la finalidad de no caer en una región de debilitamiento de campo o en el peor de los casos sobrepasar alguno de los rangos admisibles por la MSIPS.

$$Dpos_{\max} = \omega_{\max} \cdot Tsc \quad (4.20)$$

Entonces la ecuación (4.18) se modifica de la siguiente forma:

$$pc = |Dpos| / Dpos_{\max} \quad (4.21)$$

4.4.2.5 Obtención de Dpos y pc a partir de la medición del ADC.

Al realizar mediciones con el ADC del DSC los valores que se obtienen se encuentran escalados según la resolución del ADC. En esta sección a la variable designada para almacenar esos valores se le llamará $Madc$ y al valor de la resolución del ADC se le llamará $Radc$ ($Radc = 2^n - 1$ donde n es el número de bits de resolución del ADC), con esta convención se iniciará la descripción del algoritmo para la adquisición del valor de $Dpos$ desde la referencia analógica (potenciometro sección 4.3.4).

Al igual que el cálculo de seno y coseno la obtención del valor de $Dpos$ a partir de $Madc$ se hizo de forma que permita eliminar el uso de las funciones de decisión if-else de la programación, para esto se dividió en ocho sectores iguales la resolución del ADC (j), tres de ellas conforman la zona SD en la cual se hace girar a la MSIPS en sentido directo ($Dpos > 0$), tres más la zona SI en la cual el sentido de giro de la MSIPS es inverso ($Dpos < 0$) y las dos partes restantes forman la zona R donde la MSIPS permanece en reposo ($Dpos = 0$).

Los datos importantes son el valor de las divisiones que se hicieron (DR), el valor de la resolución del ADC donde ocurren los cambios de la zona S0 a la zona SI y de la zona S0 a la zona SD (LSI , LSD respectivamente), como se muestra en la figura 4.34.

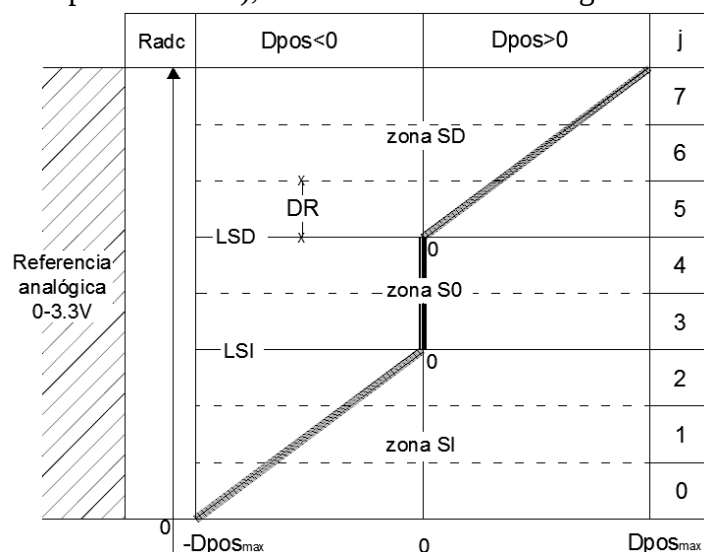


Figura 4.34 Zonas de operación del valor de $Madc$.

De la figura 4.34 se puede determinar el valor de $Dpos$ con las ecuaciones (4.22), (4.23) y (4.24) para la zona SD, SI y S0 respectivamente.

$$Dpos = (Madc - LSD) \cdot \frac{Dpos_{max}}{3DR} \quad (4.22)$$

$$Dpos = 0 \quad (4.23)$$

$$Dpos = (Madc - LSI) \cdot \frac{Dpos_{max}}{3DR} \quad (4.24)$$

De las ecuaciones (4.22), (4.23) y (4.24) se puede establecer el conjunto de variables mostradas en la figura 4.35, con las que se eliminan las funciones if-else.

	Dpos<0	Dpos>0	j	spc(j)	h	lm(h)
Referencia analógica 0-3.3V	zona SD		7	1	1	LSD
			6			
			5			
	zona S0		4	0	0	LSI
			3			
			2			
	zona SI		1	-1	0	LSI
			0			

Figura 4.35 Variables utilizadas en el cálculo de Dpos para cada zona de operación de Madc.

Estructurando el algoritmo de cálculo de Dpos y pc se tiene:

Entrada: Variable Madc.

Paso I:

Determinar en que sector se encuentra Madc con la ecuación:

$$j = \frac{Madc}{DR} \quad (4.25)$$

Paso II:

Determinar la zona en la que se encuentra Madc con la ecuación:

$$h = \frac{j}{4} \quad (4.26)$$

Paso III:

Determinar el valor de Dpos con la ecuación:

$$Dpos = (Madc - lm[h]) \cdot \frac{Dpos_{max}}{3DR} \quad (4.27)$$

Paso IV:

Determinar el valor de pc con la ecuación:

$$pc = spc[j] \cdot Dpos/Dpos_{max} \quad (4.28)$$

Salida: Variables Dpos y pc.

4.4.2.6 Programación del control escalar.

Para implementar el algoritmo fue necesario realizar el escalado de las variables que se utilizaron ya que se utilizó en el DSC aritmética de punto fijo.

Primero se establecen los límites del control escalar, en este caso se eligió accionar a la máquina hasta la velocidad nominal y utilizar un voltaje en el bus de CD de 300 V, con estos valores se obtiene lo siguiente:

$$\omega_{\max} = (4 \cdot \pi / 30) \cdot (2000) = 837.76 \text{ rad/s}$$

$$\hat{V}_{\max} = \psi_{IP} \cdot \omega_{\max} = (0.1666 \text{ Wb}) \cdot (837.76 \text{ rad/s}) = 136.63 \text{ V}$$

De donde:

$$136.63 \text{ V} = \hat{V}_{\max} < V_{CD} / \sqrt{3} = 173.2 \text{ V}$$

Con lo cual se comprueba que es posible utilizar ese valor de velocidad para mantener la relación voltaje/frecuencia constante utilizando el 78.88% del rango de modulación lineal. En seguida se muestra la forma de realizar el escalado de dos variables.

Calculando el valor máximo de Dpos con la ecuación 4.27 para una frecuencia de muestreo del controlador de 10 kHz se obtiene:

$$Dpos_{\max} = \omega_{\max} \cdot T_{sc} = (837.76 \text{ rad/s}) \left(\frac{1}{10 \text{ kHz}} \right) = 0.083776 \text{ rad}$$

A continuación se muestra como se obtiene el valor escalado de $\hat{V}_{\max}$. Del bean de modulación se sabe que la modulación lineal se ejecuta de 0 a 32767, por tanto se puede establecer la siguiente regla de tres:

$$32767 = 173.2 \text{ V}$$

$$\hat{V}_{\max E} = 136.63 \text{ V}$$

De donde se determina el valor escalado del vector de voltaje máximo, es decir:

$$\hat{V}_{\max E} = (136.63 \text{ V}) \cdot (32767) / 173.2 \text{ V} = 25848$$

Por lo tanto el máximo valor escalado de las componentes $\alpha\beta$ del vector de voltaje de referencia será de 25848, valor que también corresponde al escalado de la tabla utilizada para el algoritmo de cálculo de seno y coseno, ya que esta tabla corresponde al valor del primer sector de la función $\hat{V}_{\max}$ seno.

Para escalar la variable pos se elegirá un valor de 16 bits no signado lo que da la siguiente regla de tres para escalar el valor de Dpos máximo:

$$65535 = 2\pi$$

$$Dpos_{\max E} = 0.083776 \text{ rad}$$

De donde se obtiene:

$$Dpos_{\max E} = (0.083776 \text{ rad}) \cdot (65535)/(2\pi \text{ rad}) = 837.8$$

En el apéndice C se presenta el código para la implementación del control escalar en el DSC programado en CodeWarrior donde todas las variables ya fueron escaladas.

El algoritmo de control escalar queda definido de la siguiente forma:

Paso I:

Obtención de la medición que realiza el ADC de la referencia, la cual deben estar sincronizada con el PWM, es decir que la frecuencia de conmutación del inversor es igual a la frecuencia de muestreo del controlador.

Paso II:

Procesar la señal de referencia con el algoritmo de la página 102 para obtener el incremento de la onda de posición (Dpos) y el porcentaje de voltaje (pc) especificados por la misma señal.

Paso III:

Calcular el valor seno y coseno de la onda de posición (resultado de la ec. 4.7) con el algoritmo de la página 98.

Paso IV:

Determinar las componentes del vector de referencia con las ecuaciones 4.14 y 4.15.

Paso V:

Calcular los ciclos de trabajo para cada una de las fases del inversor empleando el bean MC_SpaceVectorMod del procesador experto.

Paso VI:

*Asignar los valores de los ciclos de trabajo calculados en el **paso IV** empleando el bean PWMMC del procesador experto.*

Paso VII:

*Repetir **pasos I al VI** según la frecuencia de conmutación del inversor.*

En el diagrama de bloques de la figura 4.36 se muestra la estructura del control escalar que se implementó, la ubicación de los algoritmos desarrollados, el nombre de los beans utilizados, la dirección de los periféricos habilitados en cada bean y la resolución que se le asignó a cada una de las variables que se utilizaron en el algoritmo, junto con las diferentes partes de la interfaz y el equipo utilizado.

El main() del programa en CodeWarrior se encuentra vacío únicamente se utilizan dos interrupciones en el proyecto:

- **Interrupción de falla.**

En el evento de esta interrupción solo se coloca la instrucción stop() la cual ya se encuentra predefinida en CodeWarrior y cuando se ejecuta el DSC se apaga y es necesario aplicar un reset para que inicie su funcionamiento después de alguna falla.

- **Interrupción PWM.**

En el evento de esta interrupción se coloca todo el código del control escalar, mostrado en forma de bloques en la figura 4.36 y se configura una frecuencia de conmutación de 10kHz.

4.4.3 Implementación del control por campo orientado con sensor de posición.

En esta sección se realiza el control por campo orientado el cual es parte del objetivo de esta tesis. Es importante retomar el control escalar desarrollado en la sección anterior para ver que partes de ese control pueden ser utilizadas, para esto se compara directamente el diagrama de bloques de la figura 4.36 con el diagrama de bloques del control por campo orientado de la figura 2.9, concluyendo que es necesario desarrollar lo siguiente:

- El diagrama de flujo para realizar la derivada de la posición que entrega el bean que manipula el decodificador de cuadratura del DSC (sección 4.4.1.7), para obtener la velocidad real de la MSIPS.
- El diagrama de flujo para los controladores PI.
- Definir la forma de ingresar la referencia al DSC para el control de la velocidad.

En cuanto a las transformaciones se puede decir que ya se cuenta con un bean que las realiza (sección 4.4.1.8), por lo que solo se cargará el bean dentro del proyecto en CodeWarrior.

El último bloque del control por campo orientado de la figura 2.9 el cual contiene la transformación de dq a abc será sustituido por la función que realiza la transformación de dq a $\alpha\beta$ del bean de la sección 4.4.1.8 y enseguida se colocará el bean que realiza la modulación por vectores espaciales para obtener de esta forma los ciclos de trabajo de cada una de las fases del inversor en el marco abc.

Para el cálculo del seno y el coseno de la posición del rotor necesarios para las transformaciones de $\alpha\beta$ a dq ó viceversa, se utilizará nuevamente el algoritmo desarrollado en la sección 4.4.2.2.

4.4.3.1 Derivada de la posición del rotor.

Para realizar la derivada de la señal de posición entregada por el bean del decodificador utilizaremos el diagrama de simulación de la figura 3.49, cuyo diagrama de flujo se muestra en la figura 4.37.

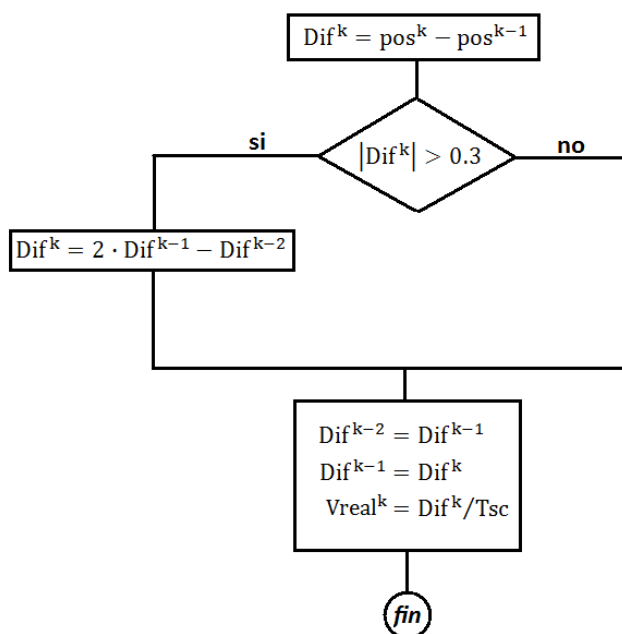


Figura 4.37 Diagrama de flujo de una derivada.

4.4.3.2 Controlador PI con AW.

Este algoritmo se repetirá para todos los controladores que se utilizarán (velocidad, par y flujo) con las ganancias calculadas en la sección 3.3. Se utilizará el diagrama de simulación de la figura 3.28 para construir el diagrama de flujo del controlador, quedando de la siguiente forma:

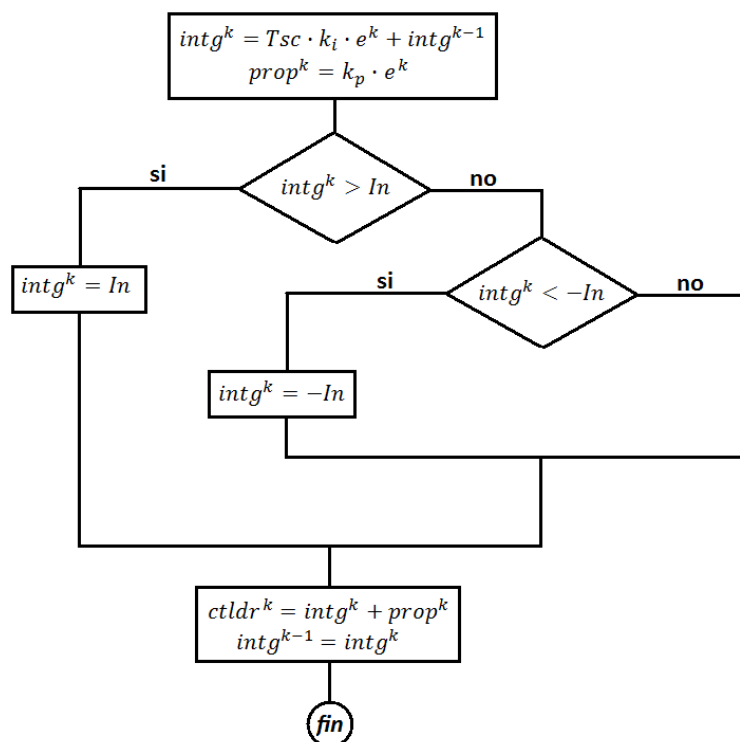


Figura 4.38 Diagrama de flujo de un controlador PI.

4.4.3.3 Control dinámico.

Este control al que se le ha llamado “control dinámico” consiste en asignarle a la señal de referencia un puerto del ADC y pasar la señal por un filtro pasa bajas digital, permitiendo que el usuario asigne directamente el perfil de velocidad al control mediante el potenciómetro de la interfaz (sección 4.3.4), la ecuación discreta del filtro es la siguiente.

$$Vref^k = Tsc \cdot Madc^{k-1} + (1 - Tsc \cdot \omega_c) \cdot Vref^{k-1} \quad (4.29)$$

4.4.3.4 Control por software.

Esta otra forma de ingresar la referencia al control consiste en asignar el perfil de velocidad mediante código programado dentro del DSC utilizando una interrupción independiente a la del PWM que se ejecuta cada 139 ms y un arreglo de datos de “n” elementos llamado perfil[] para almacenar las velocidades que se requieren, el diagrama de flujo del código que realiza los cambios de velocidad es el que se muestra en la figura 4.39 y dentro de la interrupción del PWM se coloca el diagrama de flujo de la figura 4.40 para generar una rampa que dilata 0.5 segundos en cada cambio de velocidad para evitar los picos de corriente ya que la fuente de CD solo puede suministrar hasta 17 Amperes.

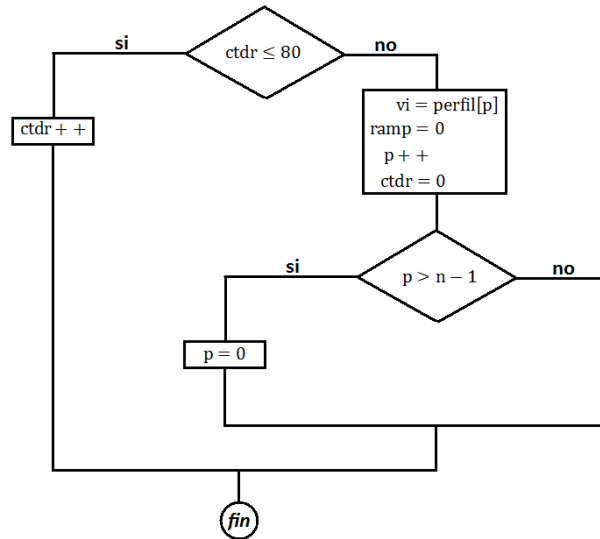


Figura 4.39 Diagrama de flujo del perfil de velocidad (interrupción cada 139 ms).

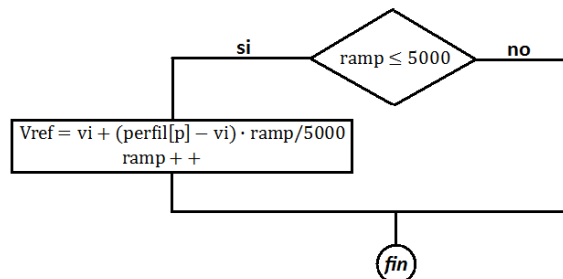


Figura 4.40 Diagrama de flujo de la rampa de velocidad.

4.4.3.5 Programación del control por campo orientado con sensor de posición.

Al igual que en el control escalar es necesario realizar el escalado de las variables para la implementación con el DSC ya que se utiliza aritmética de punto fijo.

En el apéndice C se presenta el código para la implementación del control por campo orientado en el DSC programado en CodeWarrior donde todas las variables ya fueron escaladas.

El algoritmo para la implementación de un control por campo orientado con sensor de posición es el siguiente:

Paso I:

Obtención de las mediciones de corrientes y la referencia por el ADC las cuales deben estar sincronizadas con el PWM y realizar la obtención de la posición del rotor con el decodificador de cuadratura utilizando el bean QuadratureDecoder (sección 4.4.1.7).

Paso II:

Procesar la señal de posición para obtener la velocidad, es decir, derivar la posición obtenida (sección 4.4.3.1).

Paso III:

Para un control dinámico pasar la medición del ADC de la velocidad de referencia por un filtro pasa bajas digital (sección 4.4.3.3), o de otra forma tomar los valores de la referencia programada en el DSC (sección 4.4.3.4).

Paso IV:

Realizar las transformaciones de las corrientes de fase medidas por el ADC al marco de referencia alfa-beta empleando el bean: MC_ClarkePark (sección 4.4.1.8).

Paso V:

Realizar el cálculo del seno y coseno de la posición medida con el código de la sección 4.4.2.2.

Paso VI:

*Realizar las transformaciones de las corrientes del marco de referencia alfa-beta al marco de referencia síncrono dq con el resultado del **paso V** empleando el bean: MC_ClarkePark (sección 4.4.1.8).*

Paso VII:

*Realizar el cálculo del error de velocidad con los resultados del **paso II** y **III**.*

Paso VIII:

*Realizar el cálculo del controlador PI de velocidad con el resultado del **paso VII** y el diagrama de flujo de la sección 4.4.3.2.*

Paso IX:

*Realizar el cálculo del error de corriente en el eje q, con el resultado del **paso VI** y **VIII**.*

Paso X:

*Realizar el cálculo del controlador de corriente en el eje q (controlador de par) con el resultado del **paso IX** y el diagrama de flujo de la sección 4.4.3.2.*

Paso XI:

Fijar la referencia de la corriente en el eje d a cero.

Paso XII:

*Realizar el cálculo del error de corriente en el eje d con el resultado del **paso VI** y **XI***

Paso XIII:

*Realizar el cálculo del controlador de corriente d (flujo) con el resultado del **paso XII** y el diagrama de flujo de la sección 4.4.3.2.*

Paso XIV:

*Obtener las componentes alfa-beta del vector de voltaje de referencia que se aplicará en el estator de la MSIP utilizando los resultados del **paso X**, **XIII** y **V** mediante el bean MC_ClarkePark (sección 4.4.1.8).*

Paso XV:

Realizar el cálculo de los ciclos de trabajo de los interruptores del inversor con el bean MC_SpaceVectorMod (sección 4.4.1.9).

Paso XVI:

*Renovar los registros del PWM con los resultados del **paso XV** utilizando el bean PWMMC (sección 4.4.1.3).*

Paso XVII:

*Repetir los pasos del **I** al **XVII** según la frecuencia de conmutación del inversor (10kHz).*

En el diagrama de bloques de la figura 4.41 se muestra la estructura del control por campo orientado que se implementó, la ubicación de los algoritmos desarrollados, el nombre de los beans utilizados, la dirección de los periféricos habilitados en cada bean, la resolución que se le asignó a cada una de las variables que se utilizaron en el algoritmo, junto con las diferentes partes de conexión a la interfaz y al equipo utilizado.

En el `main()` del programa en CodeWarrior únicamente se encuentra la declaración de los parámetros del decodificador de cuadratura con la función *CoefficientCalc* (sección 4.4.1.7) y se utilizan tres interrupciones en el proyecto:

- **Interrupción de falla.**

En el evento de esta interrupción solo se coloca la instrucción `stop()` la cual ya se encuentra predefinida en CodeWarrior y cuando se ejecuta el DSC se apaga y es necesario aplicar un reset para que inicie su funcionamiento después de alguna falla.

- **Interrupción PWM.**

En el evento de esta interrupción se coloca todo el código del control por campo orientado mostrado en forma de bloques en la figura 4.41 y se configura una frecuencia del PWM de 10kHz.

- **Interrupción para construir el perfil de velocidad.**

En el evento de esta interrupción se coloca el código que genera el perfil de velocidad para el control y se configura a una frecuencia de 139 ms.

4.4.4 Implementación del algoritmo de estimación de velocidad para la MSIPS.

Para la implementación de este algoritmo fue necesario eliminar las integrales ideales (ec 3.22 y 3.23 mostradas en la figura 3.37) debido a los problemas de offset ocasionados por el acondicionamiento de las señales de corriente, para solucionar este problema se utilizó el algoritmo 2 propuesto en [41] cuyo diagrama de bloques se presenta en la figura 4.42.

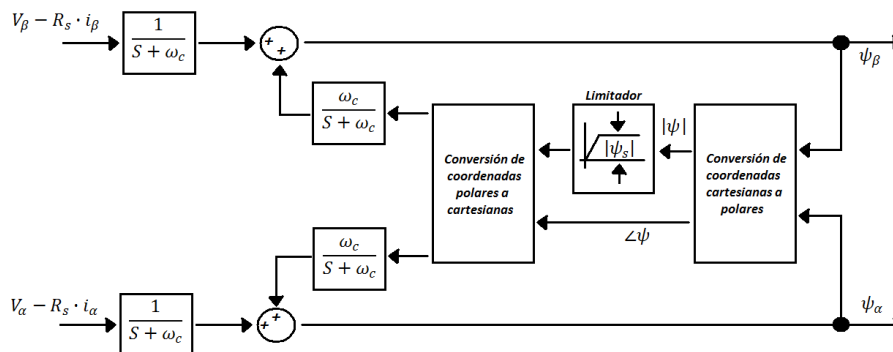


Figura 4.42 Diagrama de bloques del algoritmo de integración para la determinación de los flujos en el marco estacionario $\alpha\beta$ [41].

En el apéndice C se presenta el código para la implementación del algoritmo de estimación de velocidad de la MSIPS en el DSC programado en CodeWarrior donde todas las variables ya fueron escaladas. Está formado por las ecuaciones de la figura 3.37 y 4.42, en el diagrama de bloques de la figura 4.41 se muestra la ubicación de este algoritmo, y la resolución de las variables escaladas.

5. RESULTADOS EXPERIMENTALES.

En este capítulo se comentan los resultados obtenidos en la implementación del sistema, se muestran los resultados de las pruebas realizadas al hardware empleado, y el comportamiento de las variables en el control escalar, se presentan los comportamientos de algunas de las variables del control de velocidad por campo orientado y los resultados de la estimación de velocidad. Los oscilogramas mostrados de las variables del software fueron obtenidos empleando los convertidores digital analógico del DSP 56F8037 estableciendo una comunicación paralelo para la transferencia de datos entre el DSP y el DSC utilizado en la implementación del control por campo orientado y otras fueron obtenidas mediante una comunicación serial en la PC y el DSC utilizando el software FREEMASTER.

5.1 RESULTADOS EXPERIMENTALES DE LAS PRUEBAS REALIZADAS AL HARDWARE CONSTRUIDO.

El oscilograma de la figura 5.1 muestra los resultados experimentales obtenidos de la implementación del circuito desarrollado en la sección 4.3.2 cuyo diagrama eléctrico se muestra en la figura 4.8, en la figura 5.1 se muestran los pulsos PWM generados por el DSC que tienen una amplitud de 3.3V y se comparan con las señales de salida del convertidor de TTL a MOS (CI: 74LS07) que incrementa la amplitud de los pulsos a 15V.

Se observa que el funcionamiento del hardware es adecuado ya que las especificaciones del inversor indican que el rango de voltaje donde el módulo reconoce un alto para la compuerta del interruptor es de 12V a 15V.

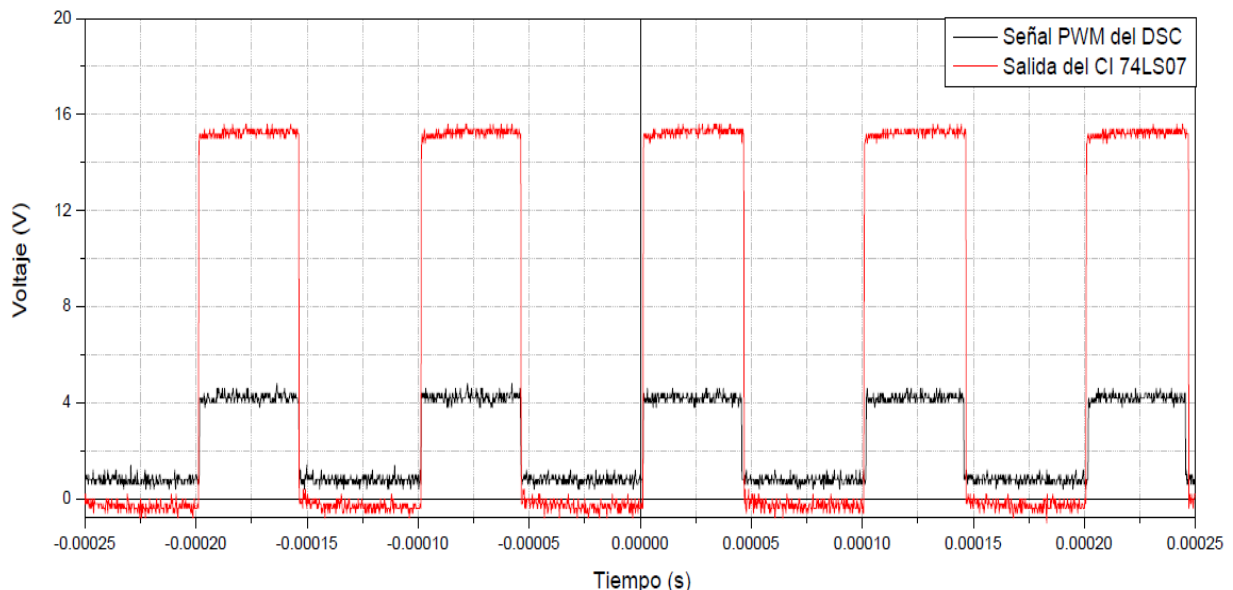


Figura 5.1 Comparación de la señal de salida del DSC (0 – 3.3V) y la señal de salida del CI 74LS07 (0-15V).

En el oscilograma de la figura 5.2 se muestran las señales de salida del encoder de la máquina (canal A y B) las cuales proporcionan información codificada de la posición del rotor, se

puede observar que los pulsos tienen una amplitud de 5V por lo cual se emplea el circuito de la figura 4.12 para acondicionar las señales y poder decodificarlas con el DSC.

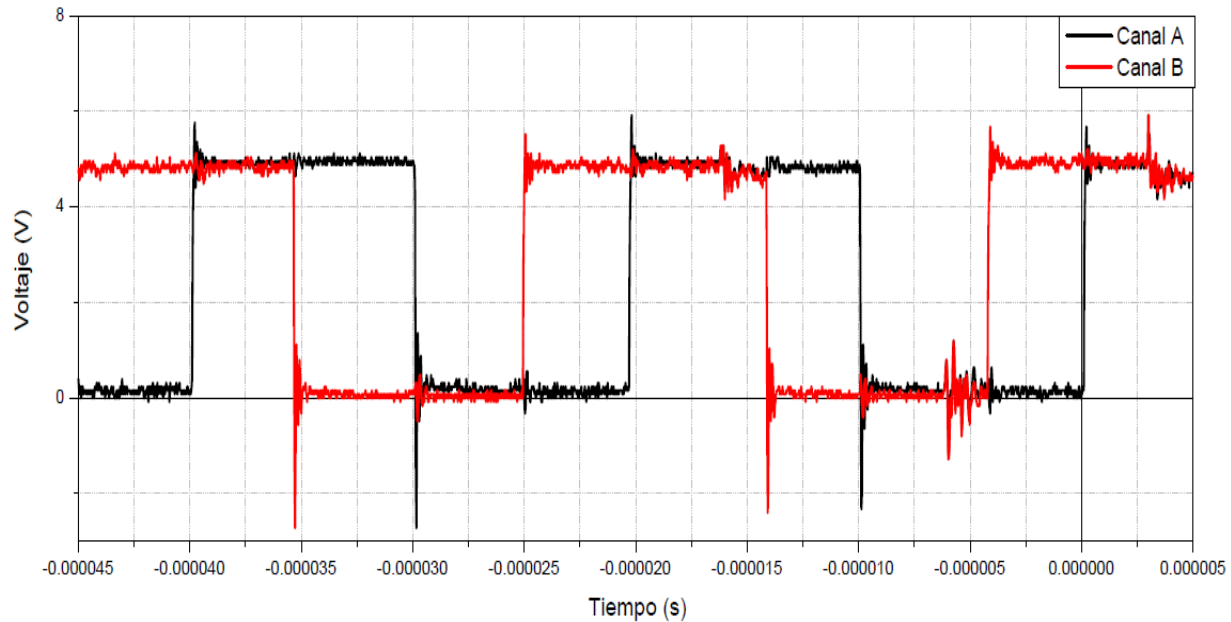


Figura 5.2 Señales de salida del sensor de posición en vacío (canal A y B).

En la figura 5.2 se observa que las señales del sensor de posición se encuentran defasadas 90° como se menciona en la sección 4.2.4. Estas señales se envían al decodificador de cuadratura que tiene el DSC, el acondicionamiento de estas señales se realiza utilizando el circuito mostrado en la figura 4.12 para disminuir la amplitud de 5V a 3.3V. En el oscilograma de la figura 5.3 se compara la señal de entrada al circuito y su salida.

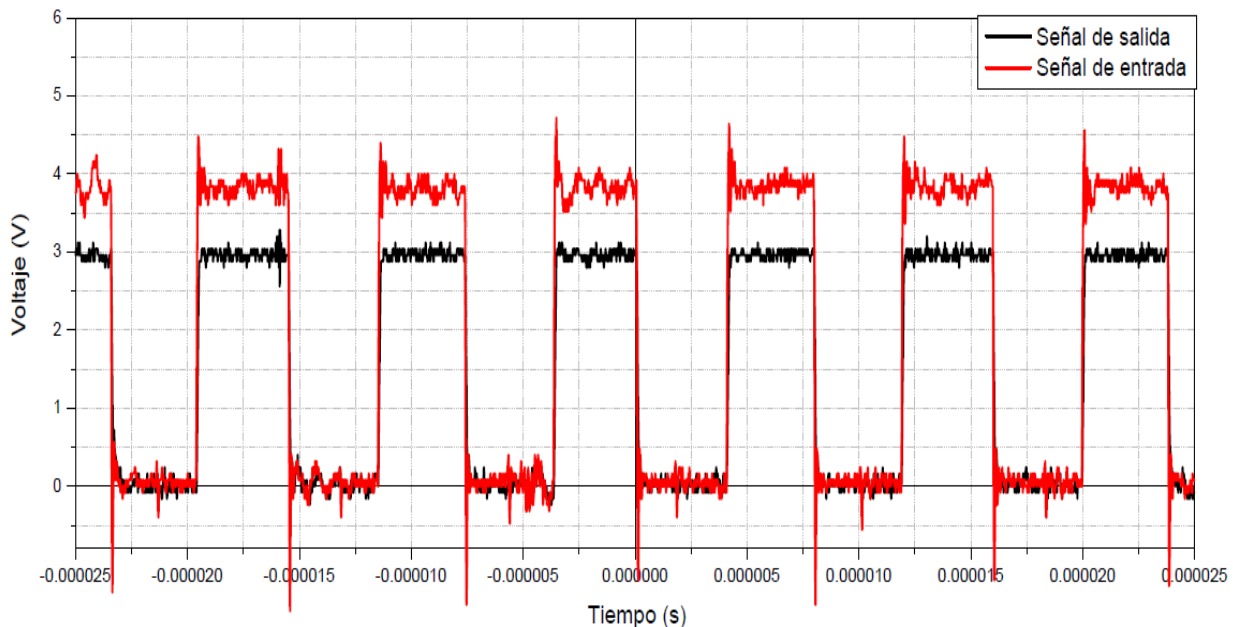


Figura 5.3 Comparación de la señal de entrada y la señal de salida del circuito de acondicionamiento de uno de los canales del sensor de posición.

En la figura 5.4 se muestran ambos canales del sensor de posición después de pasar por el acondicionamiento, se puede observar que además de reducir su amplitud se eliminan los picos de voltaje negativo que se presentan en la señal de entrada.

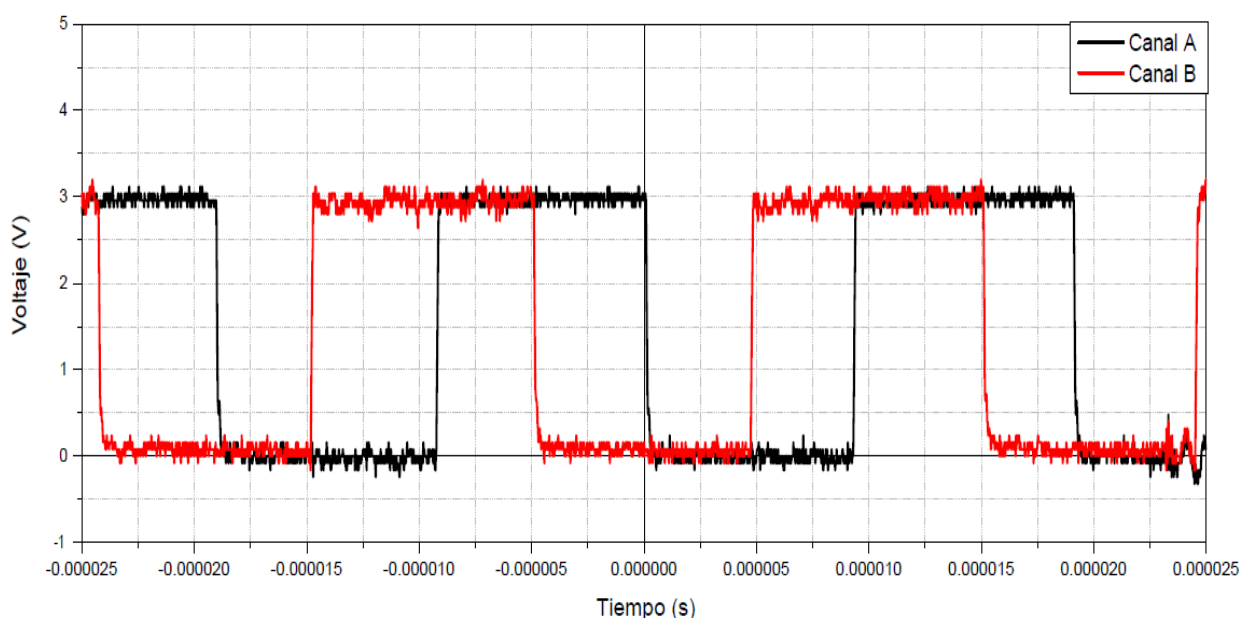


Figura 5.4 Señales de salida de los circuitos de acondicionamiento de los canales A y B del sensor de posición.

De las pruebas realizadas al hardware para el acondicionamiento de las señales de los sensores de corriente (circuito mostrado en la figura 4.17) son las siguientes:

La figura 5.5 muestra la señal de salida cuando se le aplica una entrada de 0V, se puede observar que la salida es únicamente el offset requerido por el ADC para poder realizar el muestreo de las señales de corriente.

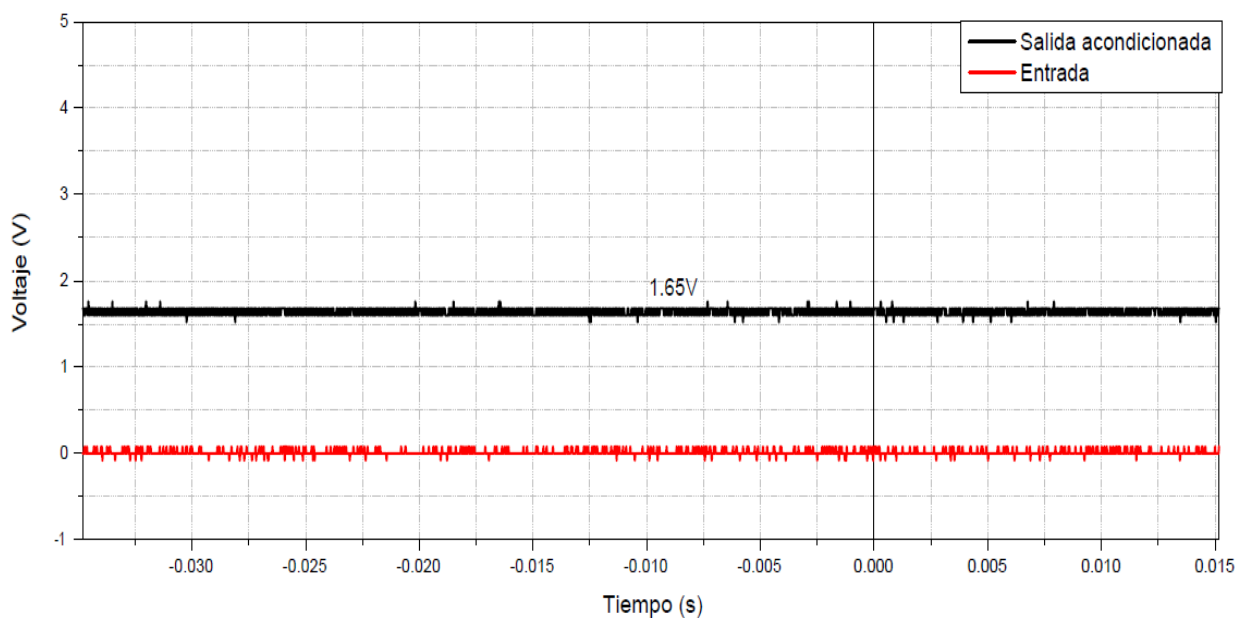


Figura 5.5 Respuesta del circuito a una entrada de 0V.

La figura 5.6 muestra la señal de salida de la etapa de acondicionamiento cuando se le aplica una entrada de voltaje alterno de 2V y se puede observar que la señal de salida se encuentra montada sobre el offset de 1.65V.

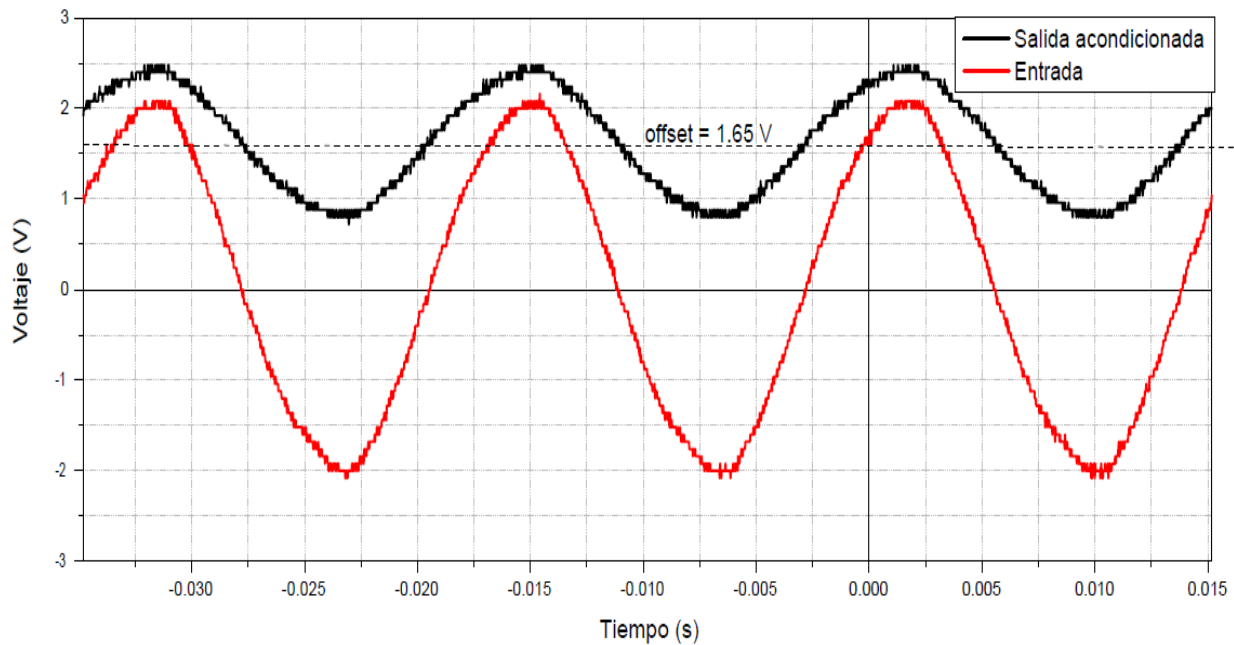


Figura 5.6 Respuesta del circuito a una entrada de 2V.

La figura 5.7 muestra la señal de salida de la etapa de acondicionamiento cuando se le aplica un voltaje alterno de 4V, se puede observar que para esta entrada se utiliza completamente el rango de medición del ADC (0-3.3V).

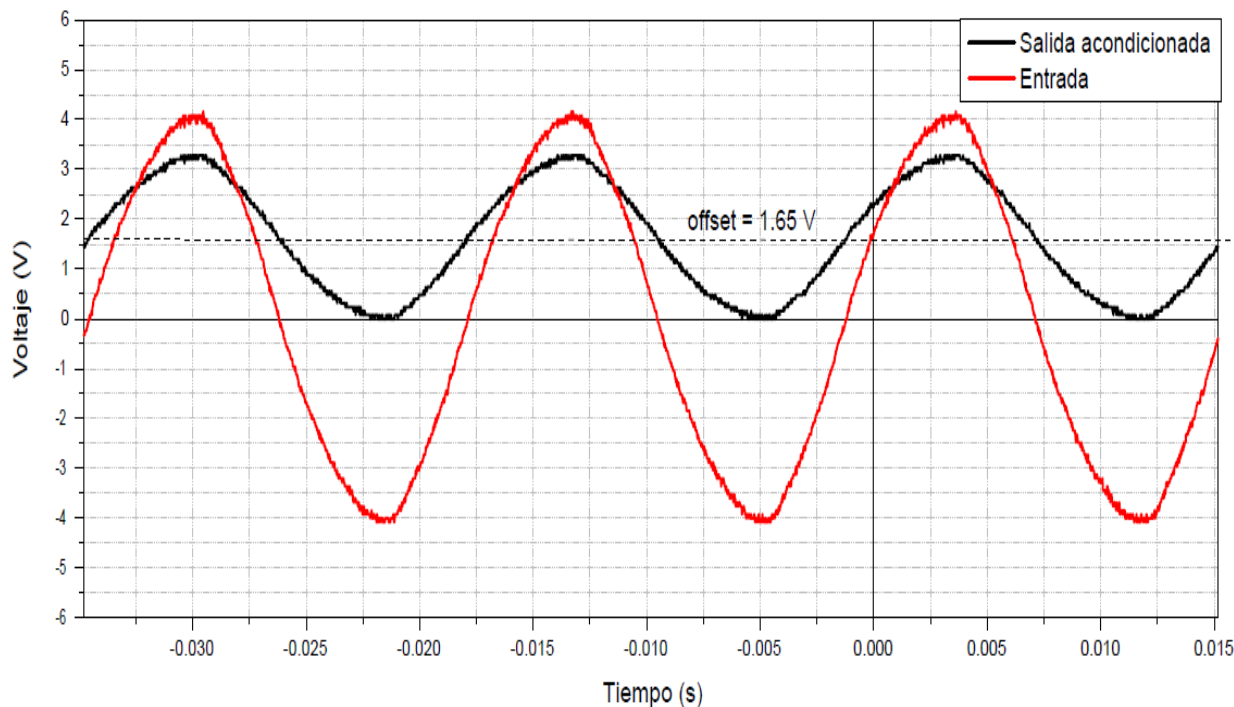


Figura 5.7 Respuesta del circuito a una entrada de 4V.

5.2 RESULTADOS EXPERIMENTALES DE LA IMPLEMENTACIÓN DE UN CONTROL ESCALAR.

En la figura 5.8 se muestra un oscilograma del comportamiento de la variable pos construida por el DSC empleando la ecuación 4.7 para un control escalar de la sección 4.4.2 a un cambio de la variable de referencia proporcionada por el potenciómetro del hardware (sección 4.3.4), la imagen fue obtenida del convertidor Digital/Analógico del DSC. La figura 5.9 muestra las variaciones de la variable pc de la ec. 4.21 del código de la sección 4.4.2 para un cambio de la variable de referencia proporcionada por el potenciómetro del hardware.

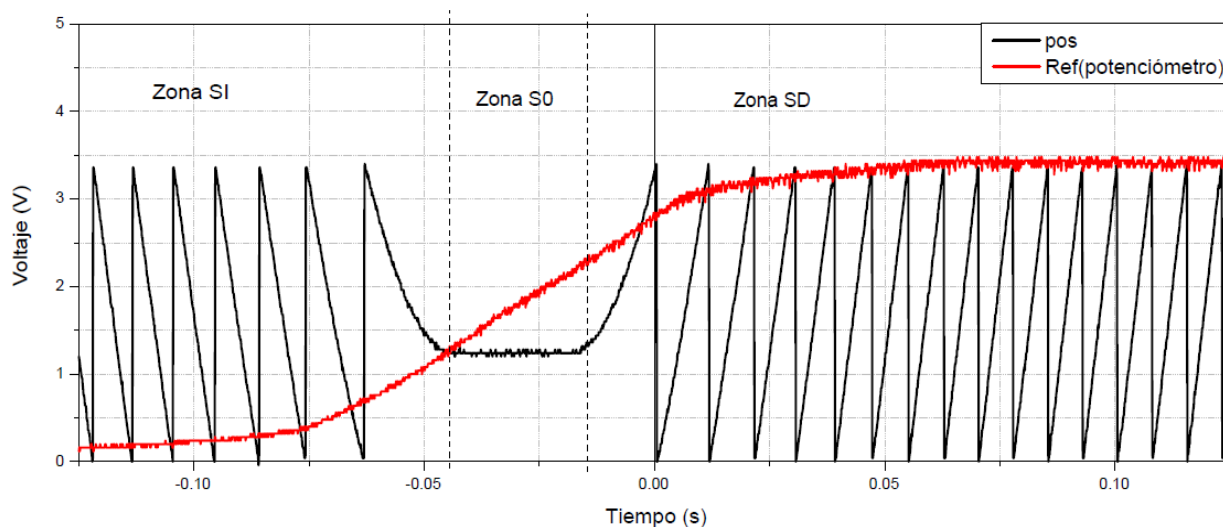


Figura 5.8 Comparación de la variación de la señal de referencia proporcionada por el potenciómetro y la variable pos obtenida con la ec. 4.7.

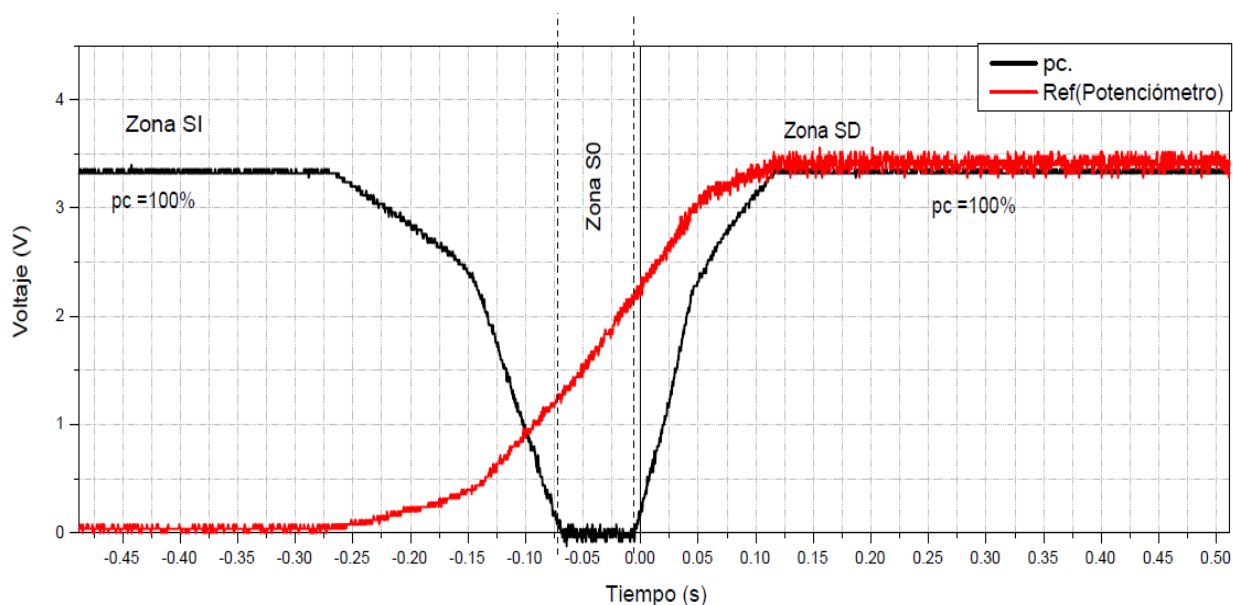


Figura 5.9 Comparación de la variable pc obtenida con la ecuación 4.2 y la señal de referencia proporcionada por el potenciómetro.

La figura 5.10 muestra un oscilograma de las variables seno y coseno calculadas a la variable pos mostrada en la figura 5.8 implementando el algoritmo de la pág. 98 en el DSC y realizando una variación de la referencia proporcionada por el potenciómetro del hardware. La figura 5.11 muestra un oscilograma donde se compara la variable seno, la variable pc y la referencia.

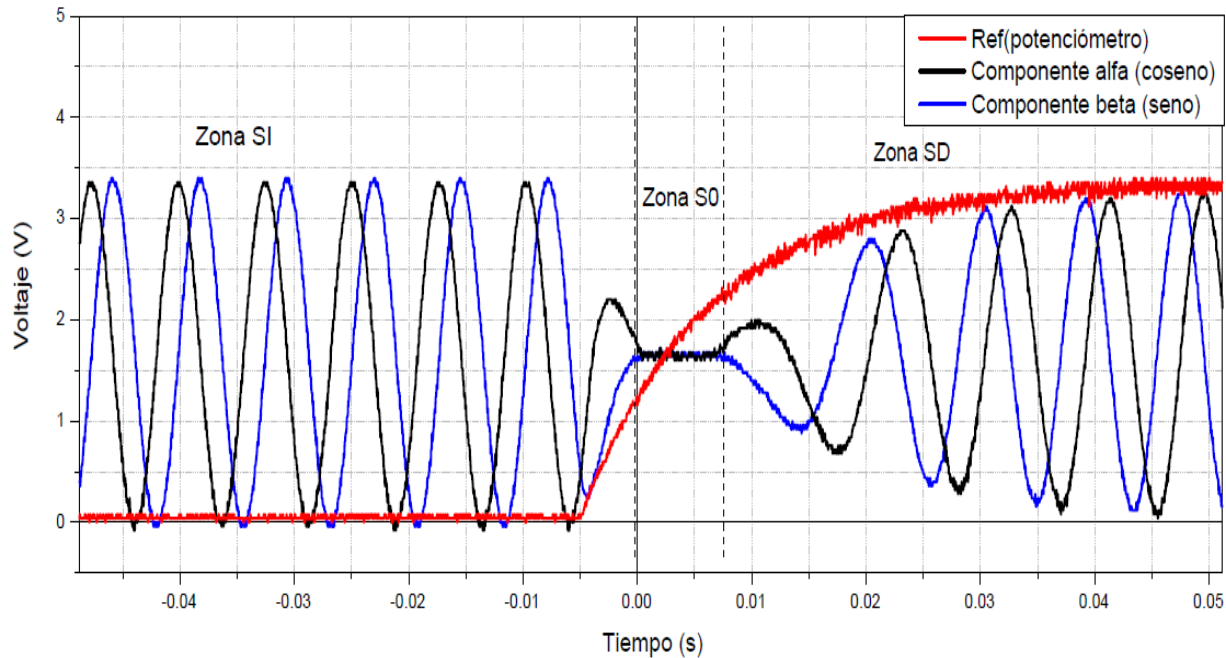


Figura 5.10 Respuesta del algoritmo de la pág. 98 a una variación de la señal de medición (variables alfa-beta del vector de voltaje en el control escalar).

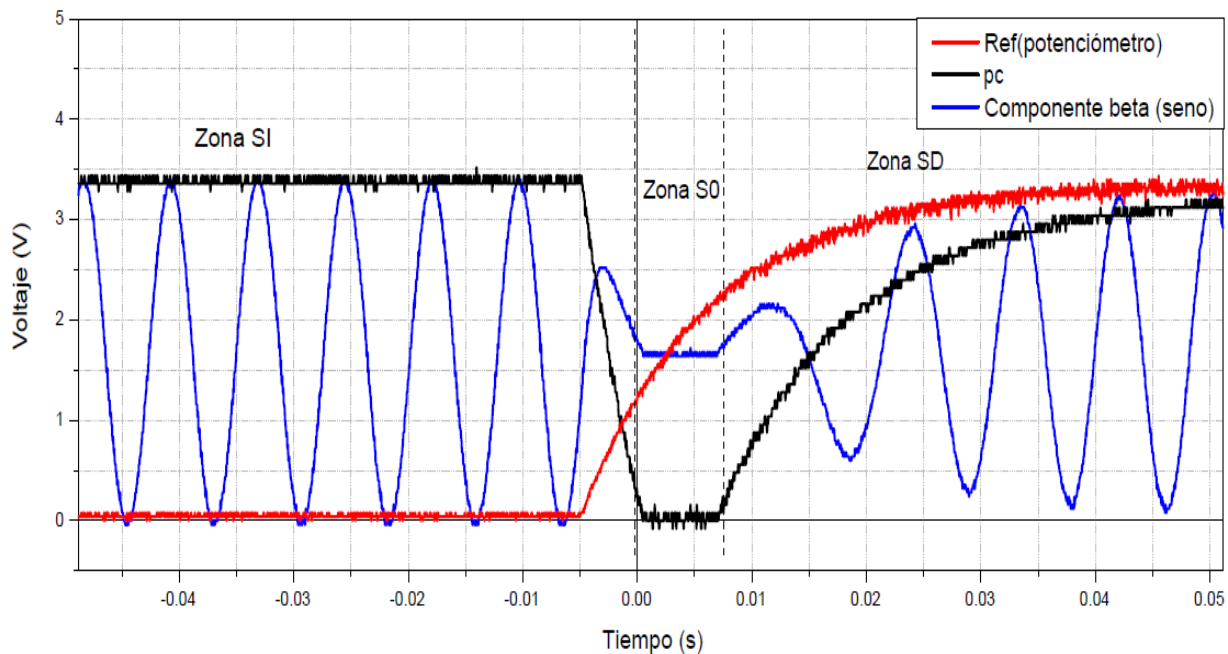


Figura 5.11 Comparación de la componente beta, la magnitud del vector de voltaje y la variación de la señal de referencia proporcionada por el potenciómetro.

La figura 5.12 muestra un oscilograma de los ciclos de trabajo calculados por el bean MC_SpaceVectorMod del procesador experto para las fases A y C y la variación de la referencia que ocasiona los ciclos de trabajo mostrados.

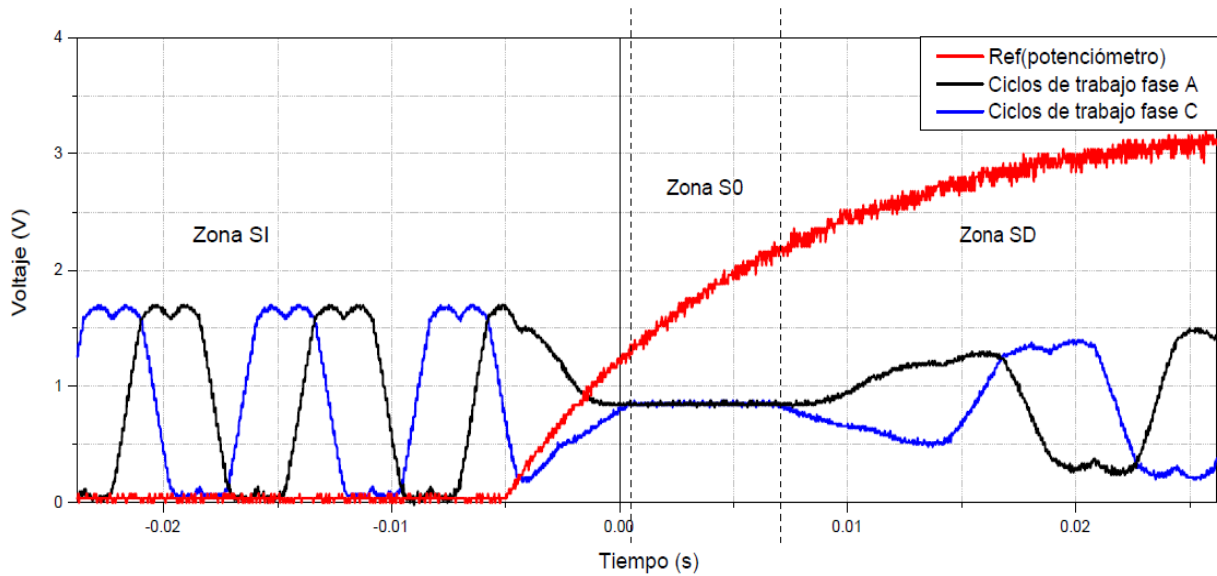


Figura 5.12 Respuesta del bean MC_SpaceVectorMod y la variación de la señal de referencia.

Al realizar la implementación del control escalar para accionar a la MSIPS se observó que presenta inestabilidad en su operación como se reportó en la sección 2.4.1, específicamente se presentó deslizamiento de polos lo cual se puede observar en el oscilograma de la figura 5.13 donde se presenta la señal de corriente de la fase A acondicionada y además se compara con la señal muestreada por el ADC del DSC.

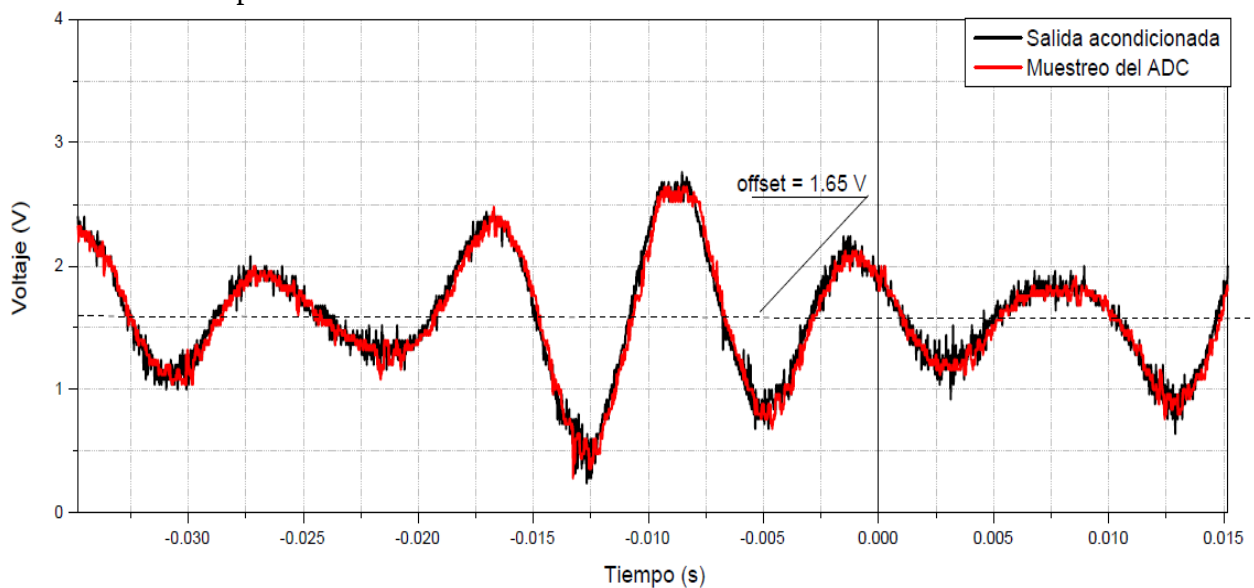


Figura 5.13 Señal de salida del circuito acondicionador del sensor de corriente y señal muestreada por el ADC cada 100 μ s.

5.3 RESULTADOS EXPERIMENTALES DE LA IMPLEMENTACIÓN DE UN CONTROL DE VELOCIDAD POR CAMPO ORIENTADO CON SENSOR DE POSICIÓN.

En esta sección se presentan los resultados experimentales obtenidos de la implementación del control de velocidad por campo orientado con sensor de posición. En la figura 5.14 se muestra la respuesta de velocidad de la MSIPS a un perfil de velocidad de referencia que se programó en el DSC con una duración aproximada de 170 segundos donde se contempló una inversión de giro de la máquina.

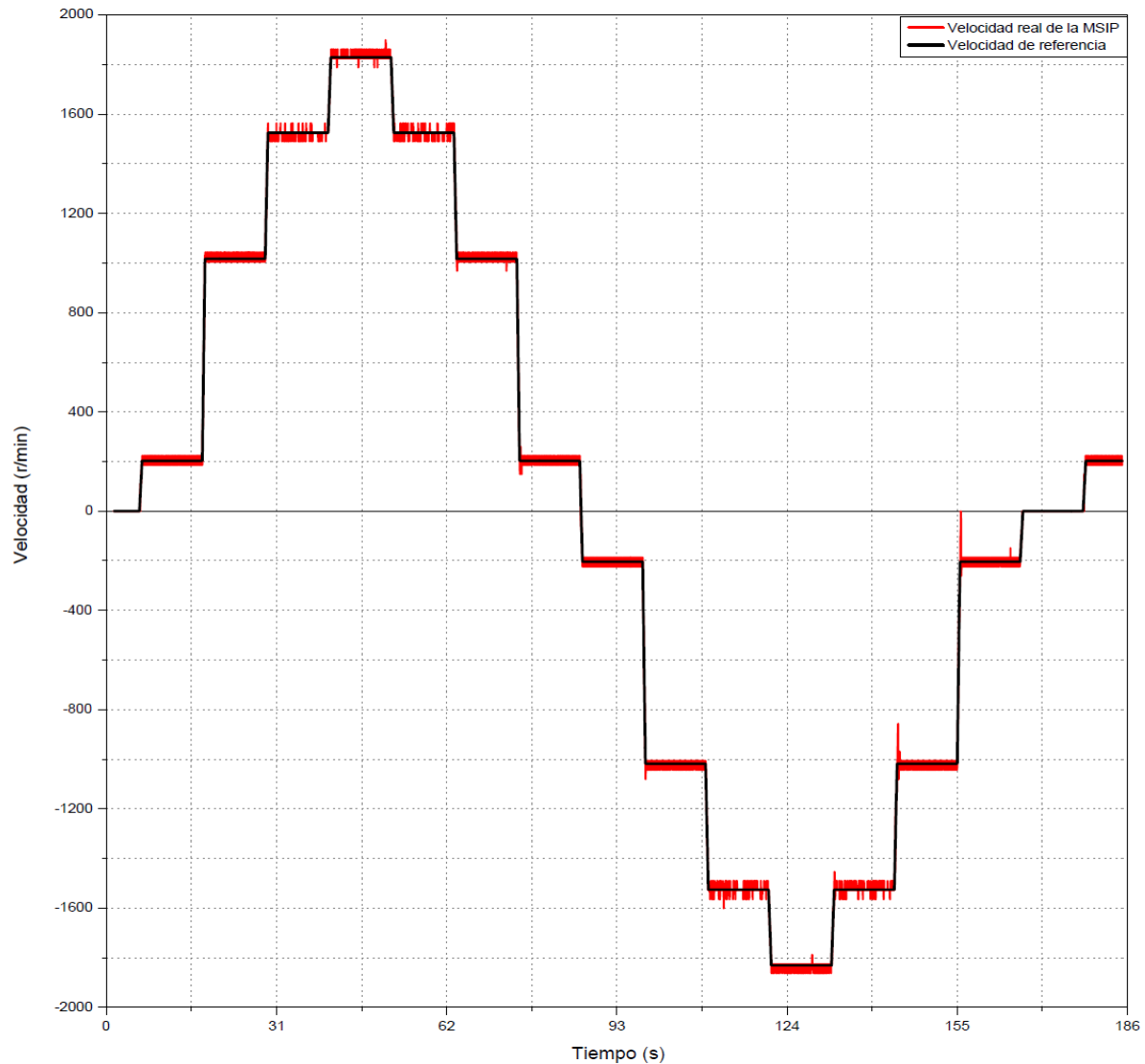


Figura 5.14 Respuesta de velocidad de la MSIPS a variaciones de la velocidad de referencia cada 10 segundos con una pendiente de 0.5 segundos.

En la figura 5.15 se muestran las componentes en el eje d y en el eje q de la corriente en el estator de la MSIPS para el perfil de velocidad de la figura 5.14, la prueba fue hecha con par de carga cero por lo que la componente en el eje q (componente de par según la ecuación 2.15)

se encuentra en cero y ya que el control se opera en la región de flujo constante la referencia de corriente en el eje d se selecciona a cero.

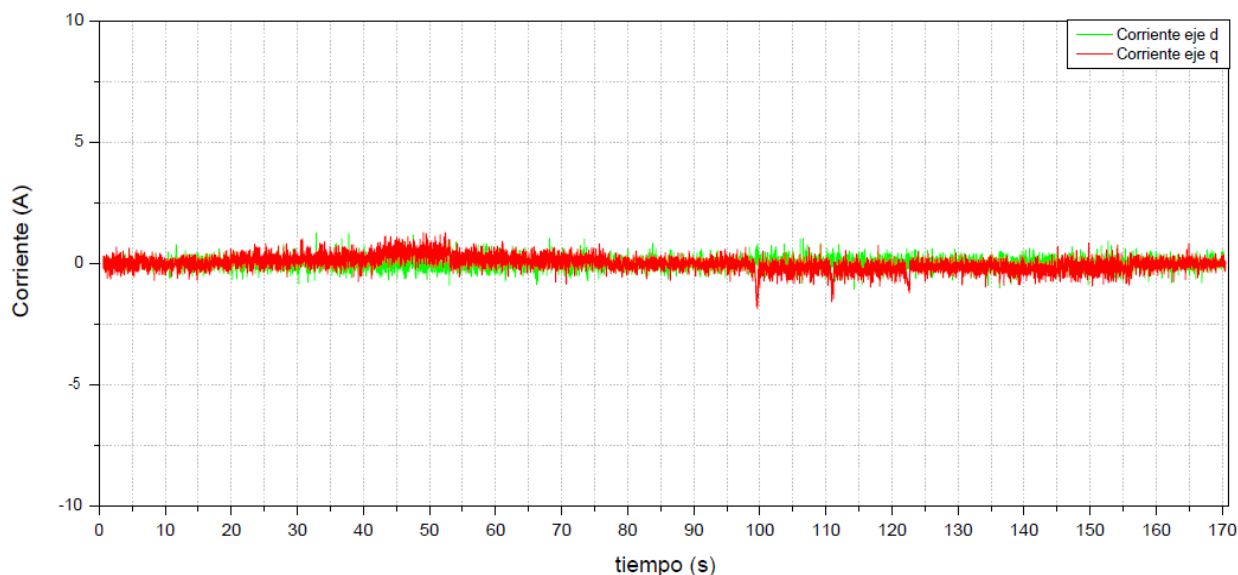


Figura 5.15 Corrientes en el marco de referencia dq de la MSIPS para el perfil de velocidad de la figura 5.14.

En la figura 5.16 se muestran las componentes en el eje d y en el eje q de la corriente en el estator de la MSIPS para el perfil de velocidad de la figura 5.14.

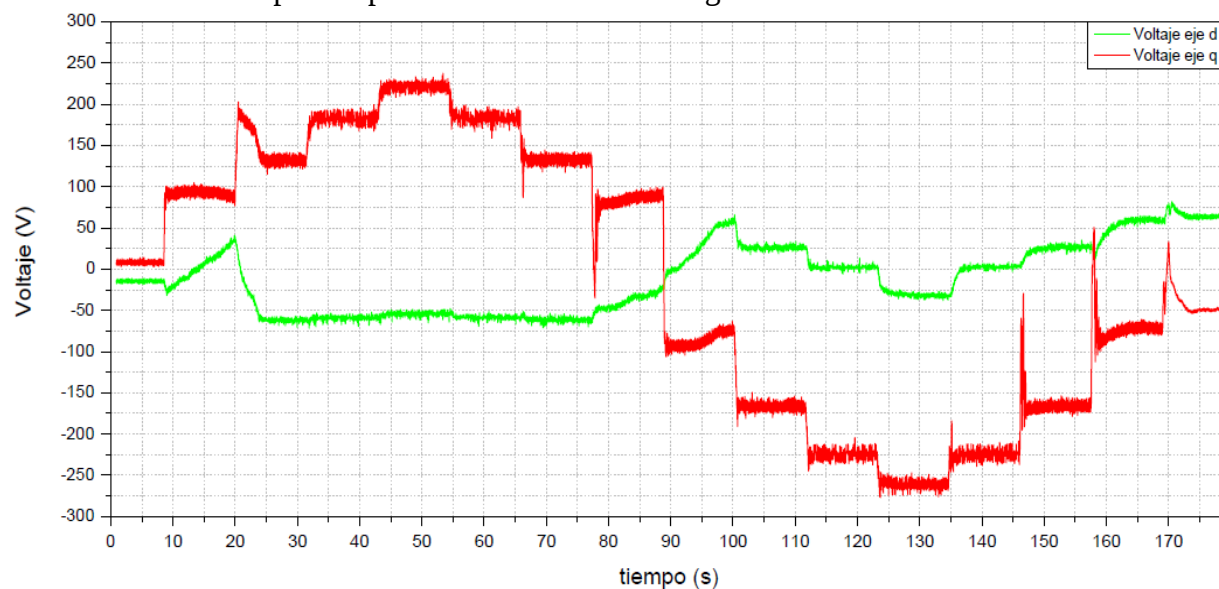


Figura 5.16 Voltajes en el marco de referencia dq de la MSIPS para el perfil de velocidad de la figura 5.14.

Otro resultado importante de la implementación del control de velocidad con sensor de posición es poder variar la referencia desde una señal externa (potenciómetro de la sección 4.3.4) donde el usuario decide el estado de velocidad en la máquina, en la figura 5.17 se muestra el resultado de variar la referencia de velocidad de la máquina a partir de un potenciómetro (control dinámico), y se puede observar que la máquina sigue la referencia.

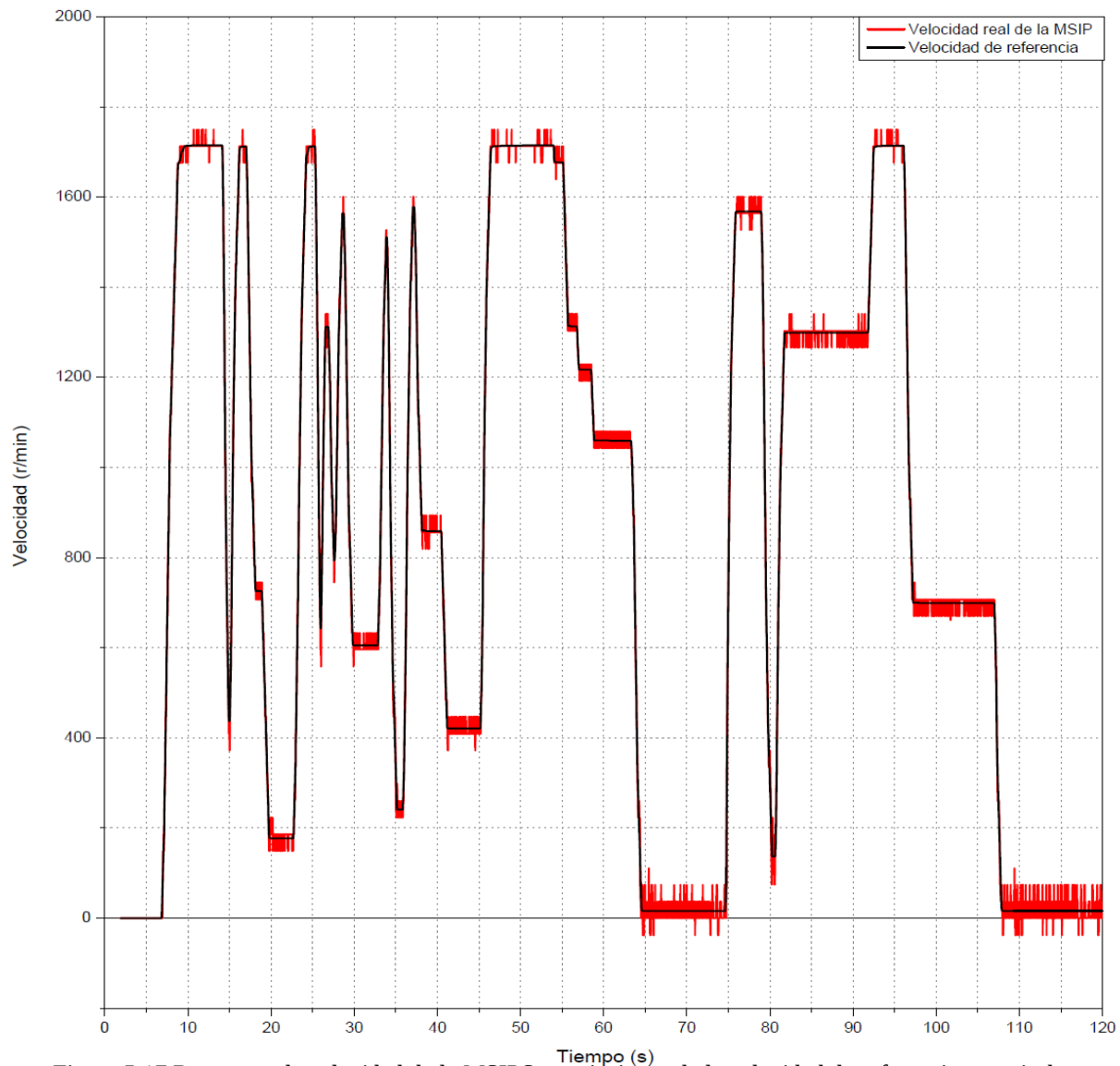


Figura 5.17 Respuesta de velocidad de la MSIPS a variaciones de la velocidad de referencia a partir de un potenciómetro por un tiempo de 120 segundos.

En la figura 5.18 se muestra la prueba realizada al control aplicando par de carga a la MSIPS, en la gráfica de velocidades se pueden apreciar los transitorios en cada cambio del par de carga de 0 al 100%, es decir se aplica el par nominal de la máquina como carga, en la gráfica de corrientes se puede apreciar que la componente de corriente en el eje d permanece en cero indicando que se trata de un control que opera en la región de flujo constante, y al final se muestra la gráfica de los voltajes aplicados al estator en el marco dq.

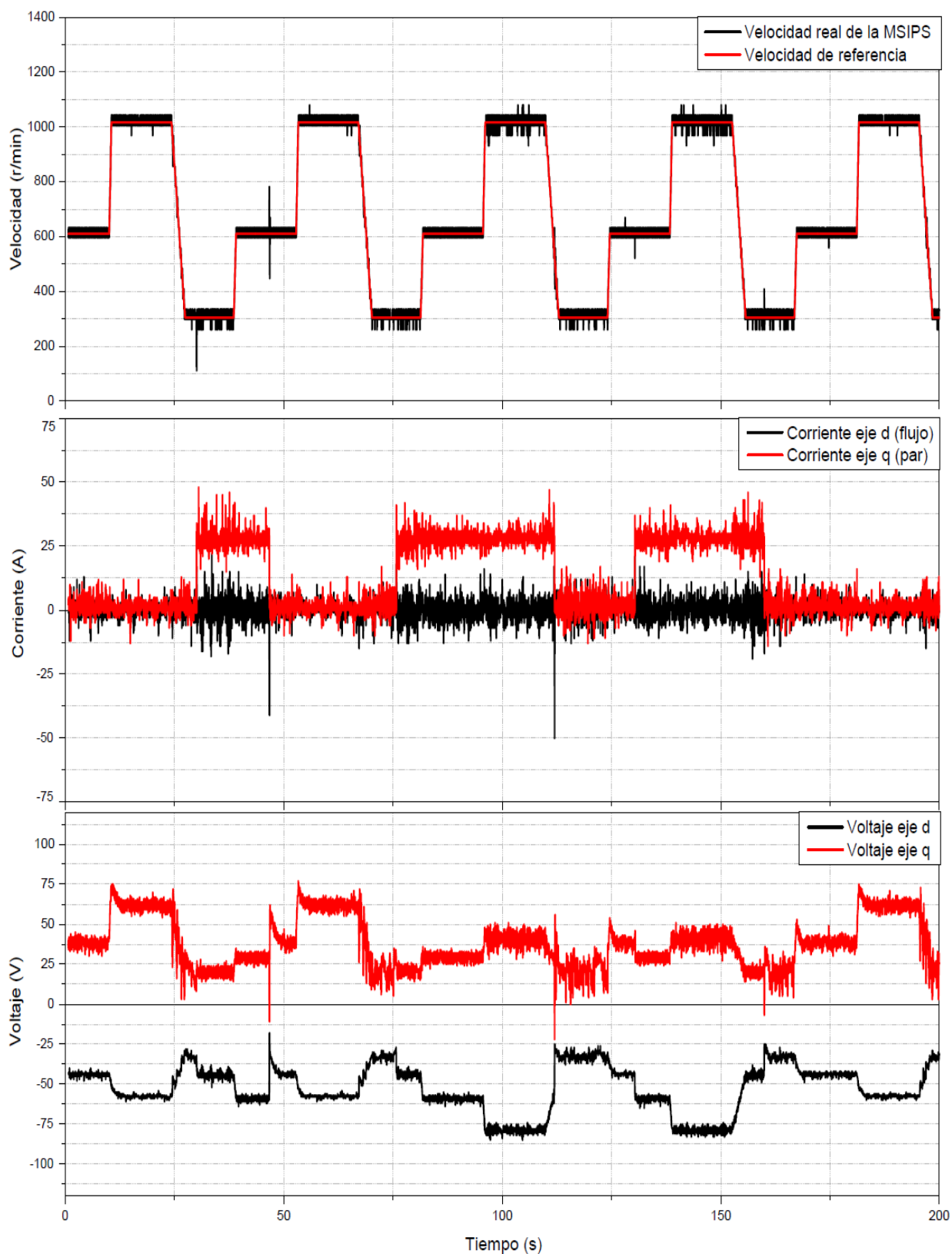


Figura 5.18 Respuesta de velocidad, corriente y voltaje en la MSIPS a variaciones de la velocidad de referencia mediante un perfil de velocidad programado en el DSC.

5.4 RESULTADOS EXPERIMENTALES DEL ESTIMADOR DE VELOCIDAD PARA UNA MSIPS.

En esta sección se presentan los resultados de la estimación de velocidad realizada en el control de velocidad con sensor de posición implementado en la sección 5.3, es importante mencionar que el algoritmo de estimación no pudo ser probado completamente ya que el DSC carece de la velocidad necesaria para realizar dichos cálculos, a la frecuencia de conmutación del inversor (10 kHz), se realizaron únicamente dos pruebas de estimación con los algoritmos uno y dos descritos en [41] para el cálculo de los flujos $\alpha\beta$ de la MSIPS.

La figura 5.19 muestra los resultados de la estimación de velocidad realizada, sin embargo debido a los problemas de tiempo para la realización de los cálculos se omitió la determinación del ángulo de carga de la máquina por lo que los resultados obtenidos solo son correctos en condiciones de estado estable, para realizar la estimación de la figura 5.19 se implementó el algoritmo de integración uno descrito en [41].

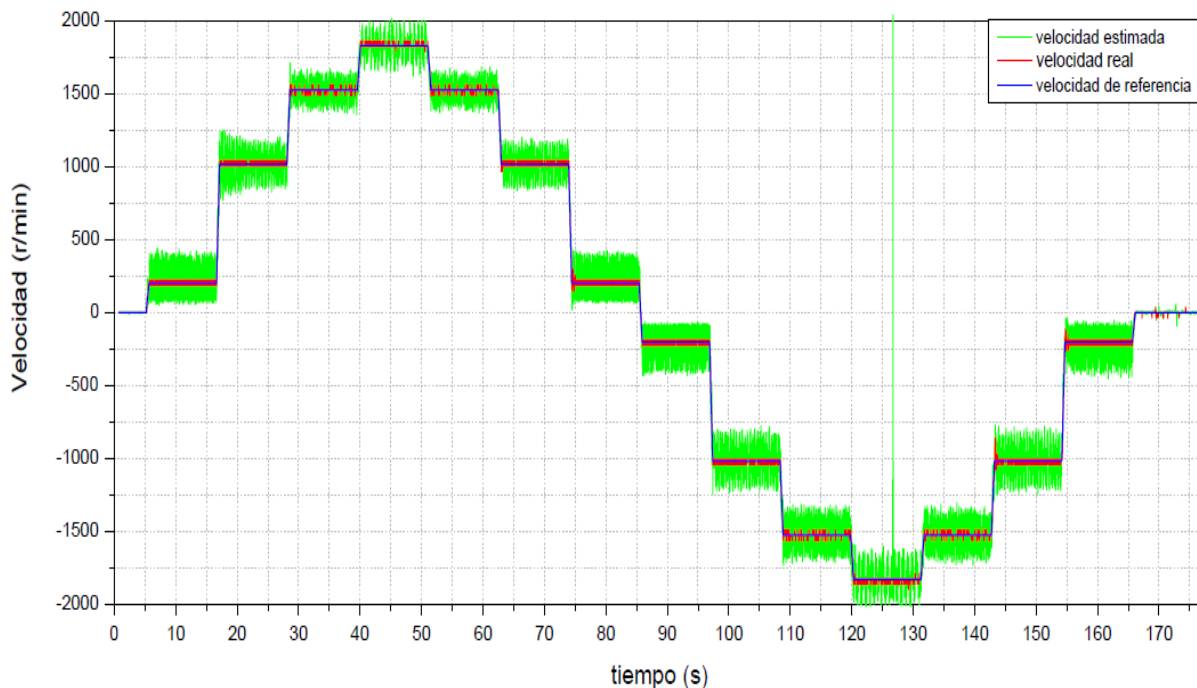


Figura 5.19 Resultados experimentales de la estimación de velocidad de la MSIPS con variaciones de la velocidad de referencia cada 10 segundos con una pendiente de 0.5 segundos, obtenidas de la implementación del algoritmo uno descrito en [41].

La figura 5.20 muestra los resultados de la estimación de velocidad realizada cuando se usa una frecuencia de conmutación de 4 kHz con el propósito de incrementar el tiempo de cálculo y poder de esta forma ejecutar completamente el código en el DSC, se observa un incremento en las oscilaciones de la velocidad real de la máquina ya que el control fue diseñado para funcionar a una frecuencia de 10 kHz motivo por el cual la prueba se realizó a baja velocidad, sin embargo la estimación de velocidad resulta ser mejor ya que se implementó el algoritmo de integración dos descrito en [41] cuyo diagrama de bloques se muestra en la figura 4.42.

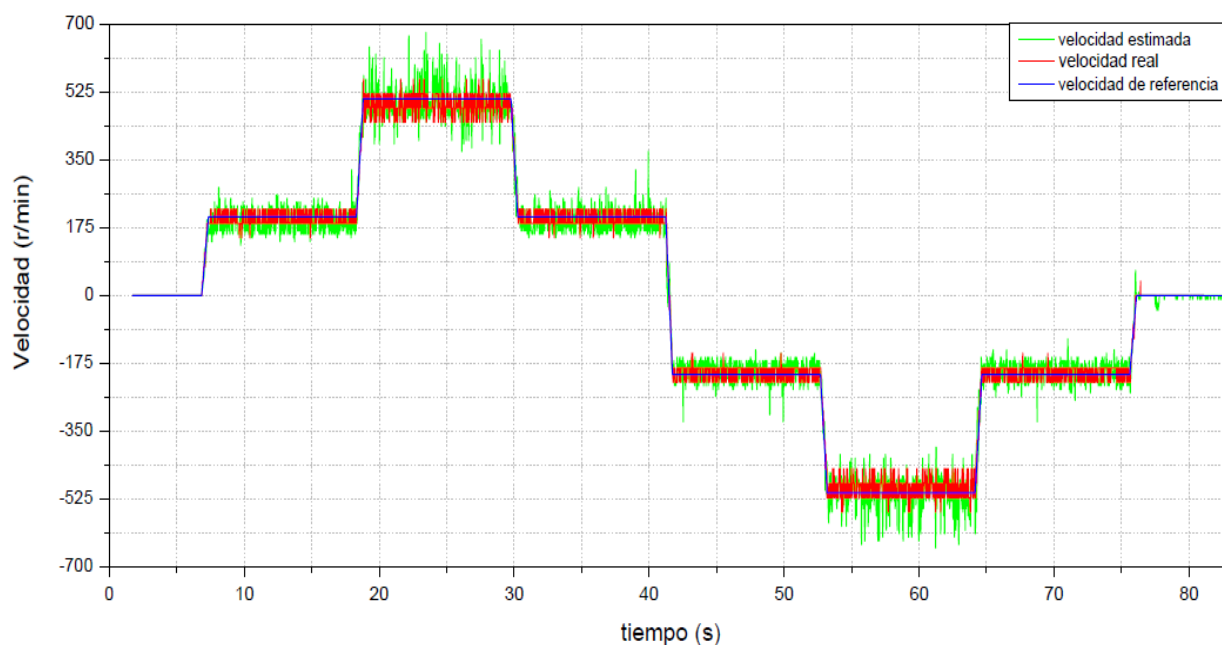


Figura 5.20 Resultados experimentales de la estimación de velocidad de la MSIPS con variaciones de la velocidad de referencia cada 10 segundos con una pendiente de 0.5 segundos obtenida de la implementación del algoritmo dos descrito en [41].

El rizo que se observa en la velocidad estimada es incrementado por las oscilaciones que presenta el control de velocidad que se diseñó.

Se puede observar que la estimación de velocidad realizada por el algoritmo dos de [41] mejora considerablemente lo que sustenta la posibilidad de eliminar el uso del sensor de posición en la flecha de la máquina del prototipo experimental, es decir, cerrar el lazo de control con la posición y velocidad estimada resultantes del algoritmo de estimación, con la finalidad de implementar un control de velocidad por campo orientado sin sensor de posición.

6. CONCLUSIONES Y RECOMENDACIONES.

En este capítulo se mencionan las conclusiones obtenidas al implementar un control de velocidad por campo orientado con sensor de posición y al valorar el algoritmo de estimación de velocidad con el propósito de realizar un control sin sensor de posición en trabajos futuros, se mencionan los puntos que aún quedaron pendientes y se proponen algunas opciones de solución, se mencionan las aportaciones obtenidas como subproductos del cumplimiento del objetivo y algunas de las ponencias realizadas en congresos durante el desarrollo de este trabajo de tesis.

6.1 CONCLUSIONES.

1. Se logró el cumplimiento del objetivo de la tesis definido en la sección 1.3 ya que se realizó el modelado y simulación del sistema utilizado para la implementación (capítulo II y capítulo III), se realizó el diseño y montaje de las diferentes partes del accionamiento (capítulo IV), se realizaron las pruebas experimentales que validan el desempeño estático y dinámico del accionamiento, además de valorarse experimentalmente el uso de un estimador de velocidad para eliminar el uso del sensor de posición en el control (capítulo V).
 2. La utilización del modelo promedio del inversor fuente de voltaje permitió considerar únicamente la componente fundamental de los voltajes y corrientes eliminando los armónicos debido a la conmutación de los interruptores, de esta forma se logró acelerar la ejecución de la simulación y se pudo simular mayores tiempos.
 3. Durante la simulación del sistema de control vectorial de la MSIPS, la respuesta del control ante variaciones muy grandes de la señal de referencia de velocidad o del par de carga, se observaron sobretiros de corrientes y voltajes que sobre pasan considerablemente los valores nominales, por lo que fue necesario saturar los controladores de corriente y velocidad para limitar los valores de estas variables a sus valores nominales.
 4. La saturación que se colocó a la salida de los controladores de corriente y velocidad con la finalidad de limitar la respuesta de cada uno de ellos a los valores nominales provocó el surgimiento de un efecto indeseable en la parte integral del controlador debido a un alto valor de la señal de error llamado “Windup”. Para compensar este efecto se utilizó un algoritmo “anti Windup” con el cual se logró un resultado satisfactorio.
 5. El programa de simulación en MATLAB/SIMULINK se realizó considerando estrictamente el sistema de control que se utilizaría para la implementación en el laboratorio; para esto se tuvo en cuenta las características del equipamiento y la máquina que se utilizaría.
-

6. Los circuitos que se diseñaron y montaron para el acondicionamiento de las señales de error del inversor, las señales PWM del DSC, las señales de corriente de línea de la máquina y el voltaje del bus de CD del inversor obtenidas mediante sensores de efecto Hall; así como el circuito de acondicionamiento de las señales del encoder de la máquina, demostraron mediante pruebas experimentales que trabajaron correctamente y permitieron continuar con el trabajo experimental.
 7. El uso de una fuente de CD de 300V/17A autoprotegida para la alimentación del bus de CD permitió incrementar la seguridad durante el trabajo experimental, evitando que las sobre corrientes que pudieran surgir dañaran los equipos y/o al personal.
 8. Se diseñó una etapa de protección para la fuente de CD, la cual operó en varias ocasiones durante las pruebas en el laboratorio, para evitar que una posible regeneración por parte de la MSIPS hacia el bus de CD dañara la fuente.
 9. Para reducir el tiempo de ejecución del programa en el DSC parte de los algoritmos programados se hicieron mediante tablas, en lugar de utilizar instrucciones de decisión (if-else). Esto permitió utilizar una frecuencia PWM de 10kHz en el sistema en lazo cerrado con sensor de posición.
 10. La implementación de un control escalar no resultó satisfactoria ya que se presentaban deslizamientos de los polos en la máquina lo que provocaba altas corrientes generándose de esta forma mayores EMI, lo que afectó la realización de las mediciones y el funcionamiento del controlador. Para reducir el efecto perjudicial de las EMI se construyó una jaula de Faraday para el inversor.
 11. Para iniciar el control de la máquina en lazo cerrado es necesario colocar el rotor de la misma en su posición inicial como se hizo en simulación.
 12. Para controlar la referencia de velocidad mediante el potenciómetro del hardware fue necesario pasar la medición del ADC por un filtro pasa bajas con la finalidad de disminuir las variaciones de la señal de referencia.
 13. Se hicieron pruebas con carga de la MSIPS utilizando un electrodinamómetro, en el cual se utilizó otra MSIPS idéntica a la usada en el control acoplada mecánicamente a esta por su flecha.
 14. Durante las pruebas de control de velocidad por campo orientado se observó que la velocidad real de la máquina presentaba oscilaciones alrededor del valor de referencia, esto se debe a la discretización del control o a la diferencia de los valores de offset de los sensores de corriente y el error que pueda introducir el ADC.
 15. Al programar el algoritmo para eliminar el sensor de posición e implementar el control por campo orientado de la MSIPS sin sensor, se observó un incremento considerable en el tiempo de ejecución del programa, lo cual no permitió ejecutar todo el código durante un periodo de 100us. La disminución de la frecuencia de conmutación con el objetivo de incrementar el periodo de cálculo no es deseable debido al incremento de los armónicos y del ruido acústico.
 16. Se probaron dos algoritmos de integración para determinar los flujos de la MSIPS necesarios para realizar la estimación de la velocidad del rotor de la máquina,
-

observándose que con el segundo de ellos (ver figura 5.20) se obtiene un mejor resultado de estimación.

17. El algoritmo de estimación de velocidad que se implementó funcionó correctamente de acuerdo a las condiciones de prueba experimental (figura 5.19 y 5.20) lo que sustenta la posibilidad de implementar un control de velocidad por campo orientado sin sensor de posición.
18. Debido a que la comunicación que se realiza entre la PC y el DSC es serial, existe un error de visualización de las variables de la máquina, por lo cual no fue posible ver con precisión los transitorios en las variables de velocidad, corrientes y voltajes.

6.2 RECOMENDACIONES.

1. En simulación utilizar alguna técnica de modulación en el control y considerar los efectos de la conmutación de los interruptores del inversor, para aproximar aún más a la realidad el comportamiento del sistema en simulación.
2. Probar algoritmos Anti Windup más complejos y que presenten mayores ventajas para la respuesta del control de la máquina.
3. Hacer el diseño de la interfaz que se construyó en circuito impreso.
4. Hacer el diseño de los disipadores para los diodos utilizados en la protección de la fuente de CD.
5. Desarrollar el algoritmo de estimación de la posición inicial del rotor de la MSIPS para poder iniciar el control de forma automática.
6. Redimensionar las variables de velocidad en el software desarrollado para poder alcanzar la velocidad nominal de la máquina ya que cuando se realizó el diseño del código de control quedó limitada a 1800 r/min cuando la referencia se ingresa desde el software o a 1687 r/min cuando la referencia se toma del potenciómetro de la interfaz.
7. Para corregir las oscilaciones de velocidad que presenta el control es necesario realizar dos acciones, la primera es hacer que las ganancias proporcional e integral del controlador tiendan a cero conforme el error de velocidad disminuye, es decir conforme se alcanza la referencia y la segunda es corregir la diferencia existente entre los valores de offset en las señales de los sensores de corriente para poder determinar correctamente su valor digital y poder eliminarlo con mayor precisión en el código.
8. Implementar el algoritmo de control por campo orientado sin sensor de posición utilizando un DSC con una velocidad de cálculo de 120 MIPS, utilizando el programa desarrollado en esta tesis.
9. Verificar que sea posible utilizar el DSC MC56F8357 de 60 MIPS para implementar el control por campo orientado sin sensor de posición modificando el programa desarrollado en esta tesis de tal forma que se elimine el uso de los beans y modificando las partes de la programación que sean posibles de tal forma que solo se utilicen tablas de búsqueda como se realizó para el algoritmo de cálculo del seno y coseno.

10. Probar otros algoritmos de integración para la determinación de los flujos de la MSIPS con la finalidad de mejorar la estimación de velocidad.
11. Para lograr una visualización correcta de las variables del programa en los transitorios es recomendable utilizar controladores que cuenten con convertidores de señales digitales a señales analógicas.

6.3 APORTACIONES.

1. El programa desarrollado en simulación el cual fue diseñado estrictamente con los parámetros del sistema con el que se realizó la implementación.
2. El sistema experimental que se ensambló en el laboratorio y los algoritmos de control para el DSC, que en conjunto constituyen el prototipo desarrollado para el control vectorial de la velocidad de una MSIPS.

6.5 PONENCIAS EN CONGRESOS.

- [1] P.C. Castellanos Morales, E. Peralta Sánchez, J.J. Rodríguez Rivas, "*Control del Motor de Imanes Permanentes sin Sensor de Posición*", XII Congreso Nacional de Ingeniería Electromecánica y de Sistemas, CNIES XII, México D.F. 2010.
 - [2] P.C. Castellanos Morales, E. Peralta Sánchez, J.J. Rodríguez Rivas, "*Control del Motor de Imanes Permanentes sin Sensor de Posición*", Vigésima Tercera Reunión de Verano de Potencia, Aplicaciones Industriales y Exposición Industrial, RVP-AI 2010, Acapulco, Gro. 2010.
-

REFERENCIAS.

- [1] Li Liu, Wenxin Liu and David A. Cartes, "*Permanent Magnet Synchronous Motor Parameter Identification using Particle Swarm Optimization*", International Journal of Computational Intelligence Research ISSN 0973-1873, Vol. 4, No. 2, pp. 211-218, 2008.
 - [2] R. Wu and G. R. Slemon, "*A permanent magnet motor drive without a shaft sensor*", *Industry Applications, IEEE Transactions on*, vol. 27, pp. 1005-1011, 1991.
 - [3] 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*", *Power Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 18, pp. 1376-1383, 2003
 - [4] D. Montesinos, S. Galceran, F. Blaabjerg, A. A.-S. Sudria, A., and O. A.-G. Gomis, O., "*Sensorless control of PM synchronous motors and brushless DC motors - an overview and evaluation*", presented at Power Electronics and Applications, 2005 European Conference on, 2005.
 - [5] M. F. Rahman, L. Zhong, M. E. Haque, and M. A. A.-R. Rahman, M.A., "*A direct torque-controlled interior permanent-magnet synchronous motor drive without a speed sensor*", *Energy Conversion, IEEE Transaction on*, vol. 18, pp. 17-22, 2003.
 - [6] R. Raute, C. Caruana, C. S. Staines, J. Cilia, M. Sumner, and G. Asher, "*Operation of a sensorless PMSM drive without additional test signal injection*", presented at Power Electronics, Machines and Drives, 2008. PEMD 2008. 4th IET Conference on, 2008.
 - [7] L. Zhong, M. F. Rahman, W. Y. Hu, and K. W. A.-L. 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.
 - [8] L. Zhong, M. F. Rahman, W. Y. Hu, K. W. A.-L. Lim, K.W., and M. A. A.-R. Rahman, M.A., "*A direct torque controller for permanent magnet synchronous motor drives*", *Energy Conversion, IEEE Transaction on*, vol. 14, pp. 637-642, 1999.
 - [9] T. Sebastian, G. Slemon, and M. Rahman, "*Modeling of Permanent Magnet Synchronous Motors*", *Magnetics, IEEE Transaction on*, vol 22, pp. 1069-1071, 1986.
 - [10] P. Pillay and R. Krishnan, "*Modeling of Permanent Magnent Motor Drives*", *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, vol. IA-22, pp. 738-746, 1988.
 - [11] P. Pillay and R. Krishnan, "*Modeling, Simulation and analisys of Permanent Magnent Motor Drives. Part I: The Permanent Magnet Synchronous Motor Drive*", *Industry Applications, IEEE Transactions on*, vol. 25, pp. 265-273, 1989.
-

- [12] A. H. Wijenayake and P. B. Schmidt, *"Modeling and analysis of permanent magnet synchronous motor by taking saturation and core loss into account"*, 1997
 - [13] B. K. Bose, *"Modern power electronics and AC drives"*, Prentice Hall, 2002
 - [14] B. Cui, J. Zhou, and Z. Ren, *"Modeling and simulation of permanent magnet synchronous motor drives"*, 2001.
 - [15] X. Xi, Z. Meng, and L. Yongdong, *"A Novel Sensor-less Direct Torque Control for PMSM Based Extended Kalman Filter"*, presented at Industrial Electronics, 2007. ISIE 2007. IEEE International Symposium on, 2007.
 - [16] F. Zhou, J. Yang, and B. Li, *"A Novel Speed Observer Based on Parameter-optimized MRAS for PMSMs"*, presented at Networking, Sensing and Control, 2008. ICNSC 2008. IEEE International Conference on, 2008.
 - [17] R. B. Sepe and J. H. Lang, *"Real-time observer-based (adaptive) control of a permanent-magnet synchronous motor without mechanical sensors"*, *Industry Applications, IEEE Transactions on*, vol. 28, pp. 1345-1352, 1992.
 - [18] R. Dhaouadi, N. Mohan, and L. Norum, *"Design and implementation of an extended Kalman filter for the state estimation of a permanent magnet synchronous motor"*, *Power Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 6, pp. 491-497, 1991.
 - [19] Pedro Ponce Cruz, *"Simulación Digital del Control Vectorial de Velocidad de un Motor de Inducción"*, IPN, SEPI-ESIME, (Escuela Superior de Ingeniería Eléctrica y Mecánica). 1998.
 - [20] Brahim Elfilali, *"Utilización del Filtro de Kalman como Estimador de la Velocidad en el Control Vectorial de Motores de inducción"*, IPN, SEPI-ESIME, (Escuela Superior de Ingeniería Eléctrica y Mecánica). 2001.
 - [21] 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"*, IPN, SEPI-ESIME, (Escuela Superior de Ingeniería Eléctrica y Mecánica). 2003.
 - [22] José Antonio Sixto Berrocal, *"Control Vectorial Del Motor de Inducción en Bajas Velocidades"*, IPN, SEPI-ESIME, (Escuela Superior de Ingeniería Eléctrica y Mecánica). 2004.
 - [23] Duane C. Hanselman, *"Brushless Permanent-Magnet Motor Design"*, McGraw-Hill, Inc. 1994.
 - [24] R. Krishnan, *"Electric Motor Drives Modeling, Analysis and Control"*. Pearson Education 2001.
-

-
- [25] Asurvey Giuseppe S. Buja, Marian P. Kazmierkowski, "Direct Torque Control of PWM Inverter - Fed AC Motors", *Industry Electric, IEEE Transactions on*, vol. 51, No. 4, august 2004.
- [26] I. Takahashi and T. Noguchi, "A new Quick - response and High-efficiency Control Strategy of an Induction Motor", *Industry Applications, IEEE Transactions on*, vol. IA.-22, No. 5, pp. 820-827, 1986 .
- [27] Ned Mohan, "Electric Drives an Integrative Approach", Mnpere, 2003.
- [28] Z. Mihailovic, H. V. Prasad, D. Borojevic, "Computer Modeling and Analysis of VSI Fed Permanent Magnet Synchronous Motor Drive Systems with Adjustable Levels of Complexity", *applied Power Electronics Conference and Exposition, 1997, APEC'97 Conference Proceedings 1997, Twelfth Annual*, Vol. 2, 10.1109/apec.1997.575723, pp. 728-735, 1997.
- [29] Iván Ignacio Juárez Hernández, "Simulación de un sistema de Recuperación de Energía Basado en Supercapacitores con Aplicación en Tracción Eléctrica", IPN, SEPI-ESIME, (Escuela Superior de Ingeniería Eléctrica y Mecánica). 2001.
- [30] J. Espina, A. Arias, C. Ortega, "Speed Anti-Windup PI strategies review for Field Oriented Control of Permanent Magnet Synchronous Machines", *Compatibility and Power Electronics, 2009.CPE'09*, 10.1109/CPE.2009.5156047, Vol. 20, pp. 279, 2009
- [31] D. Montesinos, S. Galceran, A. sudria, O. Gomis, "Low Cost Sensorless Control of Permanent Magnet Motor. An Overview and Evaluation", *Electric Machines and Drives, 2005 IEEE International Conference on*, 10.1109/IEMDC.2005.195946, pp. 1681-1688, 2005.
- [32] M. N. Marwali and A.Keyhani, "A comparative study of rotor flux based MRAS and back EMF based MRAS speed estimators for speed sensorless vector control of induction machines", in *Proc. IEEE Ind. Applicat. Soc. Annu. Meeting*, vol. 1, pp. 160–166, 1997.
- [33] 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.
- [34] TECHNICAL MANUAL FOR 2U GENESYS™ 5kW Programmable DC Power Supplies, Document: 83-515-000 Rev B. Web: www.US.TDK-Lambda.com/HP.
- [35] LEM, Datasheet Current Transducers HAC 100 ... 800-S.
- [36] PP75T120, POWEREX, POW-R-PAK™ 75A/1200V, 3 phase IGBT Assembly.
-

- [37] 56F8357 *Evaluation Module User Manual*, MC56F8357EVMUM Rev. 1, 08/2004, Web: freescale.com.
 - [38] 56F8357/56F8157 *Data Sheet Preliminary Technical Data MC56F8357* Rev. 15, 01/2007, Web: freescale.com
 - [39] Charlie Wu, "*Design of a PMSM Servo System Using the 56F8357 Device*", Document Number: AN3301 Rev. 0, 08/2006, Application Note Freescale Semiconductor, Inc. Tempe, Arizona.
 - [40] Ramón Pallas Areny, *Sensores y Acondicionadores de señal*, 3a edición, Alfaomega, 2001.
 - [41] 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.
 - [42] Diego Flores Ocampo, *Técnicas de reducción de ruido en circuitos electrónicos de media y baja frecuencia*, Tecnología Electrónica, 2006
 - [43] David Ocen , "*Thesis DTC implementation*", Stockholm, May 2005.
 - [44] J. Pyrhönen, T. Jokinen, V. Hrabovcová, "*Desing of Rotating Electrical Machines*", 2008 John Wiley & Sons, Ltd, 2008.
-

A1. TRANSFORMACIONES DE CLARK Y PARK.

A1.1 TRANSFORMACION DEL MARCO abc A $\alpha\beta 0$.

En la figura A1 se representan los devanados del estator de forma concentrada lo cual permite observar cada uno de los ejes magnéticos en el marco abc . Para el análisis se definirán variables auxiliares A_i esto con la finalidad de tener ecuaciones generales que puedan ser aplicadas con cualquier tipo de variables que formen un sistema trifásico balanceado.

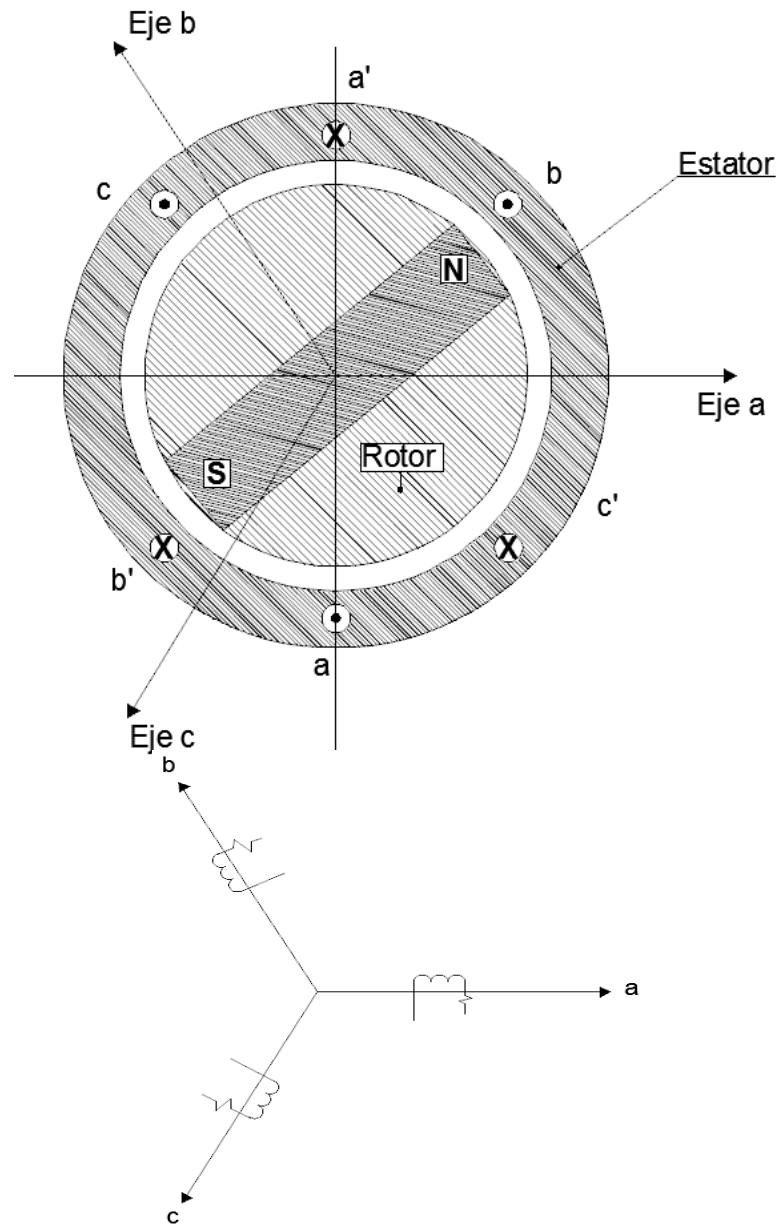


Figura A1 Diagrama de los devanados de una MSIP.

Para llevar a cabo la transformación al marco de referencia estacionario se tomará en cuenta el diagrama vectorial de la figura A2 en la cual se puede apreciar el marco abc y el marco $\alpha\beta 0$, y se realiza la proyección de cada uno de los ejes $\alpha\beta 0$ sobre el marco abc.

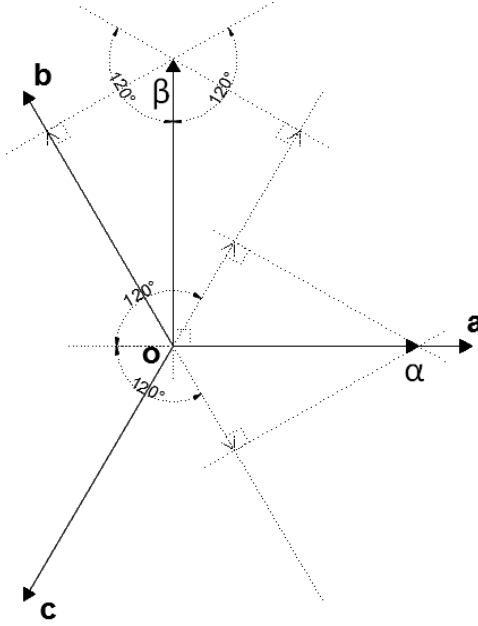


Figura A2 Diagrama vectorial abc >> $\alpha\beta 0$.

Del diagrama se puede apreciar la obtención de cada una de las siguientes ecuaciones:

$$\begin{aligned} A_a &= A_\alpha + A_0 \\ A_b &= A_\alpha \cos \frac{2\pi}{3} + A_\beta \sin \frac{2\pi}{3} + A_0 \\ A_c &= A_\alpha \cos \frac{2\pi}{3} - A_\beta \sin \frac{2\pi}{3} + A_0 \end{aligned}$$

Las cuales pueden representarse en un arreglo matricial como se muestra:

$$\begin{bmatrix} A_a \\ A_b \\ A_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 1 \\ \cos \frac{2\pi}{3} & \sin \frac{2\pi}{3} & 1 \\ \cos \frac{2\pi}{3} & -\sin \frac{2\pi}{3} & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} A_\alpha \\ A_\beta \\ A_0 \end{bmatrix} \Rightarrow \begin{bmatrix} A_a \\ A_b \\ A_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 1 \\ -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} & 1 \\ -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} A_\alpha \\ A_\beta \\ A_0 \end{bmatrix} \quad (\text{A.1})$$

Y obteniendo la inversa de esta transformación se logra el siguiente resultado que es la transformación $abc \rightarrow \alpha\beta 0$.

$$A_{abc} = \mathbf{T} A_{\alpha\beta 0} \Rightarrow A_{\alpha\beta 0} = \mathbf{T}^{-1} A_{abc}$$

Donde $\mathbf{T}$ es la matriz de transformación, es decir:

$$\mathbf{T} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 1 \\ -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} & 1 \\ -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} & 1 \end{bmatrix} \Rightarrow \mathbf{T}^{-1} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix}$$

Por lo cual la transformación buscada (transformación de Clark) es la siguiente:

$$\begin{bmatrix} A_\alpha \\ A_\beta \\ A_0 \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} A_a \\ A_b \\ A_c \end{bmatrix} \quad (\text{A.2})$$

A1.2 TRANSFORMACION DEL MARCO *abc* A *dq0*.

Para realizar esta transformación se empleará la figura A3 donde se puede apreciar los marcos de referencia trifásicos *abc* y síncrono *dq0* y se determinan las proyecciones de los ejes de referencia *d* y *q* sobre cada uno de los ejes *abc*.

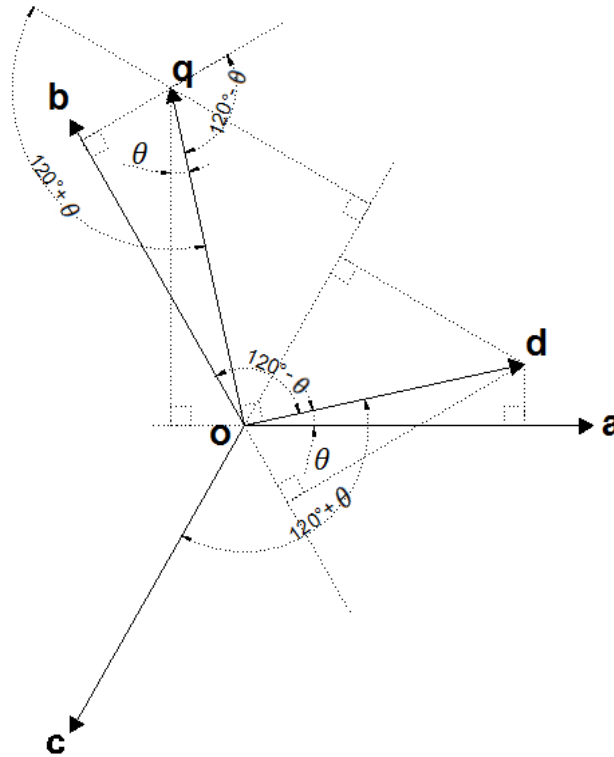


Figura A3 Diagrama vectorial *abc* >> *dq0*.

Del diagrama de la figura A3 se puede apreciar la obtención de cada una de las siguientes ecuaciones:

$$\begin{aligned} A_a &= A_d \cos \theta - A_q \sin \theta + A_0 \\ A_b &= A_d \cos \left(\theta - \frac{2\pi}{3} \right) - A_q \sin \left(\theta - \frac{2\pi}{3} \right) + A_0 \\ A_c &= A_d \cos \left(\theta + \frac{2\pi}{3} \right) - A_q \sin \left(\theta + \frac{2\pi}{3} \right) + A_0 \end{aligned}$$

De las cuales se obtiene el siguiente arreglo matricial:

$$\begin{bmatrix} A_a \\ A_b \\ A_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \theta & -\sin \theta & 1 \\ \cos \left(\theta - \frac{2\pi}{3} \right) & -\sin \left(\theta - \frac{2\pi}{3} \right) & 1 \\ \cos \left(\theta + \frac{2\pi}{3} \right) & -\sin \left(\theta + \frac{2\pi}{3} \right) & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} A_d \\ A_q \\ A_0 \end{bmatrix} \quad (\text{A.3})$$

A partir de la inversa de la matriz de la transformación (ec. A.3), se obtiene la ecuación:

$$A_{abc} = \mathbf{K} A_{dq0} \Rightarrow A_{dq0} = \mathbf{K}^{-1} A_{abc}$$

Donde $\mathbf{K}$ y $\mathbf{K}^{-1}$ son las matrices:

$$\mathbf{K} = \begin{bmatrix} \cos \theta & -\sin \theta & 1 \\ \cos \left(\theta - \frac{2\pi}{3} \right) & -\sin \left(\theta - \frac{2\pi}{3} \right) & 1 \\ \cos \left(\theta + \frac{2\pi}{3} \right) & -\sin \left(\theta + \frac{2\pi}{3} \right) & 1 \end{bmatrix}$$

$$\mathbf{K}^{-1} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos \theta & \cos \left(\theta - \frac{2\pi}{3} \right) & \cos \left(\theta + \frac{2\pi}{3} \right) \\ -\sin \theta & -\sin \left(\theta - \frac{2\pi}{3} \right) & -\sin \left(\theta + \frac{2\pi}{3} \right) \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix}$$

Por lo cual la transformación buscada es la siguiente (transformación de Park):

$$\begin{bmatrix} A_d \\ A_q \\ A_0 \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos \theta & \cos \left(\theta - \frac{2\pi}{3} \right) & \cos \left(\theta + \frac{2\pi}{3} \right) \\ -\sin \theta & -\sin \left(\theta - \frac{2\pi}{3} \right) & -\sin \left(\theta + \frac{2\pi}{3} \right) \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} A_a \\ A_b \\ A_c \end{bmatrix} \quad (\text{A.4})$$

La cual resulta en una transformación directa del marco abc al marco síncrono dq0. Esta transformación es invariante en voltajes, pero no es invariante en potencia esto es debido a que el $\det(\mathbf{K}^{-1}) \neq 1$ para esto existe otra transformación invariante en potencia que en esta ocasión no se explicará. Empleando la ecuación (A.1) se puede obtener la matriz de transformación de $\alpha\beta 0$ a dq0, es decir:

$$\begin{bmatrix} A_d \\ A_q \\ A_0 \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos \theta & \cos \left(\theta - \frac{2\pi}{3} \right) & \cos \left(\theta + \frac{2\pi}{3} \right) \\ -\sin \theta & -\sin \left(\theta - \frac{2\pi}{3} \right) & -\sin \left(\theta + \frac{2\pi}{3} \right) \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1 & 0 & 1 \\ -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} & 1 \\ -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} A_\alpha \\ A_\beta \\ A_0 \end{bmatrix}$$

De la cual se obtiene la siguiente ecuación:

$$\begin{bmatrix} A_d \\ A_q \\ A_0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \theta & \sin \theta & 0 \\ -\sin \theta & \cos \theta & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} A_\alpha \\ A_\beta \\ A_0 \end{bmatrix} \quad (\text{A.5})$$

Y la inversa es:

$$\begin{bmatrix} A_\alpha \\ A_\beta \\ A_0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \theta & -\sin \theta & 0 \\ \sin \theta & \cos \theta & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} A_d \\ A_q \\ A_0 \end{bmatrix} \quad (\text{A.6})$$

En todas las ecuaciones anteriores el término A_0 es la componente de secuencia cero del sistema trifásico, además en estas ecuaciones la variable A puede tomar valores de voltajes, corrientes o flujos. Cabe mencionar que la ecuación (A.4) puede ser implementada para obtener la transformación directa del marco abc al dq0.

En la figura A4 se muestran los resultados de aplicar la transformación de Clark (ecuación (A.2)) a un sistema trifásico de prueba con amplitud de 140 unidades y frecuencia de 60 Hz (figura A4a), se puede observar que dicha transformación genera un sistema bifásico ortogonal (figura A4b) cuyas amplitudes son iguales al sistema trifásico de origen.

La figura A5 se muestra la transformación del mismo sistema trifásico de prueba (figura A5a) al marco síncrono dq0 (ec. A.4) y se puede apreciar que la magnitud de las fases queda representada en el eje q (figura A5b), y cuyo signo depende de la secuencia (positiva o negativa) del sistema trifásico empleado para determinar la transformación.

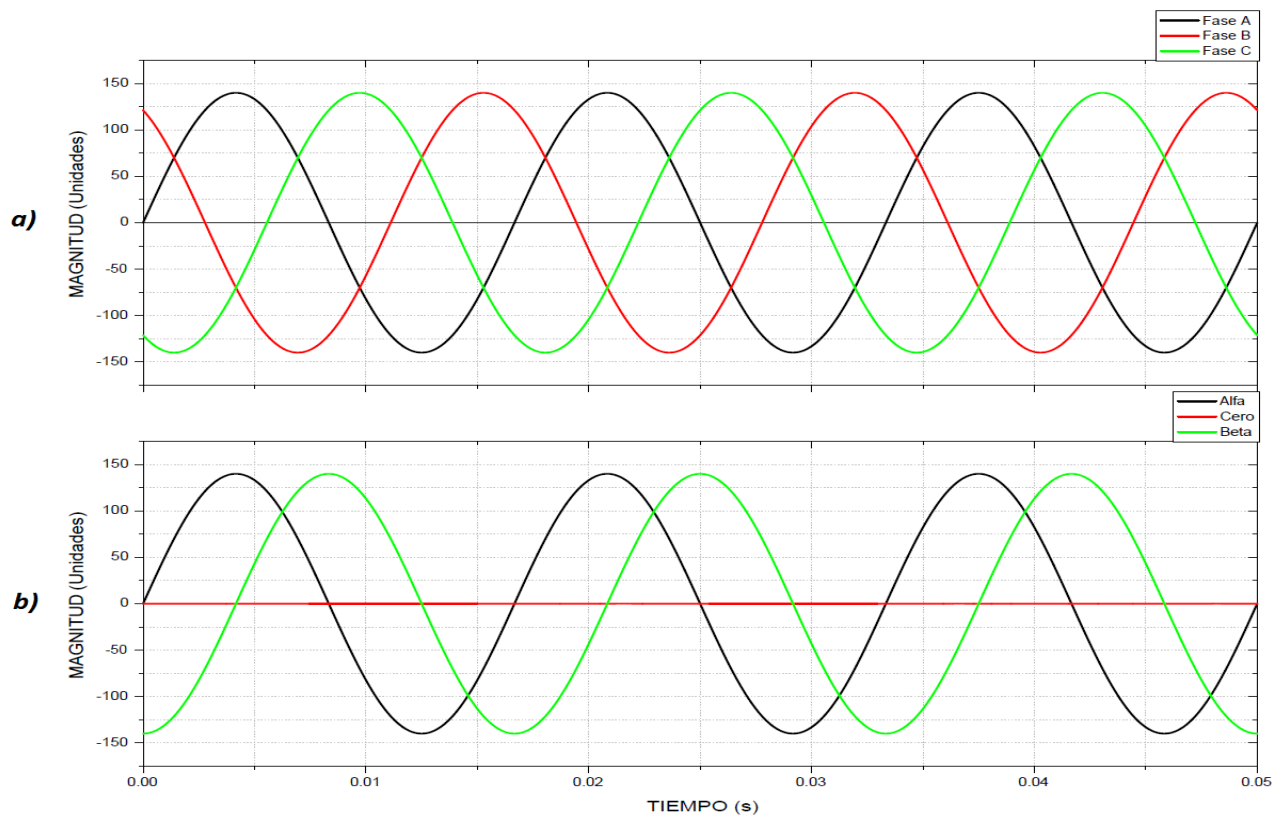


Figura A4 Resultado de la transformación de Clark, a) Sistema trifásico de prueba, b) Transformación de Clark.

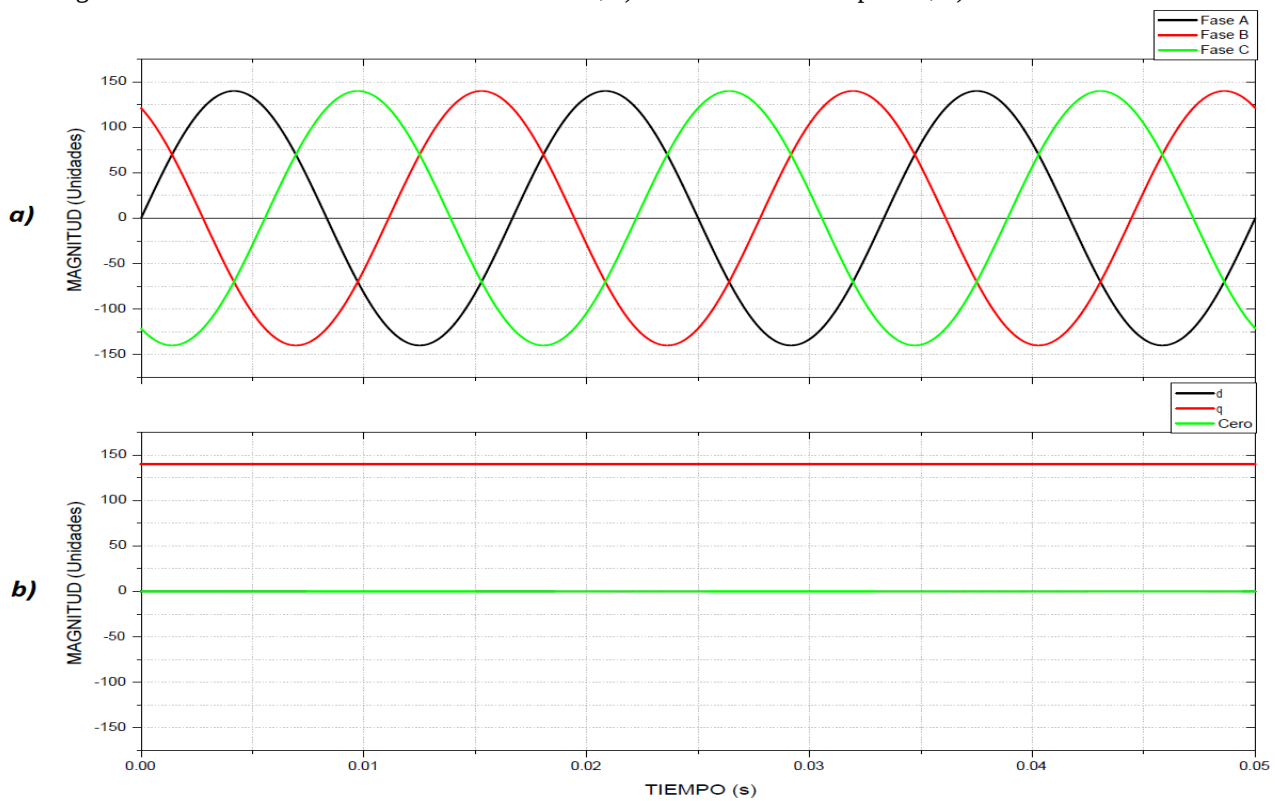


Figura A5 Resultado de la transformación de Park, a) Sistema trifásico de prueba, b) Transformación de Park.

La figura A6 presenta los resultados obtenidos al cambiar la secuencia del sistema trifásico de prueba (figura A6b, A6d), se tomará como secuencia positiva a la secuencia que se utilizó para deducir las ecuaciones de la transformación.

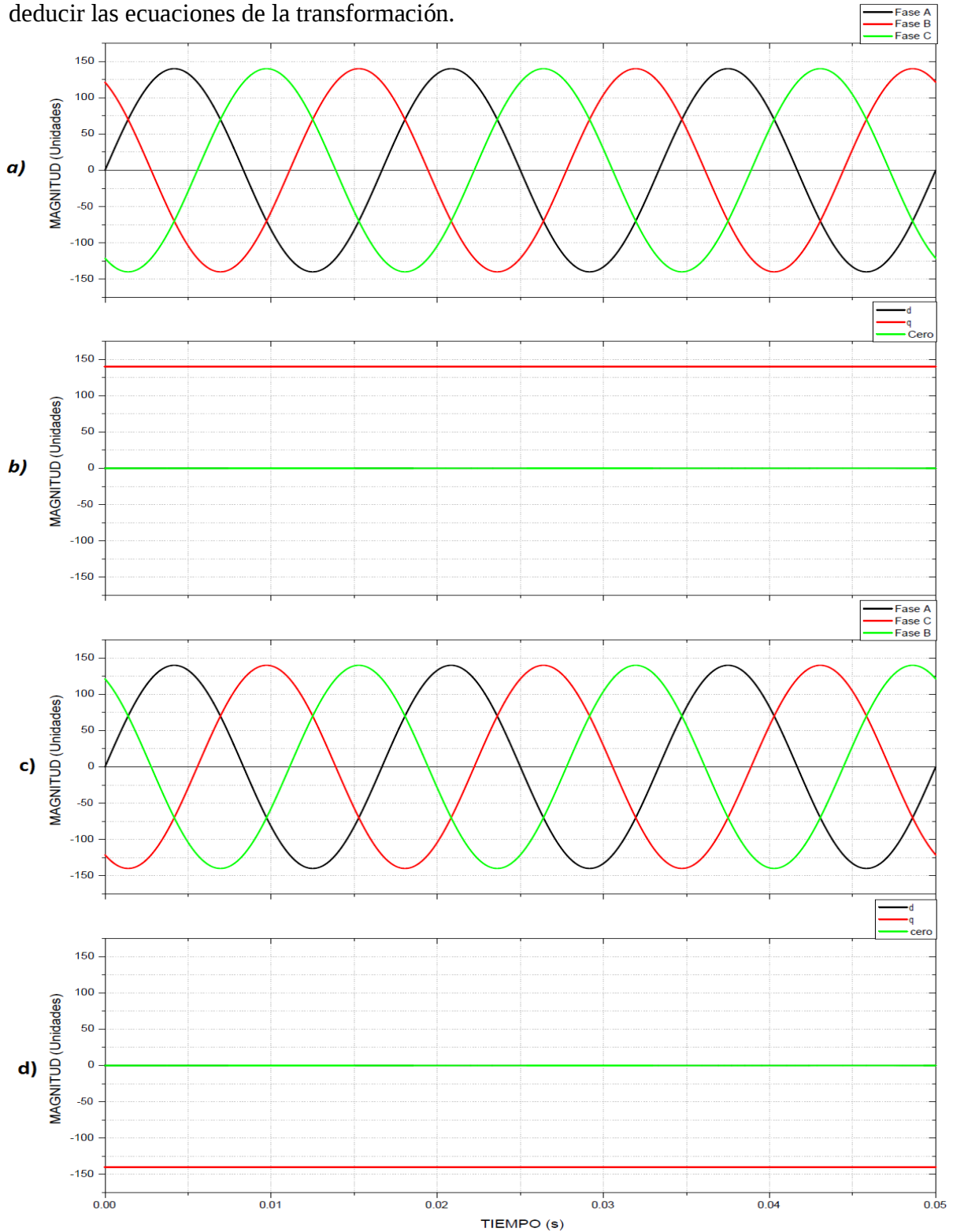


Figura A6 Resultado de la transformación de Park al invertir la secuencia del sistema trifásico de prueba, a) Secuencia positiva, b) Transformación de Park, c) Secuencia negativa, d) Transformación de Park.

B. CÁLCULO EXPERIMENTAL DEL FLUJO DE LOS IMANES PERMANENTES DE LA MSIP.

A continuación se detalla la forma de obtener experimentalmente el flujo de los imanes permanentes comparando el resultado obtenido con el dato de placa de la máquina.

En la figura B1 se muestra la imagen de la máquina de imanes permanentes con la que se trabajará, también se presentan los datos de placa.



Figura B1 Máquina de imanes permanentes y datos de placa.

El primer paso a seguir es determinar a partir del modelo de la máquina las tensiones inducidas en el estator al girar el rotor, para ello se considera la ecuación (2.9) obtenida en el capítulo 2 es decir:

$$\begin{bmatrix} V_d \\ V_q \\ V_0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_d & 0 & 0 \\ 0 & L_q & 0 \\ 0 & 0 & L_{ls} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} di_d/dt \\ di_q/dt \\ di_0/dt \end{bmatrix} + R_s \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \\ i_0 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & -L_q & 0 \\ L_d & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \\ i_0 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ \psi_{IP} \\ 0 \end{bmatrix} \omega$$

Ya que únicamente se hará girar el rotor de la máquina en vacío se puede considerar que $i_{dq0} = 0$, $di_{dq0}/dt = 0$ con lo cual el sistema queda de la siguiente forma:

$$\begin{bmatrix} V_d \\ V_q \\ V_0 \end{bmatrix} = \omega \begin{bmatrix} 0 \\ \psi_{IP} \\ 0 \end{bmatrix} \quad (B.1)$$

Aplicando la transformación inversa de Park para llevar la ecuación al marco abc se tiene:

$$\frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos \theta & \cos(\theta - 2\pi/3) & \cos(\theta + 2\pi/3) \\ -\sin \theta & -\sin(\theta - 2\pi/3) & -\sin(\theta + 2\pi/3) \\ 1/2 & 1/2 & 1/2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_a \\ V_b \\ V_c \end{bmatrix} = \omega \begin{bmatrix} 0 \\ \psi_{IP} \\ 0 \end{bmatrix}$$

$$\begin{bmatrix} V_a \\ V_b \\ V_c \end{bmatrix} = \omega \begin{bmatrix} \cos \theta & -\sin \theta & 1 \\ \cos(\theta - 2\pi/3) & -\sin(\theta - 2\pi/3) & 1 \\ \cos(\theta + 2\pi/3) & -\sin(\theta + 2\pi/3) & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 0 \\ \psi_{IP} \\ 0 \end{bmatrix}$$

Quedando definida la tensión inducida en el estator de la máquina debida a los imanes permanentes por la ecuación B.2.

$$\begin{bmatrix} V_a \\ V_b \\ V_c \end{bmatrix} = \omega \psi_{IP} \begin{bmatrix} -\sin \theta \\ -\sin\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) \\ -\sin\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \end{bmatrix} \quad (B.2)$$

Se puede observar entonces que la magnitud de los voltajes de fase inducidos en el estator de la máquina son proporcionales a la magnitud del flujo del imán permanente. Por lo que se puede establecer la relación $\hat{V}_{ind} = \omega \psi_{IP}$ ya que en un motor únicamente se tiene acceso a las mediciones de los voltajes de línea se puede establecer que $\hat{V}_{L-L ind} / \sqrt{3} = \omega \psi_{IP}$, por tanto la ecuación B.3 se empleará para determinar el fulgo del imán permanente.

$$\psi_{IP} = \frac{\hat{V}_{L-L ind}}{\omega \sqrt{3}} \quad (B.3)$$

En la figura B2 se muestra el resultado de realizar dos mediciones de uno de los voltajes inducidos en el estator de la máquina.

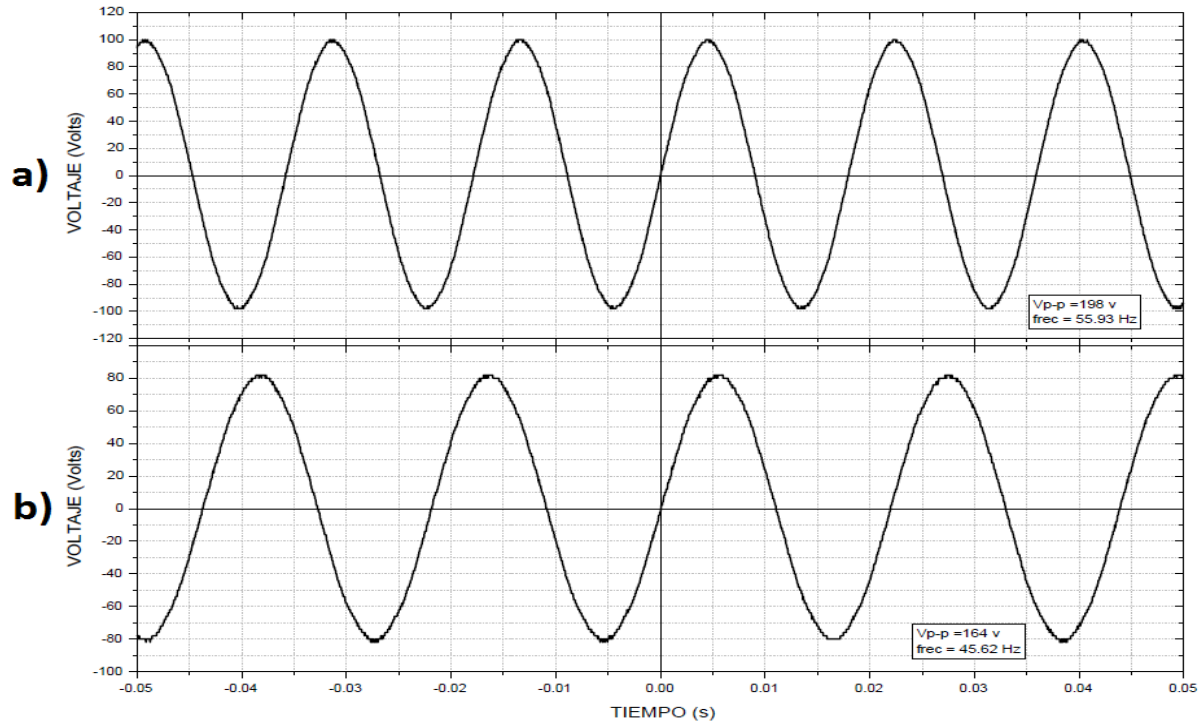


Figura B2 Mediciones de uno de los voltajes de línea inducidos en el estator de la máquina.

Con los datos obtenidos en la figura B2a se determina el valor de la magnitud del flujo de los imanes permanentes:

$$\psi_{IP}^1 = \frac{\hat{V}_{L-L \text{ ind}}}{\omega\sqrt{3}} = \frac{198/2}{2\pi(55.93)\sqrt{3}} = 0.16265 \text{ Wb}$$

De la segunda medición (figura B2b) se obtiene:

$$\psi_{IP}^2 = \frac{\hat{V}_{L-L \text{ ind}}}{\omega\sqrt{3}} = \frac{164/2}{2\pi(45.62)\sqrt{3}} = 0.16517 \text{ Wb}$$

Del valor proporcionado en la placa de datos se toma la constante de voltaje K_e , se observa que las unidades de este valor son $V_{rms}/krpm$ únicamente se convierten a $\hat{V} \cdot s$ (Wb) ya que esta variable corresponde al flujo de los imanes permanentes de la siguiente forma:

$$\psi_{IP}^r = \frac{30 \cdot K_e \cdot \sqrt{2}}{1000 \cdot \rho \cdot \pi \cdot \sqrt{3}} = \frac{30 \cdot 85.5 \cdot \sqrt{2}}{1000 \cdot 4 \cdot \pi \cdot \sqrt{3}} = 0.16666 \text{ Wb}$$

Donde el porcentaje de error en cada medición es:

$$\text{Para la primera medición: } \%e^1 = \frac{\psi_{IP}^r - \psi_{IP}^1}{\psi_{IP}^r} \times 100 = 2.407\% \text{ del valor real}$$

$$\text{Para la segunda medición: } \%e^2 = \frac{\psi_{IP}^r - \psi_{IP}^2}{\psi_{IP}^r} \times 100 = 0.897\% \text{ del valor real}$$

Lo cual no se aleja en gran medida del valor correcto de flujo por lo que se puede concluir que en caso de no contar con el dato del flujo de los imanes permanentes este sería un método de poder determinarlo. Otra forma de proceder para determinar las ecuaciones anteriores es empleando la ley de Faraday.

C1. CÓDIGO DE UN CONTROL ESCALAR.

C1.1 PROGRAMA PRINCIPAL.

```
void main(void)
{
    /* Write your local variable definition here */

    /*** Processor Expert internal initialization. DON'T REMOVE THIS CODE!!! ***/
    PE_low_level_init();
    /*** End of Processor Expert internal initialization.                ***/

    /* Write your code here */
    for(;;) { }
}
```

C1.2 EVENTOS.

Falla:

```
void falla_OnInterrupt(void)
{
    stop(); // detiene el DSC si el módulo indica que ha ocurrido una falla
}
```

PWM:

[illegible]

```

MC1_svmStd(&estacionario,&C_trab);           //Cálculo de los ciclos de trabajo de los
                                              // interruptores de inversor empleando SVM
PWMC1_SetRatio15(0,C_trab.PhaseA); // Asignación de los ciclos de trabajo a la fase A.
PWMC1_SetRatio15(2, C_trab.PhaseB); // Asignación de los ciclos de trabajo a la fase B.
PWMC1_SetRatio15(4, C_trab.PhaseC); // Asignación de los ciclos de trabajo a la fase C.
PWMC1_Load(); // Función para cargar los valores de los ciclos de trabajo en el PWM.
Word1_PutVal(posm); // Envío de datos por comunicación paralelo
                      //con el DSP 56F8037
}

```

Funciones utilizadas en el evento PWM:

```

unsigned int pos_f(unsigned int *medicion, int *p)
{static unsigned int poskm=0,posk=0; int pct,inc,j,h; Frac32 difmax,dpos;
*medicion=*medicion>>just;
j=*medicion/DR;
h=j/4;
inc=*medicion-lm[h]; difmax=inc;
dpos=difmax*dposmax/(3*DR);
pct=spc[j]*dpos*u/v;
*p=pct; inc=dpos;
posk=poskm+inc;
poskm=posk;
return(posk);
}

void sen_cos(unsigned int *px,int *pm,Frac16 *sen,Frac16 *cos)
{unsigned int Dpx; int sec,i,a=64,dcorrec; Frac32 correc,abs_sen,abs_cos; unsigned int as;
sec=*px/Dsec;
i=*px/Dtab-sec*nm;
Dpx=*px-(i+sec*nm)*Dtab;
i=cte[sec]+m[sec]*i;
abs_sen=(tab[i+m[sec]]-tab[i])*Dpx/Dtab+tab[i];
dcorrec=abs_sen/a;
correc=abs_sen-dcorrec;
abs_sen=correc*(*pm)/100;
*sen=abs_sen*ssen[sec];
abs_cos=(tab[nm-i-m[sec]]-tab[nm-i])*Dpx/Dtab+tab[nm-i];
dcorrec=abs_cos/a;
correc=abs_cos-dcorrec;
abs_cos=correc*(*pm)/100;
*cos=abs_cos*scos[sec];
}

```

C2. CÓDIGO DE UN CONTROL POR CAMPO ORIENTADO CON SENSOR DE POSICIÓN.

C2.1 PROGRAMA PRINCIPAL.

```
void main(void)
{
    /* Write your local variable definition here */

    /*** Processor Expert internal initialization. DON'T REMOVE THIS CODE!!! ***/
    PE_low_level_init();
    /*** End of Processor Expert internal initialization.           ***/

    Encoder.EncPulses    = 4096;      //Número de ppr del encoder de la MSIP
    Encoder.RevolutionScale = 1;      //Escalado de la posición del rotor
    QD1_CoefficientCalc(&Encoder);    //Asignación de los parámetros del encoder
    QD1_SetPositionInit(0);           //Iniciación de los contadores del decodificador

    /* Write your code here */
    for(;;) { }
}
```

C2.2 EVENTOS.

Falla:

```
void falla_OnInterrupt(void)
{
    stop();/* place your falla interrupt procedure body here */
}
```

Perfil de velocidad:

```
void TI1_OnInterrupt(void)
{static int k;                      //
  if(k<=80)k++;                     //
  else                               //Función para el cálculo
  {                                  //de la rampa de velocidad
      vi=perfil[p];                 //cuando se emplea el comando
```

```

ramp=0; //de velocidad programado (sección 4.4.3.4)
p=p+1; //
k=0; //
if(p>5)p=0; //
} //
} //

```

PWM:

```

void PWMC1_OnReload(void)
{static Frac32 velm=0,velmn=0,velmnn=0,posmn=0,a=64,Frac16 velmed;
posm=QD1_GetScaledPosition(&Encoder); //obtención de la posición del rotor
//de la máquina

//::::::::::::::::::::cálculo de la velocidad:::::::::::::::::::://
pmec=c*posm; //
velocidad=pmec-pmecn; //
pmecn=pmec; //Cálculo de la derivada de la velocidad
//según el diagrama de flujo de la
if(velocidad>32767)velocidad=2*velmn-velmnn; //sección 4.4.3.1
if(velocidad<-32767)velocidad=2*velmn-velmnn; //
velmnn=velmn; //
velmn=velocidad; //

//::::::::::::asignación de las corriente medidas a las variables de cálculo:::::::::::://
trifasico.PhaseA=lecturas[0]/16-31698/16; // Asignación de las mediciones de corrientes
trifasico.PhaseB=lecturas[1]/16-31895/16; // realizadas por el ADC a la variable de cálculo
trifasico.PhaseC=-(trifasico.PhaseA+trifasico.PhaseB);

MC2_cptrfsClarke(&abcestacionario,&trifasico); //cálculo de la transformación
//abc->alfa-beta ecuación A.2 anexo A

//::::::::::::::::::::calculo de seno y coseno de la posición eléctrica:::::::::::::::::::://

pose=posm*ppolos; //
sec=pose/Dsec; //
i=pose/Dtab-sec*nm; //
Dpos=pose-(i+sec*nm)*Dtab; //
i=cte[sec]+m[sec]*i; // Algoritmo de la pág. 98
prueba=(tab[i+m[sec]]-tab[i])*Dpos/Dtab+tab[i]; //
dprueba=prueba/a; //

```

```

dif=prueba-dprueba; //
posicion.sine=dif*ssen[sec]; //
prueba=(tab[nm-i-m[sec]]-tab[nm-i])*Dpos/Dtab+tab[nm-i]; //
dprueba=prueba/a; //
dif=prueba-dprueba; //
posicion.cosine=dif*scos[sec]; //

MC2_cptrfsPark(&corrientedq,&abcestacionario,&posicion); // Cálculo de la transformación
//alfa-beta->dq ecuación A.5
//anexo A

//::::::::::::Comando de velocidad automático:::::::::::://

if(ramp<=5000)
{
cmdvelref=vi+(perfil[p]-vi)*ramp/5000; //Cálculo de la rampa de velocidad (sección 4.4.3.4).
ramp=ramp+1;
}

//::::::::::::Muestreo del adc:::::::::::://
AD1_Measure(TRUE); //Función para iniciar y esperar por
//las mediciones del ADC
AD1_GetValue16((word *)lecturas); //Almacenamiento de las mediciones
//del ADC en la variable

//::::::::::::Control dinámico:::::::::::://
/*filref=(lecturas[3]+(fs-wc)*filrefn)/fs; // Implementación de un filtro pasa bajas
filrefn=filref; // para la referencia de velocidad ec. 4.29
cmdvelref=filref;*/

//::::::::::::Cálculo del controlador de velocidad :::::::::::::://
errorw=cmdvelref-velocidad; //Cálculo del error de velocidad
integralw=kiw*errorw+integralnw; //
integralnw=integralw; //
if(integralnw>=lims)integralnw=lims; //Algoritmo para un controlador PI
if(integralnw<=limi)integralnw=limi; //figura 4.38
proporcionw=kpw*errorw; //
salidaw=integralw/esciw+proporcionw; //
if(salidaw>inom)salidaw=inom; //
if(salidaw<-inom)salidaw=-inom; //

```

```

//:.....Cálculo del controlador de par:.....//
erroriq=salidaw/16-corrientedq.q_axis;           //Cálculo del error de corriente iq
integraliq=kiiq*erroriq+integralniq;             //
integralniq=integraliq;                          //
if(integralniq>limsiq)integralniq=limsiq;         //
if(integralniq<limi iq)integralniq=limi iq;      //
proporcioniq=kpiq*erroriq;                       //Algoritmo para un controlador PI
salidaiq=integraliq/esciiq+proporcioniq;          //figura 4.38
if(salidaiq>=vnom)salidaiq=vnom;                 //
if(salidaiq<=-vnom)salidaiq=-vnom;              //
referenciadq.q_axis=salidaiq;                   //

//:.....Cálculo del controlador de flujo:.....//
errorid=idref-corrientedq.d_axis;               //Cálculo del error de corriente id
integralid=kiid*errorid+integralnid;             //
integralnid=integralid;                          //
if(integralnid>limsid)integralnid=limsid;         //
if(integralnid<limiid)integralnid=limiid;         //Algoritmo para un controlador PI
proporcionid=kpid*errorid;                       //figura 4.38
salidaid=integralid/esciid+proporcionid;          //
if(salidaid>vnom)salidaid=vnom;                 //
if(salidaid<=-vnom)salidaid=-vnom;              //
referenciadq.d_axis=salidaid;                   //

MC2_cptrfsParkInv(&dquestacionario,&referenciadq,&posicion); //transformación de dq->>
                                                    //alfa-beta ecuación A.6
                                                    //anexo A

MC1_svmStd(&dquestacionario,&PWM2);              //cálculo de los ciclos de trabajo de cada fase.

Word1_PutVal(posm);                             // Envío de datos por comunicación paralelo
                                                    //con el DSP 56F8037
PWMC1_SetRatio15(0,PWM2.PhaseA);                //
PWMC1_SetRatio15(2,PWM2.PhaseB);                //Asignación de los ciclos de trabajo calculados
PWMC1_SetRatio15(4,PWM2.PhaseC);                //en el algoritmo de control.
PWMC1_Load();                                    //
}

```

C3. CÓDIGO DE UN ESTIMADOR DE VELOCIDAD PARA LA MSIPS.

Este código se coloca dentro del PWM donde se encuentre el código principal de control.

```

ref=dqestacionario.alpha;           //
valfa=ref*(lecturas[2]/16)/kv;      //Reconstrucción de los voltajes alfa-beta
ref=dqestacionario.beta;           //apartir de la medición del bus de CD.
vbeta=ref*(lecturas[2]/16)/kv;      //

fema=(valfa*kf-abcestacionario.alpha*ki);    //Cálculo de la fem alfa y beta
femb=(vbeta*kf-abcestacionario.beta*ki);     //

//:::::::::::::::::::::Algoritmo de integración (fig. 4.42)::::::::::::::::::::://
ya=(fema+(fs-wcf)*yan)/fs;               //
yan=ya;                                 //Filtros pasa bajas de entrada
yb=(femb+(fs-wcf)*ybn)/fs;               //
ybn=yb;                                 //

falfa=ya+ydan;                           //Componente alfa
fbeta=yb+ydbn;                           //Componente beta

mg=(falfa*falfa+fbeta*fbeta)/kmag;        //
mag=mfr16Sqrt(mg);                       //
mg=mag*km;                               //Transformación de coordenadas
mag=mg;                                  //cartesianas a polares.
atan=TFR1_tfr16Atan2OverPI(fbeta,falfa); //
if(atan<=0&&fbeta>0&&falfa<=0)atan=32767+atan; //
if(atan>=0&&fbeta<0&&falfa<=0)atan=32767+atan; //
fflujo=atan;                             //

if(mg>fip)mg=fip;                        //Limitador de la magnitud de flujo.

sec=fflujo/Dsec;                         //
i=fflujo/Dtab-sec*nm;                    //
Dpos=fflujo-(i+sec*nm)*Dtab;             //
i=cte[sec]+m[sec]*i;                     //
prueba=(tab[i+m[sec]]-tab[i])*Dpos/Dtab+tab[i]; //
dprueba=prueba/a;                        //Transformación de coordenadas
dif=prueba-dprueba;                      //polares a cartesianas.

```

```

seno=dif*ssen[sec]; //
prueba=(tab[nm-i-m[sec]]-tab[nm-i])*Dpos/Dtab+tab[nm-i]; //
dprueba=prueba/a; //
dif=prueba-dprueba; //
coseno=dif*scos[sec]; //
auxa=mg*coseno/estr; //
auxb=mg*seno/estr; //

yda=(wcf*auxa+(1-wcf)*ydan)/fs; //
ydan=yda; //Filtros pasa bajas en la retroalimentación
ydb=(wcf*auxb+(1-wcf)*ydbn)/fs; //
ydbn=ydb; //

//:::::::::::::::::::::::::::::::::::::::::::::::::::::::::::::::::::::::::::::::://

tea=(falfa*abcestacionario.beta-fbeta*abcestacionario.alpha)*ktea; //
teb=mag*kteb/estr; //Cálculo del ángulo
//de carga
//
arg=tea/teb; //
acg=TFR1_tfr16AsinOverPI(arg); //

posestim=fflujo-acg; //Posición estimada

//:::::::::::::::::::::::::::::::::::::::::::::::::::::::::::::::::::::::::::::::://

velestim=((posestim-posestimn)/ppolos)*c;
posestimn=posestim;
if(velestim>32767)velestim=2*vstn-vstnn;
if(velestim<-32767)velestim=2*vstn-vstnn;
vstnn=vstn;
vstn=velestim;

```
