



## **ESCUELA SUPERIOR POLITÉCNICA DEL LITORAL**

**Facultad de Ingeniería en Electricidad y Computación**

**TESIS DE GRADO:**

“DISEÑO Y CONSTRUCCIÓN DE UNA PLATAFORMA EXPERIMENTAL DE  
DESARROLLO Y PRUEBAS DE SISTEMAS DE CONTROL VECTORIAL DE  
MOTORES ELÉCTRICOS MEDIANTE PROCESAMIENTO DIGITAL DE  
SEÑALES Y PROGRAMACIÓN GRÁFICA ASISTIDA POR COMPUTADOR”.

PREVIA A LA OBTENCIÓN DEL TÍTULO DE:

***MAGISTER EN AUTOMATIZACIÓN Y CONTROL INDUSTRIAL***

PRESENTADO POR:

**DAMIÁN ALBERTO LARCO GÓMEZ**

GUAYAQUIL – ECUADOR

**2013**

## AGRADECIMIENTO

En primer lugar un agradecimiento muy sincero a mi Director de Tesis, el Ing. Gustavo Bermúdez F., por su ayuda y colaboración para la realización del presente trabajo.

Al Ing. Richard Sánchez, por la colaboración prestada durante el proceso de construcción y pruebas experimentales del equipo MACI-2012.

A mi esposa e hijos, por su comprensión, puesto que todo el tiempo que le dedique a la realización de este trabajo, era de ellos.

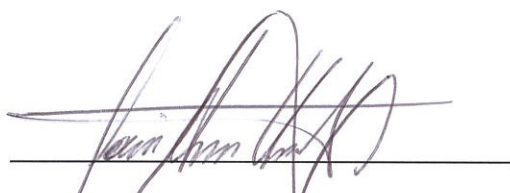
## DEDICATORIA

En primer lugar a DIOS por brindarme la oportunidad de desarrollarme en el campo profesional y académico en el área de electrónica.

A mis padres y hermanos y en especial a mi madre que con esfuerzo, amor y dedicación hizo factible mi sueño de ser un profesional.

A mi esposa e hijos que son la razón de mi vida y el objetivo final de todos mis esfuerzos. Un agradecimiento especial a mi esposa por todo su amor y comprensión, eres la mejor persona que he conocido.

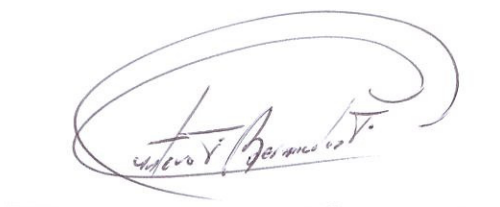
## TRIBUNAL DE SUSTENTACIÓN



---

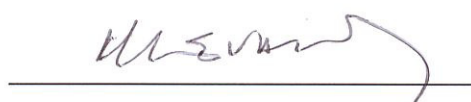
PhD. Boris Vintimilla Burgos  
SUB-DECANO DE LA FIEC.

PRESIDENTE




---

MSc. Gustavo Bermúdez Flores  
DIRECTOR



---

MSc. Holger Cevallos Ulloa  
MIEMBRO PRINCIPAL



---

MSc. Juan Del Pozo L.  
MIEMBRO SUPLENTE

## **DECLARACIÓN EXPRESA**

"La responsabilidad del contenido de esta Tesis de Grado, me corresponde exclusivamente; y el patrimonio intelectual de la misma a la ESCUELA SUPERIOR POLITÉCNICA DEL LITORAL".

(Reglamento de exámenes y títulos profesionales de la ESPOL)

---

**DAMIÁN ALBERTO LARCO GÓMEZ**

## RESUMEN

La presente Tesis tiene como objetivo principal el desarrollo de una plataforma experimental para el estudio y pruebas de sistemas de control de torque y velocidad de motores DC y AC tanto sincrónicos como asincrónicos.

El diseño de la plataforma está basado en técnicas modernas de control mediante procesadores digitales de señales (DSP) y software de diseño gráfico con VisSim/ECD que interactúa con Code Composer Studio para generar el código ensamblador final del DSP TMS320F2812 de Texas Instruments embebido en la tarjeta de desarrollo eZdspF2812 de Spectrum Digital.

El diseño del sistema electrónico está basado en el sistema de desarrollo para control de motores con DSP (DSP Motor Control Developing System), DMD2000 comercializado por la Cia. Cho Chieh Tech. Enterprise Ltd. Estos equipos fueron adquiridos por la FIEC-ESPOL para el Laboratorio de Electrónica de Potencia.

Durante las fases iniciales de prueba de los equipos DMD2000, se presentaron dificultades durante las pruebas experimentales por los

innumerables errores de forma y fondo presentes en el manual de prácticas proporcionado con el equipo. Durante el proceso de pruebas y en el desarrollo de las prácticas en el Laboratorio de Electrónica de Potencia, estos equipos presentaron averías de carácter repetitivo en la sección de potencia dificultando su utilización por razones técnicas y económicas. La Cia. Cho Chieh Tech. Enterprise Ltd., finalizó la producción y comercialización de estos equipos 8 meses después de su adquisición; durante este tiempo no hubo el soporte técnico apropiado para solucionar los problemas presentados.

Con los antecedentes planteados y como Jefe del Laboratorio de Electrónica de Potencia, a inicios del año 2011 se decidió aplicar técnicas de Ingeniería inversa al equipo DMD2000, que permitan disponer de la información técnica y los planos electrónicos completos de las diferentes secciones de control. Con la información recabada se inició un proceso de análisis en el marco teórico y experimental para rediseñar la circuitería electrónica de control.

Para las pruebas experimentales de las etapas de rediseño del sistema electrónico, se construyó un equipo que posteriormente se denominó MACI-2012, que es un equipo de mayor potencia pero que conserva la estructura general del diseño original del DMD2000 y donde están implementadas las modificaciones que dieron solución a los problemas de averías frecuentes.

Adicionalmente, se reestructuro completamente el manual de prácticas adicionándole fundamentos teóricos a los pasos experimentales y redefiniendo totalmente los diagramas de flujo de señales.

En el presente trabajo se realiza el desarrollo experimental completo para el control del motor sincrónico de imanes permanentes, puesto que en sus fases de desarrollo se involucran todas las secciones electrónicas del equipo.



## ÍNDICE GENERAL

RESUMEN.....	vi
ÍNDICE GENERAL .....	ix
ABREVIATURAS .....	xxiii
ÍNDICE DE FIGURAS.....	xxviii
ÍNDICE DE TABLAS.....	li
INTRODUCCIÓN.....	lii
CAPÍTULO 1.....	1
ESTADO DEL ARTE EN EL DESARROLLO DE PLATAFORMAS EXPERIMENTALES PARA EL CONTROL DE MOTORES ELÉCTRICOS.....	1
1.1 Introducción.....	1
1.2 Plataformas de desarrollo comerciales para el control de motores en base de procesadores digitales de señal DSP. ....	4
1.2.1 DSP Motor Control Developing System (DMD2000) .....	4
1.2.2 Micro-2812 Controller and Three Phase IGBT Power Module (VPET 106).....	6
1.2.3 High voltage motor control and PFC developer's Kit (TMDSHVMTRPFCKIT).....	8

1.2.4 Motor Controller for AC Induction and Brushless DC Motors (DMC1500).....	11
1.2.5 Kit C Pro-MS(BL) with MATLAB library (MCK2812).....	15
1.3 Plataformas de desarrollo para el control de motores en base de DSP, generadas en el campo de investigación universitario. ....	20
1.4 Tendencias futuras en el desarrollo de plataformas para el control de motores eléctricos. ....	26
1.5 Origen, objetivos y proyecciones futuras del proyecto MACI-2012. ....	27
CAPÍTULO 2.....	33
DISEÑO Y CONSTRUCCIÓN DE LA PLATAFORMA EXPERIMENTAL PARA EL CONTROL DE MOTORES DC Y AC BASADO EN PROCESAMIENTO DIGITAL DE SEÑALES (DSP).....	33
2.1 Introducción.....	33
2.2 Diagrama de bloques de la plataforma experimental.....	41
2.3 Módulo de potencia. ....	44
2.3.1 Diagrama de bloques del módulo de potencia. ....	46
2.3.2 Rectificador trifásico y barra DC. ....	47
2.3.3 Inversor trifásico. ....	51
2.3.4 Circuito de carga suave de los condensadores de la barra DC. ....	54
2.3.5 Circuito de supervisión del fusible de la barra DC.....	55

2.3.6 Circuito de medición y protección de sobre-corriente de la barra DC.....	56
2.3.7 Circuito de medición y procesamiento del voltaje de la barra DC..	61
2.3.8 Circuito de potencia del estabilizador de voltaje de la barra DC....	63
2.3.9 Circuito de impulsión de compuerta del IGBT de estabilización de la barra DC. ....	66
2.3.10 Circuito de protección térmica del motor y sobre-temperatura del módulo PIM. ....	68
2.3.11 Circuito de medición y procesamiento de las corrientes de salida del inversor. ....	70
2.3.12 Fuentes de alimentación para los circuitos electrónicos de control del módulo de potencia YPV-200.....	72
2.3.13 Circuito de supervisión de la fuente de + 5 Voltios.....	78
2.3.14 Fuentes de alimentación para los circuitos de impulsión de compuerta de los IGBT'S del inversor trifásico. ....	83
2.3.15 Circuito de impulsión de compuertas para los seis IGBT's del inversor trifásico .....	84
2.3.16 Circuito de habilitación del voltaje de alimentación para los circuitos de impulsión de las compuertas de los IGBT's del inversor .....	86

2.3.17 Ubicación física de los principales componentes de la tarjeta de potencia.....	87
2.4 Tarjeta de interface .....	89
2.4.1 Circuito de activación del relé de carga suave de los condensadores de la barra DC .....	91
2.4.2 Circuito de control de sobre-voltaje de la barra DC.....	92
2.4.3 Circuito de procesamiento de las corrientes de salida del inversor .....	94
2.4.4 Circuito de generación de tiempos muertos para las señales PWM del inversor.....	96
2.4.5 Circuito de procesamiento de fallas del módulo de potencia.....	98
2.5 Tarjeta de procesamiento principal.....	100
2.5.1 Circuito de procesamiento de las corrientes de salida del inversor. ....	102
2.5.2 Circuito de procesamiento de las señales del codificador incremental y sensores de efecto Hall .....	107
2.5.3 Circuito de procesamiento de fallas del módulo de potencia y generación de las señales PWM para las compuertas de los IGBT'S del inversor.....	111

2.5.4 Circuito de conversión D/A para la visualización de las señales del DSP en el panel frontal.....	116
2.5.5 Circuito de procesamiento de los voltajes de salida del inversor y la barra DC.....	123
2.5.6 Circuito de escalamiento y adición de niveles DC para las entradas analógicas y habilitación del DSP.....	126
2.6 Tarjeta de desarrollo eZdspF2812.....	129
2.6.1 Características principales.....	129
2.6.2 Diagrama de bloques.....	130
2.6.3 Conectores.....	132
CAPÍTULO 3.....	136
ANÁLISIS DEL MOTOR SINCRÓNICO DE IMANES PERMANENTES (PMSM). .....	136
3.1 Clasificación de los motores de imanes permanentes. ....	136
3.2 Características del motor sincrónico de imanes permanentes.....	139
3.3 Teoría de las transformaciones basadas en los marcos de referencia	
139	
3.3.1 Marco de referencia estacionario abc en el marco de referencia estacionario $\alpha\beta 0$ .....	140

3.3.2 Marco de referencia estacionario $\alpha\beta 0$ en el marco de referencia rotativo dq0.....	142
3.4 Modelo matemático del motor sincrónico de imanes permanentes.....	144
3.5 Características y especificaciones del PMSM utilizado en las pruebas experimentales.....	159
CAPÍTULO 4.....	166
TÉCNICAS DE CONTROL ESCALAR (V/F) Y CONTROL DE CAMPO ORIENTADO (FOC) PARA ACCIONAMIENTOS DE MOTORES SINCRÓNICOS DE IMANES PERMANENTES.....	166
4.1 Introducción.....	166
4.2 Control escalar (V/F) en lazo abierto para motores sincrónicos de imanes permanentes.....	168
4.3 Control de campo orientado (FOC) para motores sincrónicos con rotor de imanes permanentes.....	175
4.3.1 Definición y proyecciones del vector espacial.....	178
4.3.1.1 La transformada de Clarke.....	181
4.3.1.2 La transformada de Park.....	182
4.3.1.3 La transformada inversa de Park.....	186

4.3.2 Esquema básico del control de corriente en lazo cerrado con control de campo orientado. ....	187
4.3.2.1 Posición del flujo magnético del rotor .....	190
4.3.2.2 Controladores proporcionales-integrales (PI) .....	192
4.4 Modulación de ancho de pulso basada en el vector espacial .....	194
4.4.1 Análisis de la técnica de modulación de ancho de pulso basada en el vector espacial .....	194
4.4.2 Estrategia para la modulación SVPWM .....	207
4.4.2.1 Determinación del índice de modulación de amplitud .....	208
4.4.2.2 Determinación de la duración de los tiempos: $T_a$ , $T_b$ , y $T_o$ ..	210
CAPÍTULO 5.....	220
PRUEBAS EXPERIMENTALES CON LAS TÉCNICAS DE CONTROL V/F Y FOC APLICADAS AL MOTOR SINCRÓNICO DE IMANES PERMANENTES .....	220
5.1 Introducción.....	220
5.2 Generación de archivos ejecutables para el equipo MACI-2012 con VisSim.....	222
5.2.1 Objetivos.....	222
5.2.2 Requerimientos del sistema.....	223
5.2.3 Procedimiento experimental.....	224

5.2.3.1 Establecer la frecuencia de muestreo del DSP.....	224
5.2.3.2 Creación del diagrama de bloques de la aplicación.....	226
5.2.3.3 Generación y compilación del código C.....	231
5.2.3.4 Validación del algoritmo en el DSP .....	237
5.3 Manejo de entradas analógicas con filtros digitales para supresión de ruidos. ....	241
5.3.1 Objetivos.....	241
5.3.2 Requerimientos del sistema.....	242
5.3.3 Procedimiento experimental.....	244
5.3.3.1 Establecer la frecuencia de muestreo del DSP.....	244
5.3.3.2 Creación del diagrama de bloques para la captación de las corrientes de salida del inversor.....	245
5.3.3.2.1 Generación y compilación del código C .....	250
5.3.3.2.2 Validación del algoritmo en el DSP.....	251
5.3.3.3 Diagrama de bloques para la eliminación del nivel DC y adición de filtros digitales pasa bajos a las señales de corriente del inversor .....	253
5.3.3.3.1 Generación y compilación del código C.....	258
5.3.3.3.2. Validación del algoritmo en el DSP.....	258



5.4 Manejo de salidas analógicas para la visualización de las señales del DSP en el panel frontal del equipo MACI-2012 .....	260
5.4.1 Objetivos.....	260
5.4.2 Requerimientos del sistema.....	262
5.4.3 Procedimiento experimental.....	263
5.4.3.1 Establecer la frecuencia de muestreo del DSP.....	263
5.4.3.2 Bloque de conversión 4ch.dac en VisSim.....	264
5.4.3.3 Generación de señales en VisSim.....	265
5.4.3.4 Generación y compilación del código C.....	270
5.4.3.5 Validación del algoritmo en el DSP. ....	271
5.5 Control de velocidad escalar (V/F) del motor sincrónico de imanes permanentes (PMSM) .....	273
5.5.1 Objetivos.....	273
5.5.2 Requerimientos del sistema.....	274
5.5.3 Procedimiento experimental.....	276
5.5.3.1 Configurar el bloque de control escalar de velocidad (V/F Control) .....	276
5.5.3.2 Compilación y ejecución del bloque V/F Control.....	287
5.5.4 Circuito de control de aceleración y desaceleración .....	293

5.6	Mediciones de posición y velocidad del rotor del motor sincrónico de imanes permanentes (PMSM) accionado con el control V/F .....	294
5.6.1	Objetivos.....	294
5.6.2	Requerimientos del sistema.....	295
5.6.3	Procedimiento experimental.....	296
5.6.3.1	Configurar el bloque Quadrature Encoder y adicionarlo al sistema de control de velocidad V/F.....	296
5.6.3.2	Compilación y ejecución del bloque Quadrature Encoder con el sistema de control de velocidad V/F .....	300
5.6.3.3	Generar el bloque CNT/rad para determinar la posición del rotor del PMSM .....	304
5.6.3.4	Generar el bloque Speed para determinar la velocidad del PMSM .....	306
5.6.3.5	Generar el bloque Position & Speed Sensor en base de los bloques CNT/rad y Speed .....	309
5.6.3.6	Compilación y ejecución del bloque Position & Speed Sensor con el sistema de control de velocidad V/F del PMSM.....	311
5.7	Transformación de coordenadas (Clarke y Park) .....	312
5.7.1	Objetivos.....	312
5.7.2	Requerimientos del sistema.....	313

5.7.3 Procedimiento experimental.....	314
5.7.3.1 Redefinir el bloque V/F control .....	314
5.7.3.2 Generar el bloque $i_u/i_v$ DQ Transform, que aplica las transformadas de Clarke y Park a las corrientes del inversor.....	316
5.7.3.3 Generar un bloque compuesto con los bloques: V/F Control, Current Sensor, $i_v/i_w$ DQ Transform, 4ch.DAC y Position & Speed Sensor. ....	321
5.7.3.4 Compilación y ejecución del bloque compuesto con la transformación de coordenadas de Clarke y Park.....	322
5.8 Control de campo orientado (FOC) en lazo abierto del motor sincrónico de imanes permanentes (PMSM).....	324
5.8.1 Objetivos.....	324
5.8.2 Requerimientos del sistema.....	324
5.8.3 Procedimiento experimental.....	326
5.8.3.1 Crear el bloque DQ Driver para la generación del vector de referencia del inversor con las coordenadas D y Q del marco de referencia rotativo .....	326
5.8.3.2 Generar un bloque compuesto con los bloques: DQ Driver, Current Sensor, $i_v/i_w$ DQ Transform, 4ch.DAC y Position & Speed Sensor. ....	328

5.8.3.3 Compilación y ejecución de la aplicación FOC en lazo abierto. .....	331
5.9 Control de campo orientado (FOC) en lazo cerrado del motor sincrónico de imanes permanentes (PMSM) .....	335
5.9.1 Objetivos.....	335
5.9.2 Requerimientos del sistema.....	336
5.9.3 Procedimiento experimental.....	337
5.9.3.1 Configurar el diagrama de bloques del control FOC del flujo (ID) en lazo cerrado del PMSM .....	337
5.9.3.2 Compilación y ejecución del control FOC del flujo (ID) en lazo cerrado del PMSM .....	342
5.9.3.3 Configurar el diagrama de bloques del control FOC de torque (IQ) en lazo cerrado para el PMSM.....	345
5.9.3.4. Compilación y ejecución del control FOC de torque (IQ) en lazo cerrado del PMSM .....	348
5.10 Control de velocidad en lazo cerrado del PMSM con la técnica de control de campo orientado (FOC) .....	351
5.10.1 Objetivos.....	351
5.10.2 Requerimientos del sistema.....	351
5.10.3 Procedimiento experimental.....	353

5.10.3.1 Generar el bloque VD/VQ Controller, que contiene los controladores PID para las componentes ID e IQ de las corrientes del PMSM .....	353
5.10.3.2 Generar un bloque compuesto con el regulador PID de velocidad y los bloques: VD/VQ Controller, DQ Driver, Current Sensor & Low Pass Filter, $i_u/i_v$ DQ Transform, 4ch.DAC y Position & Speed Sensor .....	355
5.10.3.3 Compilación y ejecución de la aplicación del control de velocidad en lazo cerrado del PMSM con la técnica FOC .....	356
5.11 Control de posición en lazo cerrado del PMSM con la técnica de control de campo orientado (FOC) .....	364
5.11.1 Objetivos.....	364
5.11.2 Requerimientos del sistema.....	364
5.11.3 Procedimiento experimental.....	365
5.11.3.1 Modificar el bloque Position and Speed Sensor para adicionar una salida de posición escalada.....	365
5.11.3.2 Generar un bloque compuesto con el regulador PID de posición y el PID de velocidad y los bloques: VD/VQ Controller, DQ Driver, Current Sensor & Low Pass Filter, $i_u/i_v$ DQ Transform, 4ch.DAC y Position & Speed Sensor.....	368

5.11.3.3 Compilación y ejecución de la aplicación del control de posición en lazo cerrado del PMSM con la técnica FOC .....	369
CONCLUSIONES .....	377
RECOMENDACIONES.....	381
BIBLIOGRAFÍA.....	383

## ABREVIATURAS

A	Amperio
AC	Corriente alterna
ADC	Convertidor analógico digital
bit	El bit es la unidad más pequeña de almacenamiento en un sistema binario dentro de una computadora.
BJT's	Transistores de unión bipolar.
CACSD	Diseño de sistemas de control asistido por computador
CAN	Protocolo de comunicaciones serie que soporta control distribuido en tiempo real con un alto nivel de seguridad.
CCS	Code Composer Studio.
CDD	Dspace Control Desk Developer
CMMR	Relación de rechazo de modo común
Cnt	Salida de conteo en bloque Quadrature Encoder
D/A	Convertidor Digital Analógico.
DC	Corriente continua.
DCS	Sistemas de control digital.
DCM	Motor DC
DOE	Departamento de energía

DSP	Procesador Digital de Señales.
dec	Decremento.
dsPIC	Microcontrolador de Microchip con soporte para procesamiento digital de señales.
EEPROM	Memoria de sólo lectura programable y borrable eléctricamente. Chip de memoria que retiene su contenido sin energía.
EMC	Compatibilidad Electromagnética.
EVM	Administrador de eventos.
F <sub>c</sub>	Frecuencia de la portadora.
FEM	Fuerza electro motriz.
F <sub>m</sub>	Frecuencia de la señal modulante.
FOC	Control de campo orientado.
FPGA	Arreglo de compuertas programables en campo.
Freq	Frecuencia.
GTO's	Rectificador controlado de silicio de apagado por compuerta.
GUI	Interface gráfica de usuario
HMI	Interface hombre-maquina
HP	Caballo de fuerza
Hz	Unidad de medida de la frecuencia.
I/O	Entrada-salida.
IGBT's	Transistor bipolar de compuerta aislada
IM	Motor de inducción



IPM	Modulo de potencia de Vi Microsystems Pvt. Ltda.
IPMSM	El motor sincrónico de imanes permanentes de polos salientes.
I2C	Protocolo de comunicación serial.
inc	Incremento.
J-FET	Transistor de efecto de campo.
JTAG	Acrónimo para Joint Test Action Group, es el nombre común utilizado para la norma IEEE 1149.1
K	Factor de multiplicación por mil.
K/cm <sup>2</sup>	Kilogramos por centímetro cuadrado.
Kc	Constante que determina la velocidad con la cual la salida del PID sale de saturación.
Kgf	Peso del motor en kilogramos fuerza.
Khz	Mil Hertz.
KW	Mil Vatios.
KΩ	Mil ohmios.
LCD	Pantalla de cristal líquido.
LC	Filtro inductivo capacitivo.
LED	Diodo emisor de luz.
LED OH	Diodo emisor de luz que señala sobre-temperatura.
MHz	Mega Hertz.
ma	Miliamperios.
Mag	Magnitud.

mf	Numero de vectores en un periodo de la señal modulante.
Mhz	Un millón de Hertz.
MIPS	Millones de instrucciones por segundo.
MOSFET	Transistor de efecto de campo con estructura metal-oxido semiconductor.
MOV's	Varistor de óxido metálico.
MS/DOS	Sistema operativo de disco de Microsoft.
mVp-p	Mili-Voltios pico a pico.
MWS	Servidor WEB de MATLAB.
NAND	Compuerta lógica que realiza la operación de producto lógico negado.
N-cm	Newton por centímetro.
ohm	Ohmio.
OPAMP's	Amplificadores operacionales.
PWM	Modulación de ancho de pulso
PID	Proporcional, Integral y Derivativo
PFC	Corrección del factor de potencia.
PI	Proporcional- Integral.
PID	Proporcional- Integral-Derivativo.
PIM	Modulo de potencia integrado.
PMACM	Motor AC de imanes permanentes.
PMDCM	Motor DC de imanes permanentes.

PMSM	Motor sincrónico de imanes permanentes.
ppr	Pulsos por revolución.
PWM	Modulación de ancho de pulso
RFI	Interferencia de radiofrecuencia.
RMS	Valor eficaz o valor cuadrático medio.
RPM	Revoluciones por minuto.
RTI	Interface de tiempo real.
RTW	Plataforma de trabajo en tiempo real.
Sec	Segundos.
SPMSM	Motor sincrónico de imanes permanentes de polos lisos.
THD	Distorsión armónica total.
Tm	Periodo de la señal modulante.
TTL	Lógica transistor-transistor.
V	Voltios.
V/F	Control Voltaje/Frecuencia.
VPN	Voltaje de la barra positive a la barra negativa.
Vrms	Voltaje eficaz.
VSD	Accionamiento de velocidad variable.
VSI	Inversor con fuente de voltaje.
W	Vatios.
wm	Velocidad angular del motor.

## ÍNDICE DE FIGURAS

Figura 1.1: Sistema de desarrollo de control de motores con DSP (DMD2000).....	5
Figura 1.2: Motores utilizados con el equipo DMD2000. ....	5
Figura 1.3: Diagrama básico de desarrollo y prueba de prototipos para el control de motores eléctricos. ....	6
Figura 1.4: Tipos de motores eléctricos que se controlan con la plataforma. ...	7
Figura 1.5: Diagrama de desarrollo y prueba de prototipos para el control de motores eléctricos.....	8
Figura 1.6: Plataforma de desarrollo para el control de motores TMDSHVMTRPFCKIT de Texas Instruments. ....	9
Figura 1.7: Motores disponibles para la plataforma de Texas Instruments....	10
Figura 1.8: Macros de la tarjeta de control del Kit HVDMCMTRPFC. ....	10
Figura 1.9: Interface gráfica usuario (GUI).....	11
Figura 1.10: Modulo DMC1500 para el control de motores de inducción y síncronos de imanes permanentes. ....	12
Figura 1.11: Conjunto experimental utilizado en el trabajo de investigación referenciado en [4].....	14
Figura 1.12: Diagrama de bloques del lazo de control de corriente del sistema de control vectorial sin sensores. ....	14

Figura 1.13: MCK2812 Kit C Pro-MS(BL) with MATLAB library.....	15
Figura 1.14: Diagrama de bloques de la tarjeta MSK2812. ....	16
Figura 1.15: Diagrama de bloques de la tarjeta de potencia PM50. ....	16
Figura 1.16: Módulo ACPM750-E conectado con el módulo MCK240. ....	17
Figura 1.17: Diagrama de bloques del módulo de potencia ACPM750-E.....	18
Figura 1.18: Diagrama de bloques de la aplicación para el PMSM. ....	18
Figura 1.19: Interface gráfica de usuario DMC Developer.....	19
Figura 1.20: Laboratorio de sistemas de accionamientos eléctricos basados en DSP. ....	21
Figura 1.21: Tarjeta dSPACE DS1104 R&D Controller board. ....	22
Figura 1.22: Tarjeta dSPACE CP1104.....	22
Figura 1.23: Tarjeta con la sección de potencia del accionamiento. ....	23
Figura 1.24: Diagrama simplificado de la tarjeta con la sección de potencia del accionamiento.....	23
Figura 1.25: Diagrama de aplicación del sistema de desarrollo. ....	24
Figura 1.26: Sistema de desarrollo para control de máquinas eléctricas de la Universidad de Cataluña.....	25
Figura 1.27: Módulo de potencia y tarjeta de fuentes averiadas. ....	29
Figura 2.1: Panel frontal del equipo MACI-2012. ....	34
Figura 2.2: Panel posterior del equipo MACI-2012.....	35
Figura 2.3: Vista lateral del equipo MACI-2012.....	36
Figura 2.4: Vista superior del módulo de potencia del equipo MACI-2012. ...	37

Figura 2.5: Vista superior de la tarjeta de interface del equipo MACI-2012...	38
Figura 2.6: Vista superior de la tarjeta de control principal del equipo MACI-2012. ....	39
Figura 2.7: Vista posterior del ensamblaje final de las tarjetas electrónicas del equipo MACI-2012.....	40
Figura 2.8: Vista superior del motor sincrónico de imanes permanentes del equipo MACI-2012.....	41
Figura 2.9: Diagrama de bloques de la plataforma experimental. ....	42
Figura 2.10: Vista superior del módulo de potencia para el accionamiento de servomotores YPV-200 de la compañía Taiwanesa YELI E&M CO. LTD. ....	45
Figura 2.11: Diagrama de bloques del módulo de potencia. ....	47
Figura 2.12: Circuito del rectificador trifásico y barra DC. ....	48
Figura 2.13: Vista superior del módulo de potencia para el accionamiento de servomotores YPV-200.....	48
Figura 2.14: Vista inferior del disipador del módulo de potencia. ....	49
Figura 2.15: Inversor trifásico. ....	51
Figura 2.16: Circuito interno del módulo 7MBR50SB060-50 (IGBT Module 600V/50A/PIM). ....	52
Figura 2.17: Circuito interno del módulo 7MBP50VDA120-50 (IGBT Module 1200V/50A/IPM). ....	53
Figura 2.18: Circuito de carga suave. ....	54
Figura 2.19: Circuito de supervisión del fusible F1.....	55

Figura 2.20: Circuito de captación de la corriente en la barra DC. ....	56
Figura 2.21: Circuito de protección de corriente máxima en la barra DC. ....	58
Figura 2.22: Modificación del circuito de procesamiento de la señal de corriente en la barra DC.....	60
Figura 2.23: Circuito de medición y procesamiento del voltaje de la barra DC. ....	61
Figura 2.24: Circuito de medición y procesamiento del voltaje de la barra DC con aislamiento óptico. ....	63
Figura 2.25: Circuito de potencia del estabilizador de voltaje de la barra DC. ....	64
Figura 2.26: Resistencias de potencia del circuito de estabilización del voltaje de la barra DC. ....	65
Figura 2.27: Circuito de impulsión de compuerta del IGBT de estabilización del voltaje de la barra DC. ....	67
Figura 2.28: Circuito de protección térmica.....	68
Figura 2.29: Curvas características del termistor del módulo 7MBR50SB060-50. ....	69
Figura 2.30: Medición de las corriente en las fases de salida del inversor. ...	71
Figura 2.31: Fuentes de alimentación para las secciones de control del módulo de potencia YPV-200. ....	73
Figura 2.32: Diagrama de bloques del C.I TOP TOP224YN. ....	75

Figura 2.33: Fuente de alimentación tipo Flayback en base del C.I TOP224. .....	75
Figura 2.34: Fuente de alimentación regulada de +5 Voltios del módulo YPV-200. ....	76
Figura 2.35: Fuentes de alimentación de +15V, -15V y +24V. ....	77
Figura 2.36: Circuito de monitoreo de la fuente de alimentación de +5V. ....	79
Figura 2.37: Fuente de alimentación de +5V, +15V y -15V (LPT63 fabricada por Emerson Network Power). ....	81
Figura 2.38: Diseño del circuito de monitoreo de la fuente de alimentación de +5V de la fuente LPT63. ....	82
Figura 2.39: Fuentes para los IGBT's del inversor del equipo MACI-2012. ...	83
Figura 2.40: Circuito de impulsión para las compuertas de los IGBT's del inversor (un solo ramal). ....	85
Figura 2.41: Circuito de habilitación de la fuente Vcolec para los circuitos de impulsión de los IGBT's. ....	86
Figura 2.42: Vista superior del módulo de potencia donde se identifican los principales componentes de la misma. ....	88
Figura 2.43: Vista inferior del módulo de potencia donde se identifican los principales componentes de la misma. ....	89
Figura 2.44: Diagrama de bloques de la tarjeta de interface. ....	90
Figura 2.45: Vista superior de la tarjeta de interface ensamblada dentro del equipo MACI-2012. ....	91



Figura 2.46: Circuito de activación del relé de carga suave de los condensadores de la barra DC. ....	92
Figura 2.47: Circuito de protección de sobre voltaje de la barra DC. ....	93
Figura 2.48: Circuito de procesamiento de las corriente en las fases de salida del inversor. ....	95
Figura 2.49: Circuito de generación de tiempos muertos para las señales PWM del inversor. ....	97
Figura 2.50: Adición de tiempos muertos a las señales PWM1 y PWM2. ....	98
Figura 2.51: Circuito de control de fallas del módulo de potencia. ....	99
Figura 2.52: Diagrama de bloques de la tarjeta de procesamiento principal. ....	101
Figura 2.53: Diagrama de bloques del circuito de procesamiento de las corrientes de salida del inversor. ....	103
Figura 2.54: Circuito de procesamiento de las corriente en las fases de salida del inversor. ....	104
Figura 2.55: Procesamiento de la corriente en la fase A para direccionarla al panel frontal del equipo MACI-2012. ....	105
Figura 2.56: Procesamiento de las corriente en la fase A para direccionarla al convertidor A/D del DSP TMS320F2812. ....	106
Figura 2.57: Diagrama de bloques del circuito de procesamiento de las señales del codificador incremental y sensores de efecto Hall. ....	108

Figura 2.58: Señales del codificador incremental y sensores de efecto Hall del motor sincrónico de imanes permanentes YBL13S-75.S. ....	109
Figura 2.59: Circuito de procesamiento de las señales del codificador incremental y sensores de efecto Hall del PMSM. ....	110
Figura 2.60: Diagrama de bloques del circuito de procesamiento de fallas y generación de las señales PWM para los IGBT's del inversor. ....	112
Figura 2.61: Circuito de control de fallas del módulo de potencia. ....	113
Figura 2.62: Circuito de procesamiento de las señales PWM de salida del DSP. ....	115
Figura 2.63: Diagrama de bloques del circuito de conversión D/A para la visualización de señales en el panel frontal. ....	116
Figura 2.64: Diagrama de bloques del convertidor DAC7724N de BURR-BROWN. ....	117
Figura 2.65: Diagrama de tiempos de las entradas y salidas digitales del convertidor DAC7724N. ....	121
Figura 2.66: Circuito de conversión D/A para la visualización de señales en el panel frontal. ....	122
Figura 2.67: Diagrama de bloques del circuito de procesamiento de los voltajes de salida del inversor y barra DC. ....	123
Figura 2.68: Circuito de procesamiento de los voltajes de salida del inversor y barra DC. ....	125

Figura 2.69: Diagrama de bloques del circuito de escalamiento y adición de niveles DC para las entradas analógicas y habilitación del DSP.....	126
Figura 2.70: Circuito de alimentación (habilitación) del DSP.....	127
Figura 2.71: Señales de comando externa para el DSP. ....	128
Figura 2.72: Circuito para la entrada analógica externa del DSP. ....	129
Figura 2.73: Diagrama de bloques de la tarjeta eZdspF2812.....	131
Figura 2.74: Distribución de conectores de la tarjeta eZdspF2812.....	131
Figura 3.1: Clasificación de las máquinas de imanes permanentes. ....	137
Figura 3.2: Clasificación del PMSM según las características constructivas del rotor. ....	138
Figura 3.3: Marco de referencia trifásico estacionario, marco de referencia estacionario $\alpha\beta 0$ y marco de referencia rotativo $dq 0$ .....	140
Figura 3.4: Dimensiones del motor YBL13S-75. ....	160
Figura 3.5: Vista superior del PMSM YBL30S-75-Z. ....	161
Figura 3.6: Vista del lado motriz del PMSM. ....	162
Figura 3.7: Vista del lado no motriz del PMSM. ....	162
Figura 3.8: Rotor del PMSM YBL13S-75. ....	163
Figura 3.9: Codificador incremental y sensores de efecto Hall.....	164
Figura 3.10: Equipo MACI-2012 con la bancada de motores TERCO.....	165
Figura 4.1: Clasificación básica de las técnicas de control utilizadas con el PMSM.....	167

Figura 4.2: Esquema básico para el control de velocidad escalar (V/F) del PMSM en lazo abierto. ....	169
Figura 4.3: Patrón V/F. ....	173
Figura 4.4: Diagrama del vector espacial de la corriente del estator y sus componentes en el marco de referencia: (a, b, c). ....	180
Figura 4.5: Vector espacial de la corriente del estator y sus componentes en el marco de referencia (a, b, c) y $(\alpha, \beta)$ . ....	181
Figura 4.6: Vector espacial de la corriente del estator y sus componentes en el marco de referencia estático; y, el marco de referencia rotativo (d, q). ...	183
Figura 4.7: Marco de referencia estacionario trifásico (120 grados). ....	185
Figura 4.8: Marco de referencia estacionario de dos fases (aplicación de la transformada de Clarke). ....	185
Figura 4.9: Marco de referencia rotativo (aplicación de la transformada de Park). ....	186
Figura 4.10: Esquema básico del FOC para el control en lazo cerrado de las componentes de la corriente del estator del PMSM. ....	187
Figura 4.11: Vectores espaciales del voltaje, corriente y flujo del rotor en el marco de referencia rotativo (d, q) y sus relaciones con los marcos de referencia estacionarios (a, b, c) y $(\alpha, \beta)$ . ....	190
Figura 4.12: Estructura tradicional del regulador PI numérico. ....	193
Figura 4.13: Regulador PI numérico con corrección del término integral. ...	194
Figura 4.14: Inversor trifásico. ....	196

Figura 4.15: Vectores y estados de conmutación del inversor. ....	199
Figura 4.16: Ubicación de los vectores en el plano complejo. ....	202
Figura 4.17: Ubicación de los sectores en el plano complejo. ....	203
Figura 4.18: Ubicación del vector de referencia en el sector # 1. ....	204
Figura 4.19: Ubicación de los vectores para $f_m=60$ y $f_c=1080$ . ....	206
Figura 4.20: Síntesis del vector de referencia en el sector # 1. ....	207
Figura 4.21: Ubicación del vector de referencia en el sector I. ....	209
Figura 4.22: Cálculo del índice de modulación con SVPWM. ....	210
Figura 4.23: Cálculo de los tiempos: $T_a$ , $T_b$ y $T_c$ . ....	211
Figura 4.24: Ubicación de los vectores con SVPWM. ....	215
Figura 4.25: Síntesis de vectores en el sector # 1 con SVPWM. ....	216
Figura 4.26: Patrón de conmutación para los seis sectores con SVPWM. ...	218
Figura 4.27: Patrón de conmutación de los seis sectores en el marco de referencia bidimensional con SVPWM. ....	219
Figura 5.1: Etapas de desarrollo para la creación de algoritmos en el DSP a partir de VisSim/ECD. ....	223
Figura 5.2: Diagrama de bloques simplificado del manejo de salidas digitales del equipo MACI-2012. ....	224
Figura 5.3: Ventana de rangos de las propiedades de simulación. ....	225
Figura 5.4: Diagrama de bloques de la aplicación. ....	226
Figura 5.5: Ventana de propiedades del Tren de Pulsos. ....	227

Figura 5.6: Secuencia para la rotación de 180 grados de los bloques en VisSim. ....	228
Figura 5.7: Ventana de dialogo del canal de Salida F281X.....	229
Figura 5.8: Ventanas de dialogo del bloque plot . ....	230
Figura 5.9: Bloque plot personalizado.....	231
Figura 5.10: Selección de los bloques para encapsular. ....	232
Figura 5.11: Bloques seleccionados para encapsular. ....	232
Figura 5.12: Propiedades del Bloque Compound Block. ....	233
Figura 5.13: Bloque compuesto “Digital output IOPF14”. ....	233
Figura 5.14: Selección del bloque Digital Output IOPF14. ....	234
Figura 5.15: Cuadro de dialogo Code Generation Properties.....	235
Figura 5.16: Mensajes de compilación y enlace en la ventana de comandos de Windows. ....	236
Figura 5.17: Programa de la aplicación en lenguaje C.....	236
Figura 5.18: Reemplazo del bloque compuesto con el bloque DSPinterface. ....	237
Figura 5.19: Ventana F281X DSP Interface Properties.....	238
Figura 5.20: Ventana Simulation Properties.....	239
Figura 5.21: Gráfico en plot de la actividad de IOPF14.....	239
Figura 5.22: Ventana de diálogo F281X DSP Interface Properties.....	240
Figura 5.23: Sistema de captación y procesamiento de las corrientes de salida del inversor trifásico (corriente en las dos fases del motor PMSM)...	242

Figura 5.24: Ventana de las propiedades de simulación (Simulation Properties).....	245
Figura 5.25: Diagrama de Bloques para la medición, conversión A/D y despliegue visual de las señales analógicas ADCINA0 y ADCINA1. ....	246
Figura 5.26: Propiedades del canal de entrada F218X Input Channel, correspondiente a la entrada analógica ADCINA0.....	247
Figura 5.27: Propiedades del canal de entrada F218X Input Channel, correspondiente a la entrada analógica ADCINA1.....	247
Figura 5.28: La salida digital IOPF14 maneja el LED IOPF14 del panel frontal del equipo MACI-2012. ....	248
Figura 5.29: Rotulación del bloque compuesto en la ventana de propiedades (Compound Properties).....	249
Figura 5.30: Rotulación de los conectores del bloque ADC. ....	250
Figura 5.31: Diagrama de bloques para la captación y despliegue visual de ADCINA0 y ADCINA1.....	250
Figura 5.32: Medición de las corrientes de salida del inversor trifásico. ....	252
Figura 5.33: Circuito de captación de corrientes con eliminación del nivel DC y la adición de filtros digitales. ....	253
Figura 5.34: Ventana de Propiedades del bloque: Fixed Point Const Block Properties. ....	254
Figura 5.35: Ventana de Propiedades del bloque Fixed Point Sum. ....	254

Figura 5.36: Ventana de dialogo de las propiedades de la Función de Transferencia (Transfer Function Properties).....	255
Figura 5.37: Ventana Propiedades del Filtro IIR. ....	256
Figura 5.38: Configuración final de la función de transferencia del filtro digital pasa bajos de Butterworth. ....	257
Figura 5.39: Ventana de propiedades del bloque Convert To. ....	257
Figura 5.40: Medición de las corrientes de salida del inversor trifásico con la eliminación del nivel DC y la adición del filtro digital pasa-bajos. ....	259
Figura 5.41: Diagrama de bloques simplificado del manejo de las salidas analógicas del equipo MACI-2012. ....	261
Figura 5.42: Ventana de las Propiedades de Simulación.....	263
Figura 5.43: Bloque compuesto 4ch.DAC. ....	264
Figura 5.44: Ventana de Propiedades del bloque sinusoid. ....	265
Figura 5.45: Ventana de Propiedades del bloque Convert.....	266
Figura 5.46: Ventana de Propiedades del bloque sinusoid. ....	266
Figura 5.47: Ventana de Propiedades del bloque Convert.....	266
Figura 5.48: Diagrama de bloques para las salidas DA0 y DA1.....	267
Figura 5.49: Ventana de Propiedades de la Sinusoid. ....	267
Figura 5.50: Diagrama de bloques de la aplicación DAC.....	268
Figura 5.51: Crear el bloque compuesto DAC.....	269
Figura 5.52: Diagrama del bloque DAC. ....	269
Figura 5.53: Capa interna del bloque compuesto DAC. ....	270



Figura 5.54: Despliegue visual de las señales DA0 y DA1.....	271
Figura 5.55: Oscilogramas de las salidas analógicas DA0 y DA1. ....	272
Figura 5.56: Oscilogramas de las salidas analógicas DA2 y DA3 .....	273
Figura 5.57: Relación Voltaje/Frecuencia del control V/F.....	274
Figura 5.58: Diagrama del sistema de control de velocidad V/F.....	275
Figura 5.59: Añadir un conector de entrada al bloque V/F Control.....	276
Figura 5.60: Parámetros del Slider. ....	277
Figura 5.61: Propiedades de la Etiqueta. ....	278
Figura 5.62: Diagrama de bloques del control V/F. ....	278
Figura 5.63: Bloque compuesto del sensor de corriente y filtro pasa bajos.	279
Figura 5.64: Bloques TI DMC (Texas Instruments Digital Motion Control) para el control V/F. ....	280
Figura 5.65: Ventana de diálogo de las propiedades del Perfil V/Hz.....	280
Figura 5.66: Relación Voltaje-Frecuencia en base de las propiedades del Perfil V/Hz.....	281
Figura 5.67: Ventana de propiedades del bloque Space Vector Generator32 (Magnitude/Frequency).....	282
Figura 5.68: Propiedades del bloque Space Vector PWM32.....	283
Figura 5.69: Configurar la entrada period del bloque Space Vector PWM32. ....	285
Figura 5.70: Configurar IOPA12 a 0.....	286
Figura 5.71: Configuración del bloque compuesto “V/F control”.....	286

Figura 5.72: Diagrama de bloques del control V/F. ....	287
Figura 5.73: Corrientes del PMSM para: $f=0.25$ (25 Hz). ....	288
Figura 5.74: Corrientes del PMSM para: $f=0.30$ (30 Hz). ....	288
Figura 5.75: Oscilograma de la señal DA0 (va); (CH1: sin filtro, CH2: con filtro). ....	289
Figura 5.76: Oscilograma de las señales en DA0 (va) y DA1 (vb); (CH1: va, CH2: vb). ....	290
Figura 5.77: Oscilograma de las señales en DA0 (va) y DA2 (vb); (CH1: va, CH2: vc) . ....	290
Figura 5.78: Oscilograma de las señales de corriente ia e ib del PMSM; (CH1: ia, CH2: ib). ....	291
Figura 5.79: Oscilograma de las señales de corriente ia e ic, del PMSM; (CH1: ia, CH2: ic). ....	291
Figura 5.80: $f=0.25$ (25Hz) (CH1:PWM1, CH2:PWM2). ....	292
Figura 5.81: Oscilogramas para $f=0.25$ (25 Hz) (CH1: Vab, CH2: Vbc, lado izq y CH1:Vab, CH2: Vca, lado der); panel frontal. ....	292
Figura 5.82: Oscilogramas para $f=0.25$ (25 Hz) (CH1:Vab, CH2:Vbc); bornes del motor. ....	293
Figura 5.83: Circuito de control de aceleración y desaceleración. ....	293
Figura 5.84: Sistema de medición de posición y velocidad del PMSM, con el codificador incremental. ....	296
Figura 5.85: Diagrama de bloques del control "V/F Control". ....	297

Figura 5.86: Ventana de Propiedades del bloque Quadrature Encoder. ....	298
Figura 5.87: Desarrollo interno del bloque compuesto "V/F Control" .....	299
Figura 5.88: Diagrama de pruebas para el control V/F y el bloque Quadrature Encoder. ....	300
Figura 5.89: Resultados de la ejecución para $f=0.25$ (25 Hz).....	301
Figura 5.90: $f=0.25$ (25 Hz), CH1:ia, CH2:DA3=CNT/rad*0.0001.....	302
Figura 5.91: $f=0.25$ (25 Hz), CH1:index, CH2:DA3.....	302
Figura 5.92: Resultados de la ejecución a $f=0.3$ (30 Hz).....	303
Figura 5.93: $f=0.3$ (30 Hz), CH1: ia, CH2: DA3. ....	303
Figura 5.94: $f=0.3$ (30 Hz), CH1: index, CH2: DA3.....	304
Figura 5.95: Cálculo del ángulo eléctrico a partir del ángulo mecánico. ....	305
Figura 5.96: Bloque compuesto CNT/rad.....	305
Figura 5.97: Bloque compuesto $d\theta/dt$ . ....	306
Figura 5.98: Proceso de cálculo de la velocidad. ....	307
Figura 5.99: Bloque de cálculo de la velocidad.....	309
Figura 5.100: Bloque Position & Speed Sensor (Bloque de posición y velocidad).....	310
Figura 5.101: Diagrama para el cálculo de la posición y la velocidad del motor PMSM.....	310
Figura 5.102: Diagrama de bloques del sistema. ....	311
Figura 5.103: Señales de posición y velocidad. ....	312

Figura 5.104: Diagrama de bloques para la Transformación de Coordenadas. .....	313
Figura 5.105: Bloque compuesto V/F Control & Encoder & DQ Transform.	315
Figura 5.106: Desarrollo interno del bloque compuesto V/F Control & Encoder & DQ Transform.....	315
Figura 5.107: Diagrama de bloques para la transformación de coordenadas DQ.....	316
Figura 5.108: Bloque compuesto “iu/iv DQ Tranform”.....	316
Figura 5.109: Bloque iu/iv DQ Tranform para el DMD2000.....	317
Figura 5.110: Motor DC acoplado al eje del Motor PMSM (DMD2000).....	318
Figura 5.111: Diagrama de conexiones del PMSM para las pruebas de alineación del índice. ....	318
Figura 5.112: Desplazamiento de índice (index) respecto al flujo de rotor; ChA: Van y ChB: índice (DMD2000).....	319
Figura 5.113: Cálculo del desplazamiento angular eléctrico. ....	320
Figura 5.114: Desplazamiento de índice (index) respecto al flujo de rotor; ChA: Van y ChB: índice (MACI-2012).....	320
Figura 5.115: Diagrama de bloques para la transformación de coordenadas (Clarke y Park).....	321
Figura 5.116: Diagrama de bloques de transformación de coordenadas ID IQ. ....	322
Figura 5.117: ID e IQ para: $f=0.15$ (15 Hz).....	323

Figura 5.118: ID e IQ para: $f=0.25$ (25 Hz).....	323
Figura 5.119: Diagrama del FOC para el PMSM en lazo abierto.....	325
Figura 5.120: Diagrama de bloques del control FOC en lazo abierto. ....	326
Figura 5.121: Ubicación de bloques Inverse Park Transform, Space Vector Generator (Quadrature Control) y Space Vector PWM. ....	327
Figura 5.122: Ventana de propiedades del bloque Space Vector PWM (Quadrature Control).....	327
Figura 5.123: Conexión de bloques Inverse Park Transform, Space Vector Generator (Quadrature Control) y Space Vector PWM. ....	328
Figura 5.124: Utilización del bloque merge para conmutar la entrada VD...329	
Figura 5.125: Ventana de diálogo de las propiedades del bloque step. ....	329
Figura 5.126: Bloque “DQ Open Loop Control & Encoder & DQ Transform”. .....	330
Figura 5.127: Diagrama de bloques del control FOC en lazo abierto. ....	330
Figura 5.128: Diagrama de control del FOC en lazo abierto DQ. ....	331
Figura 5.129: $V_D=0$ , $V_Q=0.2$ Respuesta ID/IQ. ....	331
Figura 5.130: CH1 (ia), CH2 (d).....	332
Figura 5.131: CH1 (ia), CH2 (q).....	332
Figura 5.132: CH1 (ia), CH2 (va).....	333
Figura 5.133: CH1 (id), CH2 (iq). ....	333
Figura 5.134: Figura 5.134 CH1 (id), CH2 (va). ....	333
Figura 5.135: Formas de onda PWM1 y PWM2.....	334

Figura 5.136: $V_Q = 0,2$ , $V_D = -0,012$ Respuesta $I_D / I_Q$ .	335
Figura 5.137: Diagrama del FOC para el PMSM en lazo cerrado (Control de flujo ( $I_D$ )).	337
Figura 5.138: Diagrama de bloques del control FOC de flujo del PMSM en lazo cerrado.	338
Figura 5.139: Controlador PID para $I_D$ ( $V_D$ Controller).	339
Figura 5.140: Configuración de parámetros del controlador PID para la variable $I_D$ ( $V_D$ Controller).	339
Figura 5.141: Controlador $V_Q$ .	340
Figura 5.142: Configuración de parámetros del controlador PID para la variable $I_Q$ ( $V_Q$ Controller).	340
Figura 5.143: Bloque Compuesto $V_D/V_Q$ Controller.	341
Figura 5.144: Bloque compuesto "DQ Close Loop D Control".	342
Figura 5.145: Diagrama del sistema de control de flujo.	342
Figura 5.146: Configuración de la señal de comando.	343
Figura 5.147: Formas de onda de las señales $Cmd$ e $I_D$ para: $K_p=0.5$ , $K_i=0.05$ .	344
Figura 5.148: Oscilograma de las señales $Cmd$ e $I_D$ para: $K_p=0.5$ , $K_i=0.01$ .	345
Figura 5.149: Diagrama del FOC para el PMSM en lazo cerrado (Control de torque ( $I_Q$ )).	346

Figura 5.150: Diagrama de bloques del control FOC de torque del PMSM en lazo cerrado.....	347
Figura 5.151: Bloque Compuesto “VD/VQ Controller”.....	347
Figura 5.152: Bloque compuesto “DQ Close Loop Torque Control”.....	348
Figura 5.153: Diagrama del sistema de control de la coordenada Q.....	348
Figura 5.154: Configuración de la señal de comando.....	349
Figura 5.155: Formas de onda de las señales Cmd e IQ para $K_p=0.653$ , $K_i=0.056$ .....	350
Figura 5.156: Oscilograma de las señales Cmd e IQ para $K_p=0.653$ , $K_i=0.056$ .....	350
Figura 5.157: Diagrama del FOC para el PMSM con control de velocidad en lazo cerrado.....	352
Figura 5.158: Diagrama del control de velocidad en lazo cerrado.....	353
Figura 5.159: Parámetros de los controladores PID de VD y VQ.....	354
Figura 5.160: Bloque compuesto del Controlador VD/VQ.....	354
Figura 5.161: Parámetros del controlador de velocidad.....	355
Figura 5.162: Diagrama de bloques del controlador de velocidad en lazo cerrado.....	355
Figura 5.163: Diagrama del control de velocidad en lazo cerrado.....	356
Figura 5.164: Uso del bloque DSPinterface para reemplazar el bloque compuesto.....	357
Figura 5.165: Configuración de la señal de comando.....	357

Figura 5.166: Respuesta de la velocidad del motor ante un comando con señal cuadrada en VisSim. ....	358
Figura 5.167: Oscilograma de la velocidad del motor ante un comando con señal cuadrada. ....	358
Figura 5.168: Señales cmd y Speed en el flanco de subida.....	359
Figura 5.169: Señales cmd y Speed en el flanco de bajada.....	359
Figura 5.170: Respuesta de la velocidad del motor ante un comando con señal cuadrada en VisSim para: $K_p=1.25$ $K_i= 0.0008$ . ....	360
Figura 5.171: Oscilograma de la velocidad del motor ante un comando con señal cuadrada para: $K_p=1.25$ $K_i= 0.0008$ .....	360
Figura 5.172: Señales cmd y Speed en el flanco de subida.....	361
Figura 5.173: Señales cmd y Speed en el flanco de bajada.....	361
Figura 5.174: Respuesta de la velocidad del motor ante un comando con señal triangular en VisSim. ....	362
Figura 5.175: Oscilograma de la velocidad del motor ante un comando con señal triangular. ....	362
Figura 5.176: Respuesta de la velocidad del motor ante un comando con señal sinusoidal en VisSim. ....	363
Figura 5.177: Oscilograma de la velocidad del motor ante un comando con señal triangular. ....	363
Figura 5.178: Diagrama del sistema del control de posición en lazo cerrado. ....	365



Figura 5.179: Diagrama de bloques del control de Posición en lazo cerrado. .....	366
Figura 5.180: Parámetros del controlador PID de Velocidad.....	366
Figura 5.181: Bloque de realimentación de posición.....	367
Figura 5.182: Parámetros del controlador PID de control de Posición. ....	368
Figura 5.183: Diagrama de bloques del control de posición en lazo cerrado .....	369
Figura 5.184: Diagrama de bloques del control de Posición en lazo cerrado. .....	369
Figura 5.185: Uso del bloque DSPinterface para reemplazar el bloque compuesto.....	370
Figura 5.186: Configuración de la señal de comando sinusoidal. ....	370
Figura 5.187: Respuesta de posición para $K_p=0.5$ , $K_i=0.0001$ en VisSim..	371
Figura 5.188: Oscilograma de la respuesta de Posición para $K_p=0.5$ , $K_i=0.0001$ . ....	371
Figura 5.189: Respuesta de Posición a $K_p=2.15$ , $K_i=0.0001$ en VisSim. ....	372
Figura 5.190: Oscilograma de la respuesta de Posición para: $K_p=2.15$ , $K_i=0.0001$ . ....	372
Figura 5.191: Respuesta de Posición a $K_p=2.15$ , $K_i=0.0001$ en VisSim. ....	373
Figura 5.192: Oscilograma de la respuesta de Posición para: $K_p=2.15$ , $K_i=0.0001$ . ....	373
Figura 5.193: Respuesta de Posición a $K_p=1.65$ , $K_i=0.0001$ en VisSim. ....	374

Figura 5.194: Oscilograma de la respuesta de Posición para: $K_p=1.65$ , $K_i=0.0001$ .....	374
Figura 5.195: Respuesta a la entrada de triangulo en visSim. ....	375
Figura 5.196: Respuesta a la entrada de triangulo en osciloscopio. ....	375

## ÍNDICE DE TABLAS

Tabla 1: Lógica de control del convertidor DAC7724N.....	118
Tabla 2: Funciones del C.I 74HCT138N .....	119
Tabla 3: Asignación de pines para el conector P1 (JTAG).....	132
Tabla 4: Asignación de pines para el conector de la interface de expansión P2.....	133
Tabla 5: Asignación de pines para el conector P4 y P8 de la interface I/O .	134
Tabla 6: Asignación de pines para el conector P7 .....	134
Tabla 7: Asignación de pines para los conectores P8 y P9 de la interface analógica.....	135
Tabla 8: Evaluación de los voltajes del inversor.....	200
Tabla 9: Ubicación de los sectores con SVPWM. ....	215
Tabla 10: Secuencia de conmutación para los sectores. ....	217
Tabla 11: Bloque pulse Train. ....	227
Tabla 12: Bloques unitDelay y not .....	228
Tabla 13: Bloque digital/Analog Output for F281X. ....	229
Tabla 14: Bloque de gráficos plot.....	230

## INTRODUCCIÓN

El presente trabajo está escrito y estructurado de tal manera que se facilite la comprensión de los diferentes procesos y áreas de conocimiento involucrados en el desarrollo final de las técnicas experimentales de control del motor sincrónico con rotor de imanes permanentes.

**En el Capítulo 1**, se realiza un breve resumen del estado del arte en plataformas experimentales para control y pruebas de motores eléctricos. Se hace un análisis de las plataformas experimentales para el control de motores eléctricos ofrecidas por compañías privadas y también los diseños realizados en el ámbito universitario. Al final del capítulo se detalla el origen, objetivos y proyecciones futuras del proyecto MACI-2012.

**En el Capítulo 2**, se presenta en detalle el proceso de diseño de las secciones electrónicas de la plataforma experimental para el control de: motores de inducción, motores sincrónicos con rotor de imanes permanentes, motores DC sin escobillas y motores DC con escobillas. Se presentan las modificaciones realizadas en el diseño original del DMD2000 y se detalla el diseño teórico y pruebas simuladas de las secciones no críticas.

**En el Capítulo 3**, se realiza el análisis teórico del modelo vectorial del motor sincrónico de imanes permanentes mediante la teoría de los marcos de referencia y las transformadas de Clarke y Park.

**En el Capítulo 4**, se analizan las técnicas de control escalar (VF) y el control de campo orientado (FOC) para los sistemas de control de motores sincrónicos de imanes permanentes. Se profundiza en el análisis teórico de la técnica de modulación de ancho de pulso por medio del vector espacial.

**En el Capítulo 5**, se prueban experimentalmente los sistemas de control para el motor sincrónico de imanes permanentes, basados en los diseños realizados para los equipos DMD2000, adquiridos por el Laboratorio de Electrónica de Potencia de la FIEC-ESPOL. Se escogió este tipo de control porque permite valorar de manera integral el diseño de la plataforma experimental propuesta en el presente trabajo.

Finalmente, se efectúan las conclusiones basadas en las modificaciones efectuadas en el diseño del equipo MACI-2012, que resolvieron los problemas de alta tasa de fallos del equipo DMD2000. En las recomendaciones se enfatiza la posibilidad del diseño de un equipo de similares prestaciones que las del MACI-2012; pero basado en el DSP de coma flotante TMS320F28335 embebido en la tarjeta de desarrollo eZdspF28335 y con programación gráfica basada en MATLAB-Simulink y/o ViSim.

# **CAPÍTULO 1**

## **ESTADO DEL ARTE EN EL DESARROLLO DE PLATAFORMAS EXPERIMENTALES PARA EL CONTROL DE MOTORES ELÉCTRICOS.**

### **1.1 Introducción.**

En la actualidad, la eficiencia y flexibilidad son de gran importancia en la investigación y desarrollo de procesos en todos los campos de la industria. Esto también se aplica en el desarrollo, implementación y pruebas de algoritmos de control de motores eléctricos. El rápido desarrollo en tecnologías computacionales, durante la presente década ha revolucionado el campo del control de motores eléctricos y posibilitado el uso de algoritmos mucho más eficientes y complejos, implementados con procesadores digitales de señales (DSP). Este desarrollo ha dado origen al uso más eficiente de los motores eléctricos desde el punto de vista energético y

garantizando una excelente respuesta dinámica para las aplicaciones de mayor exigencia en la industria.

El proceso de programación de un Microprocesador o DSP en lenguaje ensamblador o C, para aplicaciones en tiempo real, es un proceso tedioso y que consume mucho tiempo; por esta razón, en las últimas décadas se ha venido desarrollando una nueva aproximación para la programación de microprocesadores y DSP denominada “Diseño de Sistemas de Control Asistido por Computador (CACSD = Computer Aided Control System Design), que hace el proceso de programación más gráfico e intuitivo [1]. El programa es implementado en forma de un esquema de bloques, en base del cual se genera de manera automática el código fuente en un ambiente de programación CACSD.

Uno de los propósitos de este capítulo, es examinar los equipos de entrenamiento en el área de control de máquinas eléctricas, que utilicen la técnica de obtención de prototipos rápidos para el desarrollo e implementación de algoritmos de control sobre procesadores digitales de señal (DSP), en lugar de utilizar lenguaje ensamblador o C. Los algoritmos de control pueden implementarse con programación orientada a diagramas de bloque, en el ambiente de MATLAB-Simulink desarrollado por MathWorks, VisSim patentado por Visual Solutions o Control-Desk de dSPACE.

En el caso de MATLAB-Simulink, el algoritmo de control se implementa como un esquema de bloques en Simulink; y, MATLAB genera automáticamente el código C para una tarjeta embebida con el DSP (eZdspF2812), mediante el paquete de software Real-Time Workshop (RTW) y RTW Embedded Coder. El código generado se enlaza con Code Composer Studio (CCS) que se encarga de las rutinas de traslado del programa en C a lenguaje ensamblador para el DSP (TMS320F2812). Adicionalmente proporciona la interface gráfica para el monitoreo y depuración de las aplicaciones.

Este proceso puede implementarse con el software VisSim-TI C2000 Rapid Prototyper que interactúa con CCS sin necesidad de MATLAB-Simulink. VisSim, es un entorno de programación gráfica que tiene librerías especializadas para el diseño de accionamientos de motores eléctricos. VisSim, se enlaza con tarjetas de desarrollo de la compañía Spectrum Digital Incorporated, tales como la eZdspF2812 que embebe al procesador TMS320F2812. VisSim interactúa con Code Composer Studio para la carga y prueba de las aplicaciones en el DSP.

Finalmente citaremos a dSPACE, que trabaja con tarjetas DS1104 R&D controller card (DSP embebido) y que mediante el entorno de desarrollo integrado Control-Desk permite realizar la programación gráfica de aplicaciones de control de máquinas eléctricas.



Actualmente, un gran número de aplicaciones en los procesos de producción industriales, requieren sistemas de control de: velocidad, torque o posición; con motores eléctricos que tengan elevado desempeño dinámico y alta eficiencia; adicionalmente, la estrategia de control de motores sin uso de sensores ha ganado importancia debido a la reducción en costos y complejidad [2]. El procesamiento digital de señales (DSP) en el campo del control de motores ha demostrado que se pueden obtener estos objetivos. Por estas y muchas otras razones, la enseñanza del procesamiento digital de señales aplicado al control de máquinas eléctricas es un importante componente de la formación en ingeniería en la mayoría de Universidades a nivel mundial [3].

## **1.2 Plataformas de desarrollo comerciales para el control de motores en base de procesadores digitales de señal DSP.**

### **1.2.1 DSP Motor Control Developing System (DMD2000)**

La compañía Cho Chieh Tech. Enterprise Ltd., comercializo hasta el año 2009 los equipos DMD2000 (Fig. 1.1).

El DMD2000, es un sistema experimental para el control de motores eléctricos, basado en la tarjeta de desarrollo eZdspF2812 de Spectrum Digital Incorporated, que tiene embebido el DSP TMS320F2812 de Texas Instruments. Este sistema utiliza un inversor industrial en la sección de

potencia que puede manejar: motores de inducción, motores sincrónicos de imanes permanentes y motores DC con escobillas (Fig. 1.2).



**Figura 1.1: Sistema de desarrollo de control de motores con DSP (DMD2000).**

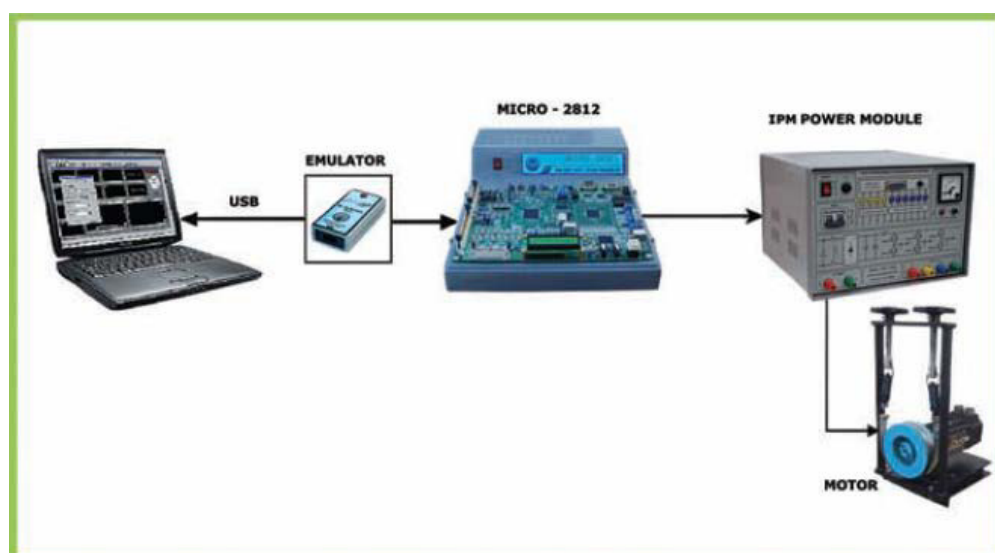


**Figura 1.2: Motores utilizados con el equipo DMD2000.**

El software de programación orientada a bloques (programación gráfica), VisSim de la compañía Visual Solutions, que opera en el ambiente de Windows, se utiliza para el diseño de las aplicaciones y trabaja en conjunto con Code Composer Studio para bajar y monitorear las aplicaciones que corren de manera independiente en el DSP.

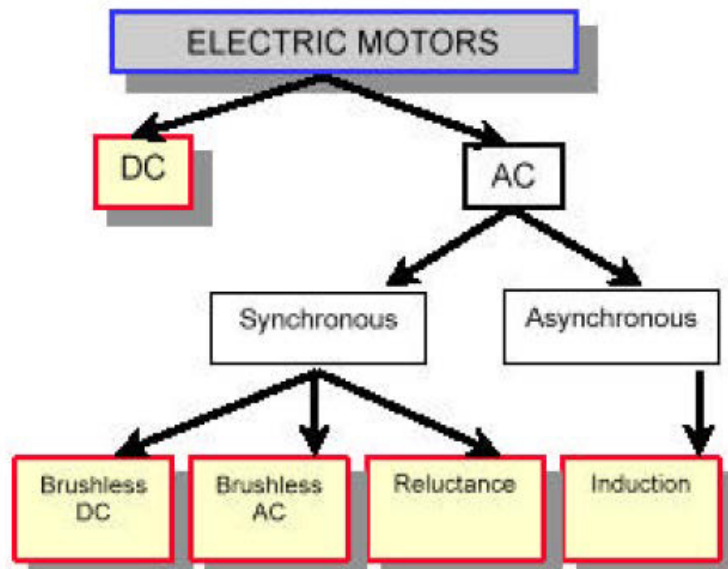
### 1.2.2 Micro-2812 Controller and Three Phase IGBT Power Module (VPET 106)

La compañía Hindú Vi Microsystems Pvt. Ltda., diseña equipos para investigación y desarrollo en el área de Electrónica de Potencia y control de motores eléctricos (Fig. 1.3).



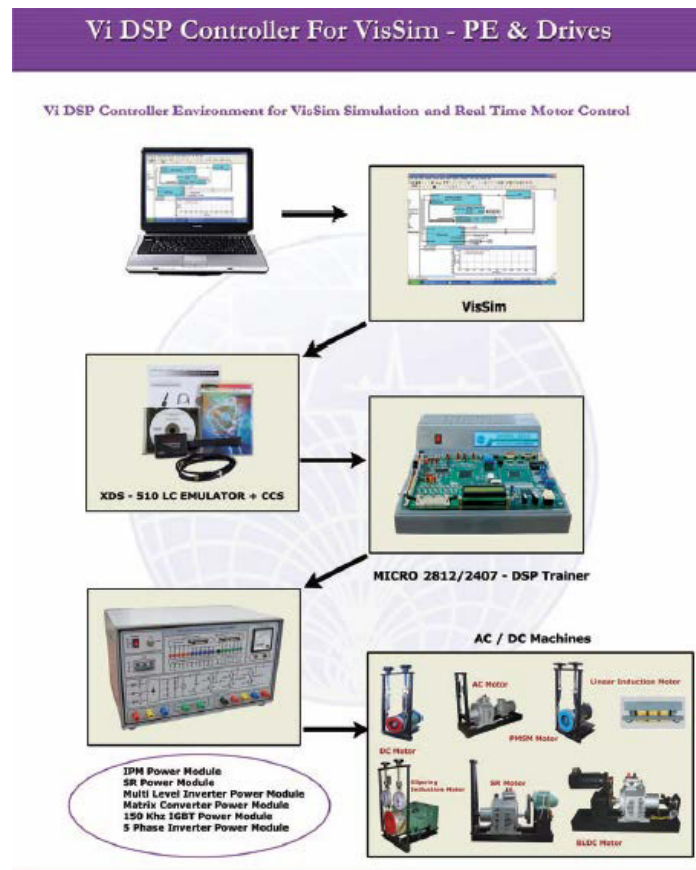
**Figura 1.3: Diagrama básico de desarrollo y prueba de prototipos para el control de motores eléctricos.**

La gama de motores eléctricos que se pueden controlar con esta plataforma se muestra en la figura 1.4.



**Figura 1.4: Tipos de motores eléctricos que se controlan con la plataforma.**

Todas las aplicaciones de control de motores se desarrolla utilizando bloques de la interface gráfica de usuario (GUI) del software VisSim. Las aplicaciones desarrolladas se pueden descargar al DSP contenido en el módulo Micro -2812 (DSP TMS320F2812), a través del emulador de JTAG (XDS510USB JTAG Emulator), enlazado con Code Composer Studio y probadas en el módulo IPM Power Module que controla el motor bajo experimentación. En la figura 1.5 se muestra de manera gráfica las etapas de desarrollo para la implementación de aplicaciones.



**Figura 1.5: Diagrama de desarrollo y prueba de prototipos para el control de motores eléctricos.**



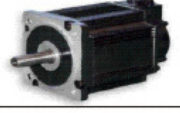
### 1.2.3 High voltage motor control and PFC developer's Kit (TMDSHVMTRPFCKIT)

El sistema de desarrollo TMDSHVMTRPFCKIT, fabricado por Texas Instruments para el control digital de motores (DMC) con capacidad de control del factor de potencia de la red de suministro eléctrico (PFC), es una plataforma abierta (open source) que permite la evaluación de micro controladores de la familia Piccolo F28035 y Delfino F28335 (Fig. 1.6)



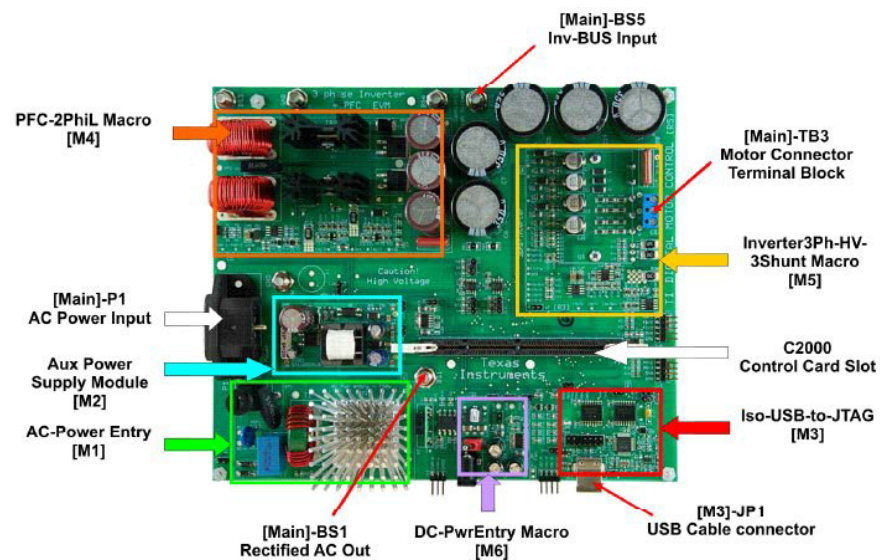
**Figura 1.6: Plataforma de desarrollo para el control de motores TMDSHVMTRPFCKIT de Texas Instruments.**

La etapa de potencia está diseñada para trabajar con los motores AC de mayor uso en la industria: motores de inducción, motores DC sin escobillas y motores sincrónicos de imanes permanentes (Fig. 1.7). En el micro controlador se desarrollan aplicaciones en lazo cerrado con las técnicas: trapezoidal, V/F y FOC con el uso de sensores y sin sensores, utilizando algoritmos de control basados en la FEM inducida en el estator.

AC Induction Motor (HVACIMTR) (220V, 3 Phase AC, 0.25 HP)	
PMSM Motor (HVPMSMMTR) (220V, 3 Phase AC, 0.4 KW)	
BLDC Motor (HVBLDCMTR) (160-170V, 3Phase AC)	

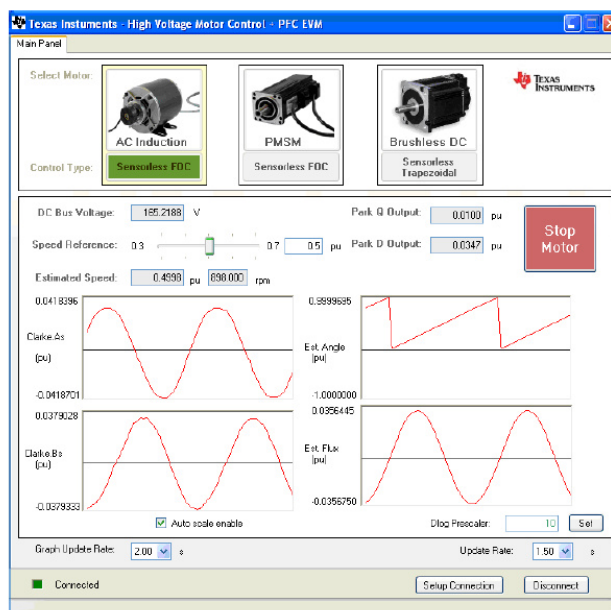
**Figura 1.7: Motores disponibles para la plataforma de Texas Instruments.**

En la figura 1.8, se muestran las secciones de control distribuidas en la tarjeta principal de la plataforma.



**Figura 1.8: Macros de la tarjeta de control del Kit HVDMCMTRPFC.**

Texas Instruments ha desarrollado una interface gráfica de usuario (GUI) muy amigable para la evaluación de las aplicaciones (Fig. 1.9).

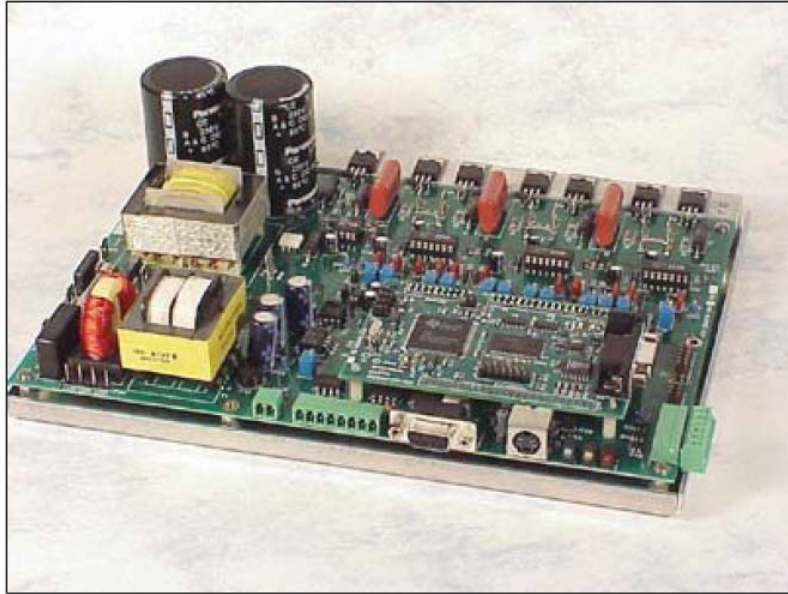


**Figura 1.9: Interface gráfica usuario (GUI).**

#### **1.2.4 Motor Controller for AC Induction and Brushless DC Motors (DMC1500).**

Spectrum Digital Incorporated, entre sus productos comercializa el módulo DMC1500 para el control de motores de inducción y sincrónicos de imanes permanentes (DMC1500 Motor Controller for AC Induction and Brushless DC Motors). Este módulo, puede ser utilizado con la tarjeta de desarrollo eZdspF2812 compatible con el software C2000 Code composer Studio de Texas Instruments y el emulador de JTAG XDS510 USB o el SPI110LV Opto Pod, distribuidos por el fabricante.





**Figura 1.10: Modulo DMC1500 para el control de motores de inducción y síncronos de imanes permanentes.**

Entre las características más importantes del módulo DMC1500 enumeraremos las siguientes.

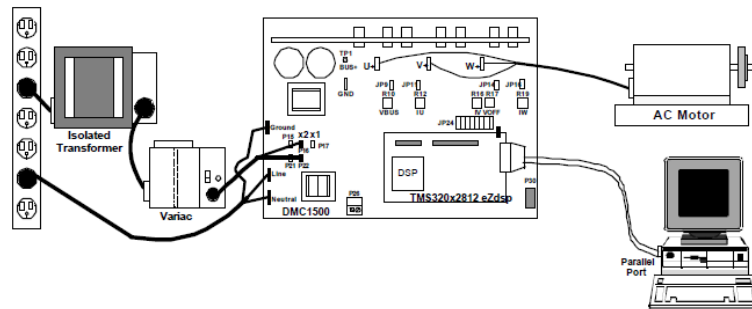
- Permite el desarrollo de algoritmos para motores de inducción y sincrónicos con rotor de imanes permanentes.
- El voltaje de la barra DC del inversor soporta voltajes nominales de 350 Voltios DC.
- La corriente nominal del inversor es de 5 Amperios continuos o 10 Amperios pico.
- Fuente de alimentación de 115-230 Voltios AC.

- El rectificador de entrada, los condensadores y el doblador de voltaje en la sección de potencia de entrada están ubicado dentro del módulo.
- Salidas digitales con aislamiento óptico.
- Interface RS232 con aislamiento óptico.
- Interface CAN con aislamiento óptico.
- Lógica para corrección del factor de potencia en la sección de potencia del módulo.

El fabricante Spectrum Digital Incorporated, publica libremente en su sitio WEB, el manual con las referencias técnicas [DMC1500 Technical Reference] completas del módulo DMC1500, el mismo que inclusive dispone de todos los diagramas electrónicos, que son imprescindibles desde el punto de vista académico y para el desarrollo de trabajos de investigación en esta área.

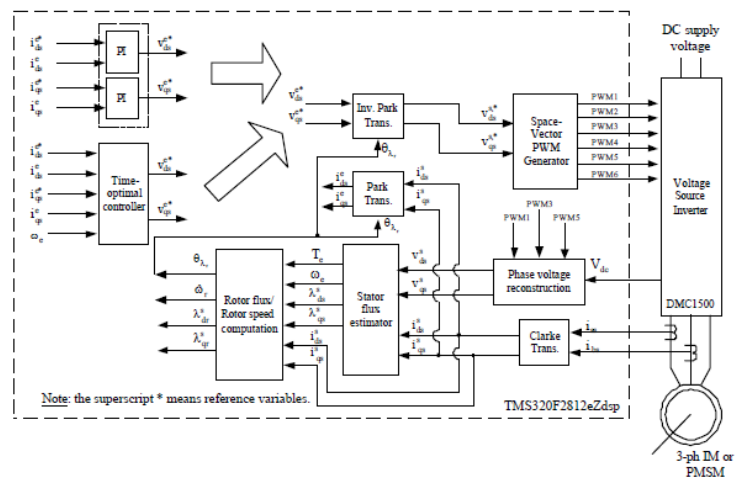
Este módulo ha sido utilizado en trabajos de investigación en varias Universidades a manera de ejemplo podemos citar la disertación final para la obtención del Doctorado en Filosofía en la Escuela de Graduados de la Universidad Estatal de Ohio (Graduate School of the Ohio State University) [4].

En la Figura 1.11, se muestra el equipamiento experimental utilizado en este trabajo de investigación, donde se aprecia claramente el uso del módulo DMC1500 para las pruebas experimentales.



**Figura 1.11: Conjunto experimental utilizado en el trabajo de investigación referenciado en [4].**

El campo de interés de esta investigación está centrado de manera principal en el reemplazo de los controladores PI de las componentes de la corriente del estator en los ejes rotativos d y q, por controladores optimizados en el tiempo (Figura 1.12).



**Figura 1.12: Diagrama de bloques del lazo de control de corriente del sistema de control vectorial sin sensores.**

El grupo de sistemas de control digital de la compañía Texas Instruments (Digital Control Systems (DCS) Group), en su reporte [5] sobre control de velocidad de motores de inducción trifásicos utiliza como plataforma de pruebas el módulo DMC1500.

Spectrum Digital Inc., proporciona toda la información técnica y planos electrónicos del módulo DMC1500.

### 1.2.5 Kit C Pro-MS(BL) with MATLAB library (MCK2812).

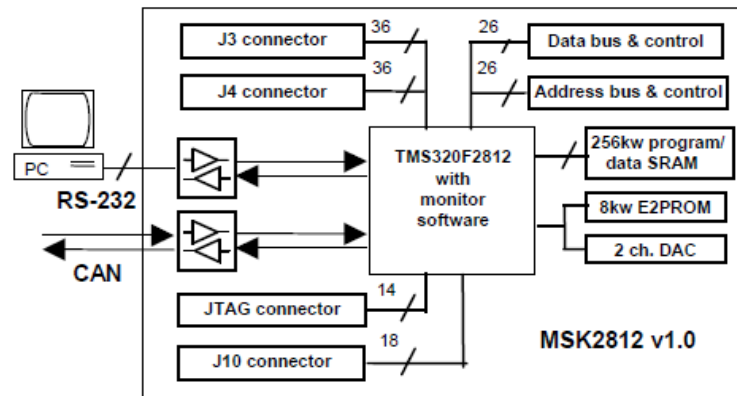
La compañía Technosoft comercializa un conjunto que denomina “MCK2812 Kit C Pro-MS(BL) with MATLAB library” (Figura 1.13).



**Figura 1.13: MCK2812 Kit C Pro-MS(BL) with MATLAB library.**

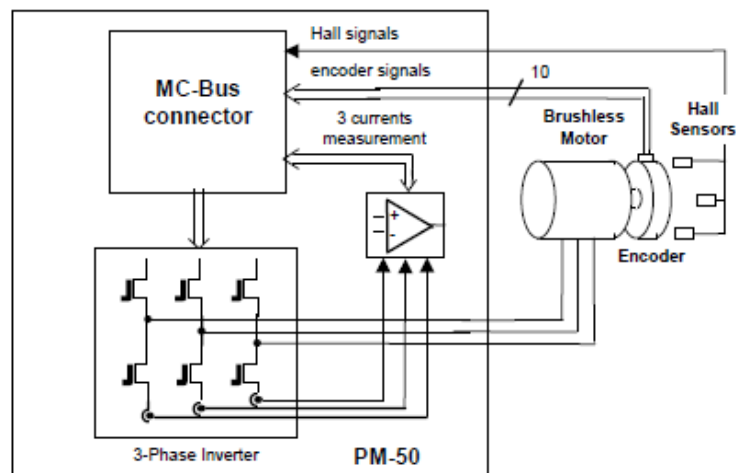
Este conjunto está formado por dos tarjetas:

La tarjeta de desarrollo MSK2812 (Fig. 1.14) basada en el DSP TMS320F2812 y periféricos direccionados principalmente al desarrollo de aplicaciones de control de motores.



**Figura 1.14: Diagrama de bloques de la tarjeta MSK2812.**

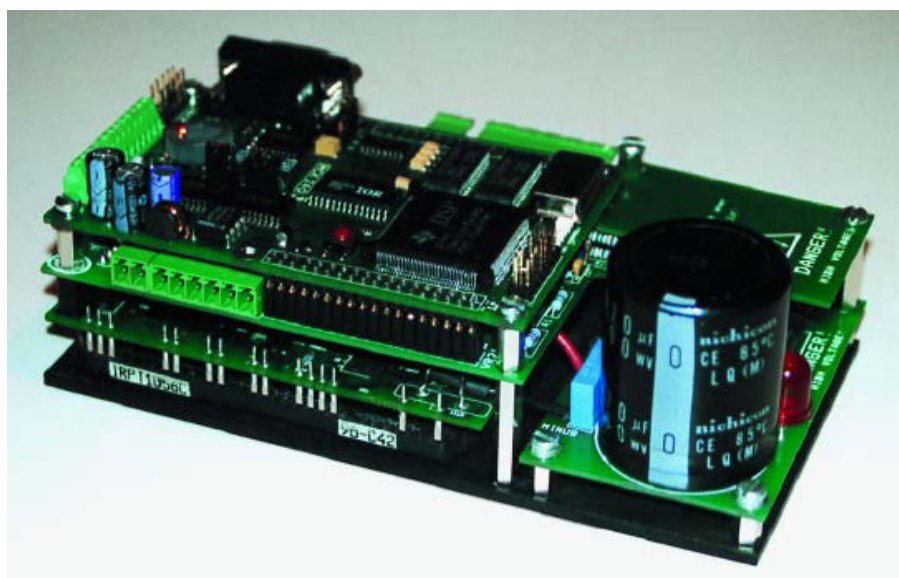
La tarjeta de potencia PM-50 (Figura 1.15) diseñada para el manejo de motores sincrónicos de imanes permanentes.



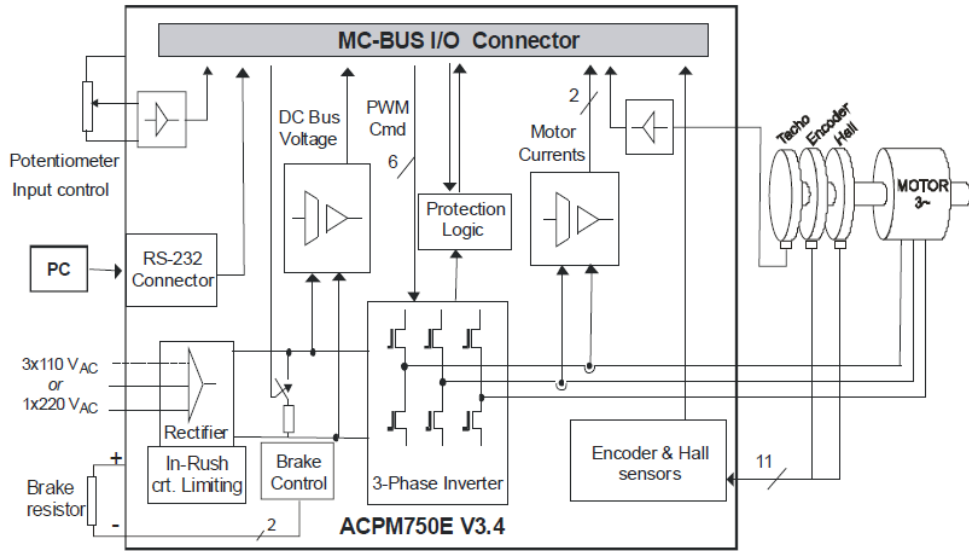
**Figura 1.15: Diagrama de bloques de la tarjeta de potencia PM50.**

Esta tarjeta acepta alimentaciones de 12 a 36 Voltios DC y el inversor está diseñado para corrientes de salida nominales de 2.1 Amperios con voltajes de la barra DC de 36 Voltios.

Este conjunto (MCK2812 Kit C Pro-MS(BL) with MATLAB library), tiene la posibilidad de manejar motores con mayores potencias (750 W o 1 HP) mediante el módulo de potencia ACPM-750E (Fig. 1.16); que tiene previsto el manejo de: motores de inducción, motores sincrónicos de imanes permanentes, motores de reluctancia conmutada y motores DC de imanes permanentes con escobillas.

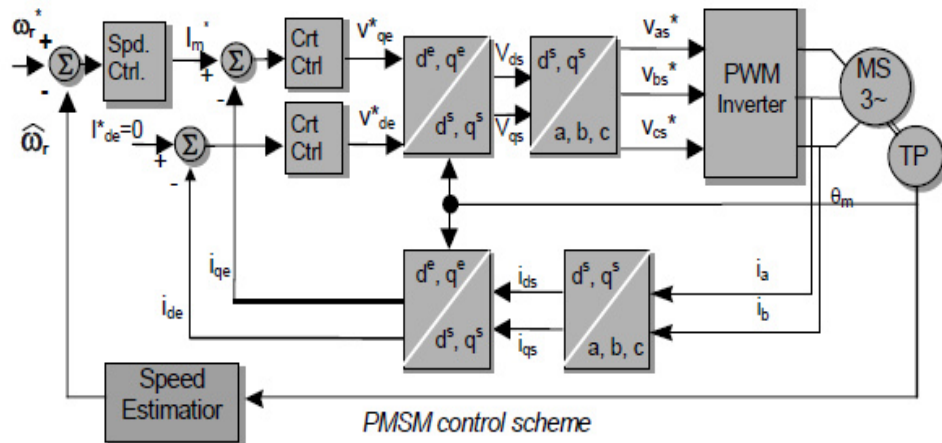


**Figura 1.16: Módulo ACPM750-E conectado con el módulo MCK240.**



**Figura 1.17: Diagrama de bloques del módulo de potencia ACPM750-E.**

En la figura 1.17, se muestra el diagrama de bloques del módulo de potencia ACPM-750E.



**Figura 1.18: Diagrama de bloques de la aplicación para el PMSM.**

Con estos equipos se pueden desarrollar aplicaciones de control de velocidad de motores sincrónico de imanes permanentes con sensores (Fig. 1.18).

Una de las características importantes de estos equipos es que vienen con su propia interface gráfica de usuario (GUI) que permite un rápido desarrollo de las aplicaciones y la visualización de los parámetros y señales del sistema bajo control (Figura 1.19).

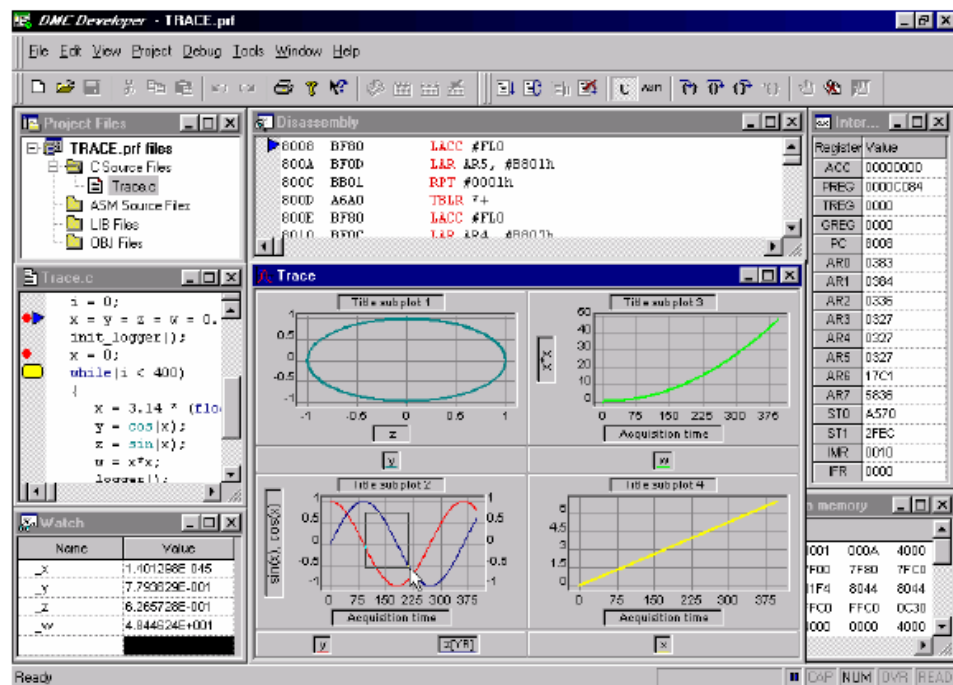


Figura 1.19: Interface gráfica de usuario DMC Developer.

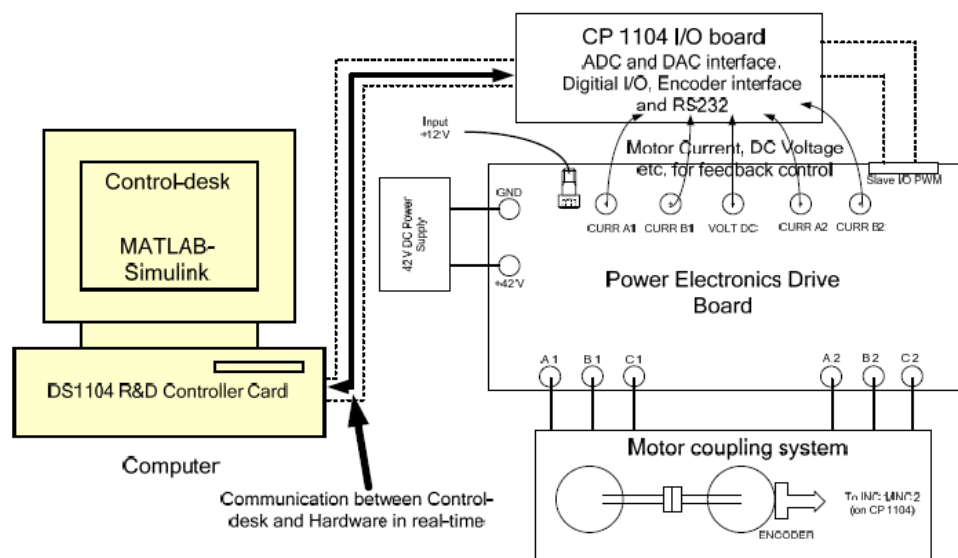


Technosoft, proporciona información técnica detallada de los equipos que distribuye pero no pone a disposición del usuario los planos electrónicos completos de sus equipos.

### **1.3 Plataformas de desarrollo para el control de motores en base de DSP, generadas en el campo de investigación universitario.**

La Universidad de Minnesota inicio en el año 2003 un plan de desarrollo de Laboratorios educativos en el área de Electrónica de Potencia y accionamientos de motores eléctricos a través del programa CCLI-EMD (Course, Curriculum, and Laboratory improvement-*Educational Materials Development*) con una propuesta (“DSP-Based Software-Reconfigurable Laboratory to Nationally Revitalize Electric Drives and Power Electronics Curricula”), que extendería el campo de acción a varias universidades de los EE.UU. La Fundación Nacional de Ciencias (NCF) auspicio este programa conjuntamente con el soporte de la NASA y la ONR y actualmente con el DOE (Department of Energy).

En el Departamento de Ingeniería Eléctrica y Computación de la Universidad de Minnesota (Department of Electrical and Computer Engineering University of Minnesota), se dispone del laboratorio de accionamientos eléctricos basados en DSP [6] (DSP Based Electric Drives Laboratory) que se esquematiza en la figura 1.20.



**Figura 1.20: Laboratorio de sistemas de accionamientos eléctricos basados en DSP.**

En este sistema hay cuatro grandes componentes que se utilizan para realizar la mayoría de experimentos planificados para el curso.

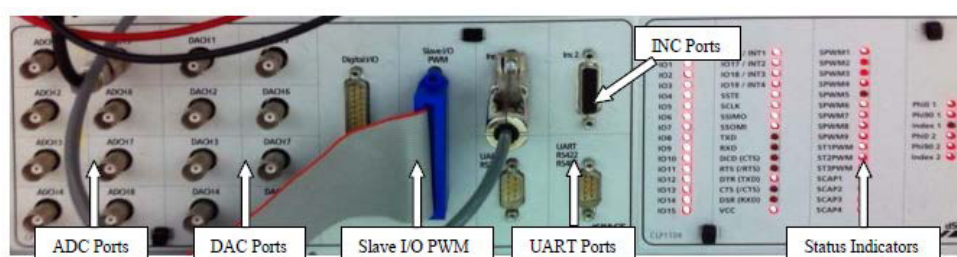
- Sistema de motor y carga (Motor coupling system). El tipo de motor depende del experimento que se realice.
- Tarjeta con la sección de potencia del accionamiento (Power Electronics Drive Board), fabricada por la Universidad.
- Tarjeta controladora DS1104 R&D basada en DSP y tarjeta de interface I/O CP 1104 I/O fabricada por dSPACE GmbH
- MATLAB-Simulink y Control-desk, este último un software propio de dSPACE GmbH (interface entre MATLAB-Simulink y la tarjeta DS1104 R&D controller card).

En la Figura 1.21, se muestra la tarjeta DS1104 R&D controller card, fabricada por dSPACE GmbH



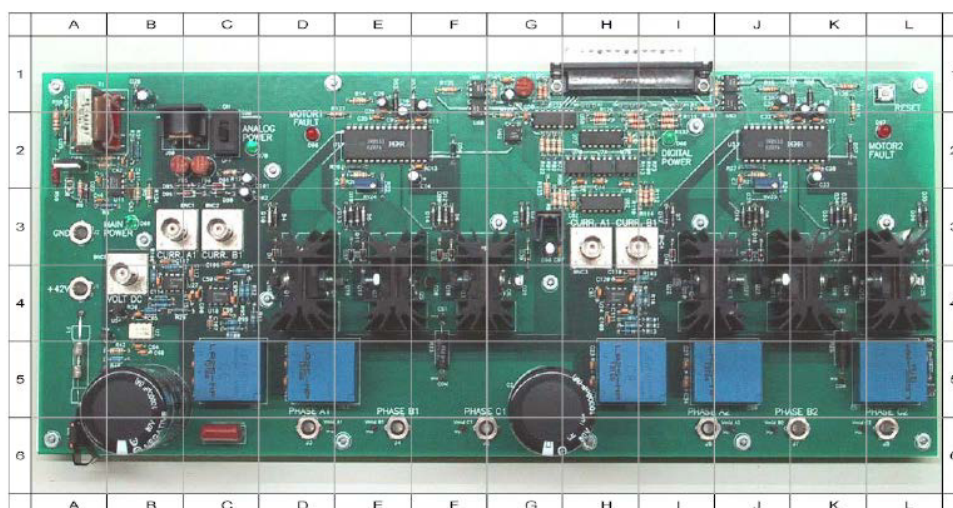
**Figura 1.21: Tarjeta dSPACE DS1104 R&D Controller board.**

En la figura 1.22, se muestra la tarjeta de interface I/O CP 1104 I/O fabricada por dSPACE GmbH

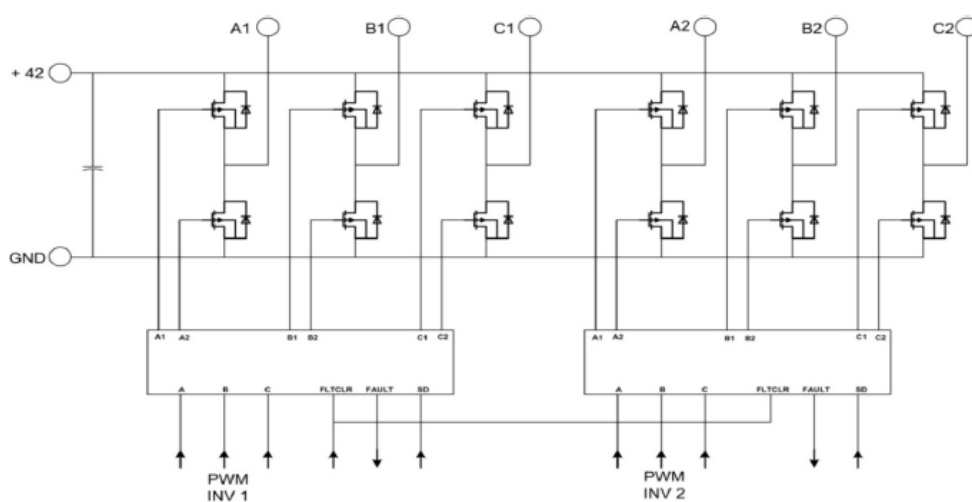


**Figura 1.22: Tarjeta dSPACE CP1104.**

La tarjeta de potencia diseñada y construida por la Universidad de Minnesota se muestra en la Figura 1.23, y el diagrama de bloques básico en la figura 1.24.



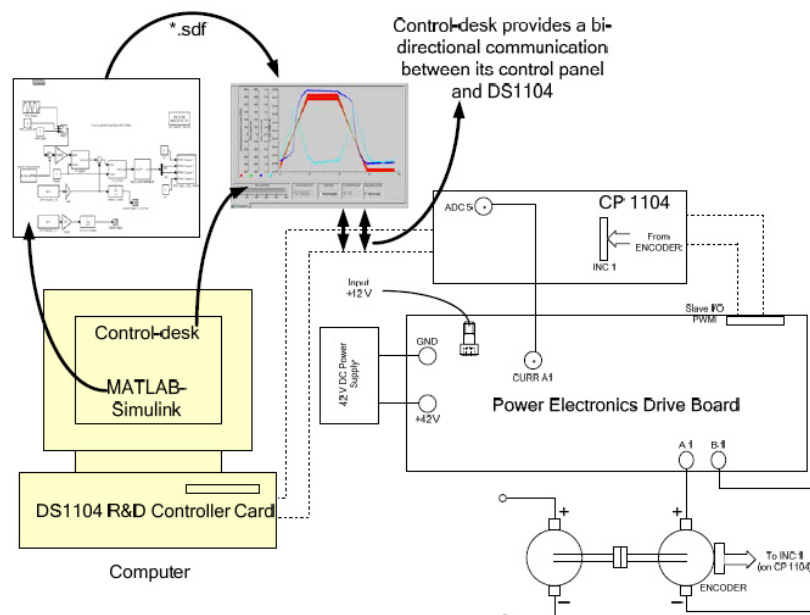
**Figura 1.23: Tarjeta con la sección de potencia del accionamiento.**



**Figura 1.24: Diagrama simplificado de la tarjeta con la sección de potencia del accionamiento.**

En la Figura 1.25, se muestra la interacción básica entre todos los componentes del sistema para la aplicación de un control de velocidad de un motor DC con escobillas. La aplicación se genera en el ambiente de

MATLAB-Simulink, con algunos bloques propios de Control-desk (los puertos I/O de la tarjeta CP1104 son accesibles desde el buscador de librerías de Simulink).

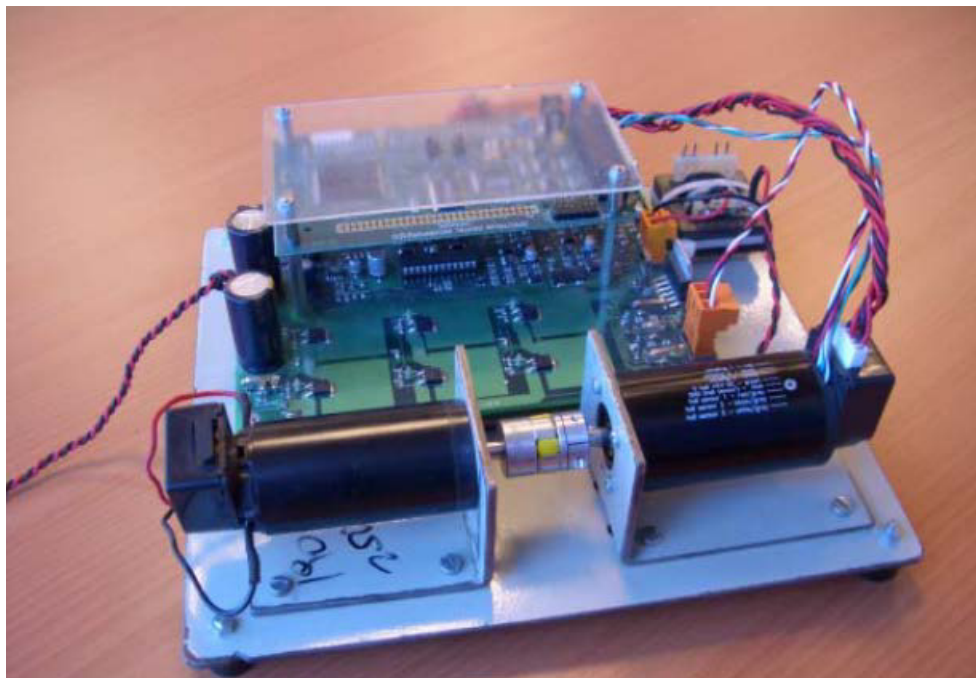


**Figura 1.25: Diagrama de aplicación del sistema de desarrollo.**

Con la aplicación del control del motor DC diseñada dentro del ambiente de Simulink se puede generar el código para la aplicación mediante Real-Time Workshop. Esta acción embebe la aplicación en el DSP de la tarjeta DS1104 R&D. El sistema de control que estuvo previamente en forma de software (programación grafica) en Simulink es transferido a un sistema en tiempo real en el hardware de la tarjeta DS1104. La tarjeta DS1104 interactúa con la

tarjeta de interface CP1104, que es la que finalmente comanda las acciones del inversor contenido en la tarjeta de potencia.

En la Escuela Técnica Superior de Ingeniería Industrial de Barcelona (ETSEIB) de la Universidad Politécnica de Cataluña (UPC) en Barcelona-España, se ofrece un curso sobre control de máquinas eléctricas. Este curso utiliza una plataforma de control para motores sincrónicos de imanes permanentes en base de la tarjeta de desarrollo eZdspF2812 de Spectrum Digital y la tarjeta CDM2480 diseñada en la Universidad donde están los circuitos de interface y la sección de potencia (Fig. 1.26). El sistema utiliza MATLAB-Simulink como la plataforma de programación orientada a bloques.



**Figura 1.26: Sistema de desarrollo para control de máquinas eléctricas de la Universidad de Cataluña.**

#### **1.4 Tendencias futuras en el desarrollo de plataformas para el control de motores eléctricos.**

La característica más importante de las Universidades que imparten carreras técnicas, es que sus cursos de Laboratorios preparen a sus estudiantes a las condiciones de trabajo de campo. Por consiguiente, y como resultado de los avances tecnológicos se requiere una revisión continua del contenido de los cursos y la consiguiente renovación de equipos. Adicionalmente, el incremento en el número de estudiantes dificulta que el presupuesto asignado a un Laboratorio permita mantener Laboratorios con la cantidad de puestos de trabajo necesarios y al mismo tiempo con prácticas y equipos acordes con los avances tecnológicos.

Actualmente, se están evaluando sistemas educacionales que permitan realizar los experimentos en tiempo real y de manera remota, de forma tal que se optimice la cantidad de puestos de trabajo y la disponibilidad horaria de los mismos. En [7] se presenta un Laboratorio remoto basado en internet para accionamientos de motores de inducción (IM) con procesadores digitales de señales (DSP). Los experimentos remotos utilizan MATLAB-Simulink que es compatible con los procesadores de señal de DSPACE DS1104 para realizar los algoritmos de control, control de corriente y modulación PWM. El ambiente de MATLAB Real-Time Workshop (RTW) proporciona la operación en tiempo real mediante un PC y tarjetas I/O. Los

archivos con la aplicación que se requieren para desarrollar el experimento en el ambiente del Laboratorio son preparados con RTW y Dspace Real Time Interface (RTI). La interface gráfica de usuario se diseña utilizando Dspace Control Desk Developer (CDD). Cabe resaltar que para la implementación de Laboratorios remotos, el software de interface entre la aplicación local y el usuario remoto debe también ser desarrollada, debido a que MATLAB Web Server (MWS) no permite acceso en línea al software del DS1104. Para este propósito se requiere una interface que utiliza Python Code para el desarrollo de la automatización remota del Control Desk. Adicionalmente el software de comunicación cliente servidor con lenguaje de programación en Delphi se desarrolla para la implementación remota del experimento. Utilizando esta interface amigable, el Laboratorio remoto basado en internet permite que los estudiantes realicen sus experimentos cambiando los parámetros predefinidos en línea o subiendo el diseño del controlador; para luego, observar la respuesta del sistema en forma numérica, gráfica o en formato de video sobre la computadora remota.

### **1.5 Origen, objetivos y proyecciones futuras del proyecto MACI-2012.**

La ESPOL, inicio los tramites de adquisición a finales del año 2010, de dos sistemas de desarrollo para el control de motores con DSP (DMD2000) fabricados en Taiwán, para el Laboratorio de Electrónica de Potencia; con los motores y sistema de carga dinámica para potencias de hasta 750 Vatios.



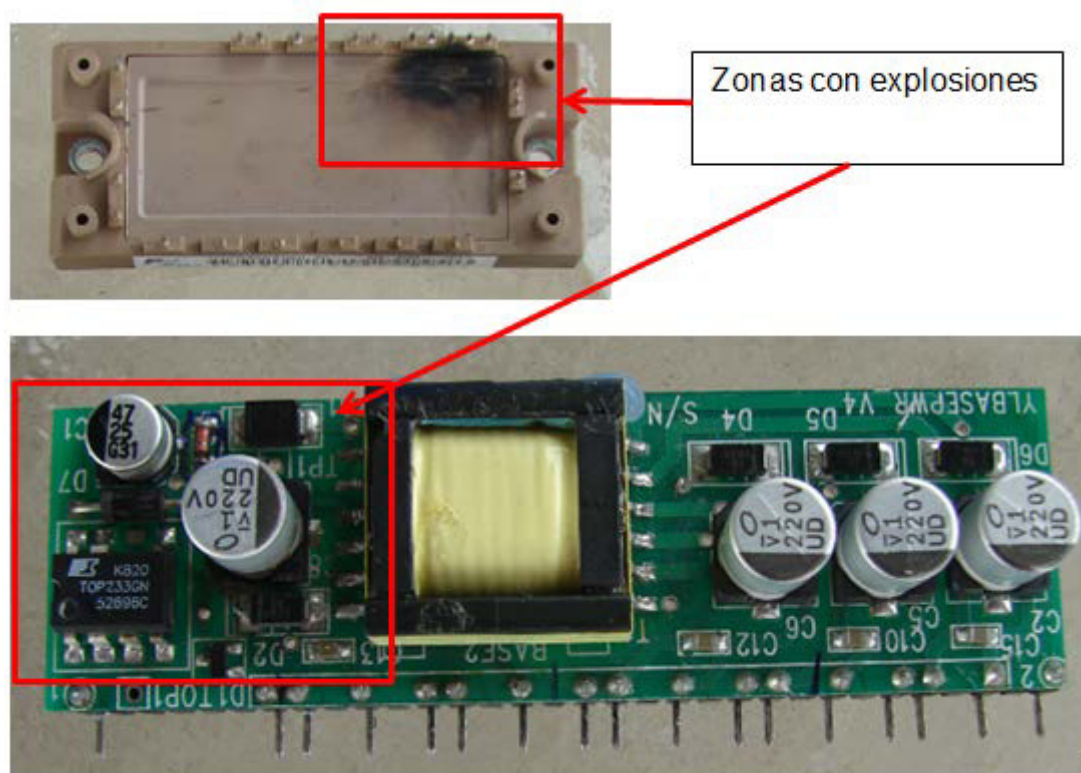
Estos equipos únicamente disponen de información muy escueta sobre los procedimientos para el desarrollo de las prácticas de control de motores y ninguna relacionada con la estructura interna de sus subsistemas electrónicos de control. En el 2011 el Fabricante Cho Chieh Tech. Enterprise Ltd., dio por terminada la fabricación de la línea de equipos DMD2000.

Los dos equipos DMD2000 adquiridos por la ESPOL al Fabricante Cho Chieh Tech. Enterprise Ltd., durante la fase de implementación de las prácticas provistas en el manual del fabricante; se pudo observar, que este manual contenía innumerables errores de forma y fondo que dificultaban el seguimiento paso a paso de las mismas; haciéndose imperativo un conocimiento más profundo de la estructura interna del equipo.

Los equipos DMD2000, durante las fases de prueba y posteriormente durante el desarrollo de prácticas con los estudiantes del Laboratorio de Electrónica de Potencia; sufrieron averías ubicadas principalmente en la sección de potencia (Fig. 1.27), lo que dificultó su uso de manera continua. Se estableció que era indispensable realizar un análisis completo de la circuitería interna que posibilite la determinación precisa de las causas de las averías y permita el posterior rediseño de las unidades DMD2000 para su utilización de manera continua y confiable.

En base a estos antecedentes, en el año 2011 se decidió iniciar el diseño y desarrollo de una plataforma experimental (que posteriormente se denominó

MACI-2012) compatible con la bancadas de prueba para motores DC y AC de 1000 Vatios (equipos TERCO) del Laboratorio de Electrónica de Potencia.



**Figura 1.27: Módulo de potencia y tarjeta de fuentes averiadas.**

Los principales objetivos planteados en el inicio del proyecto de diseño y construcción de la plataforma experimental de desarrollo y pruebas de sistemas de control vectorial de motores eléctricos mediante procesamiento digital de señales (DSP) y programación grafica con VisSim son:

- Diseño y construcción de una plataforma experimental para el control de convertidores y motores eléctricos con potencias de hasta 1 KW (el equipo

DMD2000 opera con motores de 750 Vatios), con una consola frontal similar a la del equipo DMD2000. Esta plataforma estaría diseñada para utilizarse con alimentación trifásica y monofásica (el equipo DMD2000 únicamente dispone de alimentación monofásica). Adicionalmente, se dispondrá de conectores para la programación tanto con el puerto paralelo y el JTAG (el equipo DMD2000 no dispone de conexiones para el puerto JTAG). Finalmente, la unidad dispondrá de reactancias de choque trifásicas y protecciones adicionales en la sección de alimentación, que serán implementadas en una caja de control separada. El equipo MACI-2012 está planificado para utilizarse con la bancada de motores eléctricos TERCO (bancada de 1KW) del Laboratorio de Electrónica de Potencia.

- Aplicar técnicas de Ingeniería Inversa al equipo DMD2000, para la extracción de todos los detalles considerados en su diseño. Estructuración de los planos electrónicos y diagramas de flujo de señales del equipo DMD2000. Análisis minucioso de todas las etapas de procesamiento de señales para la determinación exacta de las causas que originan una alta tasa de fallas en el equipo DMD2000.
- Con el conocimiento exacto de la circuitería electrónica de procesamiento de señales del equipo DMD2000, se posibilitó el diseño del equipo que se denominó MACI-2012. La plataforma experimental diseñada, es entonces una versión mejorada y optimizada del equipo DMD2000. En el diseño y construcción del equipo MACI-2012 el principal objetivo fue realizar el

mínimo número de cambios en la sección electrónica; Las modificaciones que se realicen en la circuitería electrónica de control deberán demostrar que son críticas para el funcionamiento del equipo, de una manera confiable; las modificaciones que mejoren el diseño, pero que no son críticas; serán únicamente diseñadas de manera teórica y simuladas para comprobar su funcionamiento. Estas restricciones son comprensibles, puesto que uno de los objetivos básicos de este proyecto, es disponer de la información técnica para la rehabilitación de las dos unidades DMD2000 del Laboratorio de Electrónica de Potencia, con el menor número de modificaciones.

- Pruebas de la unidad diseñada con los algoritmos de control proporcionados por el fabricante en los manuales de prácticas del equipo DMD2000 (basadas en VisSim), para controlar un motor sincrónico de imanes permanentes (PMSM) de 1 KW, adquirido para la realización del presente proyecto. Estas pruebas son las más rigurosas para el equipo MACI-2012, puesto que la mayoría de las averías del equipo DMD2000 se originaron durante la ejecución de las mismas.
- Rediseñar la estructura del proceso experimental para el motor sincrónico de imanes permanentes, en base del manual de prácticas proporcionado por el fabricante de los equipos DMD2000; y, sustentado en bases teóricas que posibiliten la comprensión del desarrollo de las aplicaciones de los sistemas de control vectorial de motores eléctricos, en el ambiente de

programación grafica asistida por computador de VisSim/ECD. En este proceso de rediseño se pondrá énfasis en la estrecha relación existente entre el proceso experimental y la circuitería electrónica interna del equipo.

Con el conocimiento y experiencia adquiridos en las diferentes fases de desarrollo de la plataforma experimental para el control de convertidores y motores eléctricos, debe iniciarse el diseño y desarrollo de una unidad con una consola frontal distinta de la del equipo DMD2000 y con circuiterías electrónicas optimizadas y desarrolladas con FPGA y la sección de procesamiento digital de señales con el DSP TMS320F28335 de punto flotante de Texas Instruments, embebido en la tarjeta de desarrollo eZdspF28335 de Spectrum Digital Incorporated; con algoritmos de control basados exclusivamente en el ambiente de MATLAB-Simulink para la estructuración de las practicas del Laboratorio de Electrónica de Potencia y en VisSim para los proyectos de investigación en el área de control de motores.

## **CAPÍTULO 2**

### **DISEÑO Y CONSTRUCCIÓN DE LA PLATAFORMA EXPERIMENTAL PARA EL CONTROL DE MOTORES DC Y AC BASADO EN PROCESAMIENTO DIGITAL DE SEÑALES (DSP).**

#### **2.1 Introducción**

El panel frontal de la plataforma experimental para el control de motores DC y AC del equipo denominado MACI-2012 (Fig. 2.1), se construyó conservando el diseño del equipo DMD2000 [8] por razones de compatibilidad. El equipo MACI-2012 será utilizado como reemplazo de los equipos DMD2000 utilizados en las prácticas del Laboratorio de Electrónica de Potencia, cuando estos se sometan a rutinas de mantenimiento preventivo o correctivo.

El equipo MACI-2012, está diseñado para alimentación tanto monofásica como trifásica (208/220 Voltios). En el diagrama del panel frontal solo se esquematiza la alimentación monofásica, puesto que los equipos DMD2000 solo admiten este tipo de suministro externo.

En el panel frontal la mayor diferencia está en las dimensiones (40 % mayores que las del DMD2000) y en el medidor de RPM [9] de los motores bajo pruebas. Este medidor tiene mayores funcionalidades que el utilizado en los equipos DMD2000, sin embargo una vez calibrado no se necesita manipularlo durante el proceso de experimentación.

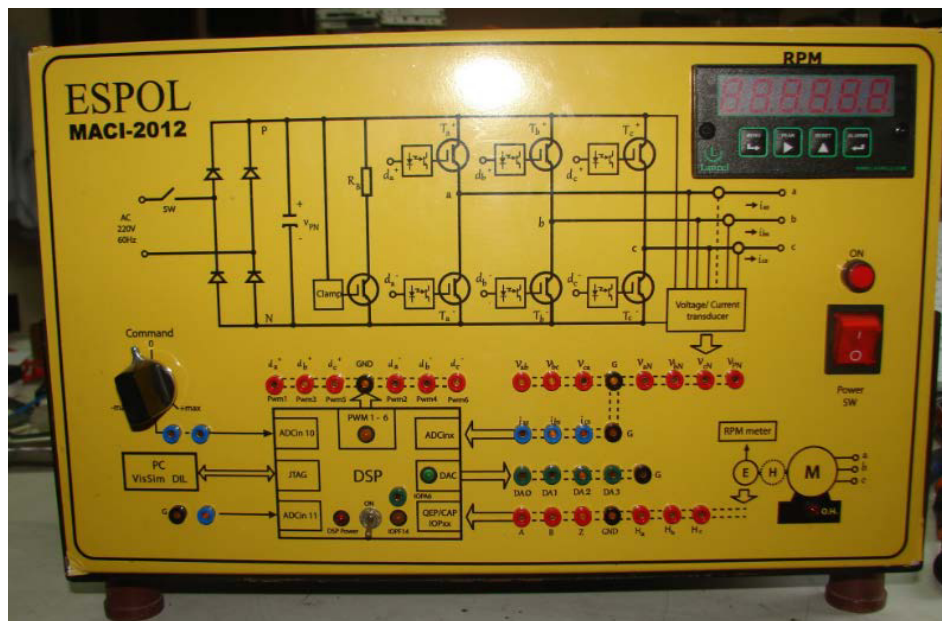


Figura 2.1: Panel frontal del equipo MACI-2012.

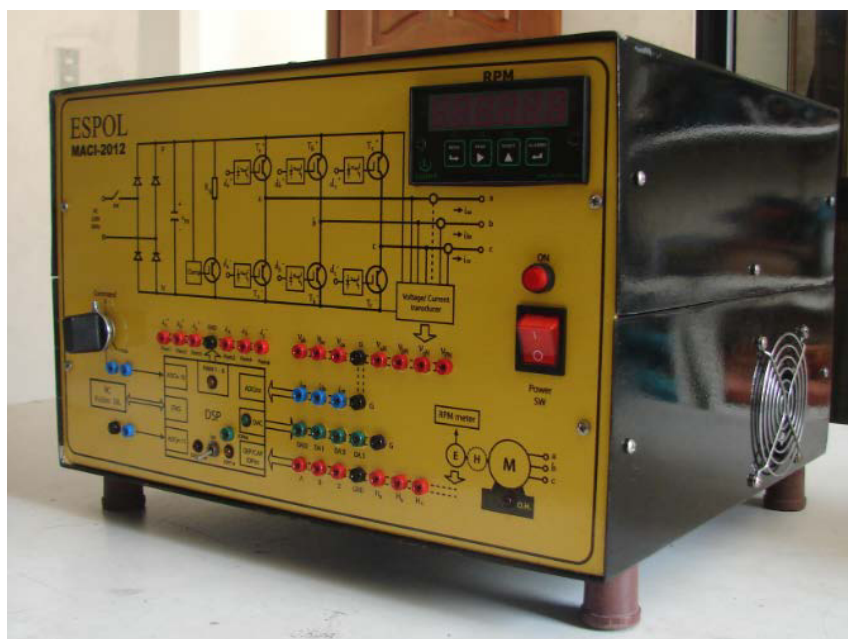


**Figura 2.2: Panel posterior del equipo MACI-2012.**

En la vista posterior del equipo MACI-2012 (Fig. 2.2), se puede apreciar las conexiones de la tarjeta eZdspF2812 (en el interior del equipo) con el computador externo. El computador puede conectarse a través del puerto paralelo con el conector Parallel Port o mediante el conector JTAG cuando se utiliza la interface *XDS510PP PLUS* .

Además, se observan los conectores para la alimentación monofásica o trifásica del equipo MACI-2012 y finalmente las conexiones de salida para el PMSM (rotulado con **Motor**) y el codificador incremental (rotulado con **Encoder**).

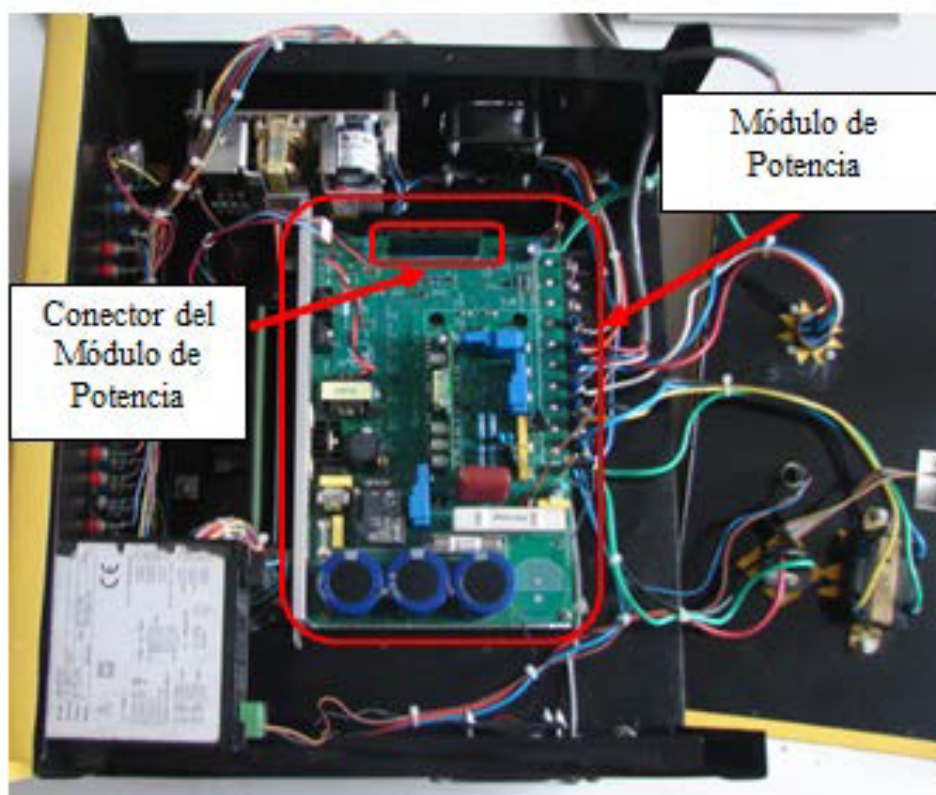




**Figura 2.3: Vista lateral del equipo MACI-2012.**

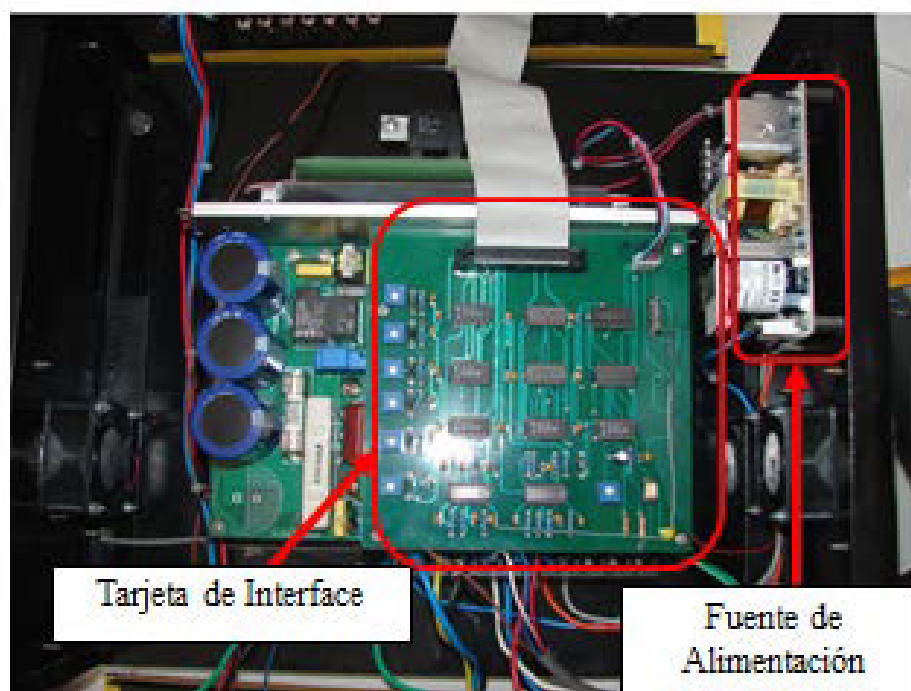
En la vista lateral del equipo MACI-2012 mostrada en la figura 2.3 se observa uno de los dos extractores de calor implementados en las caras laterales del equipo. Estos extractores actúan de manera conjunta con el ventilador ubicado en la parte inferior; el mismo que está integrado con el disipador del módulo de potencia. El equipo DMD2000 no dispone de ningún sistema de ventilación forzada, lo que implica que, todo el calor generado queda atrapado y produce un aumento en la temperatura de operación del sistema electrónico. Este factor es de vital importancia en el diseño de equipos electrónicos, donde, inclusive deben considerarse operaciones eventuales

sin el sistema de acondicionamiento de aire del Laboratorio de Electrónica de Potencia.



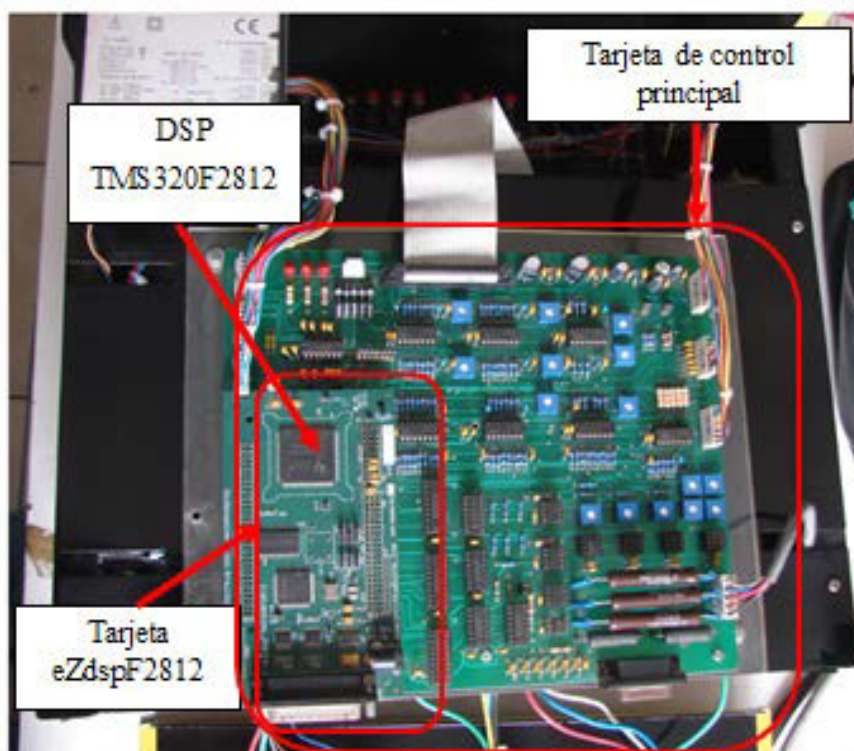
**Figura 2.4: Vista superior del módulo de potencia del equipo MACI-2012.**

En la vista superior del módulo de potencia mostrada en la figura. 2.4, se aprecian todas las interconexiones para los conectores ubicados en la parte posterior del equipo. Además se observa el conector del módulo de potencia que se enlaza con la tarjeta de interface.



**Figura 2.5: Vista superior de la tarjeta de interface del equipo MACI-2012.**

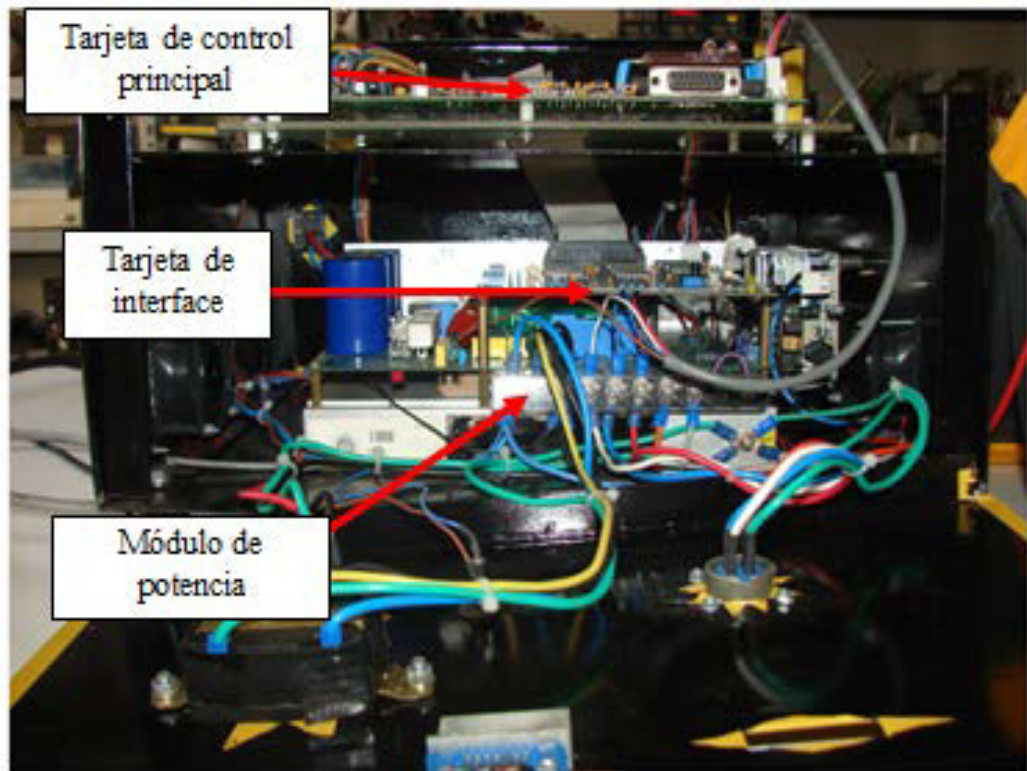
En la figura 2.5, se observa la tarjeta de interface montada sobre el módulo de potencia. También se observa el conector con cable plano, que va de la tarjeta de interface hacia la tarjeta de control principal; y, adicionalmente se distingue la fuente de alimentación conmutada en alta frecuencia, que proporciona los +5, +15 y -15 Voltios para alimentar a los C.I de: la tarjeta de interface, la tarjeta de control principal y la tarjeta de desarrollo con el DSP. Esta fuente fue adicionada para eliminar la disminución de tensión y los ruidos de alta frecuencia presentes en los voltajes (+5, +15 y -15 Voltios), que afectan negativamente al sistema electrónico del equipo DMD2000.



**Figura 2.6: Vista superior de la tarjeta de control principal del equipo MACI-2012.**

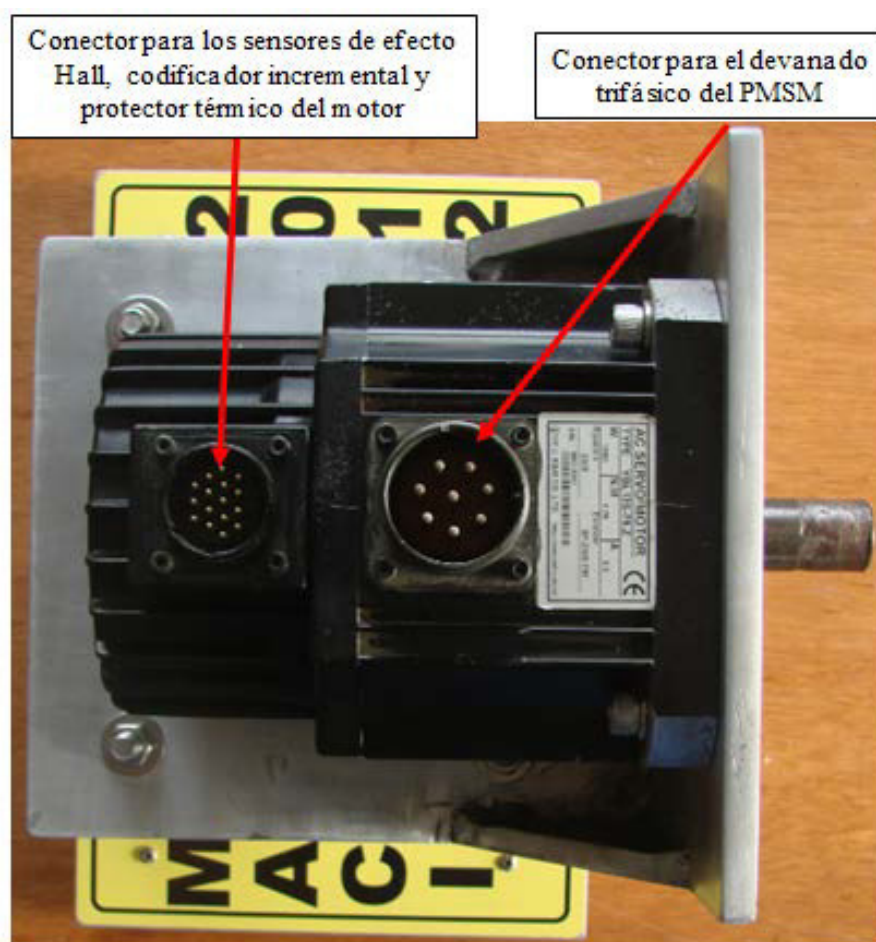
En la figura 2.6, se muestra la vista superior del equipo MACI-2012 donde se observa la tarjeta de control principal con el conector plano de interconexión con la tarjeta de interface. Adicionalmente, se muestra la tarjeta de desarrollo eZdspF2812 que tiene embebido el DSP TMS320F2812 [10].

En la figura 2.7, se muestra una vista posterior del equipo (sin la cubierta), donde se distingue claramente el ensamblaje final de las tarjetas electrónicas de control, enumeradas previamente.



**Figura 2.7: Vista posterior del ensamblaje final de las tarjetas electrónicas del equipo MACI-2012.**

Finalmente en la figura 2.8 se muestra el motor sincrónico de imanes permanentes (PMSM), sujeto a una base de aluminio que fue construida para acoplarlo a los motores de la bancada de máquinas TERCO del Laboratorio de Electrónica de Potencia. En la parte superior del motor se aprecia: el conector para la alimentación trifásica, el conector para los sensores de efecto Hall y el codificador incremental.



**Figura 2.8: Vista superior del motor sincrónico de imanes permanentes del equipo MACI-2012.**

## **2.2 Diagrama de bloques de la plataforma experimental.**

En la figura 2.9, se muestra el diagrama de bloques simplificado de la plataforma experimental para el control de motores. El sistema electrónico está dividido en tres secciones bien diferenciadas que son:

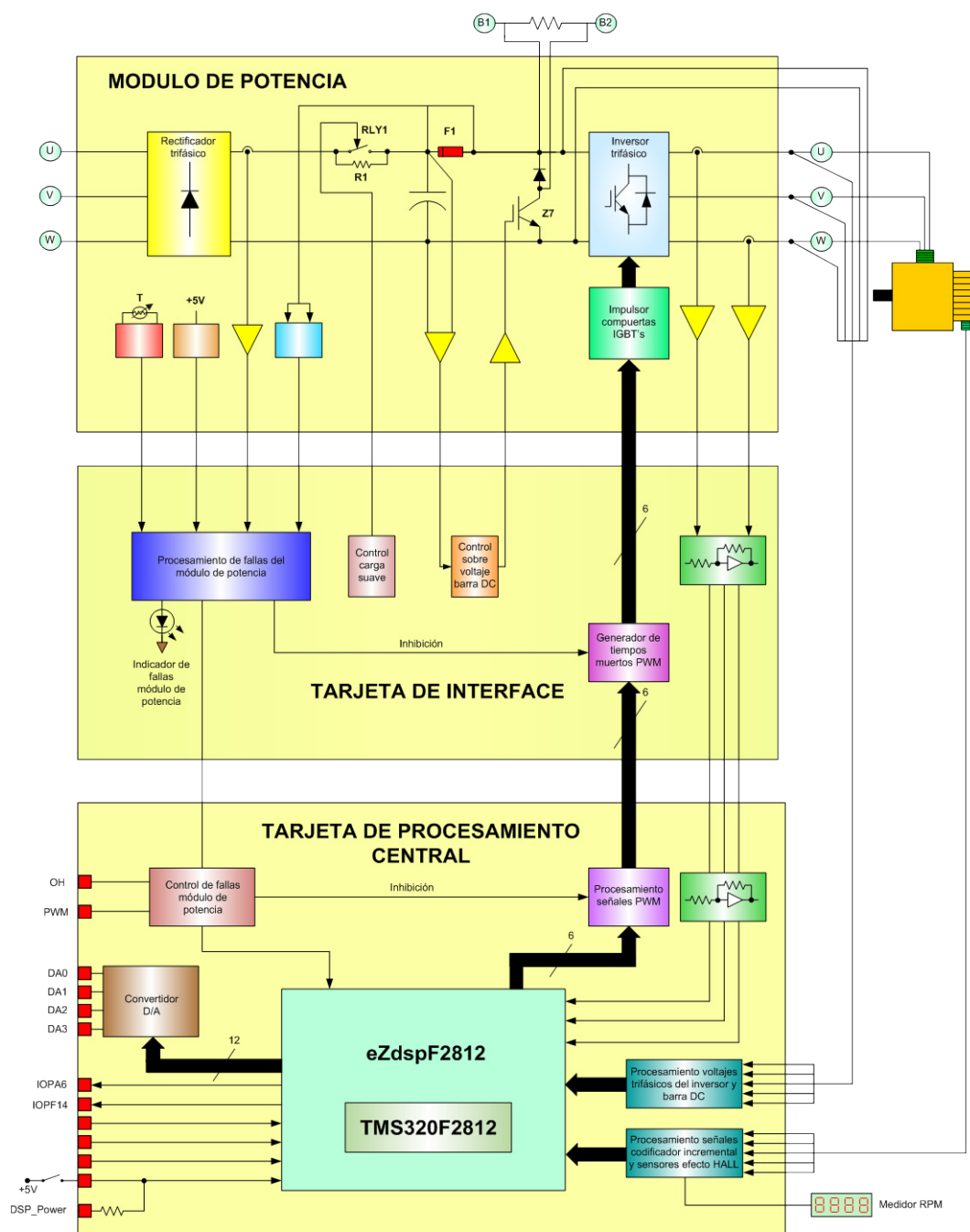


Figura 2.9: Diagrama de bloques de la plataforma experimental.

- **El módulo de potencia**, donde está: el rectificador trifásico no controlado tipo puente, circuito de carga suave de los condensadores de la barra DC, sistema de control de sobre voltaje de la barra DC con IGBT y resistencia, inversor trifásico tipo puente de dos niveles. En la tarjeta electrónica del módulo de potencia se estructura la sección de detección de fallas tales como: sobre temperatura del módulo PIM (Power Integrated Module), monitoreo de la fuente de +5 V, sobre corriente de la barra DC y la apertura del fusible F1. Además, se tiene el relé de manejo del circuito de carga suave, el circuito de detección del voltaje de la barra DC, el impulsor para la compuerta del IGBT Z7 que controla el voltaje de la barra DC, el circuito de impulsión para las compuertas de los IGBT's del inversor, los sensores de efecto Hall para la captación de las corrientes de salida en las fases U y W del inversor con los respectivos amplificadores.
- **La tarjeta de interface**, constituida por: el circuito de procesamiento de fallas del módulo de potencia con el LED de visualización respectivo, el circuito de control de carga suave que comanda al relé de carga suave en el módulo de potencia, para que cortocircuite la resistencia R1 luego de 1.6 segundos, el control de sobre voltaje de la barra DC que activa el IGBT Z7 cuando el voltaje de la barra supera los 365 Voltios, el generador de tiempos muertos de las señales PWM para los IGBT's del inversor y finalmente el bloque que sintetiza la corriente en la fase V del inversor.



- **La tarjeta de procesamiento central**, donde se ubican: el circuito de control de fallas que tiene la capacidad de visualizarlas mediante el LED OH (Over Heated) e inhibir las señales PWM y mostrar la inhibición a través del LED PWM1-6 en el panel frontal, el circuito de procesamiento de las señales PWM; el circuito de adición de niveles DC a las señales de corriente del inversor; el circuito de procesamiento de los voltajes del inversor y barra DC; el bloque de procesamiento de las señales del codificador incremental y sensores de efecto Hall, el mismo que tiene una salida para el medidor de RPM del motor; y, finalmente el bloque de conversión D/A para la visualización de variables del DSP en el panel frontal.
- **La tarjeta de desarrollo eZdspF2812**, basada en el DSP TMS320F2812 y ubicada sobre la tarjeta de procesamiento central. El PC se conecta a la tarjeta de desarrollo a través del puerto paralelo mediante el emulador de JTAG XDS510PP PLUS.

### **2.3 Módulo de potencia.**

El módulo de potencia (figura 2.10), fue adquirido a la compañía Taiwanesa YELI E&M Co. Ltd. El módulo adquirido, es únicamente la sección de potencia de los accionamientos para servo motores AC de la serie YPV (YPV Series) y más específicamente el modelo YPV-200 [11], que se acopla con motores de hasta 2 KW. Originalmente este módulo está diseñado para

alimentación trifásica de 220 Voltios +/- 15 %, 50/60 Hz y una corriente nominal de 11 Amperios.



**Figura 2.10: Vista superior del módulo de potencia para el accionamiento de servomotores YPV-200 de la compañía Taiwanesa YELI E&M CO. LTD.**

El equipo DMD2000 fabricado por la Cia. Cho Chieh Tech. Enterprise Ltd., utiliza un módulo de potencia de 1.000 Vatios. La bancada de motores provista por esta compañía para el DMD2000, dispone de motores con potencias nominales del orden de los 750 Vatios. Puesto que el equipo DMD2000 solo dispone de alimentación monofásica debe considerarse una disminución de potencia del orden del 75 %, esto implica que el equipo DMD2000 no admite sobrecargas durante el proceso de pruebas

experimentales. La selección del módulo de potencia para el equipo MACI-2012, se la efectuó tomando en consideración que se necesitaba acoplarlo a la bancada de motores TERCO de procedencia Sueca (de 1 KW) que fue adquirida mediante el Proyecto BID-ESPOL II en el año 1990. Dado que la bancada de motores TERCO no dispone de motores sincrónicos de imanes permanentes (PMSM), se adquirió un motor de 1000 Vatios.

El fabricante no proporciona los planos de la tarjeta electrónica del módulo de potencia modelo YPV-200, por lo cual se efectuaron procedimientos de Ingeniería Inversa para la obtención de los mismos. Estos planos electrónicos son fundamentales para la estructuración de la tarjeta electrónica de interface.

### **2.3.1 Diagrama de bloques del módulo de potencia.**

En la figura 2.11, se observa el diagrama de bloques del módulo de potencia YPV-200.

Las diferentes secciones electrónicas del módulo de potencia se describen a continuación de manera detallada, así como las modificaciones que deberían implementarse en futuros diseños.

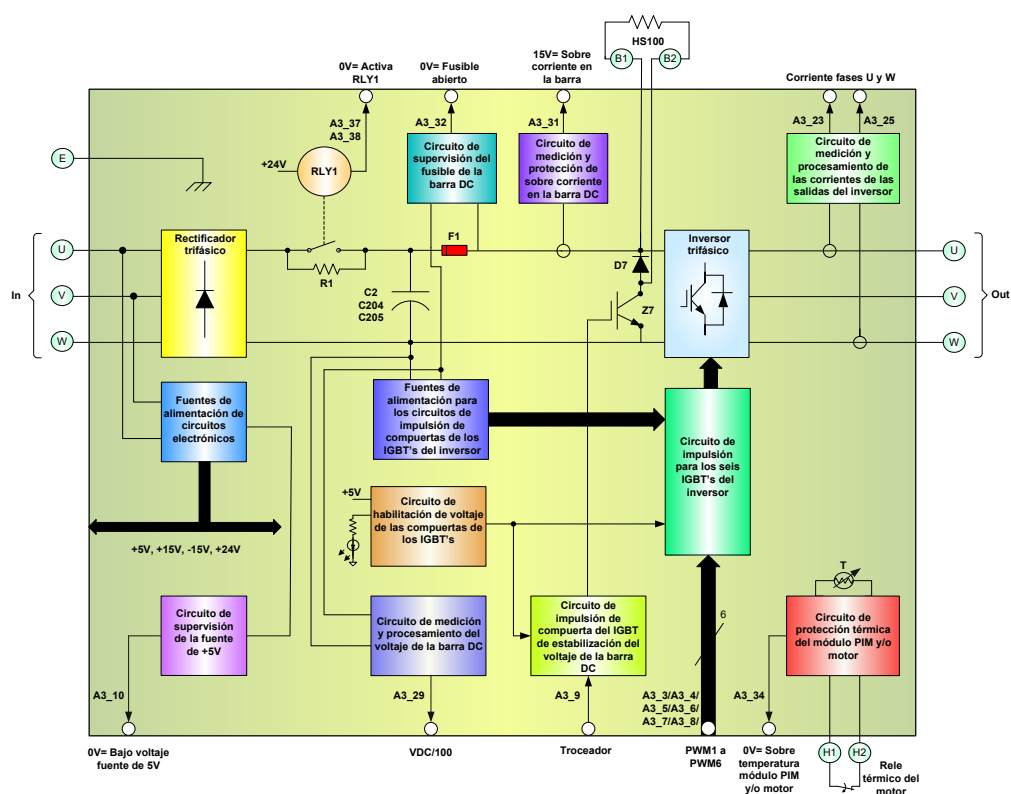
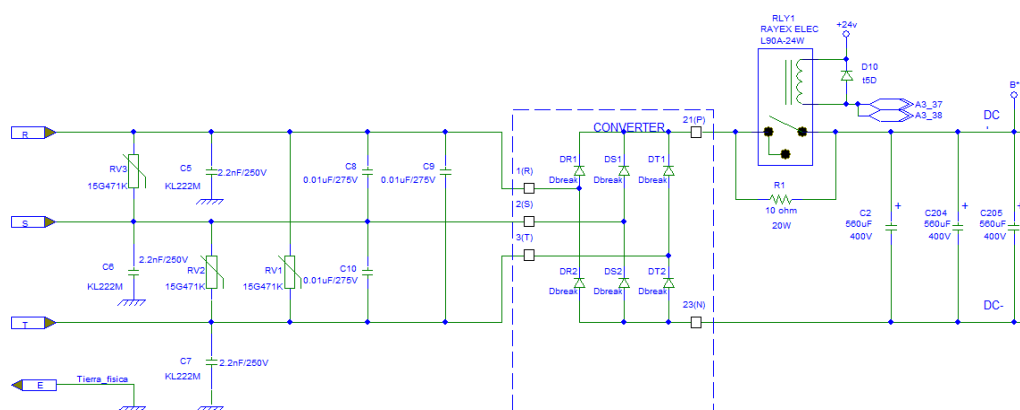


Figura 2.11: Diagrama de bloques del módulo de potencia.

### 2.3.2 Rectificador trifásico y barra DC.

El rectificador trifásico no controlado tipo puente (seis diodos de potencia) que se muestra en la figura. 2.12, está contenido en el módulo 7MBR50SB060-50 (IGBT Module 600V/50A/PIM) (Fig.2.13).



**Figura 2.12: Circuito del rectificador trifásico y barra DC.**



**Figura 2.13: Vista superior del módulo de potencia para el accionamiento de servomotores YPV-200.**

El módulo PIM, 7MBR50SB060-50, está firmemente unido al disipador de potencia mediante tornillos. El ventilador colocado en las aletas del disipador (Fig. 2.14), aspira aire del ambiente desde la parte inferior del

equipo y los dos extractores ubicados en las partes laterales absorben el aire caliente y lo envían al exterior del equipo.



**Figura 2.14: Vista inferior del disipador del módulo de potencia.**

La sección de entrada trifásica de 220 Voltios a 60 Hz, está protegida contra transitorios de alto voltaje (Fig. 2.12), mediante Varistores de Oxido Metálico (MOV's). Los tres MOV's TNR15G471K de 15 mm de diámetro y 80 Joules, colocados entre línea y línea permiten voltajes de entrada de hasta 300 Vrms y eliminan transitorios de voltaje pico del orden de los 765 Voltios a 50 Amperios. Adicionalmente se dispone de una red de supresión formada por tres condensadores KL222M de 2.2 nF/250V (conectados de línea a tierra) y tres condensadores de 0.1

$\mu\text{F}/450\text{V}$  (conectados de línea a línea). Esta red brinda una protección ligera ante variaciones transitorias de tensión con  $dV/dt$  superiores a los máximos especificados por los diodos del puente rectificador. Esta red de seis condensadores en conjunción con los reactores de línea externos del equipo MACI-2012, actúa como un filtro de interferencias de radiofrecuencia (RFI) con lo que se mejora la compatibilidad electromagnética del equipo (EMC).

Es importante indicar que en el diseño del equipo MACI2012, se consideró dos tipos de alimentación que son los siguientes:

- Alimentación trifásica de  $220\text{ V} \pm 15\%$  (en el Laboratorio se cuenta con alimentación trifásica de  $208\text{ V}$ ), con la cual se puede sacar la potencia máxima del módulo ( $2\text{ KW}$ ).
- Alimentación monofásica de  $220\text{ V} \pm 15\%$ , con lo cual se puede sacar el  $75\%$  de la potencia máxima ( $1.5\text{ KW}$  para el módulo de  $2\text{ KW}$ ). El equipo DMD2000 admite únicamente alimentación monofásica y siendo el módulo de potencia de  $1\text{ KW}$ , solo se pueden manejar cargas de hasta  $750\text{ W}$ .

La barra DC dispone de tres condensadores electrolíticos de  $560\mu\text{F}/400\text{V}$  (condensadores C2, C204 y C205) que estabilizan el voltaje de entrada DC del puente inversor, con estos tres condensadores se tiene un voltaje

de rizado pico-pico de 2 Voltios para una carga continua de 10 Amperios (Fig. 2.12).

### 2.3.3 Inversor trifásico.

El inversor trifásico tipo puente (seis IGBT's y seis diodos de potencia) que se muestra en la figura 2.15, está contenido en el módulo 7MBR50SB060-50 (IGBT Module 600V/50A/PIM), fabricado en Japón por Fuji Electric [12].

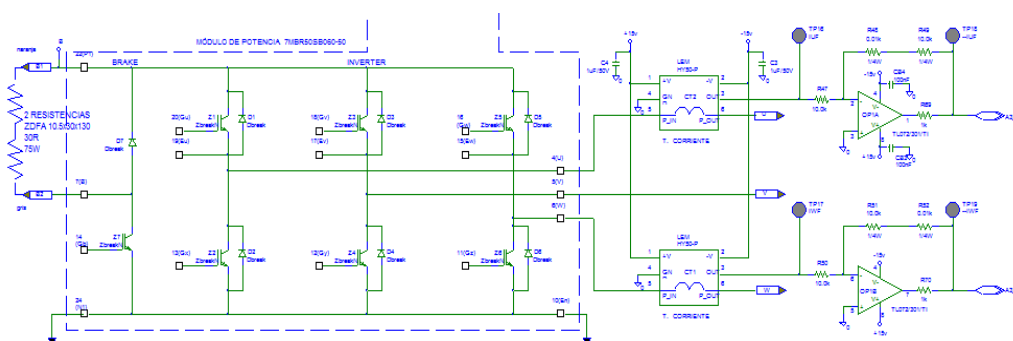
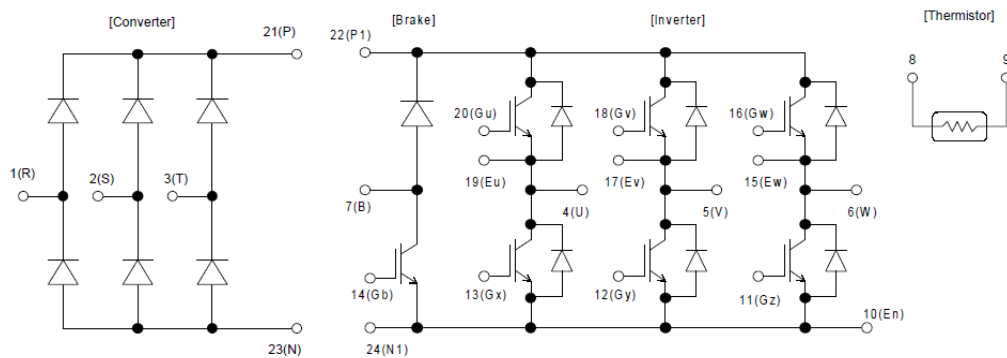


Figura 2.15: Inversor trifásico.

Con el impresionante desarrollo de la electrónica de potencia en los últimos años, los módulos de potencia con IGBT (Insulated Gate Bipolar Transistor) se han convertido en uno de los principales dispositivos semiconductores utilizados en aplicaciones de conversión de potencia. Con cada generación se han utilizado nuevas y modernas tecnologías de diseño y fabricación con el propósito de obtener: ahorro de energía, altas eficiencias, menor tamaño, bajo costo y alta confiabilidad [13]. Además,

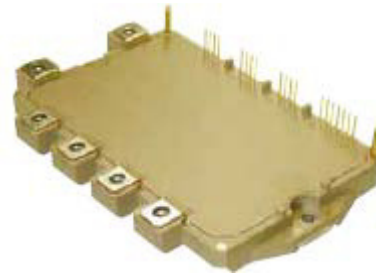
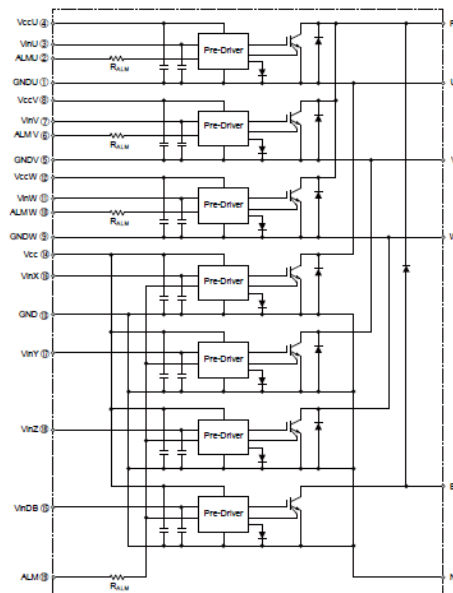


con el propósito de alcanzar menores tamaños se deben tener altos niveles de integración y es por esta y otras razones, que los módulos de potencia se han desarrollado en PIM (**P**ower **I**ntegrated **M**odules) donde se integra el rectificador trifásico, el circuito de frenado dinámico, el inversor y el termistor de protección térmica en un solo empaquetamiento (Fig. 2.16).



**Figura 2.16: Circuito interno del módulo 7MBR50SB060-50 (IGBT Module 600V/50A/PIM).**

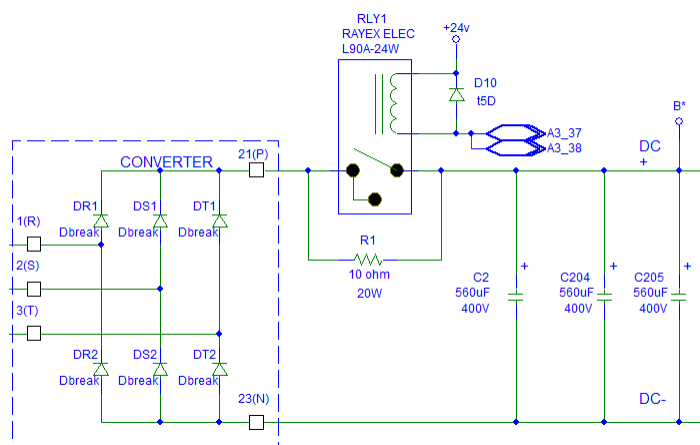
El módulo de potencia original 7MBR50SB060-50 por daños durante el proceso de pruebas fue cambiado por el 7MBR50SB120-50 (1200 V/50 A). Con 1600 Voltios de ruptura inversa se asegura una mejor protección para transitorios elevados de voltaje y aumenta el índice de confiabilidad del equipo MACI-2012.



**Figura 2.17: Circuito interno del módulo 7MBP50VDA120-50 (IGBT Module 1200V/50A/IPM).**

Actualmente Fuji Electric comercializa el módulo IPM de última generación (Intelligent Power Module) 7MBP50VDA120-50 (1200 V/50 A) que integra los amplificadores de impulsión de compuerta y adicionalmente incorporan las siguientes funcionalidades: protección contra cortocircuitos, circuito de enganche para bajo voltaje, protección de sobre corriente y protección de sobre temperatura que lo hace ideal para el uso en nuevos diseños para la gama de inversores de baja potencia (Fig. 2.17).

### 2.3.4 Circuito de carga suave de los condensadores de la barra DC.



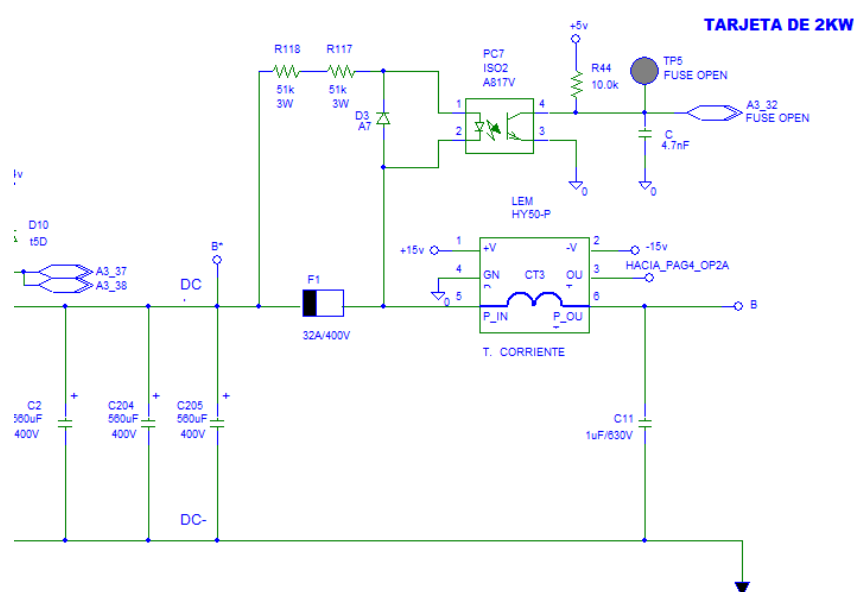
**Figura 2.18: Circuito de carga suave.**

Durante el encendido del equipo los condensadores de la barra DC se cargan a través de la resistencia de potencia R1, de 10 Ohmios y 20 W (Fig. 2.18), esto implica que la corriente de carga pico por los condensadores es de 31 Amperios (si la entrada pasa por su valor máximo instantáneo). El módulo de potencia dispone de las entradas A3\_37 y A3\_38 para la activación de la bobina del relé RLY1 (24 Voltios) una vez finalizado el proceso de carga suave de los tres condensadores de la barra DC. Nótese que la potencia de la resistencia R1 (20 W) está calculada para procesos de carga con una duración del orden de los milisegundos. Si RLY1 no conmuta luego de finalizado el tiempo de carga suave (1.6 ms), por R1 circularía la corriente nominal de salida del motor

PMSM (5.5 A); estos niveles de corriente por la resistencia R1 elevarían su temperatura y fundirían el alambre de la misma (resistencia-fusible).

### 2.3.5 Circuito de supervisión del fusible de la barra DC.

La barra DC está protegida contra corto-circuitos mediante el fusible marca Bussman tipo C10G32 que es un fusible para aplicaciones industriales de propósito general de 32 A/400 V (Fig. 2.19).

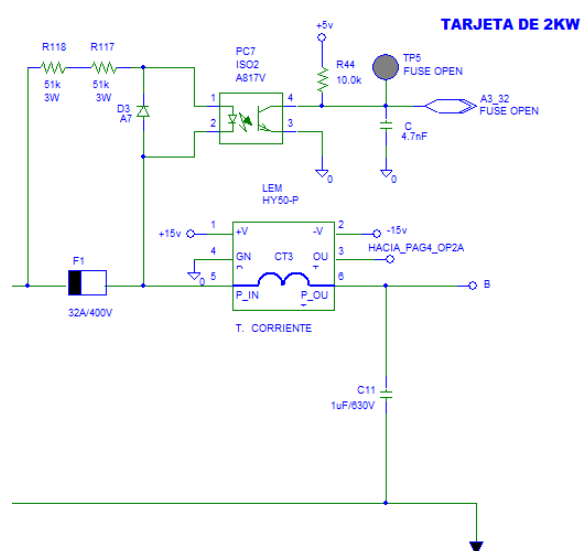


**Figura 2.19: Circuito de supervisión del fusible F1.**

El fusible F1, fue reemplazado por un fusible súper rápido (para protección de semiconductores) marca Ferraz Shawmut tipo A60Q35-2 de 35 A/600 V. Cabe indicar que durante las pruebas iniciales y por motivos de seguridad se trabajó con el fusible A60Q20-2 (20 A/ 600 V).

Si el fusible F1 se interrumpe (Figura 2.19), entonces circula corriente por el diodo emisor infrarrojo del optoaislador PC7, que satura el fototransistor y manda a nivel bajo la salida A3\_32, indicándose con esta acción, que el fusible de protección de la barra DC está abierto.

### 2.3.6 Circuito de medición y protección de sobre-corriente de la barra DC.



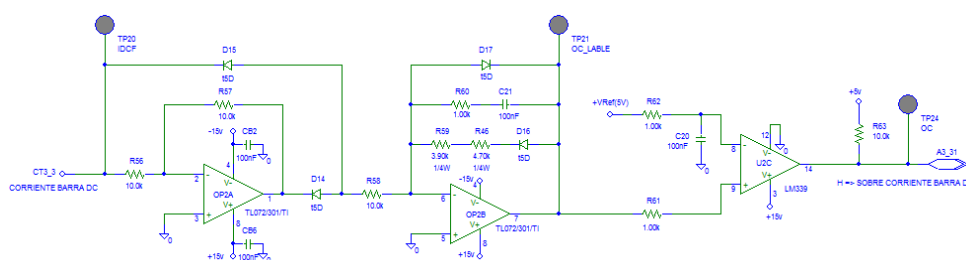
**Figura 2.20: Circuito de captación de la corriente en la barra DC.**

La corriente que circula por la barra DC es medida por el sensor de corriente de efecto Hall CT3, marca LEM, tipo HY50-P (Fig. 2.20), que permite la medición de corrientes de 0 a +/- 50 Arms, en la bobina del primario y proporciona voltajes de salida de 0 a +/- 4 Voltios. De manera simplificada, si circula por el primario una corriente sinusoidal de 25

Amperios rms (28.2 A pico), entonces en la salida habrá un voltaje sinusoidal de +/- 2 Voltios pico con relación a la referencia electrónica del esquema. La circuitería electrónica interna del sensor CT3 se alimenta con voltajes de polarización de +/- 15 V.

La corriente medida en la barra DC, es una corriente de naturaleza bidireccional, puesto que cuando el inversor proporciona energía a la carga (motor AC trifásico), entonces la dirección de la corriente es desde la barra DC hacia el inversor y motor respectivamente (corriente positiva), siendo esta la operación normal del sistema (acción motora). Cuando el motor está en la fase de frenado y actuando como generador, entonces la energía va desde el motor hacia el inversor y barra DC (corriente negativa).

El sistema de protección de corriente máxima en la barra DC está diseñado para que se proteja el sistema ante valores de corriente positiva y negativa; en consideración de que, los procesos de regeneración son de corta duración y de potencia limitada; y, dan lugar a corrientes instantáneas elevadas, similares a las normalmente medidas en acción motora.



**Figura 2.21: Circuito de protección de corriente máxima en la barra DC.**

En base del análisis previo se concluye que es preciso en primer lugar colocar un rectificador de precisión de onda completa con inversión (rectificación de señales con independencia de su amplitud) que amplifique señales de entrada de doble polaridad (Fig. 2.21) y construido a partir del OPAMP OP2A del C.I TL072, cuya salida pasa por otra etapa rectificadora de precisión inversora, que únicamente amplifica señales negativas, formado por el OPAMP OP2B del C.I TL072; esta última etapa contiene el filtro de eliminación de ruidos formado por R60 y C21. El conjunto formado por los dos rectificadores de precisión y el filtro activo pasa bajos para supresión de ruidos de alta frecuencia, tienen una relación de transferencia en estado estable dada por la siguiente ecuación.

$$V_{TP21} = (V_{TP20} - V_D) \left( \frac{R57}{R56} \right) \left( \frac{R59 + R46}{R58} \right) + V_D \quad \wedge \quad V_{TP21} \geq 0 \quad (2.1)$$

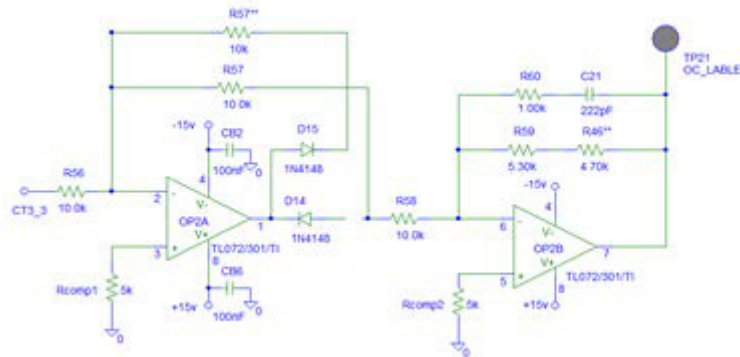
$$V_{TP21} = (V_{TP20} + V_D) \left( \frac{R57}{R56} \right) \left( \frac{R59 + R46}{R58} \right) + V_D \quad \wedge \quad V_{TP21} < 0 \quad (2.2)$$

Finalmente se tiene el comparador construido alrededor del OPAMP U2C del C.I LM339N con un umbral de comparación de +5V (Fig. 2.21); esto implica que en el instante que la corriente alcance el valor máximo ( $V_{TP21}=5$  Voltios), la salida A3\_31 va a estado alto (+5 V), indicándose una sobre-corriente en la barra DC. Por consiguiente, si el voltaje en el punto de prueba TP21 es de 5 Voltios entonces en TP20 será de 5.73 (ecuación 2.1 y 2.2); este nivel supera el máximo valor de salida para operación lineal del sensor de corriente de efecto Hall CT3 (+/- 4 Voltios) lo que implica que no existe protección de sobre-corriente de la barra DC. La solución a este impase se supera cambiando el valor de R46 a 16.1K (resistencia de precisión), con lo cual el circuito de protección actuara cuando la corriente en la barra supere los 35 amperios rms ( $V_{TP20} = 2.8$  Voltios). Mediante pruebas simuladas que toman en consideración la atenuación del filtro se seleccionó 21.5K para R46.

En la figura 2.22, se muestra una solución alterna para el circuito de procesamiento de la señal de corriente de la barra DC. Este circuito consta de un rectificador de precisión con inversión modificado [14] y un amplificador inversor con un filtro para ruidos de alta frecuencia. Obsérvese la inclusión de las resistencias de compensación de las



corrientes de polarización de los amplificadores operacionales ( $R_{comp1}$  y  $R_{comp2}$ ).



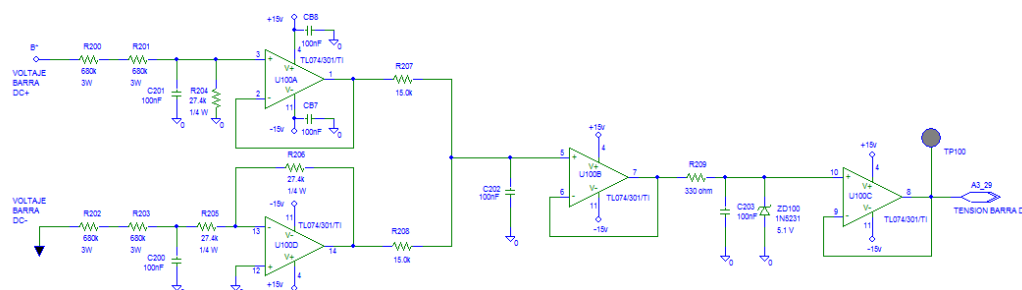
**Figura 2.22: Modificación del circuito de procesamiento de la señal de corriente en la barra DC.**

La función de transferencia del circuito de la figura 2.22 es:

$$V_{TP21} = (V_{TP20}) \left( \frac{R57}{R56} \right) \left( \frac{R59+R46}{R58} \right) \quad (2.3)$$

Esta función de transferencia es independiente de la caída de voltaje en los diodos (dependiente de la temperatura).

### 2.3.7 Circuito de medición y procesamiento del voltaje de la barra DC.



**Figura 2.23: Circuito de medición y procesamiento del voltaje de la barra DC.**

El circuito de medición y procesamiento del voltaje de la barra DC (Fig. 2.23) está implementado mediante el C.I TL074C que contiene cuatro OPAMP's, de bajo ruido y con entradas con J-FET (U100A, U100B, U100C y U100D). Los OPAMP's U100A y U100D están conectados en una configuración amplificadora diferencial de alta impedancia de entrada y elevada relación de rechazo de modo común (CMMR).

Adicionalmente se ha previsto una red de protección y limitación del voltaje máximo, mediante la resistencia R209 y diodo zener ZD100; con esta red se limita a 5.1 V, el voltaje máximo de salida en el terminal A3\_29.

La función de transferencia para el circuito de medición del voltaje de la barra DC, está dado por la siguiente ecuación.

$$TP100 = \frac{(V_{DC+} - V_{DC-})R_{204}}{R_{200} + R_{201} + R_{202} + R_{203} + R_{204} + R_{205}} \quad (2.4)$$

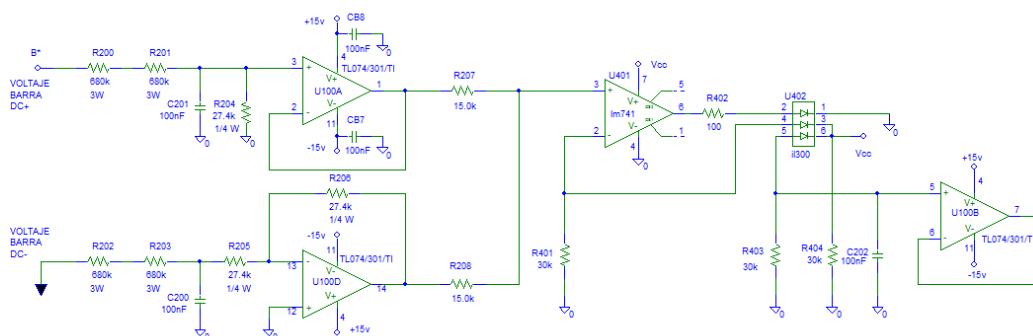
$$TP100 = 9.874 \times 10^{-3} (V_{DC+} - V_{DC-}) \quad (2.5)$$

El voltaje de salida en el Terminal A3\_29 es igual a aproximadamente 1/100 del voltaje de la barra DC, esto es para tensiones en la barra DC de 310 Voltios (alimentación de entrada de 220 Voltios) el voltaje de salida en A3\_29 es de 3.06 V (ecuación 2.5).

El circuito de captación de voltaje de la barra DC mediante la configuración amplificadora diferencial no proporciona un verdadero aislamiento entre la sección de potencia y la circuitería electrónica de control, por consiguiente se consideró el diseño de un circuito de censado que disponga de aislamiento óptico estructurado mediante el C.I IL300 (Fig. 2.24).

La función de transferencia del circuito de medición y procesamiento del voltaje de la barra DC con aislamiento óptico es [15].

$$TP100 = 9.874 \times 10^{-3} \left( \frac{R_{403}}{R_{401}} \right) (V_{DC+} - V_{DC-}) \cong \frac{1}{100} (V_{DC+} - V_{DC-}) \quad (2.6)$$



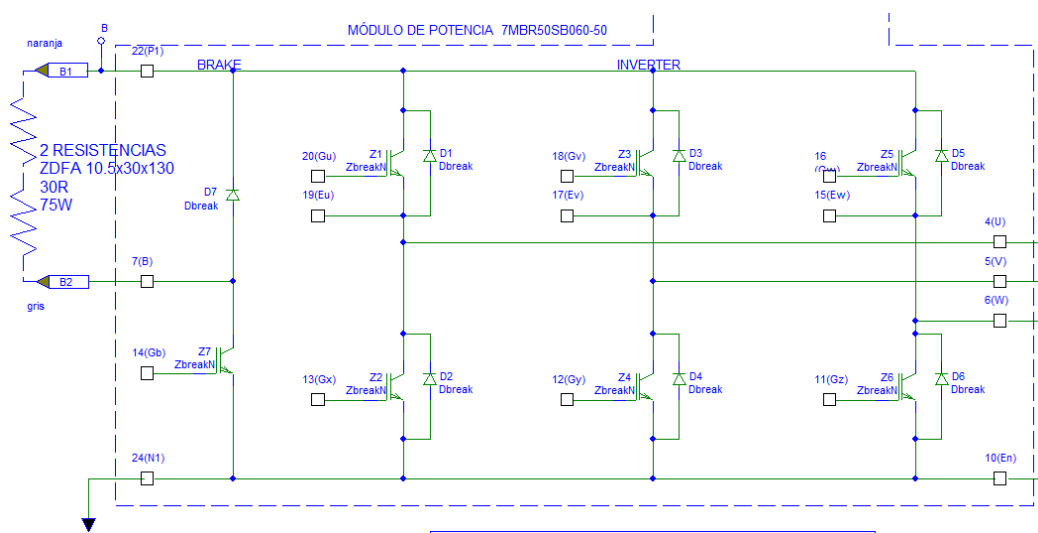
**Figura 2.24: Circuito de medición y procesamiento del voltaje de la barra DC con aislamiento óptico.**

### 2.3.8 Circuito de potencia del estabilizador de voltaje de la barra DC

La sección de potencia del circuito de control del voltaje de la barra DC está formada por el IGBT Z7, el diodo D7 (contenidos en el módulo de potencia integrado 7MBR50SB060-50) y la resistencia KRAH-RWI (opcional y fuera del módulo de potencia) a conectarse en los terminales B1 y B2 (fig. 2.25).

Cuando el voltaje de la barra DC supera un valor predeterminado (en el presente diseño 365 Voltios) entra a conducir el IGBT Z7. La conducción del IGBT Z7 (incluido en el módulo de potencia integrado 7MBR50SB060-50) coloca la resistencia de potencia KRAH-RWI (60 Ohmios/150W) en paralelo con los tres condensadores de la barra DC (Fig. 2.25), produciendo la descarga de los mismos. Obsérvese la inclusión del diodo de paso libre D7 que permite la descarga de la

energía almacenada en la inductancia de la resistencia (Resistencia de alambre de múltiples vueltas devanada en resina aislante).



**Figura 2.25: Circuito de potencia del estabilizador de voltaje de la barra DC.**

Cabe resaltar que la resistencia original ARCOL HS100, durante las pruebas de frenado regenerativo repetitivas alcanzó temperaturas superiores a las especificadas por el fabricante, por lo que tuvo que ser cambiada por dos resistencias en serie KRAH-RWI 12/7 D (ZDFA 10.530X130 CX) de 30 Ohmios y 75 Vatios cada una, esto es 60 Ohmios/150 Vatios totales (Fig. 2.26).



**Figura 2.26: Resistencias de potencia del circuito de estabilización del voltaje de la barra DC.**

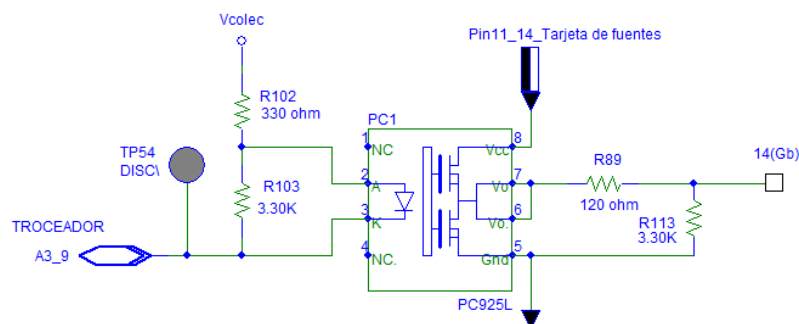
El IGBT Z7 conjuntamente con el diodo D7 (contenidos en el módulo 7MBR50SB060-50) y la resistencia de potencia de 60 ohmios a 150 Vatios forman parte del troceador (Chopper) clase A, que estabiliza la tensión en la barra DC, dentro de límites preestablecidos y programados en el circuito de protección de sobre-voltaje; implementado en la tarjeta de interface. El sistema de estabilización monitorea el voltaje de la barra DC y estructura un control de encendido-apagado (on-off) sobre el IGBT Z7. En los accionamientos industriales de velocidad variable (VSD), la información de voltaje de la barra DC se la envía al DSP, donde se programa una rutina, que envía a conmutar el IGBT Z7 con una frecuencia fija y control PWM (subrutina para un lazo de control PI del voltaje de la barra DC). Esta técnica permite modificar mediante la interface hombre-máquina (HMI) los parámetros de frenado.

Durante el proceso de frenado del motor conectado a la salida del inversor trifásico, se transfiere energía hacia los condensadores de la barra DC y puesto que el rectificador trifásico de seis diodos, no tiene capacidad de transferir esa energía hacia la línea trifásica de alimentación (regeneración) el voltaje de la barra aumenta. En los sistemas modernos empleados en servo controles provistos de motores sincrónicos con rotor de imanes permanentes, el rectificador trifásico con diodos es reemplazado por un puente trifásico con IGBT's y diodos (frente activo) que forman un rectificador sincronizado con capacidad de regeneración de energía hacia la red trifásica; con el frente activo además se posibilita que la corriente absorbida por el sistema sea casi sinusoidal (bajo THD) y factor de potencia unitario.

### **2.3.9 Circuito de impulsión de compuerta del IGBT de estabilización de la barra DC.**

La conducción del IGBT Z7 se efectúa mediante un nivel bajo en la entrada Troceador (A3\_9), cuando el nivel de voltaje en la barra DC supera un valor predeterminado (364 Voltios en el presente diseño). Un nivel bajo en el pin A3\_9 activa el opto acoplador de impulsión de compuerta PC1 (figura 2.27) y se inicia la conducción del MOSFET superior del C.I PC925L, proveyéndose un camino de flujo de corriente

hacia la compuerta de Z7 a través de la resistencia R89 (carga de portadores a la compuerta) y la consiguiente conducción de Z7.



**Figura 2.27: Circuito de impulsión de compuerta del IGBT de estabilización del voltaje de la barra DC.**

El momento que la barra disminuye la tensión a valores menores a 364 voltios, se desactiva el opto acoplador de impulsión de compuerta PC1 (A3\_9=H) y se inicia la conducción del MOSFET inferior del C.I PC925L proveyéndose un camino de descarga a los portadores almacenados en la compuerta del IGBT Z7 a través de la resistencia R113; de esta forma se consigue optimizar el tiempo de apagado del mismo.

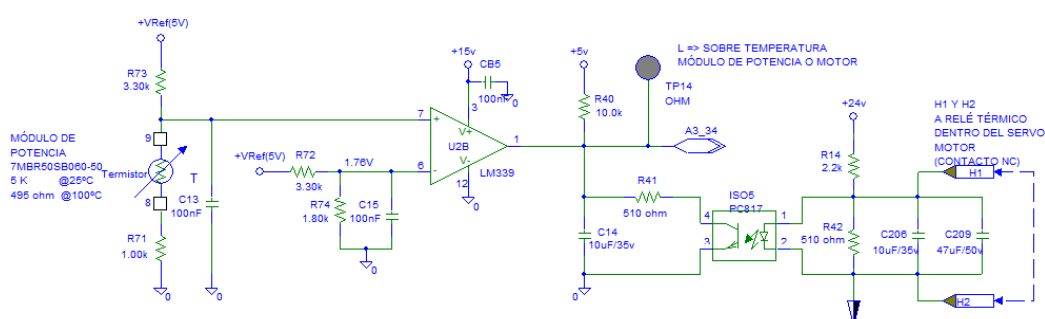
Cabe resaltar que con el uso de módulos de potencia inteligentes (IPM) no es necesario la utilización de circuitos de impulsión de compuertas externos.



### 2.3.10 Circuito de protección térmica del motor y sobre-temperatura del módulo PIM.

El módulo 7MBR50SB060-50 (IGBT Module 600V/50A/PIM) incorpora un termistor de captación de la temperatura interna (5 Kohmios a 25 grados centígrados y 495 Ohmios a 100 grados centígrados).

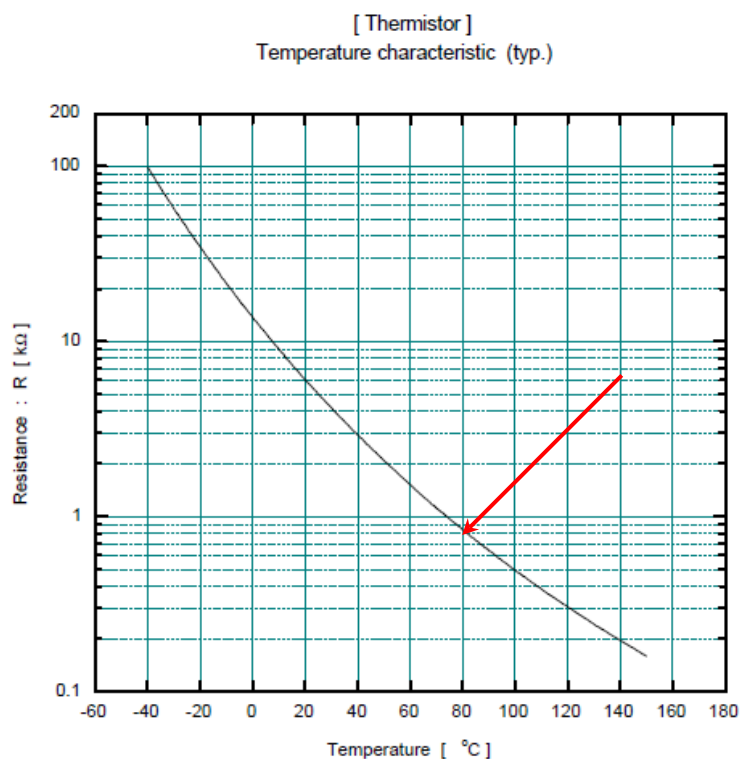
El termistor del módulo PIM, está conectado en un divisor de tensión, estructurado en base de las resistencias R71 y R73, y alimentado por la fuente de precisión de +5V (+VRef(5V)).



**Figura 2.28: Circuito de protección térmica.**

El comparador U2B con salida de colector abierto dentro del C.I LM339N tiene un voltaje de umbral de 1.76 Voltios, obtenido a partir de la referencia de precisión de +5 Voltios (+VRef(5V)). El transistor de salida del comparador U2B se activa (A3\_34 a nivel bajo) cuando el termistor disminuye su valor óhmico a valores inferiores a 800 Ohmios, esto

implica que la temperatura del módulo 7MBR50SB060-50, debe alcanzar valores superiores a los 80 grados centígrados (Fig. 2.29).



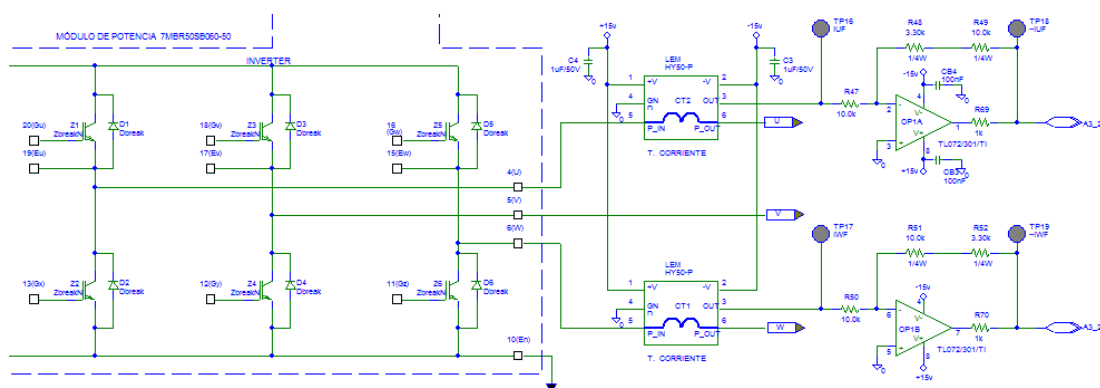
**Figura 2.29: Curvas características del termistor del módulo 7MBR50SB060-50.**

El módulo de potencia YPV-200 dispone de una bornera externa con terminales rotulados H1 y H2 (Fig. 2.28), donde se conecta el contacto normalmente cerrado del relé térmico de protección del motor sincrónico de imanes permanentes; este relé térmico está embebido en uno de los devanados del estator. Si la temperatura del motor se eleva por encima del valor prefijado por el fabricante del motor, entonces el contacto se

abre y luego del retardo establecido por la red RC (formada por: R14, R42, C206 y C209) se activa el diodo emisor infrarrojo del aislador óptico IS05 (PC817) con lo cual conduce el fototransistor de salida de IS05 y manda a nivel bajo el terminal A3\_34. En conclusión el terminal A3\_34 va a nivel bajo cuando hay sobre temperatura en el módulo 7MBR50SB060-50 o en los devanados del motor. La resistencia R40 y el condensador C14 imprimen un retardo de aproximadamente 0.2 segundos, para una vez despejadas las fallas, el terminal A3\_34 pase a estado alto. En el presente diseño los terminales H1 y H2 se puentean, puesto que los cables del relé térmico del motor van directamente a la tarjeta de control principal, donde esta implementada la protección térmica del motor.

### **2.3.11 Circuito de medición y procesamiento de las corrientes de salida del inversor.**

Nótese en la figura 2.30, que únicamente se requiere la medición de corriente en dos de las tres fases de salida del inversor, puesto que el inversor alimenta cargas balanceadas (tales como motores trifásicos de inducción y sincrónicos con rotor de imanes permanentes) y la corriente en la tercera fase (V) puede obtenerse de manera indirecta a partir de las medidas en las fases W y U ( $I_v = -I_u - I_w$ ).



**Figura 2.30: Medición de las corrientes en las fases de salida del inversor.**

Esta técnica permite el ahorro de un sensor de corriente de efecto Hall y es utilizada por prácticamente todos los fabricantes de accionamientos para motores AC en la gama de bajas potencias.

La medición de corriente en las fases de salida W y U del inversor, se realiza mediante los sensores de corriente de efecto Hall CT1 y CT2, marca LEM tipo HY50-P (Fig. 2.30); que posibilitan la medición de corrientes de 0 a 50 Arms en la bobina del primario y proporciona voltajes de salida de 0 a +/- 4 Voltios. La salida de los transformadores de corriente CT1 y CT2 son amplificadas por un factor de 1,33 e invertidas por los amplificadores operacionales (OPAMP's) OP1A y OP1B (C.I TL072) de bajo ruido y con entradas diferenciales diseñadas con JFET's. Este proceso lo realiza el módulo de potencia YPV-200 (salidas en los terminales A3\_23 y A3\_25).

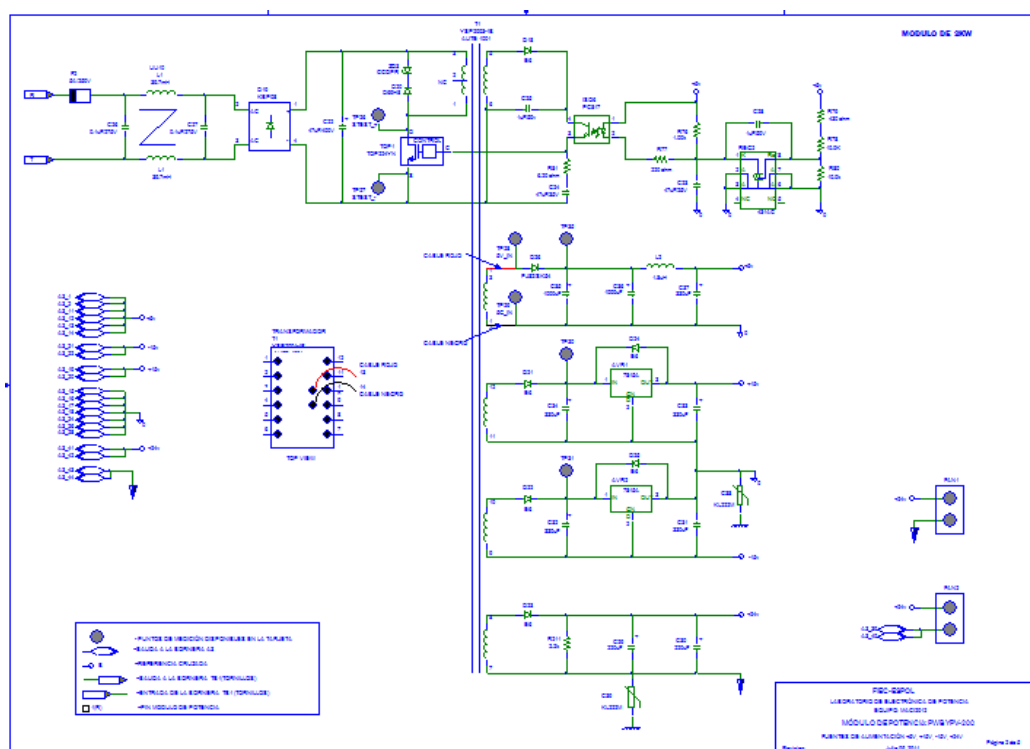
El factor de amplificación de 1.33, en el presente diseño se cambió a 1 por razones que se analizarán posteriormente.

### **2.3.12 Fuentes de alimentación para los circuitos electrónicos de control del módulo de potencia YPV-200.**

En la figura 2.29, se muestra la circuitería electrónica completa de la fuente de alimentación que proporciona los voltajes a la tarjeta electrónica del módulo de potencia (fuentes de + 5V, +15V, -15 V y +24 V). Estas fuentes están embebidas en la tarjeta electrónica del módulo de potencia YPV-200.

El voltaje de alimentación para la fuente proviene de las líneas de entrada (fases R y T) de 220 Voltios  $\pm$  15 %. El circuito de entrada tiene un fusible de propósito general (F2) de 5A/250V.

En el presente proyecto el fusible F2, fue reemplazado por uno de respuesta rápida, para protección coordinada de semiconductores. El fusible seleccionado es uno de 3 Amperios a 250 Voltios. La disminución del valor de corriente de corte del fusible, se origina en el hecho de que en el equipo MACI-2012, las fuentes del módulo de potencia no se utilizan para alimentar las tarjetas de control (concepción original del diseño).



**Figura 2.31: Fuentes de alimentación para las secciones de control del módulo de potencia YPV-200.**

Luego del fusible se tiene un filtro LC, para el rechazo de interferencias de radiofrecuencia (RFI), que está formado por: L1, C26 y C27. A la salida del filtro se tiene un rectificador monofásico de onda completa tipo puente D19 (C.I KBP08) y un filtro capacitivo con el condensador electrolítico C22 de 47uF/400V; con lo cual se obtiene un voltaje no regulado de aproximadamente 308 Voltios promedio y un rizado de 1 Voltio pico-pico a plena carga.

En el diseño original del equipo DMD2000 se considera un voltaje de alimentación de 110/220 V a 60 Hz, el cual es compatible con la configuración utilizada en la fuente de alimentación, que funciona para niveles universales de alimentación de 85 a 265 V (rango extendido de voltaje de entrada) y potencias de salida de 45 W [16]. En el diseño del equipo MACI-2012 se restringe el voltaje de alimentación a 220 V +/- 15 %, puesto que esto incrementa la potencia de salida de la fuente hasta 75 W.

El diseño de la fuente de alimentación está basado en el C.I TOP224YN (segunda generación de la familia TOPSwitch-II). El C.I TOP224YN es un conmutador PWM fuera de línea de tres terminales (Three-terminal Off-line PWM Switch) fabricado por Power Integrations Inc. El C.I TOP224YN incorpora en su interior todas las funciones necesarias para una fuente de alimentación conmutada en alta frecuencia en un envase de tres terminales que contiene: MOSFET de potencia, controlador PWM, circuito de arranque para alto voltaje, lazo de compensación y circuitos de protección (Fig. 2.32).

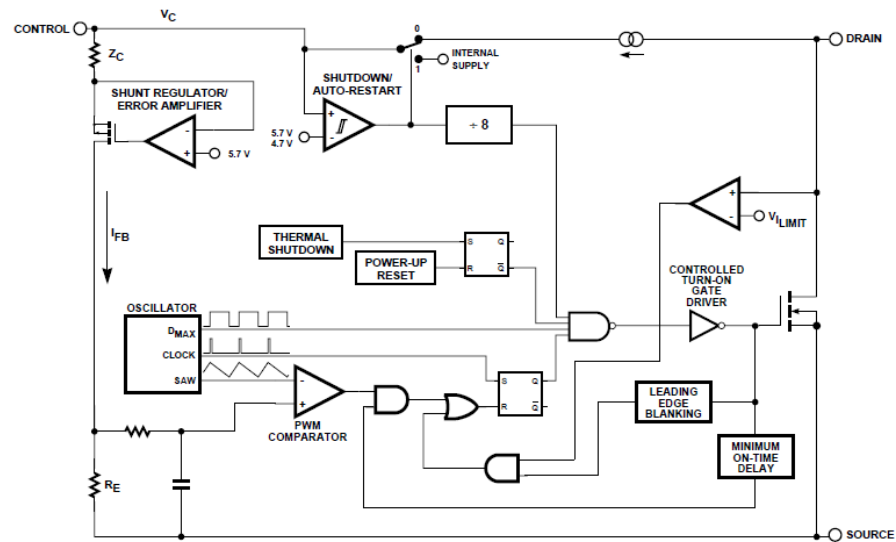


Figura 2.32: Diagrama de bloques del C.I TOP TOP224YN.

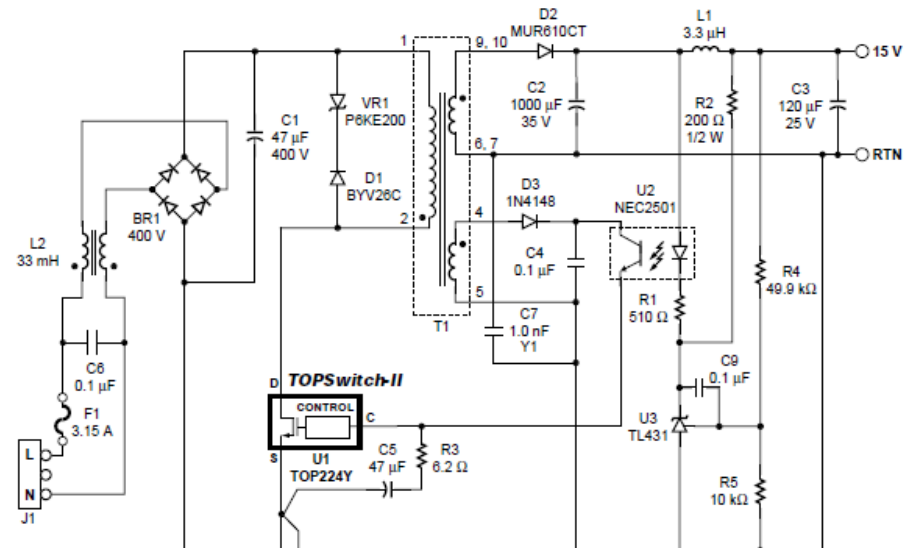
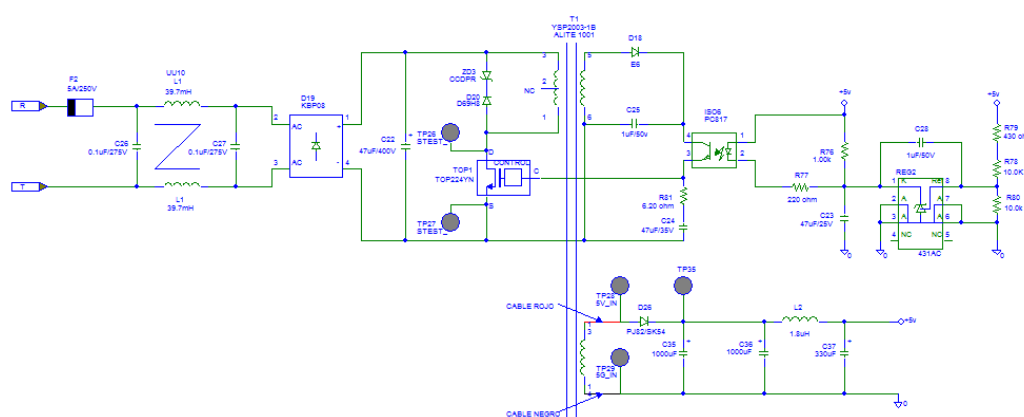


Figura 2.33: Fuente de alimentación tipo Flyback en base del C.I TOP224.



El fabricante Power Integrations Inc., en su sitio WEB ([www.powerint.com](http://www.powerint.com)) suministra toda la documentación para la implementación de diferentes topologías para fuentes de alimentación conmutadas en alta frecuencia. La fuente utilizada en el módulo de potencia YPV-200 está basada en la configuración básica para el C.I TOP224, mostrada en la figura 2.33 y más específicamente en uno de los reportes de diseño proporcionados por el fabricante [17].

El voltaje de +5 Voltios se obtiene (Fig. 2.34) del devanado secundario (terminales 13 y 14) del transformador con núcleo de ferrita T1 (ALITE 1001)

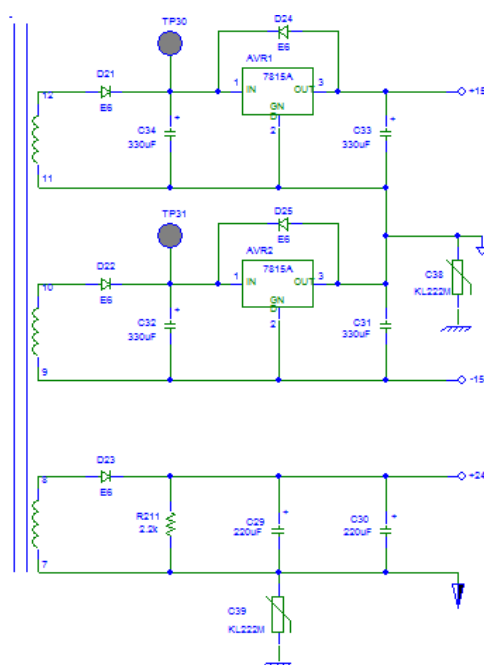


**Figura 2.34: Fuente de alimentación regulada de +5 Voltios del módulo YPV-200.**

La señal de alta frecuencia (aproximadamente 100 KHz) del devanado secundario es rectificadora por el diodo Schottky (5A/20V) y filtrada en dos etapas (filtro capacitivo y filtro LC tipo pi).

El voltaje de salida del filtro, se realimenta a la referencia de precisión REG2 (C.I TL431C), que mediante el optoaislador IS06 (C.I PC817) modifica el ancho de pulso (PWM) del voltaje del primario del transformador T1 mediante el C.I TOP224; para que el voltaje de salida de +5 V permanezca constante e independiente de las variaciones en la corriente de carga.

En la figura 2.35, se muestra el circuito para las fuentes de: +15V, -15V y +24V



**Figura 2.35: Fuentes de alimentación de +15V, -15V y +24V.**

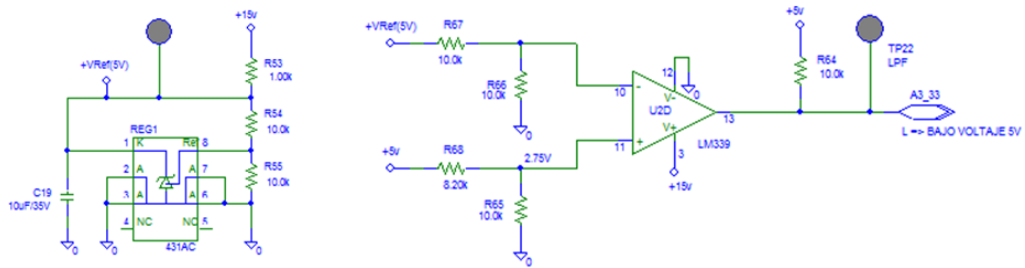
Las fuentes de +15V y -15 V, son obtenidas de los dos secundarios del transformador principal con núcleo de ferrita T1 (Alite 1001) de la fuente

conmutada que oscila con una frecuencia de 100 Khz. El voltaje de los transformadores, luego de rectificarse y filtrarse (Fig. 2.35), es pasado a los reguladores lineales AVR1 y AVR2 (LM7815) con salidas de corriente máximas de 1 A y rizados del orden de los dos mV.

Adicionalmente se dispone de un quinto secundario, cuyo voltaje luego de rectificarse y filtrarse, proporciona un voltaje no regulado de 24 Voltios para el ventilador del módulo de potencia y los dos extractores laterales del equipo MACI-2012. El voltaje de 24 voltios está aislado de las otras fuentes del sistema.

### **2.3.13 Circuito de supervisión de la fuente de + 5 Voltios.**

La fuente de +5 V esta monitoreada por el circuito de comparación formado por OPAMP U2D, contenido en el C.I LM339N (Fig. 2.36). Este circuito da un voltaje de salida de nivel bajo en el terminal A3\_33, en el evento de que el voltaje de la fuente de +5 Voltios trate de disminuir del voltaje de umbral de 4.55 Voltios. Para garantizar la precisión y estabilidad del umbral de comparación (2.5 Voltios) en el pin 10 del OPAMP U2, este se obtiene del nivel referencia +Vref(5V) de 5 Voltios y las resistencias de precisión R66 y y R67.



**Figura 2.36: Circuito de monitoreo de la fuente de alimentación de +5V.**

El nivel de referencia +Vref(5V) está dado por la fuente de + 15V y el REG1 ( C.I TL431C), que es una referencia de precisión programable con una salida programada (por las resistencias R54 y R55 de 10K) para +5 Voltios.

$$+V_{ref}(5V) = V_{ref} \left( \left( 1 + \frac{R_{54}}{R_{55}} \right) \right) + I_{ref}(R_{54}) = +5V \quad (2.7)$$

Siendo Vref, igual a 2.5 Voltios, que es precisamente la referencia interna de precisión del C.I TL431C. En el cálculo se desprecia el termino IrefxR54.

La ecuación para el cálculo del voltaje mínimo de la fuente de +5 Voltios es:

$$V_{min}(5V) \left[ \frac{R_{65}}{R_{65}+R_{68}} \right] = \left[ V_{ref}(5V) \left[ \frac{R_{66}}{R_{66}+R_{67}} \right] \right] = 2.5 [V] \quad (2.8)$$

$$V_{min}(5V) \left[ \frac{10.0K}{10.0K+8.2K} \right] = \left[ V_{ref}(5V) \left[ \frac{10.0K}{10.0K+10.0K} \right] = 2.5 [V] \right] \quad (2.9)$$

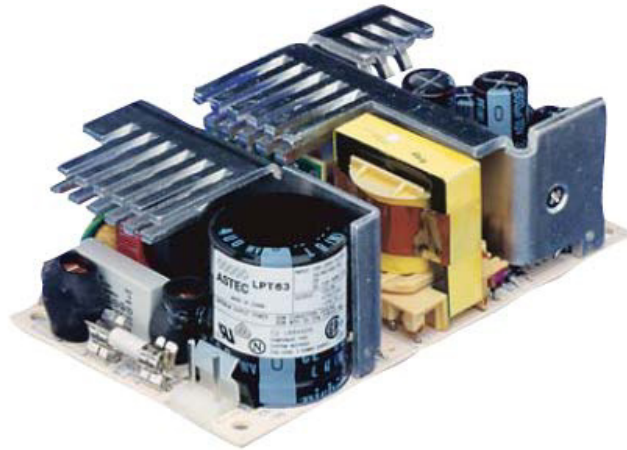
De la ecuación 2.9, se concluye que el voltaje mínimo de la fuente de + 5 V es 4.55 Voltios. Este nivel mínimo para la fuente de +5 V esta fuera del rango para operación confiable de algunos circuitos integrados usados en el equipo MACI-2012.

Durante las pruebas iniciales, las fuentes generadas en el módulo de potencia se utilizaron para alimentar: la tarjeta de interface, la tarjeta de procesamiento central y la tarjeta de desarrollo.

La fuente +5 Voltios del equipo MACI-2012, presentaba niveles de voltaje de 4.7 voltios con un ruido de alta frecuencia del orden de los 0.2 voltios. Los niveles de ruido de alta frecuencia con voltajes transitorios elevados no son tolerables por la circuitería electrónica utilizada en las tarjetas de interface y control principal; y muy especialmente por la tarjeta de desarrollo eZdspF2812 que tiene embebido el DSP TMS320F2812.

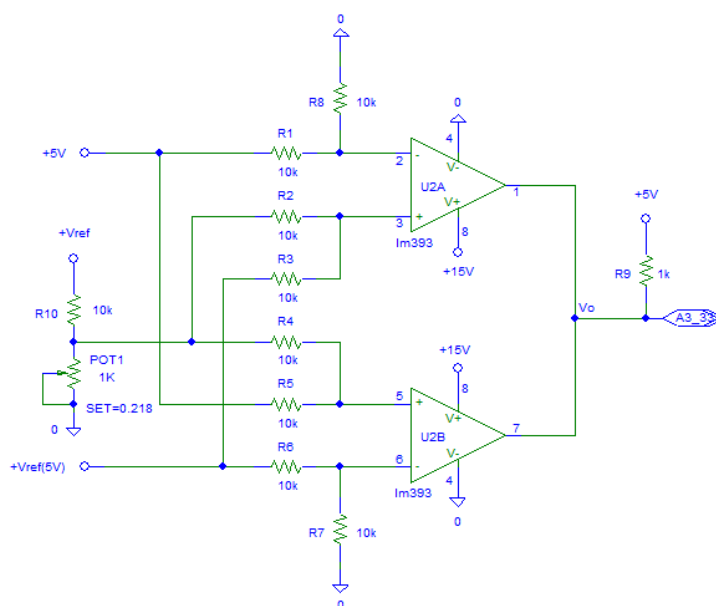
Para solucionar el problema, del elevado nivel de ruido y transitorios de voltaje en la fuente de +5 Voltios, en el equipo MACI-2012, se consideró la adquisición de una fuente independiente que proporcione los: +5 V, +15 V y -15 V, a las tarjetas de interface y control principal y a la tarjeta de desarrollo. Se seleccionó la fuente LPT63, fabricada por Emerson

Network Power. (Fig. 2.37). Esta fuente se alimenta directamente del voltaje de entrada (220 V+/- 15 %) y su principal característica es una muy buena respuesta dinámica [18].



**Figura 2.37: Fuente de alimentación de +5V, +15V y -15V (LPT63 fabricada por Emerson Network Power).**

Se diseñó un circuito de monitoreo para la fuente de alimentación LPT63, que garantice que el nivel de la fuente de + 5 Voltios este dentro de límites aceptables (4.90 a 5.10 Voltios). El diseño permite que se tenga una banda de tolerancia regulable por el POT1 entre 4.55 y 5.45 Voltios (Fig. 2.38). El potenciómetro para esta aplicación se calibro entre 4.90 y 5.10 Voltios.

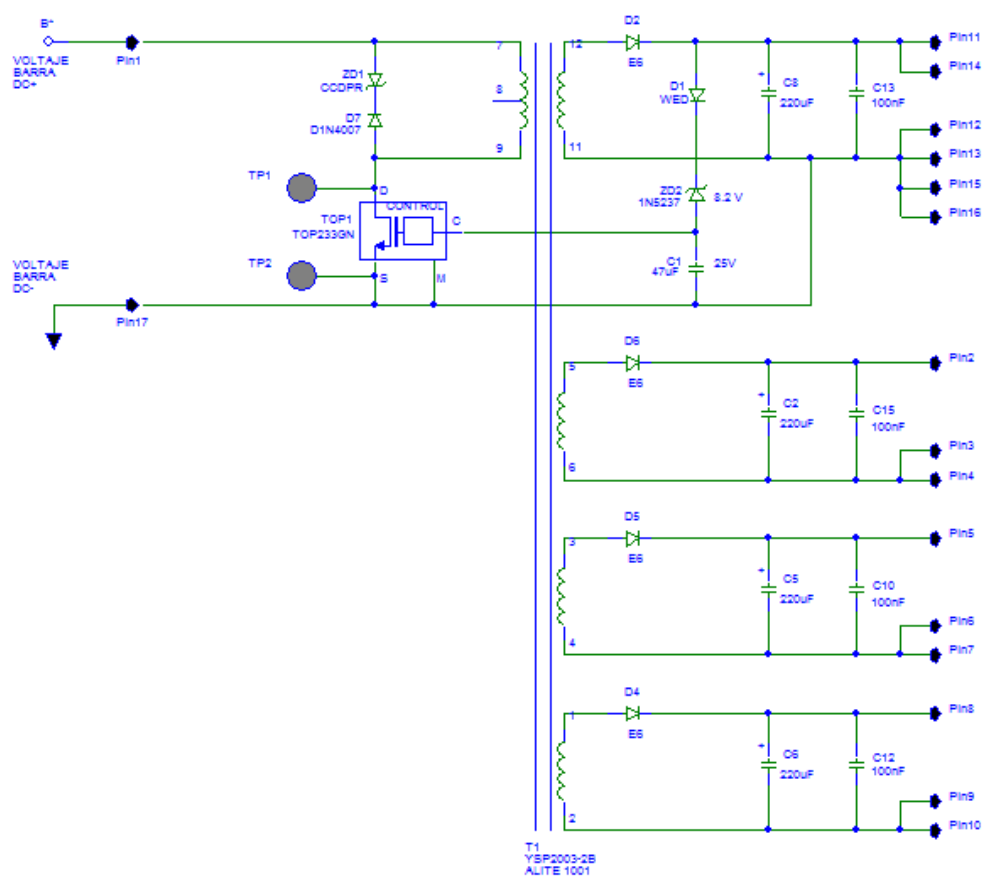


**Figura 2.38: Diseño del circuito de monitoreo de la fuente de alimentación de +5V de la fuente LPT63.**

Los equipos DMD2000, presentan un problema similar en las fuentes de alimentación, que sin lugar a dudas, es la principal causa de las múltiples averías presentadas en estos equipos.

La colocación de una fuente independiente para: la tarjeta de interface, tarjeta de control principal y tarjeta de desarrollo demostró experimentalmente, que es el factor más determinante para la operación confiable del equipo MACI-2012.

### 2.3.14 Fuentes de alimentación para los circuitos de impulsión de compuerta de los IGBT'S del inversor trifásico.



**Figura 2.39: Fuentes para los IGBT'S del inversor del equipo MACI-2012.**

Esta fuente (Fig. 2.39) se alimenta directamente con el voltaje de la barra DC (310 Voltios) y está diseñada con el C.I TOP233GN fabricado por Power Integrations, que pertenece a la familia de TOPSwitch-FX que opera a una frecuencia de 132 Khz. En este esquema se obtienen tres fuentes de 14.6 Voltios (pin2-pin3/pin4, pin5-pin6/pin7 y pin8-pin9/pin10)



totalmente aisladas para las compuertas de cada uno de los tres IGBT's colocados en la parte superior de los tres ramales del puente inversor, puesto que sus emisores están asociados a cada una de las tres fases de salida del inversor.

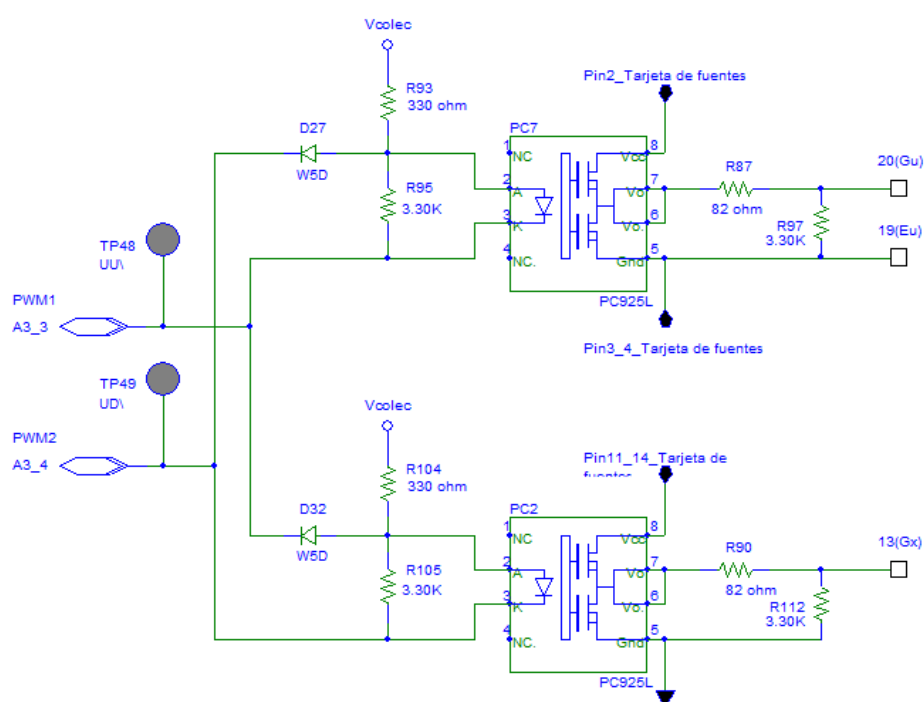
La cuarta fuente de 14 Voltios (pin11/pin14, pin12/pin13/pin15/pin16) alimenta las compuertas de los tres IGBT's colocados en la parte inferior de los tres ramales del puente inversor, puesto que sus emisores están unidos al potencial negativo de la barra DC.

El voltaje del pin de control del circuito integrado TOP233GN se mantiene en aproximadamente 5.8 Vdc [19], por consiguiente, el voltaje de salida entre los terminales pin11 y pin12 es de aproximadamente 14,6 Vdc ( $5.8+V_z+V_d=14.6$ ) y dado que los cuatro secundarios tienen el mismo número de vueltas, se concluye que las compuertas de los seis IGBT's del puente inversor se alimenten con igual diferencia de potencial para la polarización.

### **2.3.15 Circuito de impulsión de compuertas para los seis IGBT's del inversor trifásico**

Es de especial interés notar que dado que los IGBT's superiores e inferiores se activan de manera complementaria. Un estado bajo en la entrada de habilitación PWM1 (A3\_3) implica que la entrada PWM2 (A3\_4) debe estar en estado alto (Fig. 2.40); por consiguiente, se polariza

inversamente D27 y la fuente Vcolec activa el MOSFET superior del optoaislador PC7 (C.I PC925L), se impulsa corriente a la compuerta de Z1 a través de la resistencia R87 y se manda a conducir el IGBT superior Z1 del puente inversor, mientras se inhibe la conducción del IGBT Z2 del puente inversor. Si se invierten los estados de A3\_3 y A3\_4, entonces conducirá el IGBT Z2 y se inhibe la conducción de Z1.



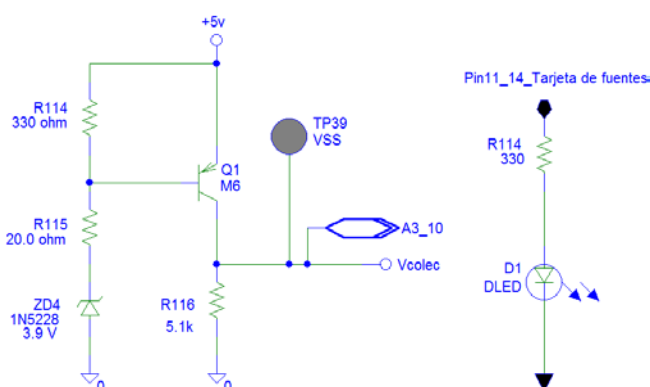
**Figura 2.40: Circuito de impulsión para las compuertas de los IGBT's del inversor (un solo ramal).**

Cabe indicar además que mientras esta desactivado el optoaislador PC2 (C.I PC925L), se ordena la conducción del MOSFET inferior, lo que

implica que se drena corriente de la compuerta del IGBT Z2 a través de la resistencia R112, disminuyendo su tiempo de apagado.

### 2.3.16 Circuito de habilitación del voltaje de alimentación para los circuitos de impulsión de las compuertas de los IGBT's del inversor

El voltaje  $V_{colec}$ , se obtiene de manera indirecta desde la fuente de alimentación de +5V (Fig. 2.41). En el instante que se activa la fuente de +5V y esta tiene un valor superior al voltaje en el zener ZD4 más la caída en la juntura del BJT Q1 ( $V_{zD4} + V_d = 4.7$  Voltios) se habilita el voltaje  $V_{colec}$ . Si se cumplen estas condiciones entra Q1 en saturación y habilita el circuito de impulsión de compuertas de los IGBT's del inversor.



**Figura 2.41: Circuito de habilitación de la fuente  $V_{colec}$  para los circuitos de impulsión de los IGBT's.**

En la parte externa del módulo de potencia YPV-200 se tiene el diodo emisor de luz (LED) D1, que se activa cuando hay voltaje (14.6 Voltios) en las fuentes de los IGBT's del inversor y constituye una indicación

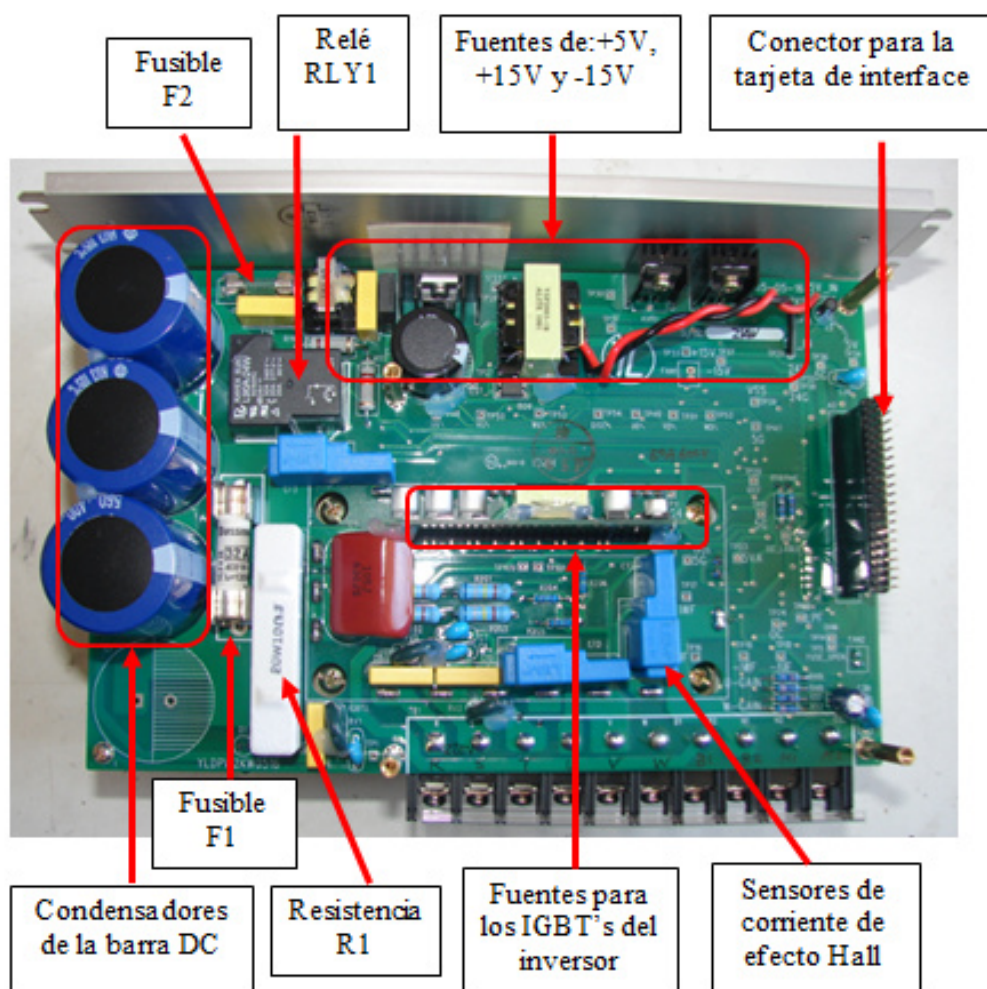
visual del estado del voltaje en la barra DC y el correcto funcionamiento de la fuente para los manejadores de las compuertas de los seis IGBT's.

### **2.3.17 Ubicación física de los principales componentes de la tarjeta de potencia**

En la figura 2.42 y 2.43, se identifican los principales componentes de la tarjeta del módulo de potencia YPV-200 (tarjeta de dos capas con doble cara para la ubicación de los componentes electrónicos).

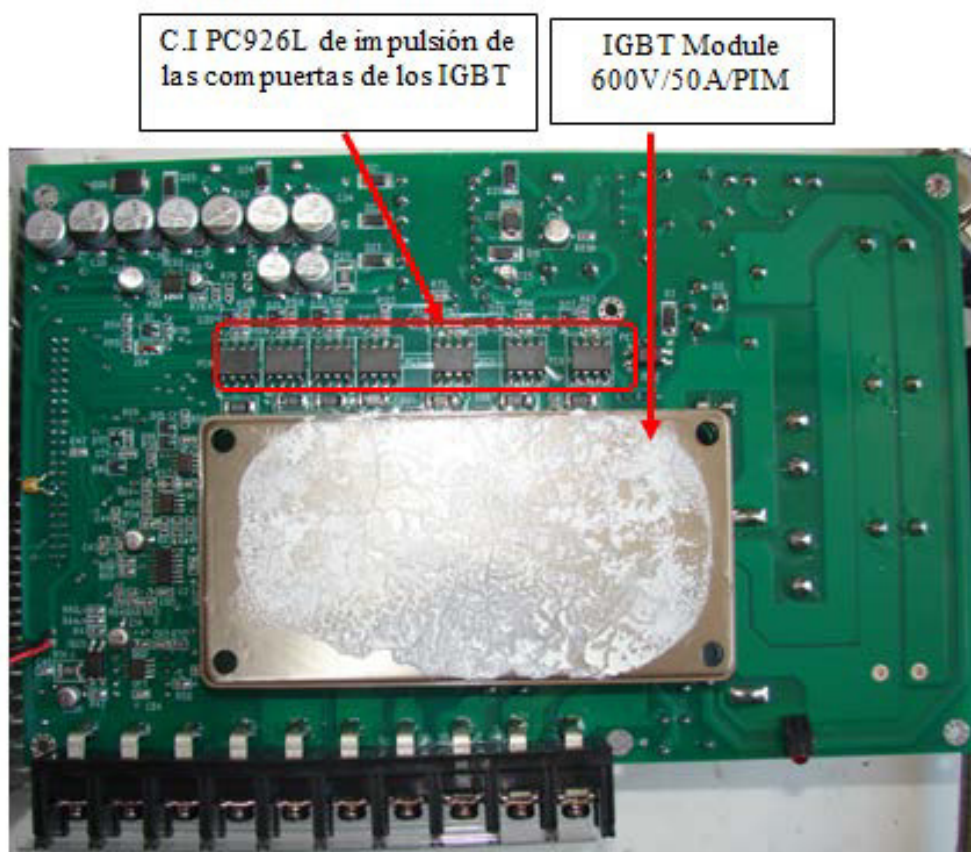
Obsérvese, que los dos reguladores lineales de las fuentes de +15 V y –15 V, están firmemente unidos a disipadores de aluminio mediante tornillos de sujeción (Fig. 2.42).

Las fuentes para los IGBT's del inversor, están estructuradas en una tarjeta electrónica independiente (tecnología de montaje superficial), montada sobre la tarjeta de control del módulo de potencia (Fig. 2.42). En esta figura también se muestra la posición de los fusibles F1 y F2 conjuntamente con la resistencia de carga suave R1 y los sensores de efecto Hall (uno para la barra DC y dos para las fases de salida del inversor).



**Figura 2.42: Vista superior del módulo de potencia donde se identifican los principales componentes de la misma.**

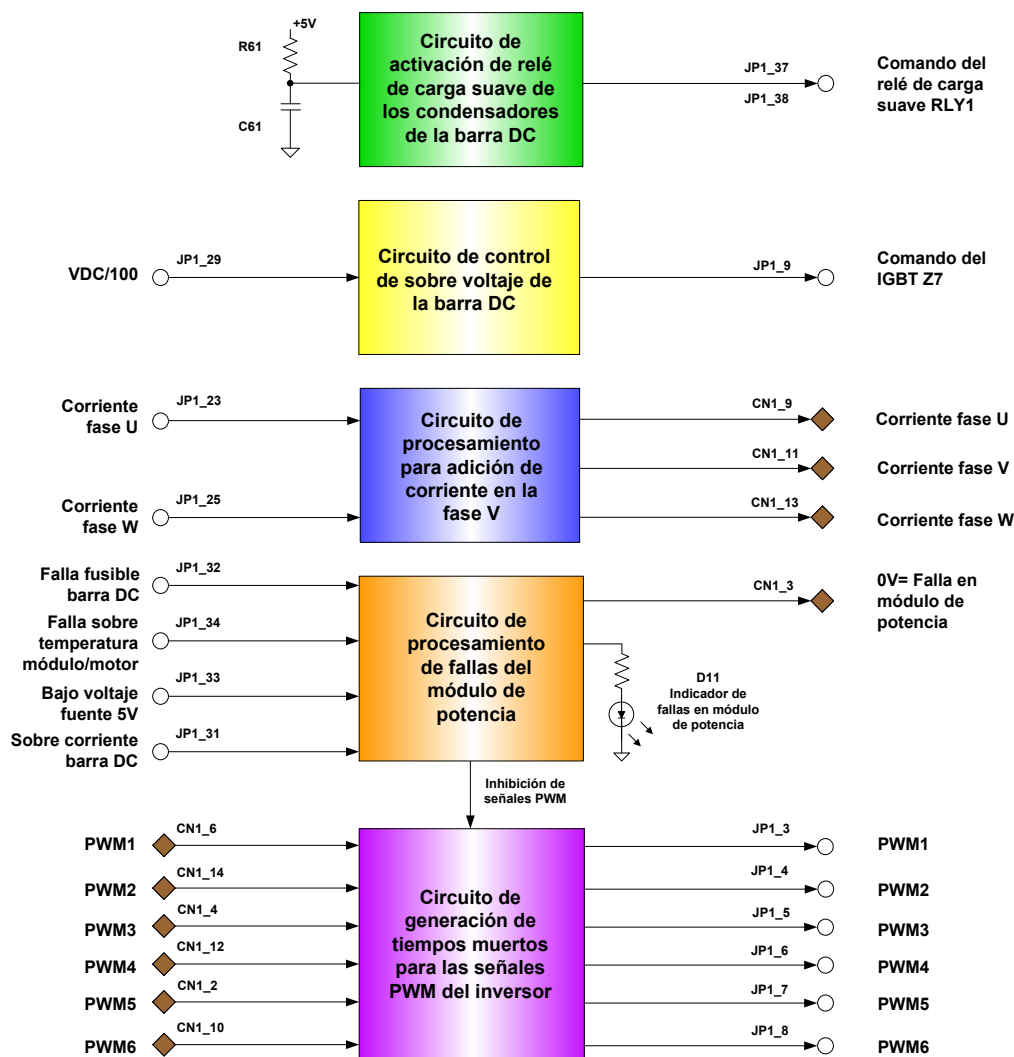
En la figura 2.43, se muestra la ubicación de los C.I de impulsión de compuerta y el módulo PIM (con la pasta para mejorar la transferencia térmica entre el módulo y el disipador).



**Figura 2.43: Vista inferior del módulo de potencia donde se identifican los principales componentes de la misma.**

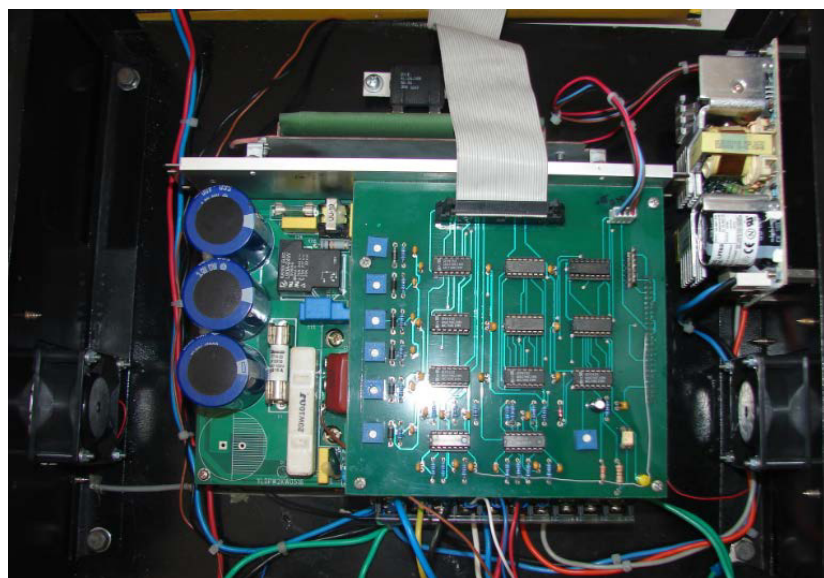
## **2.4 Tarjeta de interface**

En la figura 2.44 se muestra el diagrama de bloques simplificado de los circuitos electrónicos embebidos en la tarjeta de interface.



**Figura 2.44: Diagrama de bloques de la tarjeta de interfaz.**

La función básica de cada uno de estos bloques está claramente establecida en la descripción de los mismos. Estos bloques tienen funciones independientes con excepción del circuito de procesamiento de fallas que actúa inhibiendo las señales PWM del bloque de generación de tiempos muertos en el evento de que ocurran averías en el módulo de potencia.



**Figura 2.45: Vista superior de la tarjeta de interface ensamblada dentro del equipo MACI-2012.**

En la figura 2.45, se observa la tarjeta de interface dentro del equipo MACI-2012. Cada uno de los bloques contenidos en la tarjeta de interface se analiza de manera detallada en las secciones siguientes.

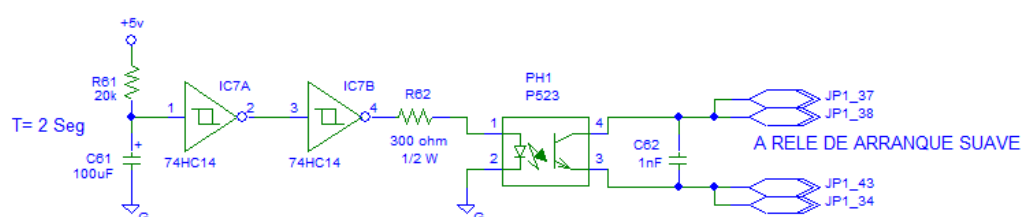
#### **2.4.1 Circuito de activación del relé de carga suave de los condensadores de la barra DC**

En la figura 2.46, se muestra el circuito de activación del relé de carga suave para los condensadores de la barra DC.

Luego de aproximadamente 1.6 segundos, que es tiempo determinado por la red formada por R61 y C61 y los tiempos de transición de los inversores con disparo Schmitt IC7A e IC7B, se activa el fotodiodo del



optoaislador PH1 (C.I P523); y este, a su vez mediante el fototransistor activa el relé de arranque suave RLY1 ubicado en el módulo de potencia, cuyos contactos cortocircuitan la resistencia R1. En el tiempo de 1.6 segundos el voltaje de la barra DC prácticamente alcanza su valor de estado estable, en realidad el voltaje de la barra DC se establece en aproximadamente cinco constantes de tiempo ( $5 \times R1 \times 3 \times C_{\text{barra DC}}$ ), esto es, en 84 ms.

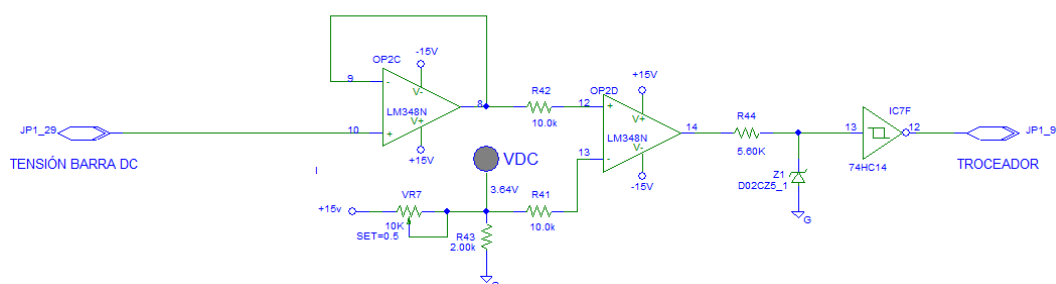


**Figura 2.46: Circuito de activación del relé de carga suave de los condensadores de la barra DC.**

#### 2.4.2 Circuito de control de sobre-voltaje de la barra DC

El voltaje en el pin A3\_29 (que contiene la información del voltaje de la barra DC) provisto por el módulo de potencia, tiene una magnitud proporcional al voltaje de la barra DC y dado por la siguiente expresión aproximada.

$$V_{JP1\_29} = V_{A3\_29} \cong \frac{1}{100} (V_{DC+} - V_{DC-}) \quad (2.10)$$



**Figura 2.47: Circuito de protección de sobre voltaje de la barra DC.**

El voltaje en el pin  $V_{JP1\_29}$ , es procesado en la tarjeta de interface, que recibe esta señal mediante un amplificador seguidor de voltaje de alta impedancia OP2C contenido en el C.I LM348N (Fig. 2.47) que contiene cuatro OPAMP's. El OPAMP OP2D compara esta tensión con una referencia regulable mediante el potenciómetro VR7 (actualmente regulado en 3.64 Voltios). De esta manera, si el voltaje de la barra DC es inferior a 364 Voltios, la salida del inversor con disparo Schmitt IC7F se mantiene en nivel alto; en el evento de que la barra DC supere los 364 Voltios la salida de IC7F cambia a nivel bajo.

La señal de salida de IC7F regresa al módulo de potencia e ingresa al circuito de activación del IGBT de estabilización de voltaje de la barra DC. Si el voltaje de la barra DC alcanza niveles superiores a los 364 Voltios, la salida de IC7F (JP1\_9) va a estado bajo y ordena a la entrada

A3\_9 en el módulo de potencia (conectada con JP1\_9) que se mande a conducir el IGBT Z7 y reduzca el voltaje de la barra DC.

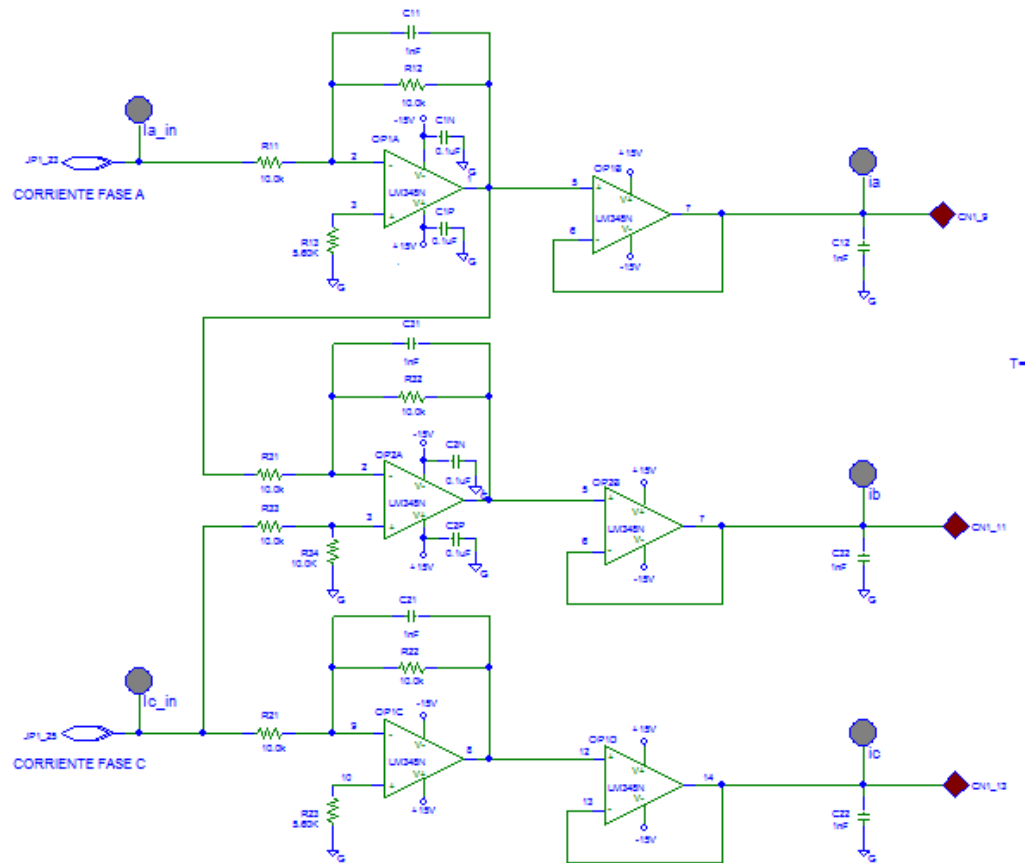
### **2.4.3 Circuito de procesamiento de las corrientes de salida del inversor**

Las corrientes captadas en la fase de salida U del inversor (fase A) pasan por un filtro activo pasa bajos con inversión y ganancia unitaria, formado en base del OPAMP's OP1A del C.I LM348N (Fig. 2.48).

El filtro activo elimina el ruido inmerso en el sistema de captación de corriente, finalmente esta señal se pasa por un amplificador seguidor de ganancia unitaria. Este proceso se aplica también y de manera similar con la fase W (fase C).

La corriente de salida en la fase V (Fase B) del inversor se la sintetiza en base de las corrientes captadas en las fases U y W (Fases A y C), puesto que en un sistema trifásico balanceado y simétrico con el neutro flotante se cumple que la suma de corrientes en las tres fases es igual a cero.

Cabe resaltar que este procedimiento de síntesis de la corriente en la fase V, se lo realiza únicamente para visualizar esta señal en el panel frontal del equipo MACI-2012. El procesador digital de señales (DSP), únicamente utiliza las corrientes de dos de las tres fases de salida del inversor.



**Figura 2.48: Circuito de procesamiento de las corriente en las fases de salida del inversor.**

Por consiguiente para la síntesis se tiene:

$$i_b = -i_a - i_c \quad (2.11)$$

Esta síntesis se la realiza en el OPAMP OP2A (C.I LM348N) puesto que:

$$V(CN1_{11}) = V(i_b) = -V(i_a) - V(i_c) \quad (2.12)$$

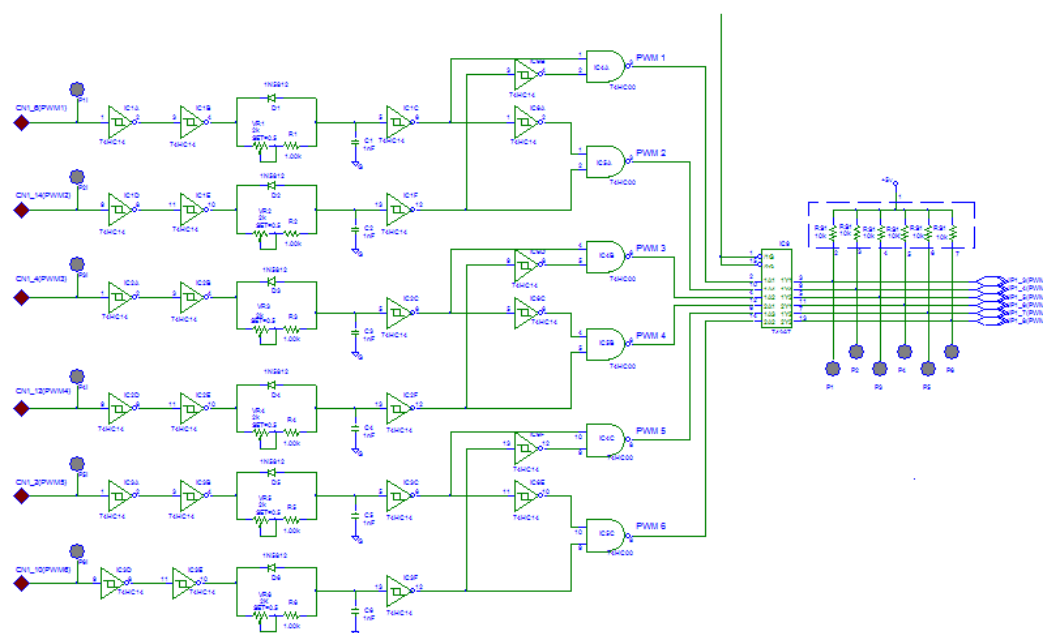
$$V(i_b) = V(JP1_{23}) \left( -\frac{R12}{R11} \right) \left( -\frac{R32}{R31} \right) + V(JP1_{25}) \left( \frac{R34}{R33+R34} \right) \left( 1 + \frac{R32}{R31} \right) \quad (2.13)$$

En conclusión, en la tarjeta de interface se dispone de tres voltajes en los terminales: CN1\_9, CN1\_11 y CN1\_13, que llevan la información de la corriente en las fases de salida del inversor y amplificadas por un factor de 1.0, con relación al captado en los sensores de efecto Hall.

#### **2.4.4 Circuito de generación de tiempos muertos para las señales PWM del inversor**

Las seis señales PWM generadas en el DSP TMS320F2812 y procesadas en la tarjeta de control principal pasan al circuito de generación de tiempos muertos en la tarjeta de interface (Fig. 2.49).

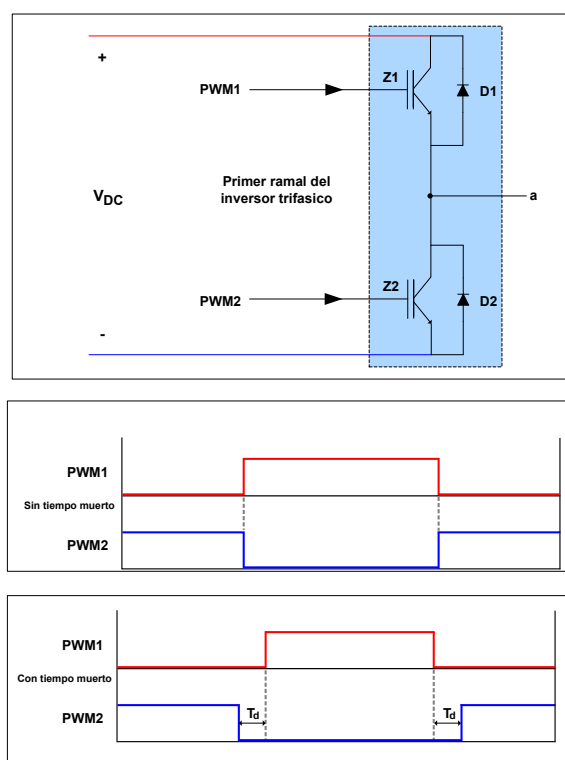
Normalmente, los tiempos muertos de las señales PWM, para la activación de los IGBT's de un mismo ramal (PWM1 y PWM2) se lo hace por programación (software). Sin embargo, dado que el equipo MACI-2012 es un equipo de pruebas de rutinas y algoritmos de programación, es factible que ocurran olvidos involuntarios en la asignación de tiempos muertos a las señales PWM provenientes del DSP, por esta razón se ha implementado el circuito de adición de tiempos muertos mediante la configuración mostrada de la figura 2.49.



**Figura 2.49: Circuito de generación de tiempos muertos para las señales PWM del inversor.**

Con la adición de tiempos muertos, las señales complementarias PWM1 Y PWM2 (Fig. 2.50) se modifican; de tal forma que la activación de PWM1 se retarda un tiempo  $T_d$ , que debe ser mayor que el tiempo de apagado del IGBT. Durante el tiempo  $T_d$ , no se activa ninguno de los dos IGBT del mismo ramal (Z1 y Z2).

Los bloques de generación de señales PWM de VisSIM, considerados en el diseño de las prácticas experimentales, no tienen la posibilidad de programar los tiempos muertos, por consiguiente el circuito de generación de tiempos muertos en la tarjeta de interface es imprescindible



**Figura 2.50: Adición de tiempos muertos a las señales PWM1 y PWM2.**

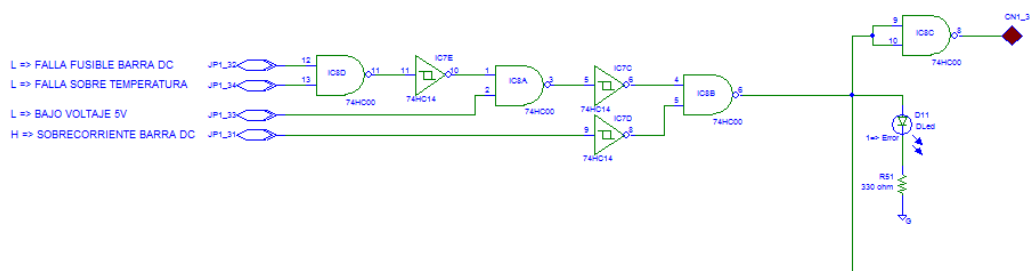
Las seis señales PWM del DSP, se habilitan con la señal del circuito de procesamiento de fallas (Salida de IC8\_B). Las señales PWM con la adición de los tiempos muertos en la tarjeta de interface, pasan finalmente al módulo de potencia donde se encuentran los amplificadores de impulsión de compuertas.

#### 2.4.5 Circuito de procesamiento de fallas del módulo de potencia

Las fallas detectadas en el módulo de potencia YPV-200 tales como: falla por apertura de los fusibles de la barra DC, falla por sobre temperatura

del módulo de potencia PIM, falla por bajo voltaje en la fuente de +5 Voltios y falla por sobre-corriente en la barra DC; son procesadas por el circuito de control de fallas (Fig. 2.51). Si por lo menos se detecta una de estas fallas, entonces la salida de IC8B (puerta NAND dentro del C.I 74HC00) pasa a nivel alto; luego se enciende el LED de error D11 y se inhibe el paso de las señales PWM con la adición de tiempos muertos al módulo de potencia YPV-200, a través de las señales de control /1G y /2G de IC9 (Fig. 2.49 de la sección 2.4.4).

Adicionalmente esta señal de falla invertida (IC8C) se pasa a la tarjeta de procesamiento central (Fig. 2.51), a través de la salida CN1\_3 (un estado bajo indica error en el sistema de detección de fallas).



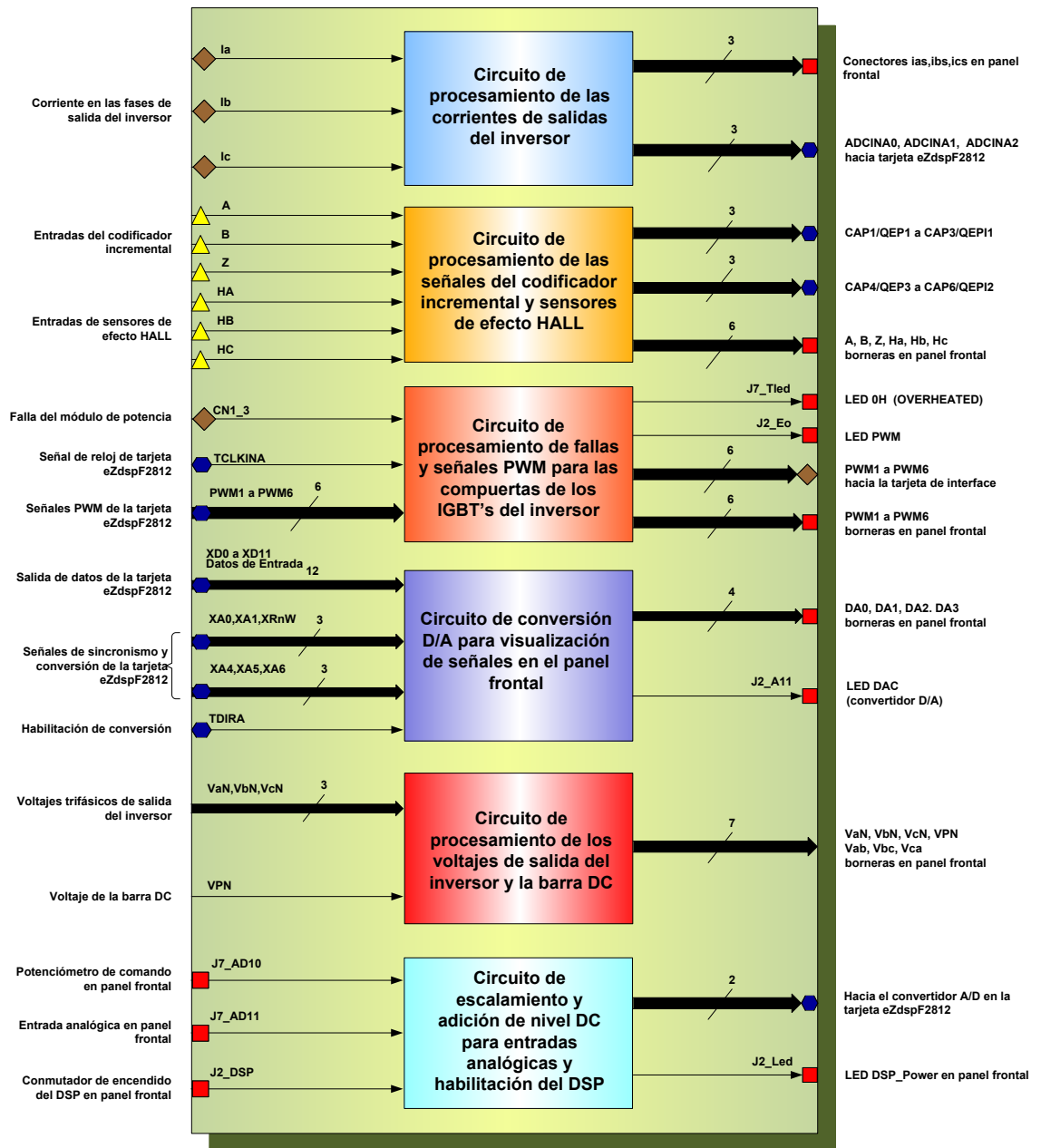
**Figura 2.51: Circuito de control de fallas del módulo de potencia.**



## 2.5 Tarjeta de procesamiento principal

En la figura 2.52, se muestra el diagrama de bloques simplificado de la tarjeta de procesamiento principal, cuyas funciones básicas son

- Captar las señales de corriente de salida del inversor trifásico ( $i_a, i_b, i_c$ ) previamente procesadas en la tarjeta de interface y amplificarlas por un factor de cinco para enviarlas a los conectores del panel frontal. Adicionalmente a estas señales se le suma un nivel DC para que sean enviadas hacia el DSP.
- Procesar las señales de los sensores de efecto Hall ( $H_A, H_B, H_C$ ) y del codificador incremental ( $A, B, Z$ ) para enviarlas a las borneras del panel frontal. Estas señales también son enviadas hacia el DSP. Finalmente, las señales A y B, del codificador incremental, se transmiten hacia el medidor de RPM.
- Procesar las señales PWM provenientes del DSP, para direccionarlas hacia la tarjeta de interface y a las borneras dispuestas en el panel frontal. Si hay un error en el sistema de control de fallas o si la señal TCLKINA va a nivel alto, se inhibe las señales PWM y esta acción se la visualiza en el LED PWM1-6 del panel frontal (se apaga). Si se habilitan las señales PWM se enciende el LED PWM1-6.

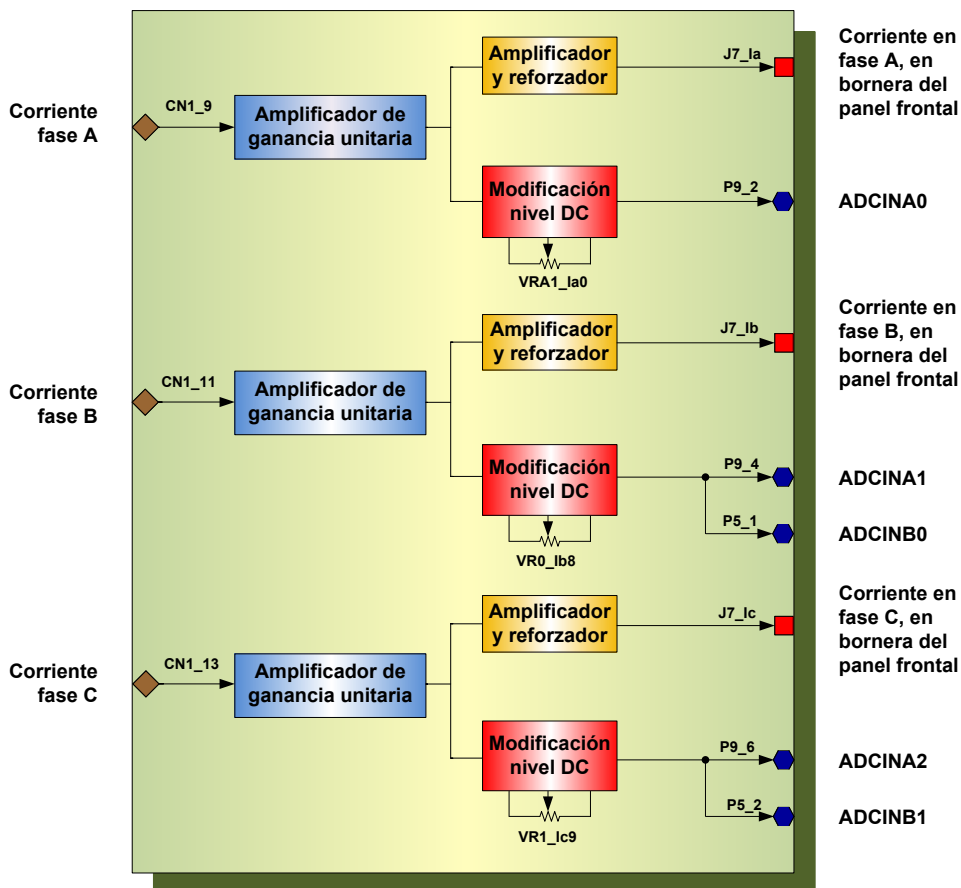


**Figura 2.52: Diagrama de bloques de la tarjeta de procesamiento principal.**

- Adicionalmente, se procesa la señal de fallas del módulo de potencia para que se envíe un indicación visual al panel frontal (LED OH)
- Adicionar un circuito de conversión D/A para visualizar las variables del DSP en el panel frontal (borneras DA0, DA1, DA2, DA3). Visualizar el proceso de conversión con el LED DAC en el panel frontal.
- Procesar los voltajes trifásicos de salida del inversor ( $V_{aN}, V_{bN}, V_{cN}, V_{ab}, V_{bc}, V_{ca}$ ) y de la barra DC ( $V_{PN}$ ) y direccionarlos a las borneras en el panel frontal.
- Procesar y escalar las señales analógicas del panel frontal para direccionarlas hacia el DSP. Indicar en el panel frontal mediante el LED DSPpower, la actividad del conmutador (ON) de encendido del DSP.

### **2.5.1 Circuito de procesamiento de las corrientes de salida del inversor.**

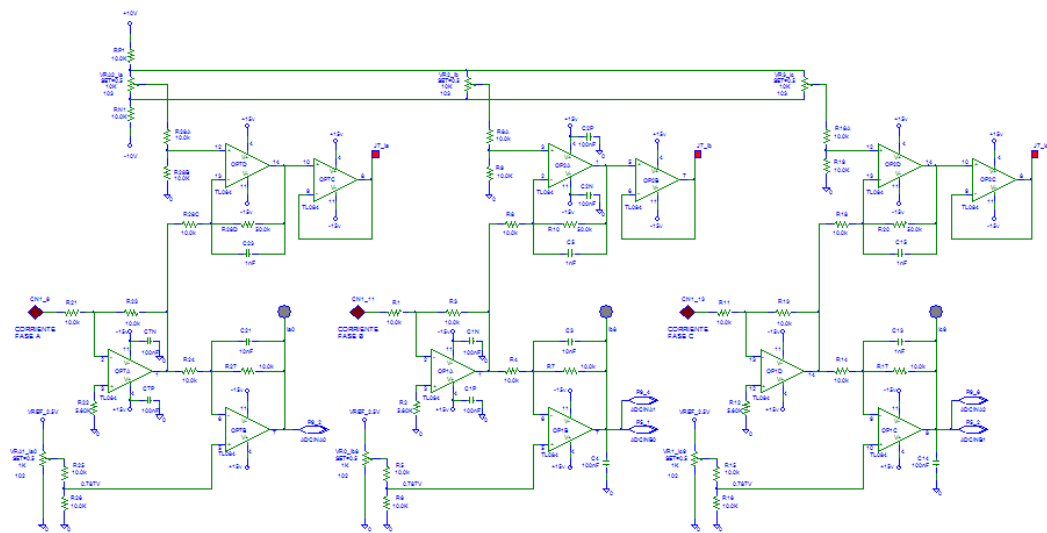
En la figura 2.53, se muestra el diagrama de bloques del circuito de procesamiento de las corrientes de salida del inversor.



**Figura 2.53: Diagrama de bloques del circuito de procesamiento de las corrientes de salida del inversor.**

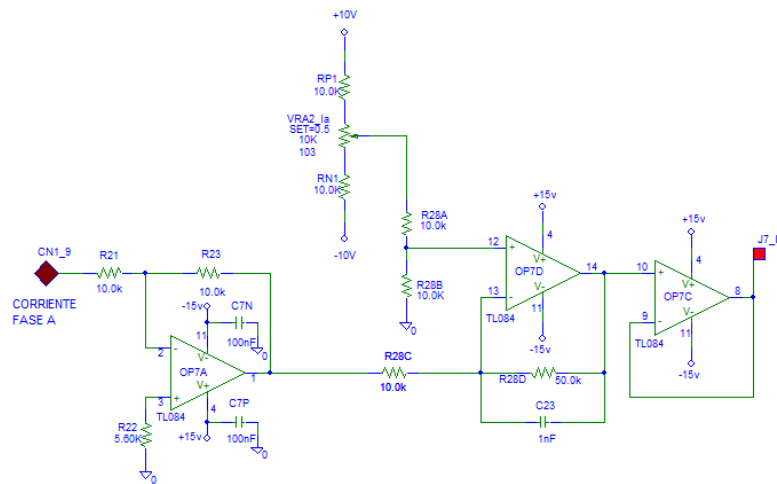
Las corrientes de las fases U y W (fases A y C) fueron captadas en los sensores de efecto Hall; y, amplificadas por un factor de 1.0 en el módulo de potencia YPV200, para ser posteriormente procesadas en la tarjeta de interface para la adición de la fase V (fase B) sin modificarse su amplitud. Estas tres señales de corriente ingresan a la tarjeta de procesamiento principal, hacia amplificadores de ganancia unitaria y luego a los bloques

de: amplificación y reforzamiento con ganancia de cinco y bloque de modificación del nivel DC (Fig. 2.54). Las corrientes en las tres fases de salida del inversor, provenientes de la tarjeta de interface, se procesan de manera similar; por lo que, para el análisis nos referiremos únicamente a la corriente en la fase A.



**Figura 2.54: Circuito de procesamiento de las corriente en las fases de salida del inversor.**

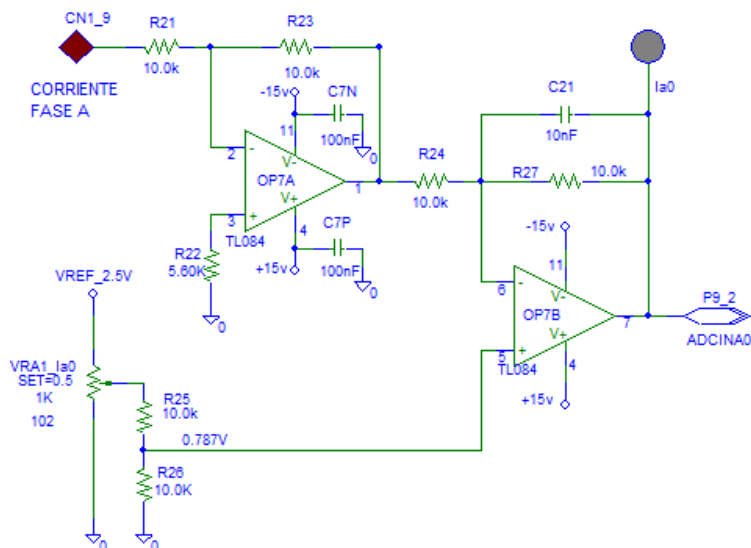
Las tres salidas de los amplificadores de ganancia 5, van a las borneras de medición de las corrientes de salida del inversor ( $i_{as}$ ,  $i_{bs}$ ,  $i_{cs}$ ), tal como se muestra en la figura 2.55 para la corriente en la fase A. Nótese la inclusión del potenciómetro VRA2\_1a para la corrección del desplazamiento del nivel cero (offset)



**Figura 2.55: Procesamiento de la corriente en la fase A para direccionarla al panel frontal del equipo MACI-2012.**

Adicionalmente, la corriente en la fase A se le adiciona un nivel DC de 1.50 Voltios (Fig. 2.56), regulado por el potenciómetro VRA1.Ia0.

Las tres salidas de los amplificadores con modificación del nivel DC pasan a las entradas del convertidor analógico digital de la tarjeta de desarrollo eZdspF2812; el nivel DC de los tres amplificadores se calibra con los potenciómetros: VRA1.Ia0, VR0.Ib8, VRA.Ic9.



**Figura 2.56: Procesamiento de las corriente en la fase A para direccionarla al convertidor A/D del DSP TMS320F2812.**

El objetivo del procesamiento final de la corriente en la fase A es, en primer lugar, proporcionar al convertidor A/D del DSP de la tarjeta de desarrollo eZdspF2812 de la información apropiada. El convertidor A/D acepta señales analógicas de una sola polaridad y con un valor máximo de 3.0 Voltios. Las corrientes provistas por la tarjeta de interface son sinusoidales con valores DC de cero ( $V_{offset}=0$ ) y valores pico máximos de  $+4/-4$  Voltios, multiplicada por el factor de amplificación de 1.0 ( $4.0$  Voltios pico para corrientes sinusoidales de 50 Amperios rms).

La salida ADCINA0 (Fig. 2.56), esta calibrada con un nivel DC de 1.50 Voltios (Potenciómetro VRA1\_ia0). En el diseño actual se colocó a la salida del OPAMP OP7B, una resistencia de 10K seguida por un diodo

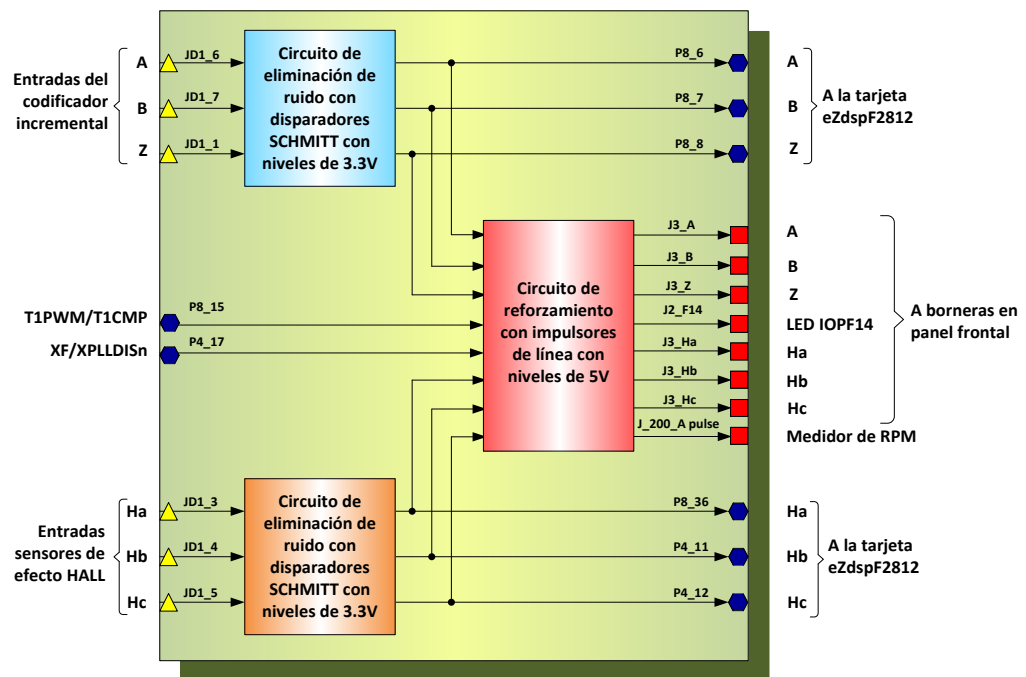
zener de 3.0 Voltios; esta configuración limita la salida ADCINA0 a valores de voltaje comprendidos entre -0.7 y 3.0 voltios. Esto implica que puede aceptar señales de voltaje de entrada sinusoidales en el conector CN1\_9 con valores de 1,50 Voltios pico. Un valor pico de 1.50 Voltios en CN1\_9, corresponde a una corriente en la fase A de 18.75 Amperios rms ( $50 \times 1.50 / 4$ ). El PMSM tiene valores de corriente nominales de 5.5 Amperios rms por fase y en el proceso de pruebas pueden medirse corrientes instantáneas de naturaleza transitoria con un valor máximo de 18.75 Amperios rms.

### **2.5.2 Circuito de procesamiento de las señales del codificador incremental y sensores de efecto Hall**

En la figura 2.57, se muestra el diagrama de bloques del circuito de procesamiento de las señales provenientes del codificador incremental y sensores de efecto Hall.

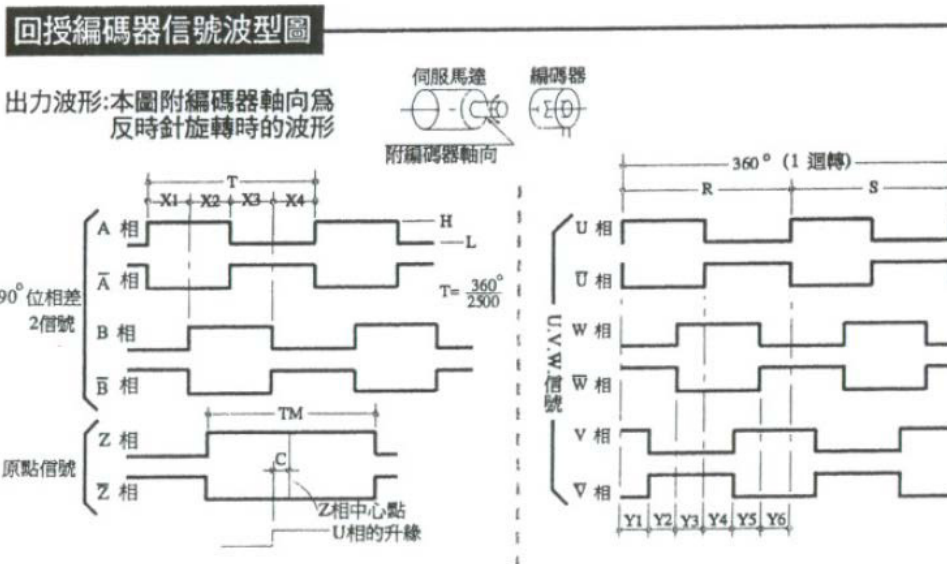
Estas señales se conectan a la tarjeta de control principal del equipo MACI-2012 a través de cable apantallado y un conector DB15. El equipo MACI-2012 dispone de un conector de 15 pines denominado encoder y está ubicado en la parte posterior del mismo.





**Figura 2.57: Diagrama de bloques del circuito de procesamiento de las señales del codificador incremental y sensores de efecto Hall.**

El motor sincrónico de imanes permanentes (PMSM) dispone de un codificador incremental para la determinación de la posición y velocidad del rotor de la maquina síncrona. El codificador incremental tiene dos señales en cuadratura (A y B) y una señal denominada índice (Z). El codificador incremental del motor sincrónico de imanes permanentes (AC servomotor YBL13S-75.S) es de 2500 pulsos por revolución y el índice da un pulso por revolución (Fig. 2.58).

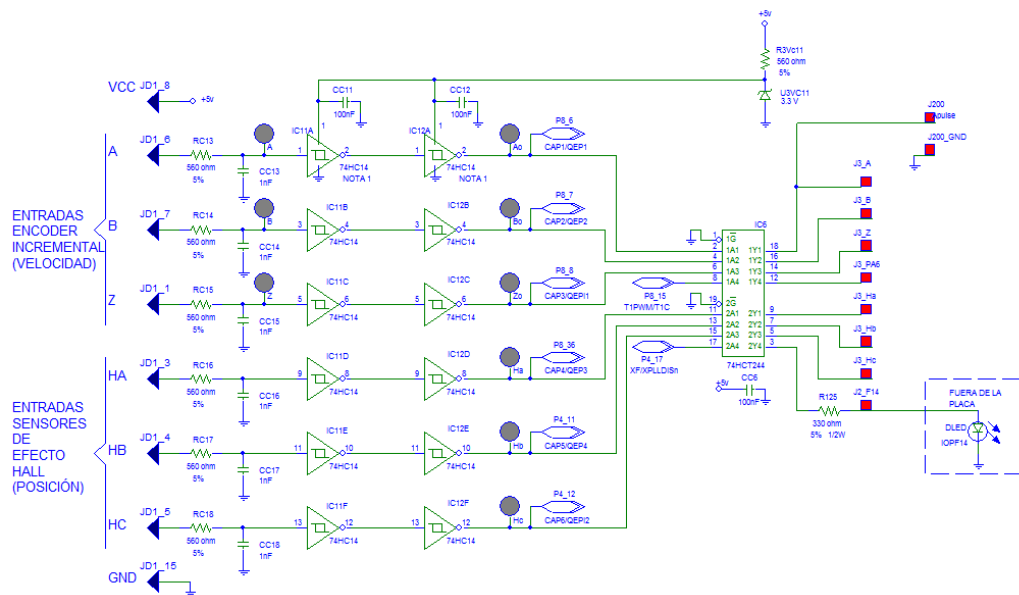


**Figura 2.58: Señales del codificador incremental y sensores de efecto Hall del motor sincrónico de imanes permanentes YBL13S-75.S.**

El motor sincrónico de imanes permanentes también dispone de tres sensores de efecto Hall para detectar la posición del rotor, en aplicaciones con técnicas de control de velocidad de motores DC sin escobillas en base de motores sincrónicos con fuerza contra electromotriz sinusoidal (normalmente se utiliza en motores con FEM rectangular). Los sensores están espaciados 120 grados mecánicos y generan las tres señales HA, HB y HC, que se muestran en el oscilograma de la figura 2.58.

Cada una de las señales provenientes del codificador incremental y los sensores de efecto Hall son procesadas mediante un filtro pasa bajos (R-

C) que elimina el ruido de alta frecuencia y luego se pasan las señales por dos inversores con disparo Schmitt para disminuir los tiempos de transición de la señal cuadrada y disminuir los efectos del ruido de baja frecuencia (Fig. 2.59).



**Figura 2.59: Circuito de procesamiento de las señales del codificador incremental y sensores de efecto Hall del PMSM.**

Las seis señales procesadas, se envían hacia la tarjeta de desarrollo eZdspF2812 y finalmente al DSP TMS320F2812 (pines: CAP1/QEP1, CAP2/QEP2, CAP3/QEP1, CAP4/QEP3, CAP5/QEP4, CAP5/QEP2).

Adicionalmente, estas seis señales se las pasa a las entradas de los reforzadores/impulsores de línea de tres estados del C.I 74HCT244 y sus

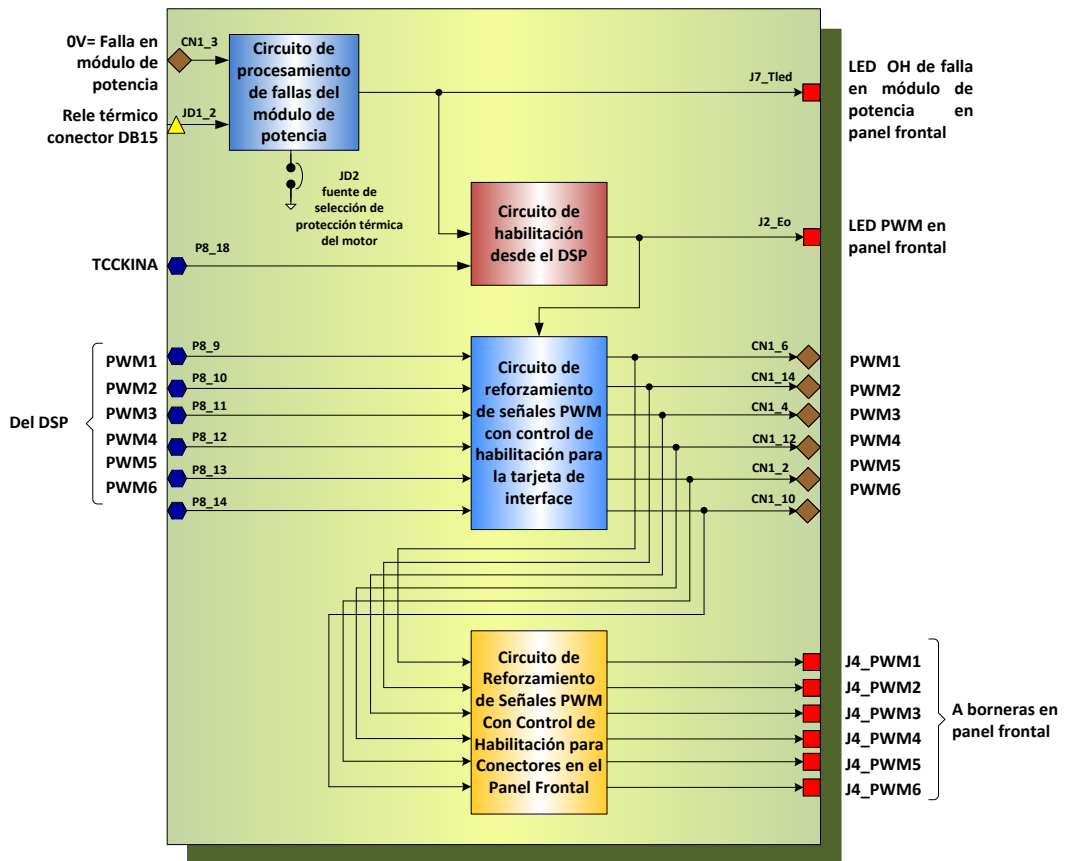
salidas a los terminales de monitoreo dispuestos en el panel frontal del equipo MACI-2012 (terminales: A, B, Z, Ha, Hb, Hc).

La señal A y B del codificador incremental se refuerza con el C.I 74HCT244 y se la direcciona hacia el medidor de RPM en el panel frontal. De la misma forma la señal XF/XPLLDISn proveniente del DSP pasa por el C.I 74HCT244 y se la envía hacia el LED IOPF14 en el panel frontal.

Cabe enfatizar que los C.I 74HC244 se alimentan con 3.3 voltios, mediante el diodo zener U3VC11 de 3.3 Voltios (nivel adecuado para el DSP) mientras que el C.I 74HC244 se alimenta con +5 Voltios para incrementar los niveles de voltaje de las señales a monitorearse en el panel frontal (a niveles TTL).

### **2.5.3 Circuito de procesamiento de fallas del módulo de potencia y generación de las señales PWM para las compuertas de los IGBT'S del inversor**

En la figura 2.60, se muestra el diagrama de bloques del circuito de procesamiento de las señales de falla generadas en el módulo de potencia y las señales con modulación de ancho de pulso (PWM) para las compuertas de los seis IGBT's del inversor.

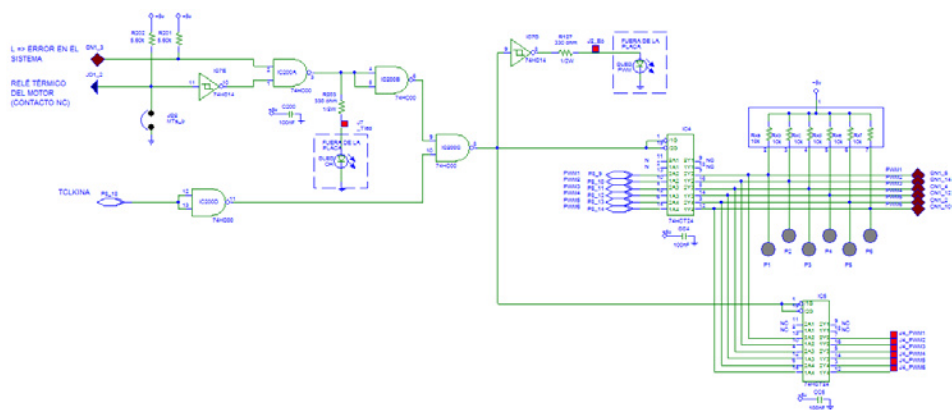


**Figura 2.60: Diagrama de bloques del circuito de procesamiento de fallas y generación de las señales PWM para los IGBT's del inversor.**

Estas seis señales PWM, son generadas en el DSP, de la tarjeta de desarrollo eZdspF2812, con la técnica de modulación de ancho de pulso mediante el control del vector espacial (SVPWM).

El motor sincrónico de imanes permanentes, dispone de un conector DB15 que se conecta a la tarjeta de control principal. En este conector se tienen las señales del codificador óptico incremental, los sensores de

efecto Hall, la señal de alimentación y el contacto NC del sensor térmico del motor. Las señales de falla del módulo YPV-200 procesado en la tarjeta de interface y provistas por el pin CN1\_3 conjuntamente con la señal del contacto NC del sensor térmico del motor sincrónico convergen en la compuerta IC200A del C.I 74HC00 (Fig. 2.61), la misma que da un estado alto en su salida y enciende el LED OH situado en el panel frontal del equipo MACI\_2012, en el evento de que se produzca alguna falla en el módulo de potencia YPV-200 o una elevación de temperatura en el motor sincrónico. Cuando se utiliza el motor sincrónico se debe puentear los terminales H1 y H2 en la bornera del módulo de potencia YPV-200 y sacar el puente JD2 (Fig. 2.61).



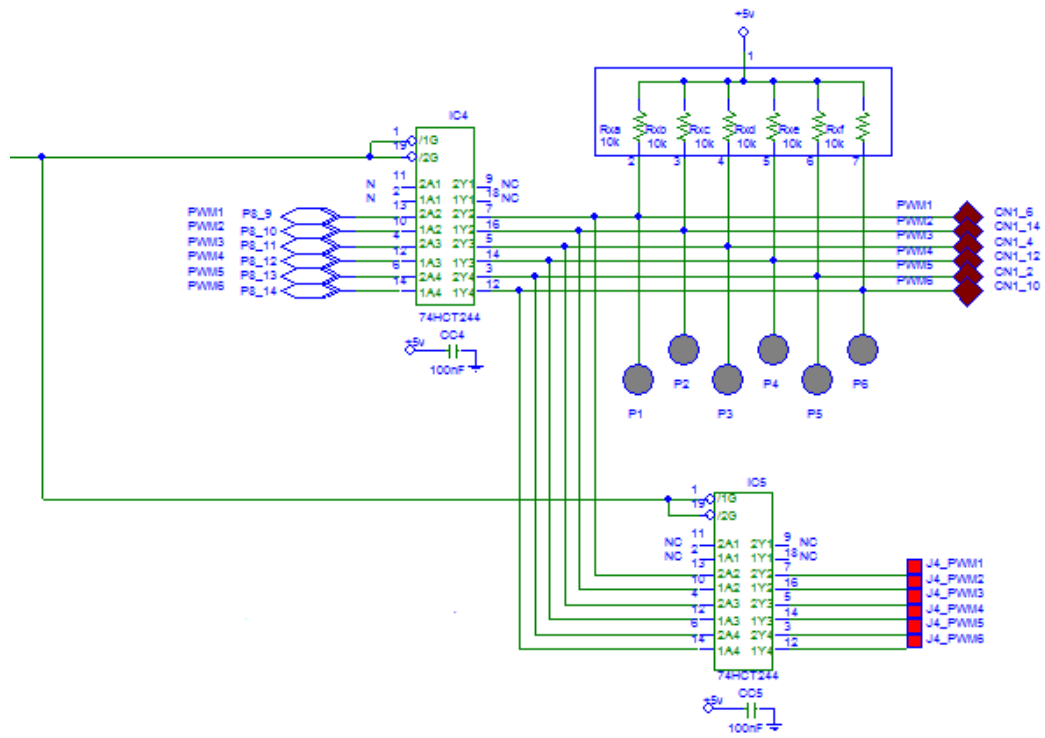
**Figura 2.61: Circuito de control de fallas del módulo de potencia.**

Las fallas en el módulo de potencia YPV-200 (CN1\_3) y relé térmico del motor (JD1\_2) se combinan con la señal de reloj TCLKINA, proveniente del DSP a través de la tarjeta de desarrollo para inhibir el paso de las

señales PWM del DSP hacia la tarjeta de interface (salidas de IC4) y hacia las borneras del panel frontal del equipo MACI-2012 (salidas de IC3) tal como se muestra en la figura 2.61. Estas señales actúan de manera independiente en el proceso de inhibición; esto es, el DSP a través de TCLKINA, tiene la capacidad de inhibir el paso de las señales PWM al módulo de potencia YPV-200 con independencia de que se produzca una falla en el mismo.

Adicionalmente y tal como se observa en la figura 2.61, la habilitación de las señales PWM se visualiza en el panel frontal del equipo MACI-2012 mediante el diodo LED marcado como PWM1-6 (se enciende).

El DSP TMS320F2812 de la tarjeta de desarrollo eZdspF2812 envía las seis señales con modulación de ancho de pulso (PWM) a través de los terminales P8\_9 a P8\_14 (Fig. 2.62). Estas seis señales se pasan por reforzadores/impulsores de línea de tres estados del C.I 74HCT244 (IC4). Todo este proceso se realiza en la tarjeta de control principal donde está montada la tarjeta de desarrollo eZdspF2812.

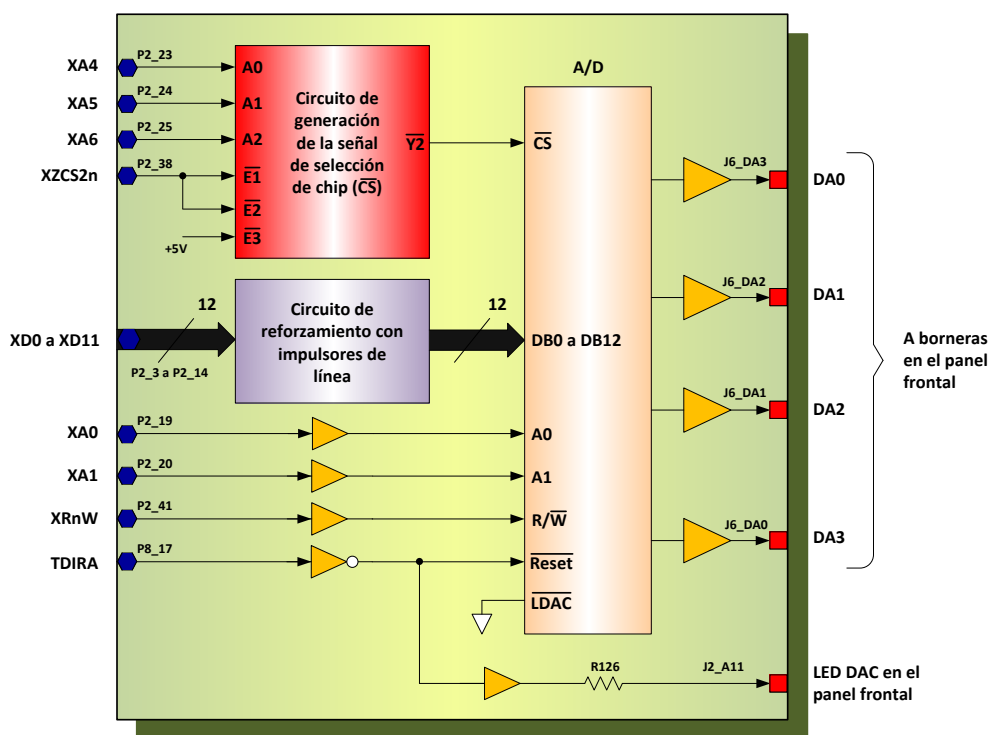


**Figura 2.62: Circuito de procesamiento de las señales PWM de salida del DSP.**

Las salidas de IC4 se pasan a los reforzadores/impulsores de línea de tres estados del C.I 74HCT244 (IC5) para que sean monitoreadas en el panel frontal del equipo MACI-2012 (PWM1, PWM3, PWM5, PWM2, PWM4, PWM6); tal como se muestra en la figura 2.62.



## 2.5.4 Circuito de conversión D/A para la visualización de las señales del DSP en el panel frontal



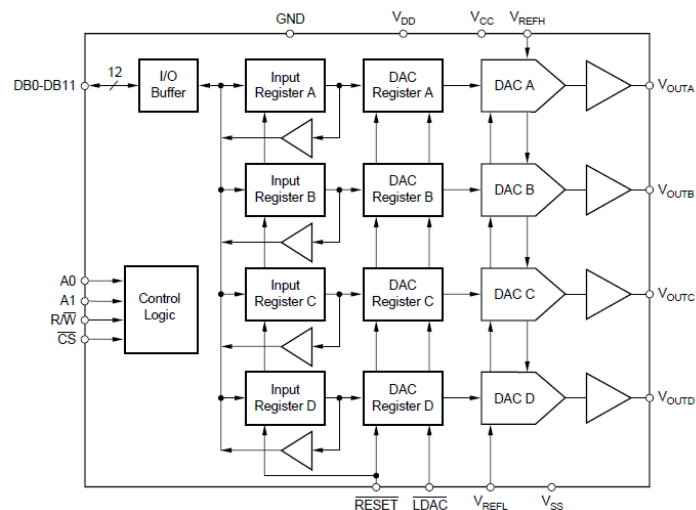
**Figura 2.63: Diagrama de bloques del circuito de conversión D/A para la visualización de señales en el panel frontal.**

En la figura 2.63, se muestra el diagrama de bloques simplificado del circuito de conversión A/D, para la visualización de las señales digitales del DSP en el panel frontal, como señales analógicas que puedan ser visualizadas mediante oscilogramas.

El equipo MACI-2012, dispone de un circuito de conversión Digital/Analógico (D/A) de cuatro canales de 12 bits, cuyas salidas analógicas están disponibles en cuatro conectores del panel frontal (DA0, DA1, DA2 Y DA3) de tal manera, que el usuario asigne cualquier señal digital en el DSP a través de las doce salidas digitales (P2\_3 hasta P2\_14) para que se visualicen en el panel frontal y puedan ser analizadas mediante oscilogramas.

El circuito de conversión D/A esta estructurado en base al convertidor digital analógico DAC7724N de Burr-Brown, que acepta datos de entrada de 12 bits en paralelo y tiene un empaquetamiento PLCC-28.

En la figura 2.64, se muestra el diagrama de bloques simplificado del convertidor DAC7724N.



**Figura 2.64: Diagrama de bloques del convertidor DAC7724N de BURR-BROWN.**

Las cuatro salidas (P2\_23, P2\_24, P2\_25 y P2\_38), provenientes del conector de interface de expansión P2 de la tarjeta de desarrollo eZdspF2812 y designadas como: XA4, XA5, XA6 y XZCS2n en el DSP TMS320F2812PGF, son las encargadas de efectuar la selección de chip (CS) del convertidor A/D DAC7724N. Un estado bajo en la entrada CS transparenta los datos del registro de entrada y dado que la entrada LDAC está siempre a nivel bajo se cargan siempre los registros (transparencia de todos los registros); tal como se muestra en la tabla de verdad de la lógica de control del DAC7724N (Tabla 1).

A1	A0	R/W	CS	RESET	LDAC	SELECTED INPUT REGISTER	STATE OF SELECTED INPUT REGISTER	STATE OF ALL DAC REGISTERS
L <sup>(1)</sup>	L	L	L	H <sup>(2)</sup>	L	A	Transparent	Transparent
L	H	L	L	H	L	B	Transparent	Transparent
H	L	L	L	H	L	C	Transparent	Transparent
H	H	L	L	H	L	D	Transparent	Transparent
L	L	L	L	H	H	A	Transparent	Latched
L	H	L	L	H	H	B	Transparent	Latched
H	L	L	L	H	H	C	Transparent	Latched
H	H	L	L	H	H	D	Transparent	Latched
L	L	H	L	H	H	A	Readback	Latched
L	H	H	L	H	H	B	Readback	Latched
H	L	H	L	H	H	C	Readback	Latched
H	H	H	L	H	H	D	Readback	Latched
X <sup>(3)</sup>	X	X	H	H	L	NONE	(All Latched)	Transparent
X	X	X	H	H	H	NONE	(All Latched)	Latched
X	X	X	X	L	X	ALL	Reset <sup>(4)</sup>	Reset <sup>(4)</sup>

NOTES: (1) L = Logic LOW. (2) H= Logic HIGH. (3) X = Don't Care. (4) DAC7724 resets to 800<sub>H</sub>, DAC7725 resets to 000<sub>H</sub>. When RESET rises, all registers that are in their latched state retain the reset value.

**Tabla 1: Lógica de control del convertidor DAC7724N**

En el evento que la entrada CS vaya a estado alto se retiene todos los registros de entrada en su último valor y se lo muestra en la salida de manera transparente.

FUNCTION TABLE

INPUTS						OUTPUTS							
$\bar{E}_1$	$\bar{E}_2$	$E_3$	$A_0$	$A_1$	$A_2$	$\bar{Y}_0$	$\bar{Y}_1$	$\bar{Y}_2$	$\bar{Y}_3$	$\bar{Y}_4$	$\bar{Y}_5$	$\bar{Y}_6$	$\bar{Y}_7$
H	X	X	X	X	X	H	H	H	H	H	H	H	H
X	H	X	X	X	X	H	H	H	H	H	H	H	H
X	X	L	X	X	X	H	H	H	H	H	H	H	H
L	L	H	L	L	L	L	H	H	H	H	H	H	H
L	L	H	H	L	L	H	L	H	H	H	H	H	H
L	L	H	L	H	L	H	H	L	H	H	H	H	H
L	L	H	H	H	L	H	H	H	L	H	H	H	H
L	L	H	L	L	H	H	H	H	H	L	H	H	H
L	L	H	H	L	H	H	H	H	H	H	L	H	H
L	L	H	L	H	H	H	H	H	H	H	H	L	H
L	L	H	H	H	H	H	H	H	H	H	H	H	L

## Notes

1. H = HIGH voltage level  
L = LOW voltage level  
X = don't care

**Tabla 2: Funciones del C.I 74HCT138N**

El circuito de generacion de la señal de selección de chip esta estructurado en base del C.I 74HCT138N, que es un decodificador/demultiplexor de 3 a 8 líneas con inversion y cuyas funciones se muestran en la Tabla 2.

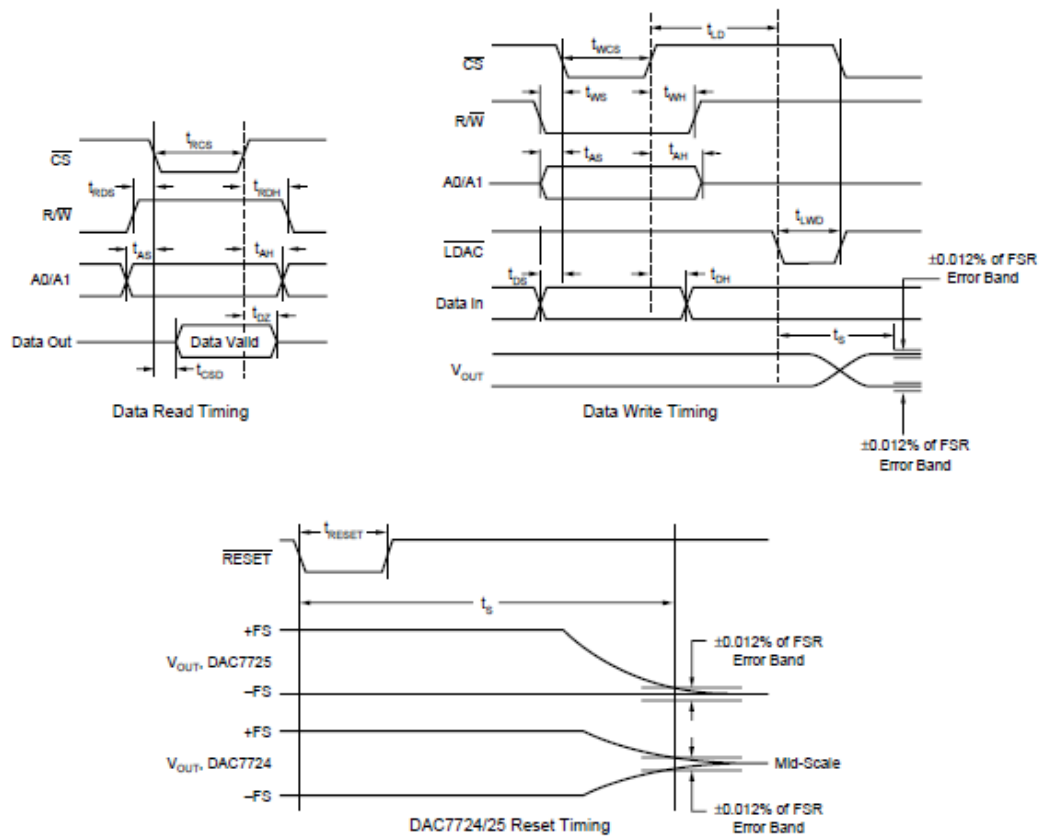
Para la selección de chip del convertidor DAC7724N, se requiere que las salidas del DSP TMS320F2812 (XA4, XA5, XA6 y XZCS2n) vayan a los estados: L, H, L, L respectivamente; cualquier otra combinación no permitirá la selección de chip. En realidad en el presente diseño, solo se necesita una señal proveniente del DSP para la selección del chip, pero se ha conservado la estructura requerida en el diseño del bloque 4ch.DAC estructurado mediante VisSim para el manejo de sistemas de conversión A/D de canales múltiples y diseñado para el equipo DMD2000 por la compañía Taiwanese YELI E&M Co. Ltd.

El direccionamiento para la barra de datos de 12 bits (XD0 a XD11) está definida en las salidas del DSP TMS320F2812, XA0 y XA1 provenientes, del conector de interface de expansión P2 de la tarjeta de desarrollo eZdspF2812 (pines P2\_18 y P2\_20); mientras que las ordenes de lectura y escritura en los registros de entrada y salida respectivamente, están controladas por el bit XRnW (P2\_41).

Finalmente, el reinicio o puesta en condiciones iniciales a las salidas analógicas (DA0 a DA3), se maneja con el bit TDIRA del DSP (P8\_17). El inicio de la conversión se visualiza en el panel externo, mediante el LED DAC.

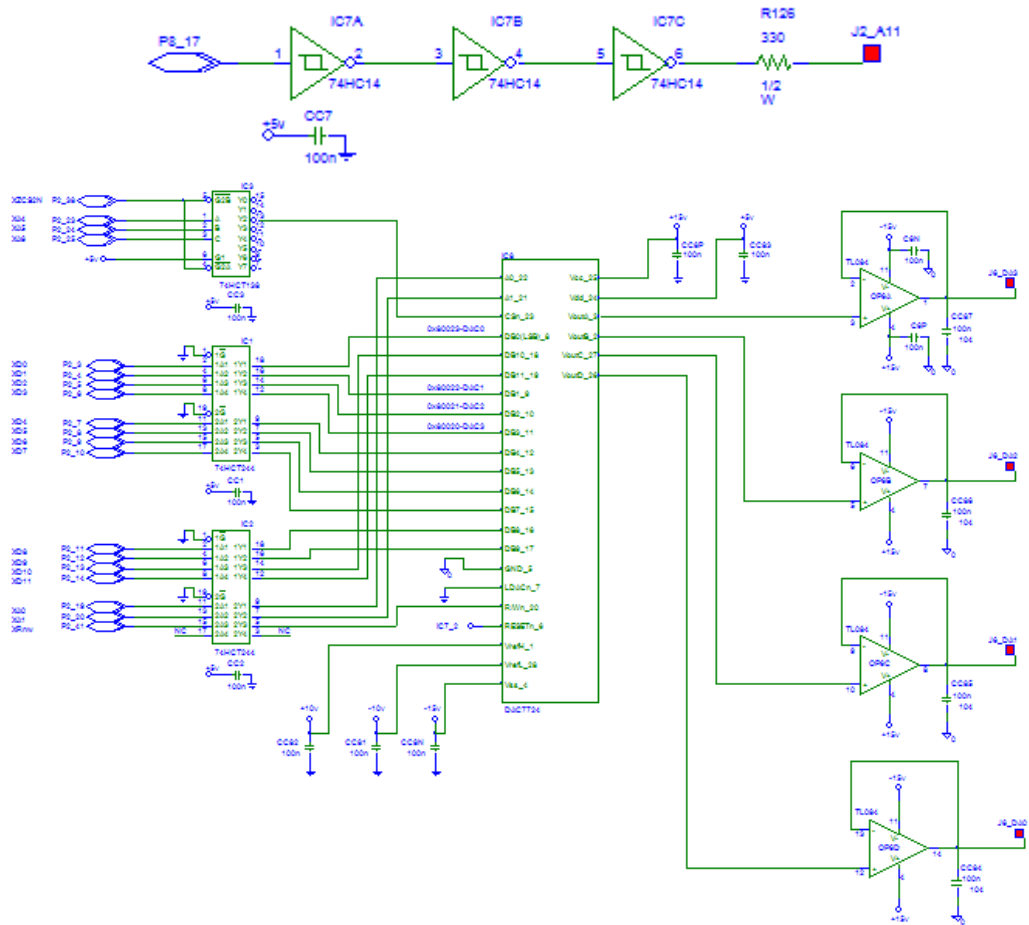
El diagrama de tiempos para el proceso de conversión del convertidor A/D DAC7724N se muestra en la figura 2.65 donde se visualizan claramente cada una de las funciones de lectura, escritura y recolocación.

En nuevos diseños es conveniente utilizar un convertidor D/A de 16 bits para mejorar la precisión de los datos convertidos, tal como el C.I DAC712 de Texas Instruments.



**Figura 2.65: Diagrama de tiempos de las entradas y salidas digitales del convertidor DAC7724N.**

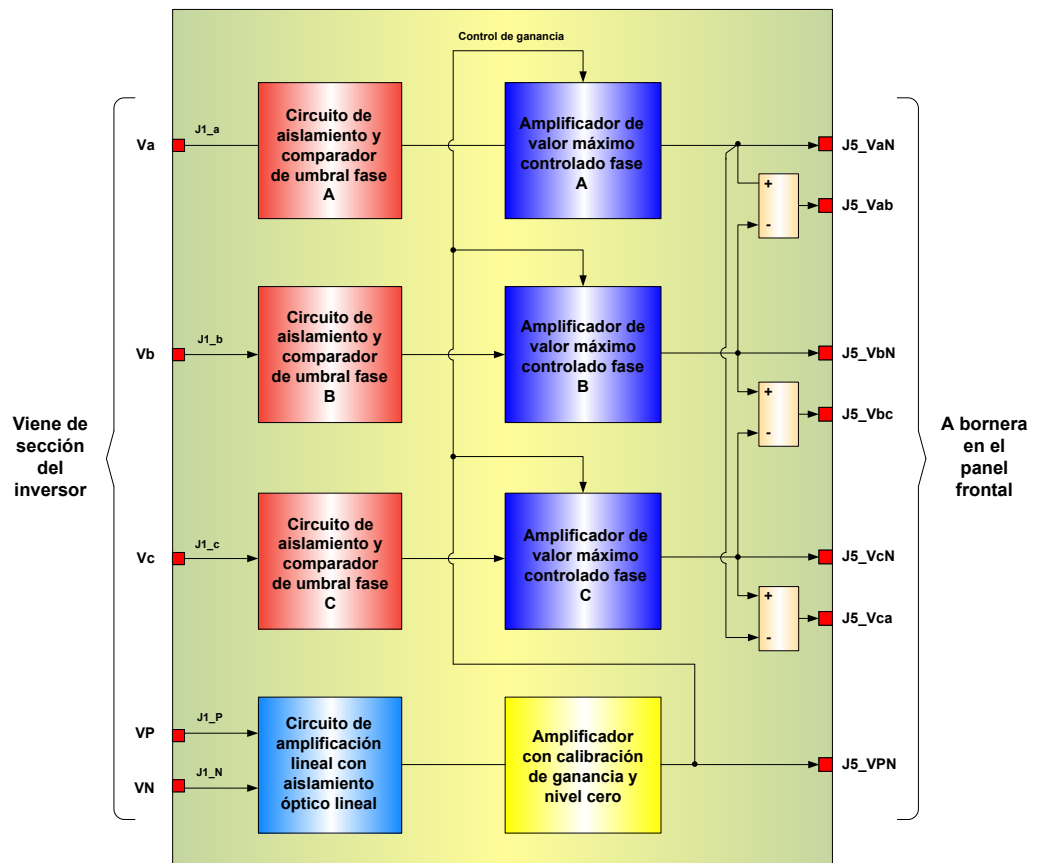
En la figura 2.66, se muestra el desarrollo final del circuito de conversión, para la visualización de señales en el panel frontal.



**Figura 2.66: Circuito de conversión D/A para la visualización de señales en el panel frontal.**

Obsérvese que la selección de los voltajes de referencia ( $V_{refh}=+10$  y  $V_{refl}=-10$ ) implica que podemos visualizar en el panel frontal señales con amplitudes de hasta  $\pm 10$  Voltios pico.

### 2.5.5 Circuito de procesamiento de los voltajes de salida del inversor y la barra DC



**Figura 2.67: Diagrama de bloques del circuito de procesamiento de los voltajes de salida del inversor y barra DC.**

En la figura 2.67, se muestra el diagrama de bloques del circuito encargado del procesamiento de los voltajes de salida del inversor ( $V_{aN}$ ,  $V_{bN}$  y  $V_{cN}$ ), medidos en las fases de salida con respecto al terminal negativo de la barra DC; para su visualización en el panel frontal. En realidad, se está visualizando el voltaje colector emisor de los tres IGBT's



inferiores del puente inversor trifásico, lo que es una excelente medida de la calidad de la conmutación de los mismos.

Adicionalmente, las mediciones de  $V_{aN}$ ,  $V_{bN}$  y  $V_{cN}$ , permite visualizar en el panel frontal los voltajes línea a línea de los terminales de salida del inversor, puesto que:

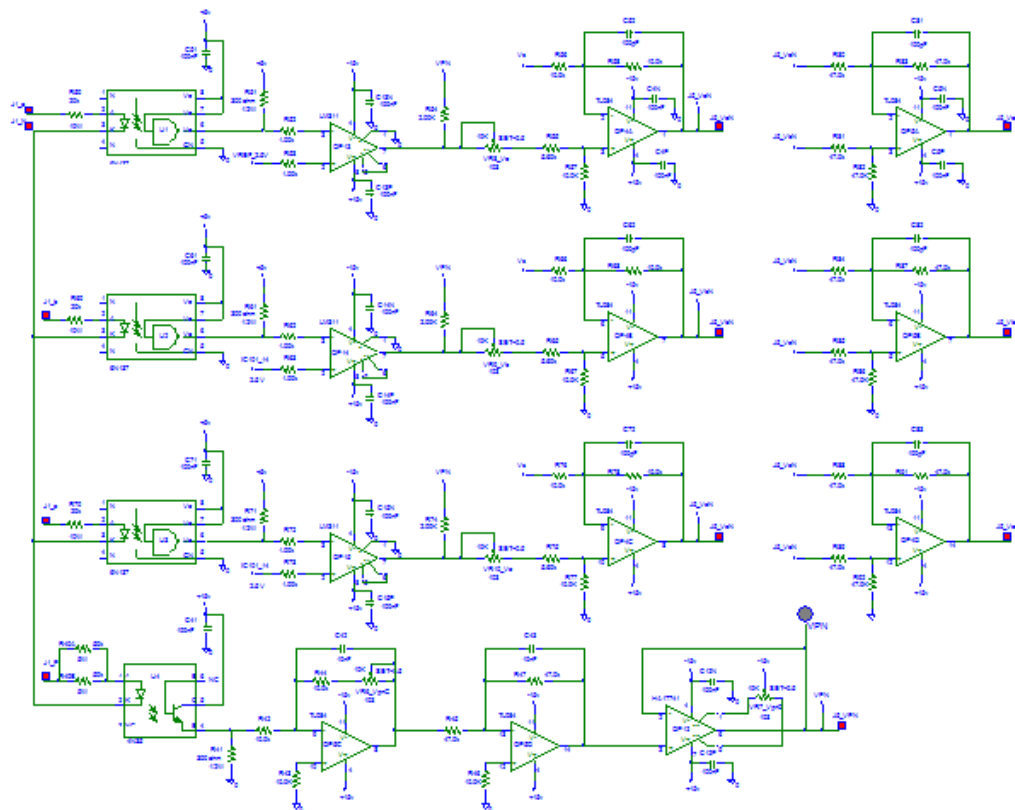
$$V_{ab} = V_{aN} - V_{bN}$$

$$V_{bc} = V_{bN} - V_{cN} \quad (2.14)$$

$$V_{ca} = V_{cN} - V_{aN}$$

Estas operaciones se las realiza en el bloque de formación de los voltajes línea a línea del inversor trifásico (Fig.2.68).

El voltaje de la barra DC se mide a través del circuito de amplificación lineal (con aislamiento óptico) con una relación de transferencia o ganancia de aproximadamente 0.012 (Fig. 2.68). La salida de este bloque se pasa por el amplificador con calibración de ganancia y nivel cero (offset); la ganancia se la calibra en 1,66, de tal manera que la ganancia total sea de 0.02, esto es, para una alimentación trifásica de 220 voltios se tiene un voltaje en la barra DC de 310 Voltios, entonces el voltaje de salida VPN será de 6.2 Voltios ( $310 \times 0.02 = 6.2$  Voltios).



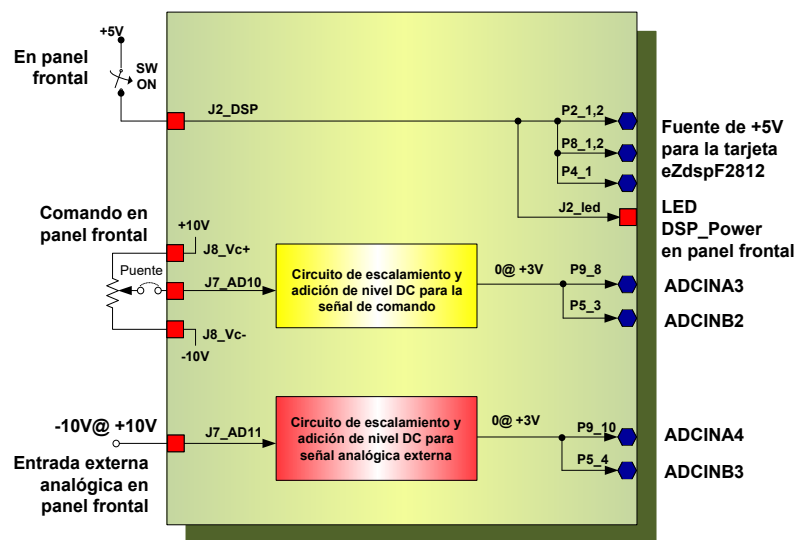
**Figura 2.68: Circuito de procesamiento de los voltajes de salida del inversor y barra DC.**

El voltaje  $V_{aN}$  del inversor, es una señal conmutada y con control PWM, que oscila entre niveles cero y el voltaje de la barra DC. En la salida del optoaislador U1 (Fig. 2.68), se obtiene una réplica de la señal  $V_{aN}$  con un nivel máximo fijo de 5 Voltios, que se pasa por el comparador OP13 con salida de colector abierto alimentada por VPN a través de R74. Esta configuración permite modificar el nivel máximo de la señal a la salida de U1, al valor máximo de VPN (proporcional al voltaje de la barra DC); por consiguiente las variaciones en el voltaje de la barra DC se ven

reflejadas en la amplitud del voltaje  $V_{aN}$ . Finalmente, la salida de OP13 se amplifica en OP4A, por un factor controlado por el potenciómetro VR8\_Va. Este proceso se repite igualmente con los voltajes  $V_{bN}$  y  $V_{cN}$ .

### 2.5.6 Circuito de escalamiento y adición de niveles DC para las entradas analógicas y habilitación del DSP

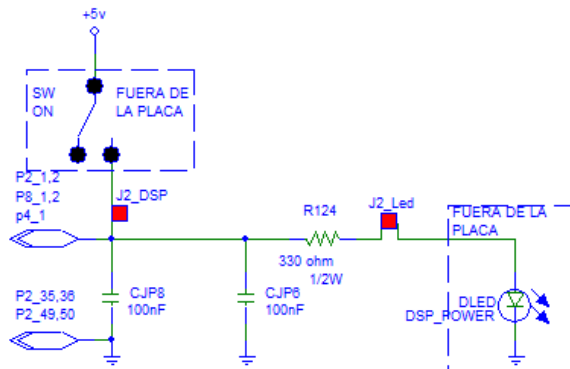
En la figura 2.69, se muestra el diagrama de bloques del circuito de escalamiento y adición de niveles DC para las entradas analógicas y la habilitación del DSP.



**Figura 2.69: Diagrama de bloques del circuito de escalamiento y adición de niveles DC para las entradas analógicas y habilitación del DSP.**

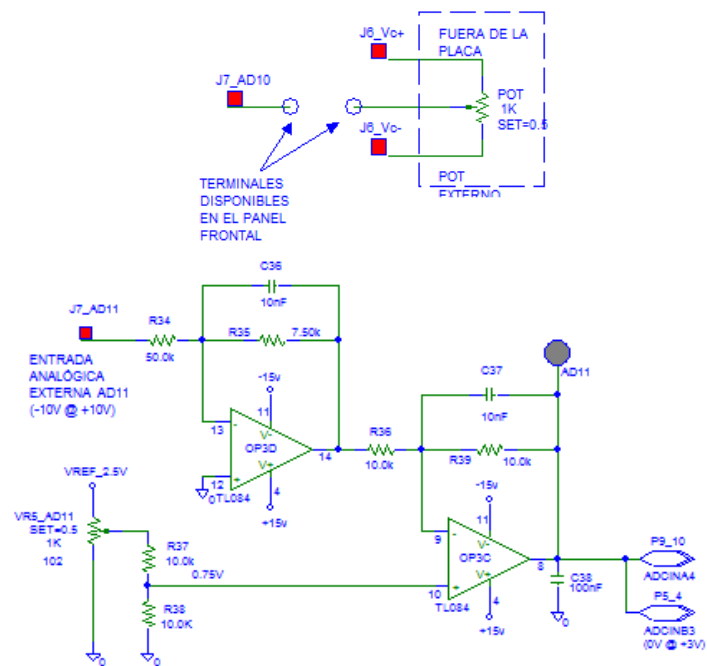
El panel frontal el equipo MACI-2012, tiene un conmutador de alimentación del DSP con +5 Voltios (Fig. 2.70) a través de los

conectores I/O de la tarjeta eZdspF2812 (P2\_1, P2\_2, P8\_1, P8\_2 y P4\_1) siempre que se use el puente JP4 en +5 V. La habilitación del DSP se visualiza en el panel frontal mediante el LED DSP Power.



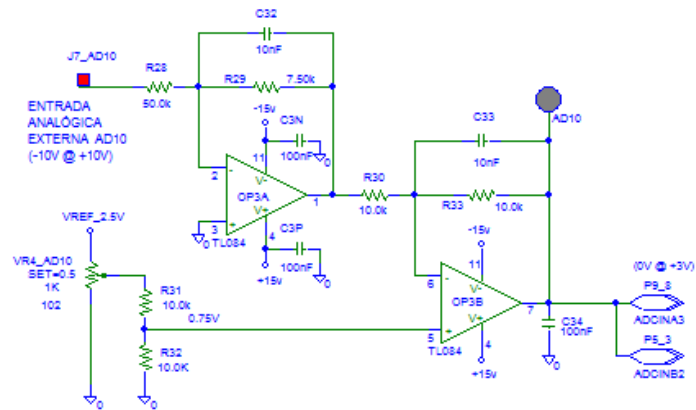
**Figura 2.70: Circuito de alimentación (habilitación) del DSP.**

El panel frontal el equipo MACI-2012, tiene el potenciómetro de comando (Command), para enviar una señal analógica externa al DSP (Fig. 2.71). Esta señal (- 10 V a +10 V), se escala y adiciona un nivel DC en los OPAMP OP3D y OP3C del C.I TL084, para que se envíe hacia el convertidor A/D de la tarjeta eZdspF2812, una señal entre 0 y 3.0 Voltios.



**Figura 2.71: Señales de comando externa para el DSP.**

De manera similar se procede con la señal analógica externa para el DSP (Fig. 2.72), donde se puede inyectar una señal entre -10 V y +10 V, que es convertida a una señal que varíe en el rango de 0 V a 3.0 V, para que ingrese a la entrada del convertidor A/D de la tarjeta de desarrollo eZdspF2812.



**Figura 2.72: Circuito para la entrada analógica externa del DSP.**

## 2.6 Tarjeta de desarrollo eZdspF2812

La tarjeta de desarrollo eZdspF2812 [3] fabricada por Spectrum Digital Inc., permite la evaluación del procesador digital de señales (DSP); y, se constituye en una excelente plataforma para desarrollar y ejecutar aplicaciones de software para el procesador TMS320F2812 de Texas Instruments. Para simplificar el desarrollo y depuración del código fuente, esta tarjeta cuenta con el driver para enlazarse con el software Code Composer Studio de Texas Instruments.

### 2.6.1 Características principales

Las características principales de la tarjeta eZdspF2812 son:

- Procesador de señales digitales TMS320F2812.

- Velocidad de operación de 150 MIPS.
- RAM de 18K words
- Memoria flash de 128K.
- Memoria SRAM de 64K
- Reloj de 30 Mhz.
- Dos conectores de expansión (analógico e I/O digitales).
- JTAG Controller IEEE 1149.1.
- Operación con +5 voltios.
- TI Code composer Studio driver.
- Conector de emulación de JTAG IEEE 1149.1.

### **2.6.2 Diagrama de bloques**

En la figura 2.73, se muestra el diagrama de bloques de la tarjeta eZdspF2812, donde se aprecian los principales componentes y la arquitectura interna de la misma.

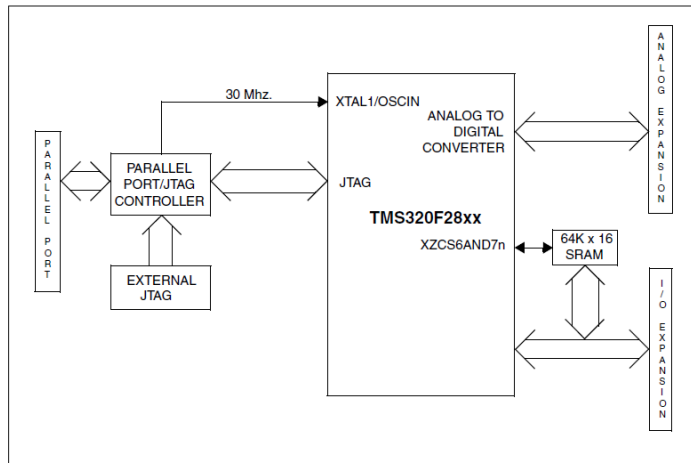


Figura 2.73: Diagrama de bloques de la tarjeta eZdspF2812.

Connector	Function
P1	JTAG Interface
P2	Expansion
P3	Parallel Port/JTAG Controller Interface
P4/P8/P7	I/O Interface
P5/P9	Analog Interface
P6	Power Connector

The diagram below shows the position of each connector

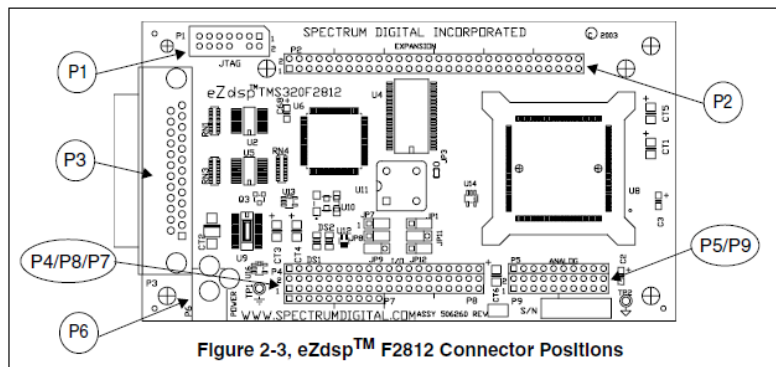


Figure 2-3. eZdsp™ F2812 Connector Positions

Figura 2.74: Distribución de conectores de la tarjeta eZdspF2812.



### 2.6.3 Conectores

En la figura 2.74, se muestra la distribución de conectores de la tarjeta eZdspF2812 con la función principal de cada uno de ellos.

La distribución del conector P1 de la interface para los emuladores de JTAG, se muestra en la Tabla 3.

Pin #	Signal	Pin #	Signal
1	TMS	2	TRST-
3	TDI	4	GND
5	PD (+5V)	6	no pin
7	TDO	8	GND
9	TCK-RET	10	GND
11	TCK	12	GND
13	EMU0	14	EMU1

**Tabla 3: Asignación de pines para el conector P1 (JTAG)**

En la tabla 4, se muestra la asignación de pines para el conector P2 de la interface de expansión.

Pin #	Signal	Pin #	Signal
1	+3.3V/+5V/NC *	2	+3.3/+5V/NC *
3	XD0	4	XD1
5	XD2	6	XD3
7	XD4	8	XD5
9	XD6	10	XD7
11	XD8	12	XD9
13	XD10	14	XD11
15	XD12	16	XD13
17	XD14	18	XD15
19	XA0	20	XA1
21	XA2	22	XA3
23	XA4	24	XA5
25	XA6	26	XA7
27	XA8	28	XA9
29	XA10	30	XA11
31	XA12	32	XA13
33	XA14	34	XA15
35	GND	36	GND
37	XZCS0AND1n	38	XZCS2n
39	XREADY	40	10K Pull-up
41	XRnW	42	10K Pull-up
43	XWE	44	XRDn
45	+3.3V	46	XNMI/INT13
47	XRSn/RSn	48	No connect
49	GND	50	GND
51	GND	52	GND
53	XA16	54	XA17
55	XA18	56	XHOLDn
57	XHOLDAn	58	No connect
59	No connect	60	No connect

**Tabla 4: Asignación de pines para el conector de la interface de expansión P2**

En la tabla 5, se muestra la asignación de pines para el conector P4 y P8 de la interface de I/O.

P4 Pin #	P4 Signal	P8 Pin #	P8 Signal	P8 Pin #	P8 Signal
1	+3.3V/+5V/NC *	1	+3.3V/+5V/NC *	2	+3.3V/+5V/NC *
2	XINT2/ADCSOC	3	SCITXDA	4	SCIRXDA
3	MCLKXA	5	XINT1n/XBIO <sub>n</sub>	6	CAP1/QEP1
4	MCLKRA	7	CAP2/QEP2	8	CAP3/QEP1
5	MFSXA	9	PWM1	10	PWM2
6	MFSRA	11	PWM3	12	PWM4
7	MDXA	13	PWM5	14	PWM6
8	MDRA	15	T1PWM/T1CMP	16	T2PWM/T2CMP
9	No connect	17	TDIRA	18	TCLKINA
10	GND	19	GND	20	GND
11	CAP5/QEP4	21	No connect	22	XINT1N/XBIO <sub>n</sub>
12	CAP6/QEPI2	23	SPISIMOA	24	SPISOMIA
13	T3PWM/T3CMP	25	SPICLKA	26	SPISTEA
14	T4PWM/T4CMP	27	CANTXA	28	CANRXA
15	TDIRB	29	XCLKOUT	30	PWM7
16	TCLKINB	31	PWM8	32	PWM9
17	XF/XPLLDIS <sub>n</sub>	33	PWM10	34	PWM11
18	SCITXDB	35	PWM12	36	CAP4/QEP3
19	SCIRXDB	37	T1CTRIp/PDPINTA <sub>n</sub>	38	T3CTRIp/PDPINTB <sub>n</sub>
20	GND	39	GND	40	GND

**Tabla 5: Asignación de pines para el conector P4 y P8 de la interface I/O**

En la tabla 6, se detalla la distribución de pines para el conector P7 de la interface I/O.

P7 Pin #	P7 Signal
1	C1TRIP <sub>n</sub>
2	C2TRIP <sub>n</sub>
3	C3TRIP <sub>n</sub>
4	T2CTRIp <sub>n</sub> /EVASOC <sub>n</sub>
5	C4TRIP <sub>n</sub>
6	C5TRIP <sub>n</sub>
7	C6TRIP <sub>n</sub>
8	T4CTRIp <sub>n</sub> /EVBSOC <sub>n</sub>
9	No connect
10	GND

**Tabla 6: Asignación de pines para el conector P7**

Finalmente, en la tabla 7 se muestra la asignación de pines para los conectores P5 y P9 de la interface analógica.

P5 Pin #	Signal	P9 Pin #	Signal	P9 Pin #	Signal
1	ADCINB0	1	GND	2	ADCINA0
2	ADCINB1	3	GND	4	ADCINA1
3	ADCINB2	5	GND	6	ADCINA2
4	ADCINB3	7	GND	8	ADCINA3
5	ADCINB4	9	GND	10	ADCINA4
6	ADCINB5	11	GND	12	ADCINA5
7	ADCINB6	13	GND	14	ADCINA6
8	ADCINB7	15	GND	16	ADCINA7
9	ADCREFM	17	GND	18	VREFLO *
10	ADCREFP	19	GND	20	No connect

**Tabla 7: Asignación de pines para los conectores P5 y P9 de la interface analógica**

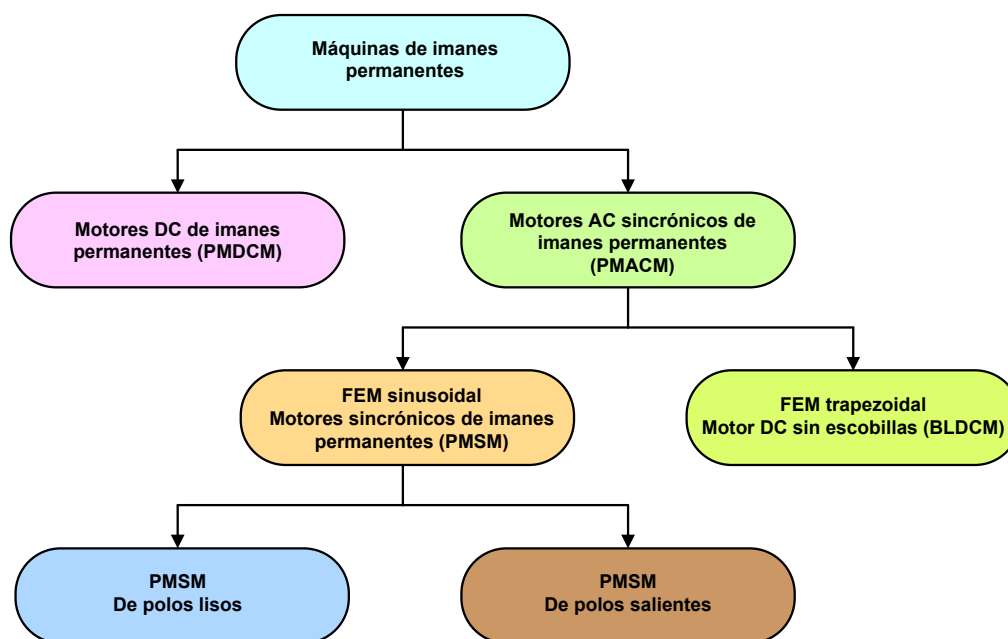
## **CAPÍTULO 3**

### **ANÁLISIS DEL MOTOR SINCRÓNICO DE IMANES PERMANENTES (PMSM).**

#### **3.1 Clasificación de los motores de imanes permanentes.**

En la figura 3.1, se muestra la clasificación de las máquinas de imanes permanentes [20].

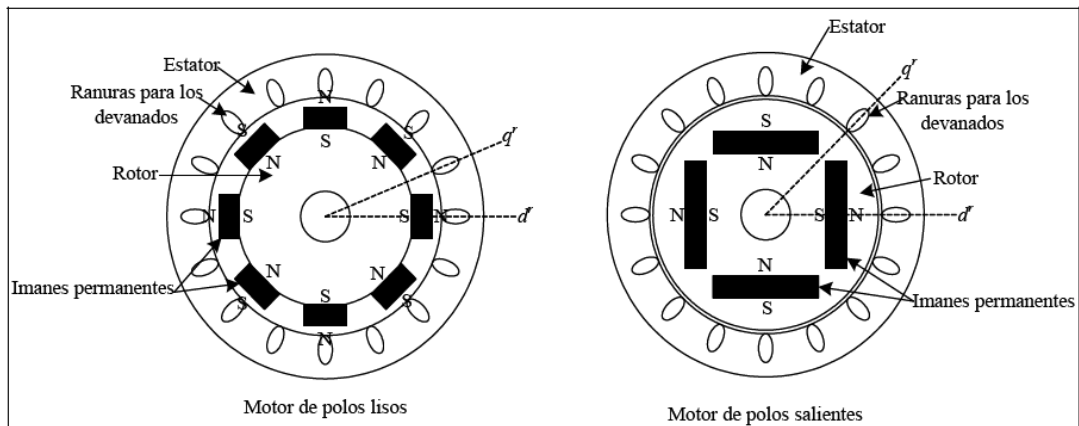
Existen dos tipos de máquinas de imanes permanentes: Los tradicionales motores DC de imanes permanentes con escobillas (**PMDCM-Permanent Magnet DC Motor**) y los motores AC de imanes permanentes (**PMACM-Permanent Magnet AC Motor**), que son motores sincrónicos, con el estator constituido por un devanado trifásico y el rotor con imanes permanentes (sin escobillas).



**Figura 3.1: Clasificación de las máquinas de imanes permanentes.**

Los motores AC sincrónicos de imanes permanentes con FEM trapezoidal, se utilizan en accionamientos donde se implementan técnicas de control, cuyo principal objetivo es obtener las características dinámicas de los motores DC de imanes permanentes con escobillas. Justamente, por esta razón a este motor se lo denomina motor DC sin escobillas (**Brush Less DC Motor**).

Los motores sincrónicos de imanes permanentes con FEM sinusoidal (inducida en los devanados trifásicos del estator), se clasifican en básicamente dos tipos [21]; según las características constructivas del rotor: los de polos lisos y los de polos salientes (Fig. 3.2).



**Figura 3.2: Clasificación del PMSM según las características constructivas del rotor.**

El motor sincrónico de imanes permanentes de polos lisos denominado SPMSM (**S**urface **P**ermanent **M**agnet **S**ynchronous **M**otor) tiene los imanes montados en la parte externa del rotor y es el que se utilizará en las pruebas experimentales. El SPMSM se caracteriza por que las inductancias en los ejes  $d$  y  $q$  son iguales.

El motor sincrónico de imanes permanentes de polos salientes, es el denominado IPMSM (**I**nterior **P**ermanent **M**agnet **S**ynchronous **M**otor) y tiene los imanes montados en la parte interna del rotor. El IPMSM se caracteriza por que las inductancias en los ejes  $d$  y  $q$  son diferentes.

El motor que se modelara matemáticamente, es el de polos salientes, puesto que el de polos lisos es un caso particular del SPMSM

### **3.2 Características del motor sincrónico de imanes permanentes**

Entre las principales características del PMSM se tienen [22]:

- Alta densidad de potencia, puesto que los PMSM tienen una relación potencia- tamaño elevado.
- Alta relación par-inercia.
- Alta eficiencia y confiabilidad

Los motores AC de imanes permanentes en general tienen características superiores en relación al motor de inducción y las maquinas sincrónicas de rotor devanado.

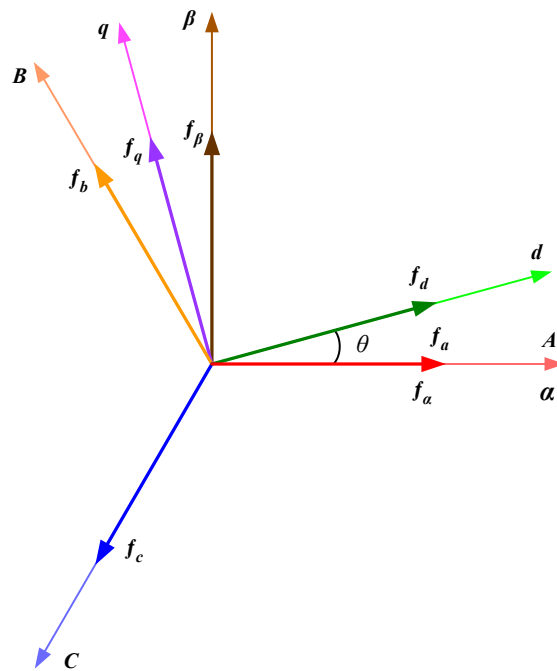
### **3.3 Teoría de las transformaciones basadas en los marcos de referencia**

Generalmente las inductancias propias y mutuas de los devanados trifásicos de un motor AC son función de la posición del rotor. Por consiguiente, las ecuaciones de voltajes, corrientes y enlaces de flujo, representados por variables trifásicas, normalmente contienen ecuaciones diferenciales variables en el tiempo. Con el propósito de encontrar una forma más fácil de resolver estas ecuaciones, se han utilizado algunos tipos de transformaciones basadas en los marcos de referencia aplicados al modelamiento matemático de las maquinas eléctricas rotativas [23] y [24].



### 3.3.1 Marco de referencia estacionario abc en el marco de referencia estacionario $\alpha\beta 0$

En la Figura 3.3,  $[f_a, f_b, f_c]^T$  representa variables trifásicas denotadas como  $f_{abc}$ ; estas pueden representar variables trifásicas como: voltajes, corrientes y enlaces de flujo o inductancias propias y mutuas de los devanados del estator en un marco de referencia estacionario.



**Figura 3.3:** Marco de referencia trifásico estacionario, marco de referencia estacionario  $\alpha\beta 0$  y marco de referencia rotativo dq0.

El marco de referencia estacionario  $f_{abc}$ , está formado por tres componentes fijas y equidistantes por 120 grados y cuyas magnitudes varían sinusoidalmente.

El vector de referencia que se sintetiza a partir del sistema trifásico  $f_{abc}$  se representa por dos componentes perpendiculares entre si (ortogonales) en el marco de referencia estacionario  $\alpha\beta 0$ . Esta transformación se puede expresar como.

$$f_{\alpha\beta 0} = \mathbf{T}_{abc} \rightarrow \alpha\beta 0. f_{abc} \quad (3.1)$$

Donde la matriz de transformación  $\mathbf{T}_{abc} \rightarrow \alpha\beta 0$  está definida como:

$$\mathbf{T}_{abc} \rightarrow \alpha\beta 0 = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix} \quad (3.2)$$

La ecuación (3.2) es conocida como la transformación de Clarke.

De manera inversa, un vector puede convertirse desde el marco de referencia estacionario  $\alpha\beta 0$ , al marco de referencia estacionario trifásico  $f_{abc}$ , por la siguiente ecuación.

$$f_{abc} = \mathbf{T}_{\alpha\beta 0} \rightarrow abc \quad (3.3)$$

Donde la matriz de transformación  $T_{\alpha\beta 0} \rightarrow abc$  es la matriz inversa de  $T_{abc} \rightarrow \alpha\beta 0$ .

$$T_{\alpha\beta 0} \rightarrow abc = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 1 \\ -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} & 1 \\ -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} & 1 \end{bmatrix} \quad (3.4)$$

Es necesario puntualizar que las variables trifásicas como: voltajes, corrientes, enlaces de flujo e inductancias propias y mutuas de la maquina rotativa, todavía permanecen dependientes de la posición del rotor ( $\theta_r$ ); y, variables en el tiempo en el marco de referencia  $\alpha\beta 0$ .

### 3.3.2 Marco de referencia estacionario $\alpha\beta 0$ en el marco de referencia rotativo $dq 0$ .

El marco de referencia rotativo  $dq 0$  está girando en el espacio a una determinada velocidad  $w_r$ . En la figura 3.3 el ángulo entre el eje  $\alpha$  y el eje rotativo  $d$  es  $\theta$ ; el eje  $q$  adelanta al eje  $d$  en 90 grados. Para sistemas balanceados la componente de secuencia cero es nula.

Un vector en el marco de referencia estacionario  $\alpha\beta 0$  se expresa mediante la siguiente ecuación, si se lo mira desde el marco de referencia rotativo.

$$f_{dq 0} = T_{\alpha\beta 0 \rightarrow dq 0} \cdot f_{\alpha\beta 0} \quad (3.5)$$

Donde la matriz de transformación  $T_{\alpha\beta 0 \rightarrow dq0}$  se define como.

$$T_{\alpha\beta 0 \rightarrow dq0} = \begin{bmatrix} \cos\theta & \sin\theta & 0 \\ -\sin\theta & \cos\theta & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (3.6)$$

De manera similar la transformación desde el marco de referencia rotativo  $dq0$  al marco de referencia estacionario se expresa en como:

$$T_{dq0 \rightarrow \alpha\beta 0} = \begin{bmatrix} \cos\theta & -\sin\theta & 0 \\ \sin\theta & \cos\theta & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (3.7)$$

Las ecuaciones (3.6) y (3.7), son dos transformaciones muy importantes en la teoría de máquinas eléctricas rotativas; son conocidas como la transformada de Park y la transformada inversa de Park respectivamente.

Para un vector cualquiera, que tiene la misma velocidad angular que la del marco de referencia rotativo, las proyecciones de este vector en los ejes d y q del marco de referencia rotativo dq0, son lógicamente constantes (valores DC). Es importante puntualizar que las transformaciones mencionadas no son únicas, todas las transformaciones analizadas se fundamentan en que la potencia eléctrica es la misma; antes y después de la transformación.

### 3.4 Modelo matemático del motor sincrónico de imanes permanentes

Con el propósito de simplificar el tratamiento matemático, para obtener el modelo del motor sincrónico de imanes permanentes, normalmente se realizan las siguientes suposiciones [25].

- La distribución espacial de los devanados por cada fase del estator, se asume que es sinusoidal; por consiguiente la fuerza magneto-motriz generada por el estator, también es de carácter sinusoidal.
- No existe ningún efecto térmico sobre las resistencias del estator ni sobre los imanes permanentes del rotor.
- El material magnético del motor, se supone es lineal; lo que implica que no hay efectos de saturación.
- No existen pérdidas en el hierro de la máquina.

Bajo estas suposiciones es factible obtener las ecuaciones de voltaje para los bobinados del estator del PMSM en un marco de referencia estacionario. Las ecuaciones en forma matricial, donde el subíndice s indica que se refieren al estator son [23].

$$\mathbf{V}_{abcs} = R_S \times \mathbf{I}_{abcs} + p\lambda_{abcs} \quad (3.8)$$

Donde el significado de la notación vectorial es:

$V_{abcs}$  = Es el vector de los voltajes trifásicos por fase del estator.

$R_s$  = Es la matriz de las resistencias propias de las bobinas del estator

$I_{abcs}$  = Es el vector de las corrientes en las bobinas del estator.

$\lambda_{abcs}$  = Es el vector del flujo concatenado del estator

$p$  = Es el operador para la función derivada  $d/dt$ .

La ecuación compacta (3.8), puede desarrollarse y expresarse matricialmente de la siguiente forma:

$$\begin{bmatrix} V_{as} \\ V_{bs} \\ V_{cs} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} r_s & 0 & 0 \\ 0 & r_s & 0 \\ 0 & 0 & r_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{as} \\ i_{bs} \\ i_{cs} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} p\lambda_{as} \\ p\lambda_{bs} \\ p\lambda_{cs} \end{bmatrix} \quad (3.9)$$

El flujo concatenado del estator ( $\lambda_{abcs}$ ) es creado por el flujo propio del estator ( $\lambda_{abcs(s)}$ ) producido por las corrientes en sus bobinas y por el flujo ( $\lambda_{abcs(r)}$ ) creado por los imanes permanentes del rotor, por consiguiente:

$$\lambda_{abcs} = \lambda_{abcs(s)} + \lambda_{abcs(r)} \quad (3.10)$$

El flujo concatenado creado por el estator se obtiene de la matriz de inductancias de las bobinas del estator y el vector de corrientes del estator.

$$\lambda_{abcs(s)} = \mathbf{L}_{abcs} \times \mathbf{I}_{abcs} = \begin{bmatrix} L_{aas} & L_{abs} & L_{acs} \\ L_{bas} & L_{bbs} & L_{bcs} \\ L_{cas} & L_{cbs} & L_{ccs} \end{bmatrix} \times \mathbf{I}_{abcs} \quad (3.11)$$

El flujo concatenado producido por los imanes permanentes del rotor tiene una distribución espacial sinusoidal que es función del ángulo eléctrico del rotor ( $\theta_r$ ) y de la amplitud del flujo vista desde el estator ( $\lambda_m$ )

$$\lambda_{abcs(r)} = \begin{bmatrix} \cos(\theta_r) \\ \cos(\theta_r - 2\pi/3) \\ \cos(\theta_r + 2\pi/3) \end{bmatrix} \times \lambda_m \quad (3.12)$$

Luego:

$$\begin{bmatrix} \lambda_{as} \\ \lambda_{bs} \\ \lambda_{cs} \end{bmatrix} = \mathbf{L}_{abcs} \begin{bmatrix} i_{as} \\ i_{bs} \\ i_{cs} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \cos(\theta_r) \\ \cos(\theta_r - 2\pi/3) \\ \cos(\theta_r + 2\pi/3) \end{bmatrix} \times \lambda_m \quad (3.13)$$

Las auto-inductancias e inductancias mutuas de las bobinas del estator son función de la posición instantánea del rotor o ángulo eléctrico del rotor ( $\theta_r$ ) y están definidas como:

$$\begin{aligned}
 L_{aas} &= L_{0s} - L_{ms} \cos 2(\theta_r) \\
 L_{bbs} &= L_{0s} - L_{ms} \cos 2(\theta_r - 2\pi/3) \\
 L_{ccs} &= L_{0s} - L_{ms} \cos 2(\theta_r + 2\pi/3)
 \end{aligned} \tag{3.14}$$

$$\begin{aligned}
 L_{abs} = L_{bas} &= -\frac{1}{2}L_{0s} - L_{ms} \cos 2(\theta_r - \pi/3) \\
 L_{acs} = L_{cas} &= -\frac{1}{2}L_{0s} - L_{ms} \cos 2(\theta_r + \pi/3) \\
 L_{bcs} = L_{cbs} &= -\frac{1}{2}L_{0s} - L_{ms} \cos 2(\theta_r + \pi)
 \end{aligned} \tag{3.15}$$

El término  $L_{0s}$ , es la inductancia de magnetización de los devanados que no está asociada con la posición del rotor; en cambio, el término  $L_{ms}$  es la inductancia de magnetización asociada con la posición del rotor.

Para el PMSM con el rotor de polos lisos (SPMSM); esto es, con los imanes colocados en la superficie externa del rotor (motor utilizado en el proceso experimental) y con el entrehierro uniforme, el término  $L_{ms}$  es igual a cero; por consiguiente:

$$\begin{aligned}
 L_{aas} &= L_{0s} \\
 L_{bbs} &= L_{0s} \\
 L_{ccs} &= L_{0s}
 \end{aligned} \tag{3.16}$$



$$\begin{aligned}
 L_{abs} = L_{bas} &= -\frac{1}{2}L_{0s} \\
 L_{acs} = L_{cas} &= -\frac{1}{2}L_{0s} \\
 L_{bcs} = L_{cbs} &= -\frac{1}{2}L_{0s}
 \end{aligned} \tag{3.17}$$

Las inductancias propias y las mutuas son constantes e independientes de la posición del rotor.

Sustituyendo (3.13) en la ecuación (3.9) se tiene:

$$\begin{aligned}
 \begin{bmatrix} V_{as} \\ V_{bs} \\ V_{cs} \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} r_s & 0 & 0 \\ 0 & r_s & 0 \\ 0 & 0 & r_s \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} i_{as} \\ i_{bs} \\ i_{cs} \end{bmatrix} + \\
 \frac{d}{dt} \left[ \begin{bmatrix} L_{aas} & L_{abs} & L_{acs} \\ L_{bas} & L_{bbs} & L_{bcs} \\ L_{cas} & L_{cbs} & L_{ccs} \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} i_{as} \\ i_{bs} \\ i_{cs} \end{bmatrix} + \lambda_m \begin{bmatrix} \cos(\theta_r) \\ \cos(\theta_r - 2\pi/3) \\ \cos(\theta_r + 2\pi/3) \end{bmatrix} \right] & \tag{3.18}
 \end{aligned}$$

La ecuación (3.18), que expresa en forma matricial el conjunto de ecuaciones del motor, no es conveniente para efectuar el control de campo orientado (FOC), puesto que se tienen las siguientes dificultades:

Sistema de ecuaciones diferenciales no lineales.

Términos que dependen de la posición del rotor (ángulo  $\theta_r$ ).

Dificultad de calcular el par útil en el eje del motor.

Es imprescindible resolver las dificultades previstas en la ecuación (3.18) y obtener el modelo apropiado del SPMSM.

El primer problema a resolver es la dificultad que presentan las ecuaciones para el cálculo del par. Para obtener par constante, el flujo del estator debe girar de igual manera como gira el flujo de los imanes del rotor y para esto se deben crear tres corrientes sinusoidales de similar magnitud y desfasadas 120 grados; este problema se resuelve generando un sistema equilibrado de voltajes mediante un inversor con fuente de voltaje (**VSI-Voltage Source Inverter**) trifásico tipo puente (inversor de dos niveles) con las compuertas de los seis IGBT's con modulación del ancho de pulso por el vector espacial (**SVPWM-Spatial Vector Pulse With Modulation**). Con esta técnica se genera un sistema de voltajes trifásico con la menor distorsión armónica y un alto porcentaje de utilización del voltaje de la barra DC.

El campo generado por el rotor gira con la velocidad angular dada por la siguiente ecuación:

$$\omega_r = \frac{d}{dt}(\theta_r) \quad (3.19)$$

Por consiguiente, el voltaje trifásico que se genere debe tener la frecuencia angular del rotor ( $\omega_r$ ) y sincronizado a un particular ángulo  $\theta_{r0}$ , de tal forma

que se obtenga el máximo torque en el eje del motor en cualquier instante de tiempo.

Si conseguimos hacer rotar el voltaje trifásico generado por el inversor a la frecuencia angular del rotor ( $\omega_r$ ), se eliminara la dependencia de los términos de la ecuación (3.18) con el ángulo  $\theta_r$  y por consiguiente las ecuaciones diferenciales serán lineales y aptas para un análisis mucho más simple [23].

La ecuación (3.9) puede ser escrita de manera compacta como:

$$\begin{bmatrix} V_{as} \\ V_{bs} \\ V_{cs} \end{bmatrix} = R_s \begin{bmatrix} i_{as} \\ i_{bs} \\ i_{cs} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} p\lambda_{as} \\ p\lambda_{bs} \\ p\lambda_{cs} \end{bmatrix} \quad (3.20)$$

Aplicando la transformación de marcos de referencia, desde el marco de referencia trifásico estacionario al marco de referencia  $\alpha\beta 0$ , a la ecuación (3.20), se tiene:

$$\mathbf{T}_{abc} \rightarrow \alpha\beta 0 \begin{bmatrix} V_{as} \\ V_{bs} \\ V_{cs} \end{bmatrix} = R_s \mathbf{T}_{abc} \rightarrow \alpha\beta 0 \begin{bmatrix} i_{as} \\ i_{bs} \\ i_{cs} \end{bmatrix} + \mathbf{T}_{abc} \rightarrow \alpha\beta 0 \begin{bmatrix} p\lambda_{as} \\ p\lambda_{bs} \\ p\lambda_{cs} \end{bmatrix} \quad (3.21)$$

$$\begin{bmatrix} V_{\alpha s} \\ V_{\beta s} \\ V_{0s} \end{bmatrix} = R_s \begin{bmatrix} i_{\alpha s} \\ i_{\beta s} \\ i_{0s} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} p\lambda_{\alpha s} \\ p\lambda_{\beta s} \\ p\lambda_{0s} \end{bmatrix} \quad (3.22)$$

Donde los enlaces de flujo en el marco de referencia  $\alpha\beta 0$ , son:

$$\begin{bmatrix} \lambda_{\alpha s} \\ \lambda_{\beta s} \\ \lambda_{0s} \end{bmatrix} = \mathbf{T}_{abc} \rightarrow \alpha\beta 0 \begin{bmatrix} \lambda_{as} \\ \lambda_{bs} \\ \lambda_{cs} \end{bmatrix} \quad (3.23)$$

Sustituyendo la ecuación (3.13) en (3.23).

$$\begin{bmatrix} \lambda_{\alpha s} \\ \lambda_{\beta s} \\ \lambda_{0s} \end{bmatrix} = \mathbf{T}_{abc} \rightarrow \alpha\beta 0 \left[ \mathbf{L}_{abcs} \begin{bmatrix} i_{as} \\ i_{bs} \\ i_{cs} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \cos(\theta_r) \\ \cos(\theta_r - 2\pi/3) \\ \cos(\theta_r + 2\pi/3) \end{bmatrix} \times \lambda_m \right] \quad (3.24)$$

La matriz identidad está definida como:

$$\mathbf{I} = \mathbf{T}_{abc}^{-1} \rightarrow \alpha\beta 0 \mathbf{T}_{abc} \rightarrow \alpha\beta 0 \quad (3.25)$$

Si insertamos la matriz identidad (3.25) en la ecuación (3.24), se tiene:

$$\begin{bmatrix} \lambda_{\alpha s} \\ \lambda_{\beta s} \\ \lambda_{0s} \end{bmatrix} = \mathbf{T}_{abc} \rightarrow \alpha\beta 0 \mathbf{L}_{abcs} \mathbf{T}_{abc}^{-1} \rightarrow \alpha\beta 0 \mathbf{T}_{abc} \rightarrow \alpha\beta 0 \begin{bmatrix} i_{as} \\ i_{bs} \\ i_{cs} \end{bmatrix} \\ + \mathbf{T}_{abc} \rightarrow \alpha\beta 0 \begin{bmatrix} \cos(\theta_r) \\ \cos(\theta_r - 2\pi/3) \\ \cos(\theta_r + 2\pi/3) \end{bmatrix} \lambda_m \quad (3.26)$$

$$\begin{bmatrix} \lambda_{\alpha s} \\ \lambda_{\beta s} \\ \lambda_{0s} \end{bmatrix} = \mathbf{L}_{\alpha\beta 0s} \begin{bmatrix} \lambda_{\alpha s} \\ \lambda_{\beta s} \\ \lambda_{0s} \end{bmatrix} + \mathbf{T}_{abc} \rightarrow \alpha\beta 0 \begin{bmatrix} \cos(\theta_r) \\ \cos(\theta_r - 2\pi/3) \\ \cos(\theta_r + 2\pi/3) \end{bmatrix} \lambda_m \quad (3.27)$$

Sustituyendo  $\mathbf{T}_{abc} \rightarrow \alpha\beta 0$  y su matriz inversa en la ecuación (3.27), tendremos la ecuación de enlaces de flujo en el marco de referencia  $\alpha\beta 0$

$$\begin{bmatrix} \lambda_{\alpha s} \\ \lambda_{\beta s} \\ \lambda_{0s} \end{bmatrix} = \mathbf{L}_{\alpha\beta 0s} \begin{bmatrix} \lambda_{\alpha s} \\ \lambda_{\beta s} \\ \lambda_{0s} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \cos(\theta_r) \\ \sin(\theta_r) \\ 0 \end{bmatrix} \lambda_m \quad (3.28)$$

Donde la matriz de inductancias en el marco de referencia  $\alpha\beta 0$  se expresa como:

$$\mathbf{L}_{\alpha\beta 0s} = \mathbf{T}_{abc} \rightarrow \alpha\beta 0 \mathbf{L}_{abc s} \mathbf{T}_{abc}^{-1} \rightarrow \alpha\beta 0 \quad (3.29)$$

$$\mathbf{L}_{\alpha\beta 0s} = \begin{bmatrix} \frac{3}{2}(L_{0s} - L_{ms}\cos 2\theta_r) & \frac{3}{2}L_{ms}\sin 2\theta_r & 0 \\ \frac{3}{2}L_{ms}\sin 2\theta_r & \frac{3}{2}(L_{0s} + L_{ms}\cos 2\theta_r) & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (3.30)$$

En la ecuación (3.22), la componente de secuencia cero de la corriente ( $i_{0s}$ ), se expresa como:

$$i_{0s} = \frac{1}{3}(i_{as} + i_{bs} + i_{cs}) \quad (3.31)$$

En un PMSM con sus devanados conectados en Y o Delta, la suma de sus corrientes deberá ser igual a cero

$$i_{as} + i_{bs} + i_{cs} = 0 \quad (3.32)$$

Por consiguiente, la componente de secuencia cero de la corriente es igual a cero, sin importar si las corrientes del sistema trifásico son desbalanceadas. En consecuencia el voltaje de secuencia cero en la ecuación (3.16) también es igual a cero. Bajo estos supuestos, el modelo del PMSM en el marco de coordenadas  $\alpha\beta 0$  puede expresarse como:

$$\begin{bmatrix} V_{\alpha s} \\ V_{\beta s} \end{bmatrix} = R_s \begin{bmatrix} i_{\alpha s} \\ i_{\beta s} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} p\lambda_{\alpha s} \\ p\lambda_{\beta s} \end{bmatrix} \quad (3.33)$$

$$\begin{bmatrix} \lambda_{\alpha s} \\ \lambda_{\beta s} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{3}{2}(L_{0s} - L_b \cos 2\theta_r) & \frac{3}{2}L_{ms} \sin 2\theta_r \\ \frac{3}{2}L_{ms} \sin 2\theta_r & \frac{3}{2}(L_{0s} + L_b \cos 2\theta_r) \end{bmatrix} \quad (3.34)$$

Estas dos ecuaciones que representan a la maquina eléctrica rotativa en el marco estacionario de referencia  $\alpha\beta$  , son expresiones variables en el tiempo y dependientes de la posición del rotor. Resolver estas ecuaciones no es menos complicado que resolver las ecuaciones desarrolladas para un marco de referencia trifásico estacionario.

Es importante observar en este punto, que únicamente se requieren dos corrientes en la ecuación (3.33), lo que implica que se requieren solamente

dos transductores de corriente (normalmente de efecto Hall) para el lazo de realimentación de corriente.

Se demostró que todas las componentes de secuencia cero de los voltajes, corrientes y enlaces de flujo son cero en el marco de referencia ortogonal y estacionario  $\alpha\beta$  para un PMSM, independientemente de la conexión de sus devanados (Delta o Y). Por tanto las componentes de secuencia cero son también nulas en el marco de referencia rotativo sincronizado  $dq$ . Luego, la transformación desde el marco de referencia  $\alpha\beta 0$  al  $dq0$  se simplifica como [23].

$$f_{dq} = \mathbf{T}_{\alpha\beta \rightarrow dq}(\theta_r) f_{\alpha\beta} \quad (3.35)$$

$$\mathbf{T}_{\alpha\beta \rightarrow dq}(\theta_r) = \begin{bmatrix} \cos\theta_r & \sin\theta_r \\ -\sin\theta_r & \cos\theta_r \end{bmatrix} \quad (3.36)$$

Aplicando las transformaciones dq a las ecuaciones de voltaje en el marco de referencia  $\alpha\beta$ , tenemos:

$$\mathbf{T}_{\alpha\beta \rightarrow dq}(\theta_r) \begin{bmatrix} V_{\alpha s} \\ V_{\beta s} \end{bmatrix} = R_s \mathbf{T}_{\alpha\beta \rightarrow dq}(\theta_r) \begin{bmatrix} i_{\alpha s} \\ i_{\beta s} \end{bmatrix} + \mathbf{T}_{\alpha\beta \rightarrow dq}(\theta_r) \begin{bmatrix} p\lambda_{\alpha s} \\ p\lambda_{\beta s} \end{bmatrix} \quad (3.37)$$

$$\begin{bmatrix} V_{ds} \\ V_{qs} \end{bmatrix} = R_s \begin{bmatrix} i_{ds} \\ i_{qs} \end{bmatrix} + \frac{d \begin{bmatrix} \mathbf{T}_{\alpha\beta \rightarrow dq}(\theta_r) \lambda_{\alpha s} \\ \mathbf{T}_{\alpha\beta \rightarrow dq}(\theta_r) \lambda_{\beta s} \end{bmatrix}}{dt} - \frac{d \mathbf{T}_{\alpha\beta \rightarrow dq}(\theta_r)}{dt} \begin{bmatrix} \lambda_{\alpha s} \\ \lambda_{\beta s} \end{bmatrix} \quad (3.38)$$

$$\begin{bmatrix} V_{ds} \\ V_{qs} \end{bmatrix} = R_s \begin{bmatrix} i_{ds} \\ i_{qs} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} p\lambda_{ds} \\ p\lambda_{qs} \end{bmatrix} \dots\dots\dots$$

$$\dots - \frac{dT_{\alpha\beta \rightarrow dq}(\theta_r)}{dt} \frac{d\theta_r}{dt} \mathbf{T}_{\alpha\beta \rightarrow dq}^{-1}(\theta_r) \mathbf{T}_{\alpha\beta \rightarrow dq}(\theta_r) \begin{bmatrix} \lambda_{\alpha s} \\ \lambda_{\beta s} \end{bmatrix} \quad (3.39)$$

$$\begin{bmatrix} V_{ds} \\ V_{qs} \end{bmatrix} = R_s \begin{bmatrix} i_{ds} \\ i_{qs} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} p\lambda_{ds} \\ p\lambda_{qs} \end{bmatrix} - w_r \frac{dT_{\alpha\beta \rightarrow dq}(\theta_r)}{dt} \mathbf{T}_{\alpha\beta \rightarrow dq}^{-1}(\theta_r) \begin{bmatrix} \lambda_{ds} \\ \lambda_{qs} \end{bmatrix} \quad (3.40)$$

$$\begin{bmatrix} V_{ds} \\ V_{qs} \end{bmatrix} = R_s \begin{bmatrix} i_{ds} \\ i_{qs} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} p\lambda_{ds} \\ p\lambda_{qs} \end{bmatrix} - w_r \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ -1 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \lambda_{ds} \\ \lambda_{qs} \end{bmatrix} \quad (3.41)$$

Los enlaces de flujo en el marco de referencia dq de la ecuación (3.41) se obtienen por la aplicación de la transformación dq a los enlaces de flujo en el marco de referencia  $\alpha\beta$ .

$$\begin{bmatrix} \lambda_{ds} \\ \lambda_{qs} \end{bmatrix} = \mathbf{T}_{\alpha\beta \rightarrow dq} \begin{bmatrix} \lambda_{\alpha s} \\ \lambda_{\beta s} \end{bmatrix} \quad (3.42)$$

$$\begin{bmatrix} \lambda_{ds} \\ \lambda_{qs} \end{bmatrix} = \mathbf{T}_{\alpha\beta \rightarrow dq} \left[ L_{\alpha\beta} \begin{bmatrix} i_{\alpha s} \\ i_{\beta s} \end{bmatrix} + \lambda_m \begin{bmatrix} \cos(\theta_r) \\ \sin(\theta_r) \end{bmatrix} \right] \quad (3.43)$$

$$\begin{bmatrix} \lambda_{ds} \\ \lambda_{qs} \end{bmatrix} = \mathbf{T}_{\alpha\beta \rightarrow dq} L_{\alpha\beta} \mathbf{T}_{\alpha\beta \rightarrow dq}^{-1} \mathbf{T}_{\alpha\beta \rightarrow dq} \begin{bmatrix} i_{\alpha s} \\ i_{\beta s} \end{bmatrix} + \mathbf{T}_{\alpha\beta \rightarrow dq} \begin{bmatrix} \cos(\theta_r) \\ \sin(\theta_r) \end{bmatrix} \lambda_m \quad (3.44)$$

Sustituyendo la matriz de transformación dq (3.36) en la ecuación (3.44), tenemos:

$$\begin{bmatrix} \lambda_{ds} \\ \lambda_{qs} \end{bmatrix} = \mathbf{L}_{dq} \begin{bmatrix} i_{ds} \\ i_{qs} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 1 \\ 0 \end{bmatrix} \lambda_m \quad (3.45)$$

Dónde:



$$L_{dq} = \mathbf{T}_{\alpha\beta \rightarrow dq} L_{\alpha\beta} \mathbf{T}_{\alpha\beta \rightarrow dq}^{-1} \quad (3.46)$$

$$L_{dq} = \begin{bmatrix} \frac{3}{2}(L_{0s} - L_{ms}) & 0 \\ 0 & \frac{3}{2}(L_{0s} + L_{ms}) \end{bmatrix} \quad (3.47)$$

Los términos:  $\frac{3}{2}(L_{0s} - L_{ms})$  y  $\frac{3}{2}(L_{0s} + L_{ms})$  en la ecuación (3.46), se visualizan como las inductancias en los ejes d y q, respectivamente.  $L_{ms}$  es cero para PMSM con los imanes superficiales (es el caso del PMSM utilizado en el desarrollo de esta Tesis), luego las inductancias en los ejes d y q son iguales entre sí.

Las ecuaciones de voltajes y enlaces de flujo del PMSM con la transformación en el marco de referencia rotativo se resumen de la siguiente manera:

$$\begin{bmatrix} V_{ds} \\ V_{qs} \end{bmatrix} = R_s \begin{bmatrix} i_{ds} \\ i_{qs} \end{bmatrix} - w_r \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ -1 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \lambda_{ds} \\ \lambda_{qs} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} p\lambda_{ds} \\ p\lambda_{qs} \end{bmatrix} \quad (3.48)$$

$$\begin{bmatrix} \lambda_{ds} \\ \lambda_{qs} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_{ds} & 0 \\ 0 & L_{qs} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{ds} \\ i_{qs} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 1 \\ 0 \end{bmatrix} \lambda_m \quad (3.49)$$

A continuación se obtendrá la ecuación para el torque electromagnético utilizando la ley de conservación de energía [23] y [24].

La potencia eléctrica de un PMSM se expresa como:

$$P_e = \frac{3}{2}(V_{ds}i_{ds} + V_{qs}i_{qs}) \quad (3.50)$$

Sustituyendo la ecuación (3.47) en la ecuación (3.50), se tiene:

$$P_{in} = \frac{3}{2}R(i_{ds}^2 + i_{qs}^2) + \frac{3}{2}\left(i_{ds}\frac{d\lambda_{ds}}{dt} + i_{qs}\frac{d\lambda_{qs}}{dt}\right) + \dots$$

$$\dots \frac{3}{2}w_e[\lambda_m i_{qs} + (L_{ds} - L_{qs})i_{ds}i_{qs}] \quad (3.51)$$

En la ecuación (3.51), el primer término representa las pérdidas de cobre de los devanados del estator; el segundo término la tasa de cambio de la energía electromagnética; y, el tercer término la energía electromagnética pasada del estator al rotor a través del entrehierro; entonces:

$$P_e = \frac{3}{2}w_e[\lambda_m i_{qs} + (L_{ds} - L_{qs})i_{ds}i_{qs}] \quad (3.52)$$

De acuerdo a la ley de conservación de la energía, el torque electromagnético puede expresarse como:

$$T_e = \frac{P_e}{w_m} \quad (3.53)$$

Donde  $w_m$ , es la velocidad angular del eje del motor (velocidad mecánica). Reemplazando la ecuación (3.31) en la ecuación (3.52), se obtiene la expresión final para el torque electromagnético del motor.

$$T_e = \frac{P_e}{w_m} = \frac{3}{2}\frac{w_e}{w_m}[\lambda_m i_{qs} + (L_{ds} - L_{qs})i_{ds}i_{qs}] \quad (3.54)$$

Dónde:

$$w_m = \frac{w_e}{N_p} \quad (3.55)$$

Siendo  $N_p$  el número de pares de polos del motor, luego reemplazando (3.55) en (3.54) se tiene la expresión final para el torque electromagnético desarrollado por el PMSM.

$$T_e = \frac{P_e}{w_m} = \frac{3}{2} N_p [\lambda_m i_{qs} + (L_{ds} - L_{qs}) i_{ds} i_{qs}] \quad (3.56)$$

El término  $(L_{ds} - L_{qs}) i_{ds} i_{qs}$ , es conocido como el par de reluctancia. Este par de reluctancia es diferente de cero en máquinas sincrónicas de imanes permanentes con polos salientes (IPMSM), debido a la diferencia en las inductancias de los ejes d y q, producidos por la estructura de los imanes del rotor. En el PMSM de polos lisos (SPMSM), el par de reluctancia es cero debido a que las inductancias en los ejes d y q son iguales; puesto que la estructura del entrehierro es uniforme.

Por consiguiente para el PMSM de polos lisos el torque electromagnético viene dado por la siguiente expresión:

$$T_e = \frac{P_e}{w_m} = \frac{3}{2} N_p [\lambda_m i_{qs}] \quad (3.57)$$

### 3.5 Características y especificaciones del PMSM utilizado en las pruebas experimentales

EL PMSM utilizado en las pruebas experimentales tiene las siguientes características [25]

Potencia:	1000 W
Torque nominal:	505 N-cm
Torque máximo instantáneo:	1.515 N-cm
Velocidad nominal:	3.000 RPM
Corriente nominal:	4.8 A
Corriente instantánea máxima:	16,5 A
Inercia del rotor:	7.82 K/cm <sup>2</sup>
Codificador incremental:	2.500 ppr
Peso:	6.8 Kgf
Temperatura de operación:	0 C a 40 C
	(RH abajo del 90 %) sin condensación.

Temperatura de almacenamiento: -20 C a 60 C  
 (RH abajo del 90 %) sin condensación.  
 Protección termostática: Conmutador termostático a 135 C +/- 5 %

Las dimensiones del motor se muestran en la figura (3.4)

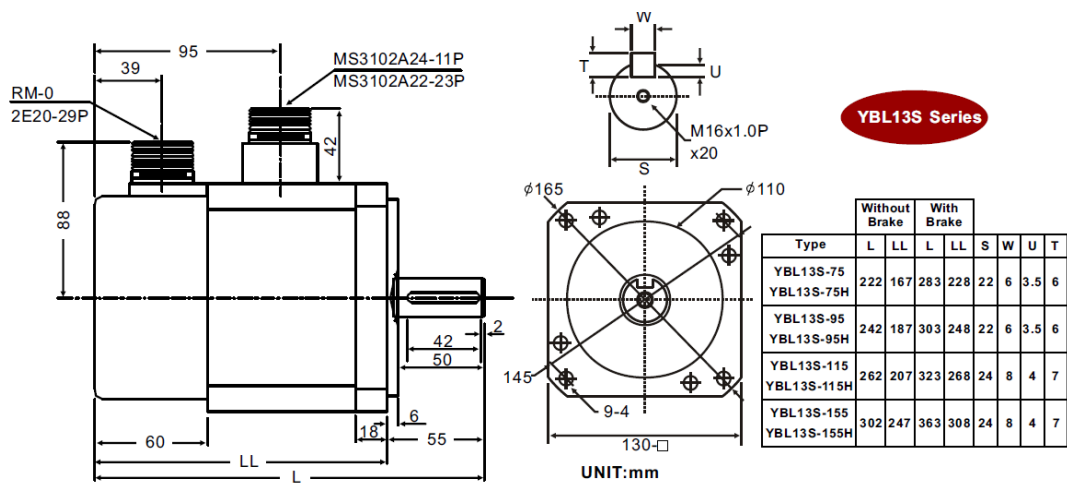


Figura 3.4: Dimensiones del motor YBL13S-75.

En la figura 3.5, se muestra el PMSM, ensamblado en la base de aluminio; esta base fue diseñada para acoplar el motor YELI YBL13S75-Z, a la bancada de motores TERCO del Laboratorio de Electrónica de Potencia.



**Figura 3.5: Vista superior del PMSM YBL30S-75-Z.**

En la figura 3.6, se observa el interior del PMSM, de 12 caras polares donde están ubicados los bobinados del estator y las ocho polos ubicados en la superficie del rotor. Nótese que la disposición y distribución de los imanes en el rotor (motor de polos lisos), permiten que el entrehierro sea espacialmente uniforme.

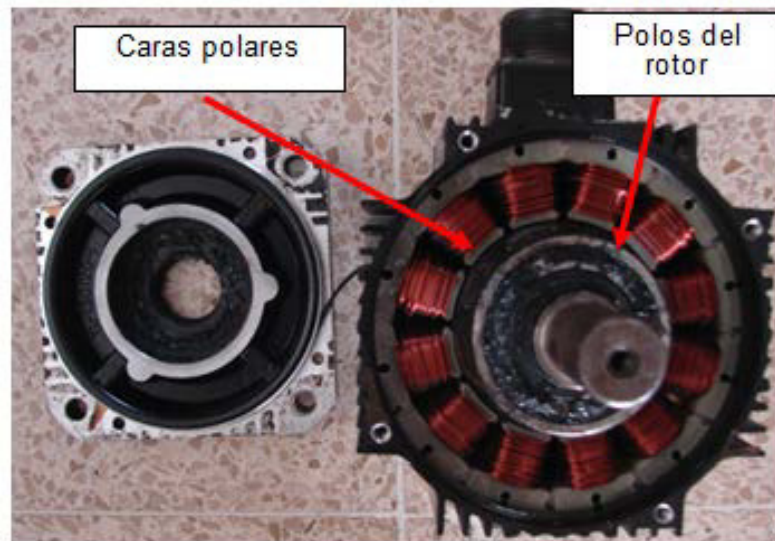


Figura 3.6: Vista del lado motriz del PMSM.

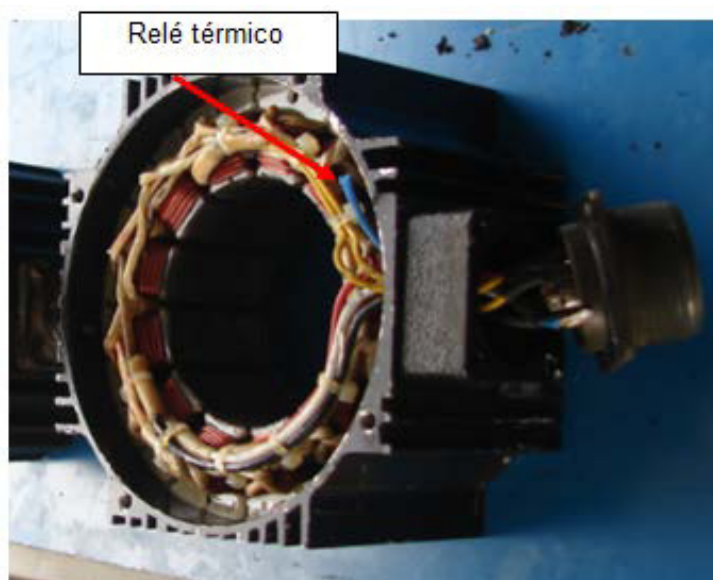
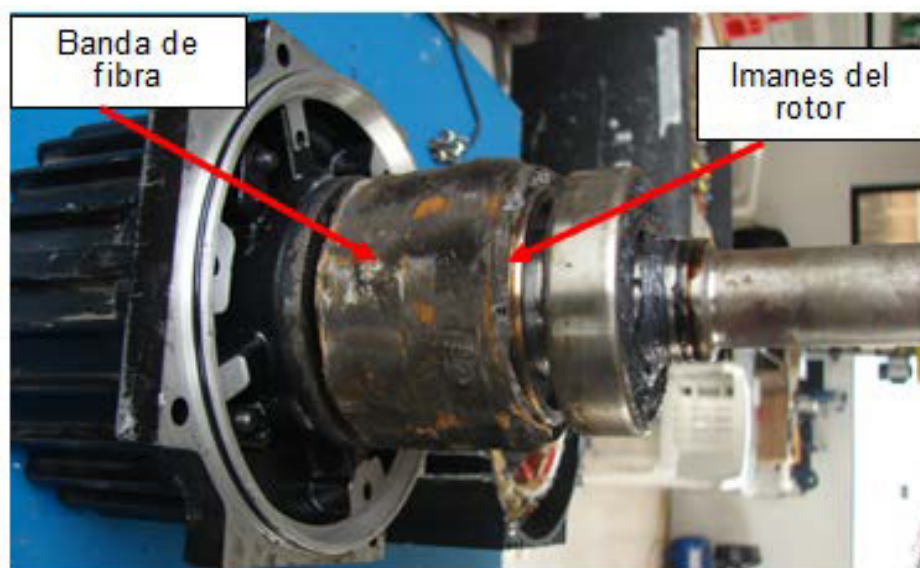


Figura 3.7: Vista del lado no motriz del PMSM.

En la figura 3.7, se muestra el relé térmico del PMSM. Originalmente el motor no trae el relé térmico (opcional), por consiguiente se le acoplo este dispositivo en una de las bobinas del PMSM (TP2 Series Thermal Protector 70 grados centígrados).

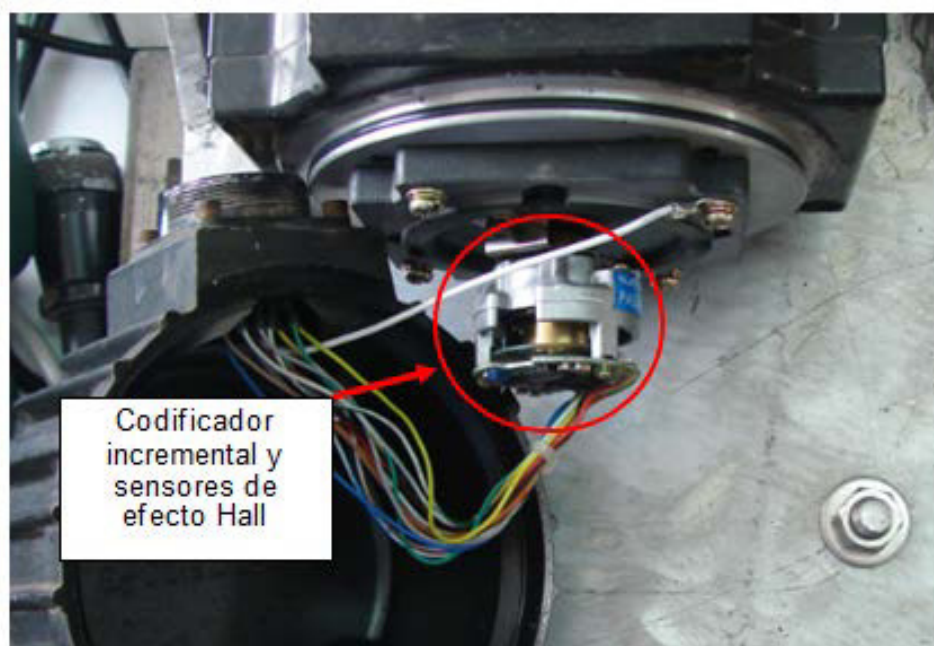
En la figura 3.8, se muestra la disposición de los imanes del rotor y la banda de fibra que brinda una protección extra a los imanes del rotor (ocho), que están pegados en la superficie externa del mismo.



**Figura 3.8: Rotor del PMSM YBL13S-75.**

En la figura 3.9 se muestra, el ensamblaje que contiene el sensor incremental y sensores de efecto Hall, en un mismo dispositivo acoplado al eje del rotor. El sensor es marca SUMTAK modelo LHE-030-2500 de: 2500 pulsos por revolución.





**Figura 3.9: Codificador incremental y sensores de efecto Hall.**

Finalmente, en la figura 3.10, se muestra el PMSM YBL13S-75, durante el proceso de pruebas experimentales con el equipo MACI-2012 y la bancada de motores TERCO.

Se puede apreciar (Fig. 3.10), la estructura donde va montado el motor, que fue diseñada para el acoplamiento con el generador DC de la bancada de motores TERCO o el freno de corrientes de Eddy.



**Figura 3.10: Equipo MACI-2012 con la bancada de motores TERCO.**

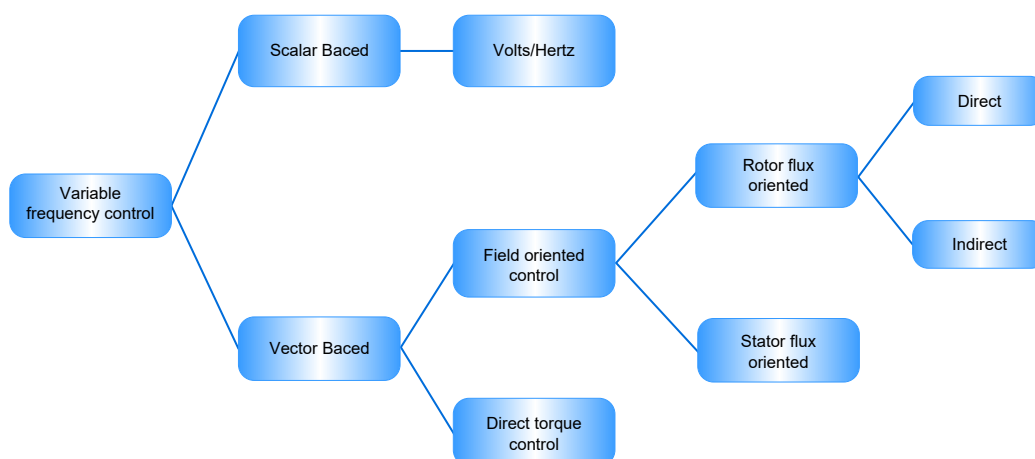
## **CAPÍTULO 4**

### **TÉCNICAS DE CONTROL ESCALAR (V/F) Y CONTROL DE CAMPO ORIENTADO (FOC) PARA ACCIONAMIENTOS DE MOTORES SINCRÓNICOS DE IMANES PERMANENTES**

#### **4.1 Introducción**

Durante los últimos años, el campo de estudio e investigación de los accionamientos de velocidad variable para motores eléctricos (VSD), ha sufrido una acelerada expansión y crecimiento, debido principalmente a los avances alcanzados en el campo de los semiconductores; tanto para las secciones de potencia como para las de control, que finaliza con la microelectrónica, los microprocesadores y los procesadores digitales de señales [27]. Estas mejoras tecnológicas han permitido el desarrollo efectivo de los accionamientos (driver's) para el control de motores AC en general; y, en particular para los motores sincrónicos de imanes permanentes (PMSM); con secciones de potencia de mayor eficiencia (menos disipación de potencia) y estructuras de control con mayor exactitud. El control de

accionamientos eléctricos se hace más exacto en el sentido de que, no únicamente se controlan las magnitudes de los voltajes y corrientes como sucede en el control escalar o V/F; sino que, las corrientes y voltajes trifásicos son administradas por el denominado control vectorial. En este capítulo se describe la técnica básica de control escalar (V/F) y la forma más eficiente de los esquemas de control vectorial denominado: control de campo orientado (**Field Oriented Control= FOC**).



**Figura 4.1: Clasificación básica de las técnicas de control utilizadas con el PMSM.**

En la figura 2.1, se muestra la clasificación básica de las técnicas de control utilizadas con el PMSM [28].

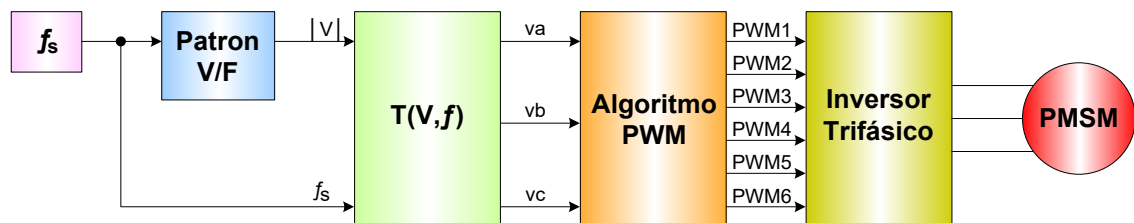
#### **4.2 Control escalar (V/F) en lazo abierto para motores sincrónicos de imanes permanentes.**

Las estructuras de control para motores AC, generalmente aplican al motor tres voltajes sinusoidales desplazados en 120 grados, a las tres fases del estator. En la mayoría de accionamientos tradicionales, la generación de las ondas sinusoidales está basada en las características electromecánicas y en el modelo equivalente del motor en estado estable; tal como sucede con el control escalar. Por consiguiente, el sistema de control luce como tres sistemas monofásicos separados, en lugar del control de un sistema trifásico único; algunas de las mayores desventajas de esta aproximación son las siguientes:

- El modelo y características utilizadas para el motor son únicamente válidas para estado estable. Esto origina que el control permita altos transitorios de voltaje y elevados picos de corriente; estos factores no únicamente contribuyen negativamente sobre el desempeño y conducta dinámica del accionamiento, si no que se afecta la eficiencia de conversión del sistema. Adicionalmente los componentes de la sección de potencia deben ser sobredimensionados para soportar los transitorios eléctricos.
- Mucha dificultad de controlar las variables con referencias sinusoidales. Los reguladores PI no realizan la regulación sinusoidal sin afectar negativamente la conducta dinámica del sistema, y los controladores con

histéresis producen ruido con alto ancho de banda en el sistema, que es difícil de filtrar.

- No se administra los desbalances en el sistema trifásico y no se considera la interacción entre fases.
- Finalmente la estructura del control debe ser dedicada de acuerdo al tipo de motor (sincrónico o asincrónico).



**Figura 4.2: Esquema básico para el control de velocidad escalar (V/F) del PMSM en lazo abierto.**

La figura 4.2, muestra el diagrama de bloques del algoritmo de control en lazo abierto más simple, para el motor sincrónico de imanes permanentes, que es el conocido control escalar o control Voltaje-Frecuencia (V/F). Este método también es aplicable a otros tipos de máquinas eléctricas tales como los motores de inducción y maquinas sincrónicas de rotor devanado [23].

La fuerza contra-electromotriz (FEM) en los devanados del estator es proporcional a la velocidad de rotación del rotor, si los enlaces del flujo magnético producido por los imanes del rotor del PMSM ( $\lambda$ ) es constante. Lo que implica que el voltaje aplicado a los devanados del estator del motor es aproximadamente proporcional a la velocidad de rotación del rotor.

$$|V| = |E|2\pi f\lambda \quad (4.1)$$

Dónde:

**V**: es el voltaje trifásico aplicado al estator.

**E**: es la fuerza contra-electromotriz inducida en los devanados del estator.

$f$  : es la frecuencia del voltaje trifásico.

$\lambda$ : es el flujo magnético producido por los imanes del rotor.

Luego, el control Voltaje-Frecuencia (V/F) en lazo abierto, genera un voltaje de control fundamentado en la velocidad que se desea para la máquina y la relación V/F, que es aproximadamente igual a  $2\pi\lambda$  (constante).

Al bloque, donde se programa la relación lineal V/F, solo le interesa las magnitudes escalares. En este bloque se calcula la magnitud del voltaje que se debe aplicar al estator, de tal manera que la relación entre el voltaje del estator y la frecuencia se mantenga constante. Un incremento en la

frecuencia para producir un aumento en la velocidad debe ir acompañado de un incremento en la magnitud del voltaje del estator. Nótese que en el PMSM, la velocidad y la frecuencia están relacionadas linealmente.

El bloque T(V,f), aplica una matriz de transformación desde un marco de referencia rotativo sincrónico a un marco de referencia trifásico estacionario. La entrada es un vector de magnitud  $|V|$  que rota a una frecuencia angular  $\omega$  ( $\omega=1/f$ ) y la salida es un patrón sinusoidal definido en un marco de referencia fijo (a, b, c). Cuando se utiliza el algoritmo de modulación de ancho de pulso sinusoidal (SPWM), las salidas del bloque T(V,f), están definidas por:

$$\begin{aligned}v_a &= V\cos(\theta) \\v_b &= V\cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) \\v_c &= V\cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right)\end{aligned}\tag{4.2}$$

La fase de las señales modulantes ( $v_a$ ,  $v_b$  y  $v_c$ ), no tiene relación con la posición del rotor (sincronismo entre el voltaje aplicado y la posición del rotor). El voltaje trifásico que se desea generar (ecuación 4.2) es alimentado al bloque donde se implementa el algoritmo PWM, que se encarga de generar el patrón de conmutación de los elementos de potencia del inversor trifásico (PWM1 a PWM6). El patrón de señales conmutadas



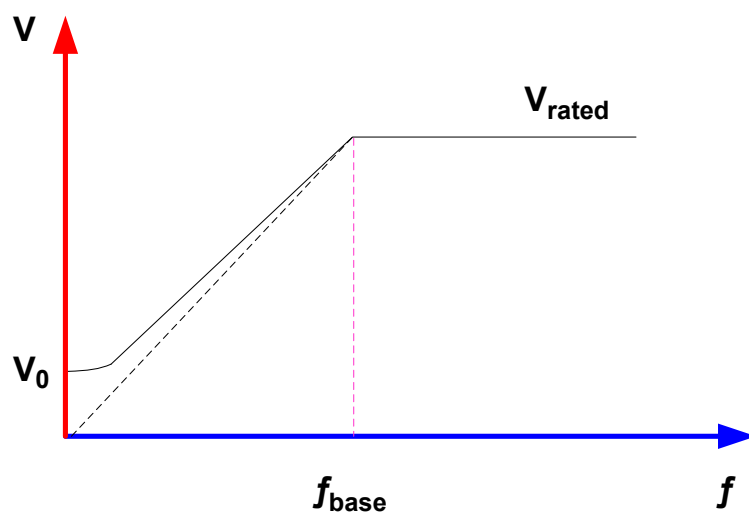
con modulación de ancho de pulso que se aplica al PMSM tiene una componente fundamental determinada por las señales modulantes.

En este punto es conveniente resaltar que: en el bloque de generación de las señales modulantes y el bloque que contiene el algoritmo PWM, normalmente se utiliza la técnica de modulación de ancho de pulso sinusoidal (SPWM); pero estos bloques pueden ser seleccionados para otras técnicas tales como: la modulación de ancho de pulso con la técnica del vector espacial (SVPWM), inyección de tercera armónica a las señales modulantes sinusoidales, etc.

El ángulo entre el vector de voltajes que se aplica al motor y el vector de los enlaces de flujo del rotor, se ajusta automáticamente según las condiciones de carga del motor.

La selección de la curva V/F, juega un papel importante durante los procesos de arranque y aceleración suaves del motor. En la figura (4.3) se muestra la curva típica del voltaje del estator en función de la frecuencia del voltaje aplicado al PMSM. La línea punteada representa el voltaje teórico para operar la maquina en el modo V/F; en la práctica siempre se necesita reforzar el voltaje para arrancar la maquina desde la posición de reposo (líneas solidas). Una vez que se establece la sincronización de los enlaces de flujo generados en el estator y los enlaces de flujo generado por los

imanes del rotor (en esta tarea no interviene el control) el voltaje aplicado al estator debe ser proporcional a la frecuencia de rotor.



**Figura 4.3: Patrón V/F.**

Cuando la frecuencia y por consiguiente velocidad del rotor alcanza su valor nominal, el voltaje alcanza también su nivel nominal. El voltaje se mantiene en el valor nominal ( $V_{rated}$ ) y el motor entra en la zona de operación de debilitamiento de campo.

El control V/F es el método de control de más bajo costo, puesto que teóricamente no se necesitan: detectores de corriente, información de voltajes, ni determinación de la posición del rotor; y el control V/F ofrece un desempeño adecuado para operación en estado estable. Generalmente la

curva de control V/F para diferentes tipos y niveles de carga en el eje del motor, se obtiene por métodos empíricos.

Para aplicaciones que requieren respuestas transitorias más rápidas, este método no proporciona un desempeño satisfactorio. En realidad, el método V/F falla bajo condiciones transitorias y condiciones de carga pesadas, debido a la pérdida momentánea de sincronización entre los flujos del estator y rotor [23]. Es importante puntualizar que el control V/F, se aplica a muchos tipos de máquinas AC trifásicas, tales como motores de inducción.

En la industria los diferentes fabricantes de accionamientos, incluso dan la posibilidad de elegir el tipo de control (vectorial o V/F), según el tipo de aplicación. Pero es conveniente recalcar que el V/F que se utiliza, tiene algún método de estabilización para mejorar la respuesta dinámica del sistema; y, aplican el voltaje del estator en sincronización con la posición del rotor para obtener el máximo torque del PMSM. En realidad son controles vectoriales con orientación de campo, donde se cumple la relación V/F. Este método se elige por ejemplo, cuando el accionamiento moviliza varios motores en paralelo.

### **4.3 Control de campo orientado (FOC) para motores sincrónicos con rotor de imanes permanentes**

El control de campo orientado (**FOC**=**F**ield **O**riented **C**ontrol) está basado en tres aspectos principales:

- Los voltajes y corrientes de la maquina son expresados como vectores espaciales.
- La transformación de un sistema trifásico dependiente de la velocidad y el tiempo a un sistema de dos coordenadas invariante en el tiempo.
- La generación de un patrón de modulación de ancho de pulso fundamentado en la teoría del vector espacial (SVPWM).

Gracias a estos factores, el control de los motores AC adquiere todas las ventajas obtenidas en el control de los motores DC; y, además se eliminan las desventajas de la conmutación mecánica de este último. Adicionalmente con esta estructura de control (FOC), se obtiene un control exacto tanto en condiciones de estado estable como transitorias, dando lugar a una performance dinámica elevada, en términos de respuesta en el tiempo y optimización en la conversión de energía [27].

- El método de control vectorial necesita de mayor cantidad de cálculos que los esquemas tradicionales de control y que puede ser resuelta por el uso

de unidades de cálculo provistas en los procesadores digitales de señales (**DSP**) con las siguientes ventajas (28).

- Elevado torque y bajas corrientes durante el proceso de arranque
- Capacidad de pleno torque a bajas velocidades
- Mejor conducta dinámica
- Alta eficiencia para cada punto de operación en un amplio rango de velocidades
- Control independiente del torque y flujo (similar al motor DC)
- Capacidad de sobrecarga instantánea
- Aumento del rango de velocidad mediante el debilitamiento del campo
- Operación en cuatro cuadrantes

El control de campo orientado (FOC), consiste en el control de las componentes de la corriente del estator, representadas vectorialmente. El FOC, está basado en las proyecciones que transforman un sistema trifásico dependiente de la velocidad y el tiempo en un sistema de dos coordenadas (coordenadas  $d$  y  $q$ ) invariante en el tiempo. Estas proyecciones dan lugar a una estructura similar a la del control de un motor DC. Los motores controlados por la orientación del campo, necesitan dos constantes como

entradas de referencia: la componente de torque (alineada con la coordenada q) y la componente de flujo (alineada con la coordenada d). Como el control de orientación del campo está basado simplemente en las proyecciones, entonces la estructura de control maneja entidades eléctricas instantáneas. Esto hace al sistema de control exacto, tanto para operación en estado estable como transitorio e independiente de la limitación de ancho de banda del modelo matemático en estado estable del motor.

El FOC resuelve de esta manera los problemas del esquema de control escalar (V/F) y tiene las siguientes características: [23].

- Facilidad de seguir referencias constantes (componentes de torque y componentes de flujo de la corriente del estator) mediante controladores PI.
- Facilidad de aplicar control de torque directo, debido a que en el marco de referencia (d, q) la expresión del torque es [23].

$$T_e = \frac{P_e}{\omega_m} = \frac{3}{2} N_p [\lambda_m i_{qs} + (L_{ds} - L_{qs}) i_{ds} i_{qs}] \quad (4.3)$$

Si la componente de la corriente del estator que produce flujo ( $i_{ds}$ ) se hace cero, entonces el torque del motor puede expresarse como:

$$T_e = \frac{P_e}{\omega_m} = \frac{3}{2} N_p [\lambda_m i_{qs}] \quad (4.4)$$

Bajo estas condiciones, el flujo del entrehierro del motor sincrónico de imanes permanentes se debe enteramente a la amplitud del flujo creado por los imanes del rotor ( $\lambda_m$ ). La estrategia de control consiste entonces en: maximizar el producto de los vectores de flujo y la componente del vector de corriente que produce torque ( $i_{qs}$ ); en otras palabras, dado que este es un producto vectorial, se tienen que conseguir que estos dos vectores estén sincronizados a un ángulo de 90 grados; Esto significa que el vector del voltaje aplicado al estator debe ser generado de tal manera que se cumpla con este requerimiento.

Con el FOC, se consigue que haya una relación lineal entre el torque ( $T_e$ ) del motor y la componente de la corriente del estator que produce torque ( $i_{qs}$ ). Con este esquema se consigue que el PMSM, se comporte de una manera similar al motor DC con escobillas y campo de imanes permanentes o de excitación separada.

#### **4.3.1 Definición y proyecciones del vector espacial**

Los voltajes, corrientes y flujos trifásicos de los motores AC se pueden analizar en función de vectores espaciales complejos [20]. Con relación a las corrientes, el vector espacial se define como sigue.

Asumamos que las corrientes  $i_a$ ,  $i_b$  e  $i_c$ , son las corrientes instantáneas en las tres fases del estator, luego el vector complejo que representa la corriente del estator se define por [27].

$$\vec{i}_s = i_a + \alpha i_b + \alpha^2 i_c \quad (4.5)$$

Dónde:

$$\alpha = e^{j\frac{2\pi}{3}t} \quad (4.6)$$

$$\alpha^2 = e^{j\frac{4\pi}{3}t} \quad (4.7)$$

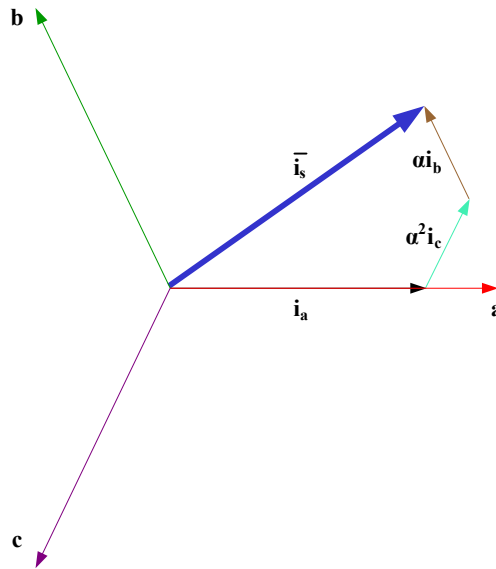
Representan los operadores espaciales. En la figura 4.4, se muestra el diagrama del vector espacial complejo de la corriente del estator conjuntamente con los ejes a, b y c del sistema trifásico.

El vector espacial de la corriente representa al sistema trifásico sinusoidal; pero todavía se necesita que sea transformado en un sistema de dos coordenadas e invariable en el tiempo. Esta transformación se la puede dividir en dos etapas: [27].

La transformada de Clarke, que da lugar a un sistema de dos coordenadas variante en el tiempo.

$$(a, b, c) \Rightarrow (\alpha, \beta) \quad (4.8)$$





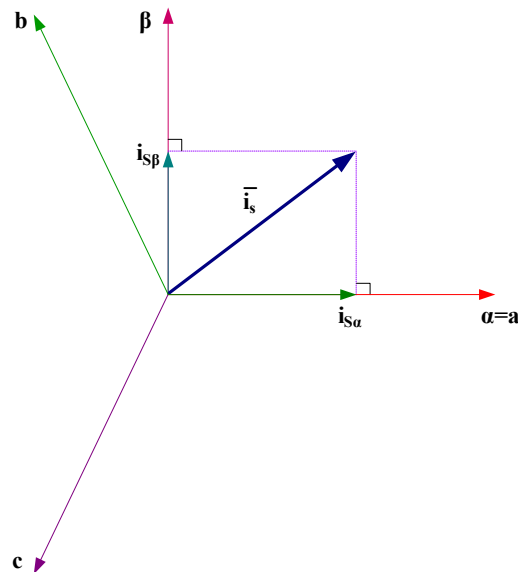
**Figura 4.4: Diagrama del vector espacial de la corriente del estator y sus componentes en el marco de referencia: (a, b, c).**

La transformada de Park, que da lugar a un sistema de dos coordenadas invariante en el tiempo.

$$(\alpha, \beta) \Rightarrow (d, q) \quad (4.9)$$

Estas transformaciones son la base fundamental del control FOC, y se explican de manera simplificada en los siguientes apartados, puesto que sus definiciones generalizadas fueron ampliamente analizadas en el Capítulo 3.

### 4.3.1.1 La transformada de Clarke



**Figura 4.5: Vector espacial de la corriente del estator y sus componentes en el marco de referencia (a, b, c) y  $(\alpha, \beta)$ .**

El vector espacial puede ser referido a otro marco de referencia con únicamente dos ejes ortogonales denominados  $(\alpha, \beta)$

Asumiendo que el eje a y el eje alfa están en la misma dirección, entonces se tiene el diagrama vectorial mostrado en la figura 4.5

Las proyecciones que modifican el sistema trifásico en un sistema ortogonal bidimensional  $(\alpha, \beta)$  se representan por las siguientes ecuaciones:

$$i_{s\alpha} = i_a \quad (4.10)$$

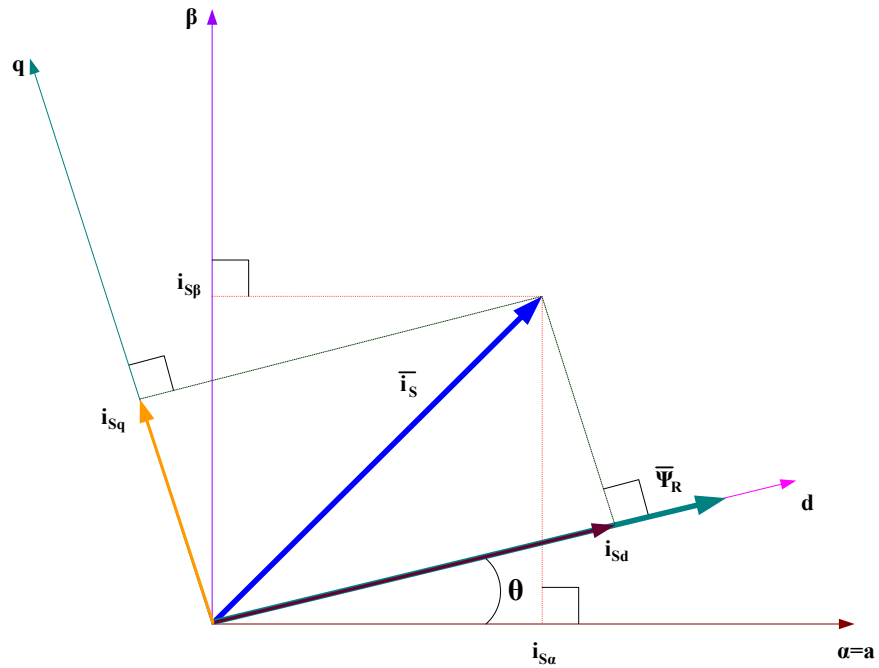
$$i_{s\beta} = \frac{1}{\sqrt{3}}i_a + \frac{2}{\sqrt{3}}i_b \quad (4.11)$$

Debido a que  $i_a$  e  $i_b$  son entidades de naturaleza sinusoidal dependientes del tiempo y velocidad (frecuencia angular  $w$ ); se concluye que estas dos componentes son todavía dependientes del tiempo y velocidad.

#### 4.3.1.2 La transformada de Park

Esta es la transformación más importante en el control de campo orientado (FOC). En realidad estas proyecciones modifican el sistema ortogonal de dos fases  $(\alpha, \beta)$  en un marco de referencia rotativo (d,q).

Si consideramos el eje d alineado con el flujo del rotor, tal como se muestra en el diagrama de la figura 4.6, y si además el marco de referencia d, q rota con la misma velocidad del rotor; entonces el vector de la corriente del estator, rotará conjuntamente con los ejes d y q. Esto implica que las componentes  $i_{sd}$  e  $i_{sq}$  son invariables para un observador en el marco rotativo.



**Figura 4.6: Vector espacial de la corriente del estator y sus componentes en el marco de referencia estático; y, el marco de referencia rotativo (d, q).**

En la figura 4.6,  $\theta$  representa la posición del flujo del rotor. Las componentes de flujo y torque del vector de corriente, se determinan por las siguientes ecuaciones:

$$i_{sd} = +i_{s\alpha} \cos(\theta) + i_{s\beta} \sin(\theta) \quad (4.12)$$

$$i_{sq} = -i_{s\alpha} \sin(\theta) + i_{s\beta} \cos(\theta) \quad (4.13)$$

Estas componentes son dependientes de las componentes  $(\alpha, \beta)$  del vector de corriente y de la posición del flujo del rotor. Si nosotros conocemos la posición exacta del rotor, luego por estas

proyecciones, las componentes (d, q) se hacen constantes; claro está, si se observan desde el marco de referencia rotativo.

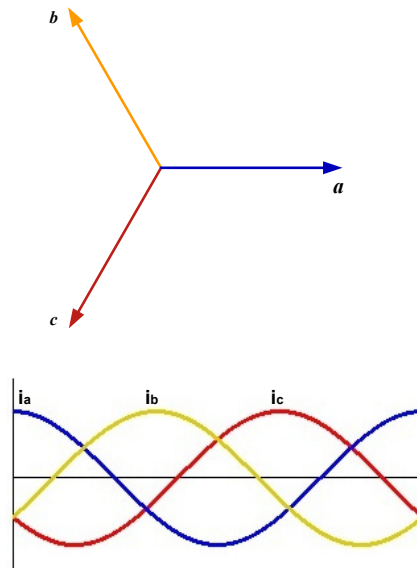
Se ha obtenido un sistema de dos coordenadas  $\begin{pmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \end{pmatrix}$  con las

siguientes características:

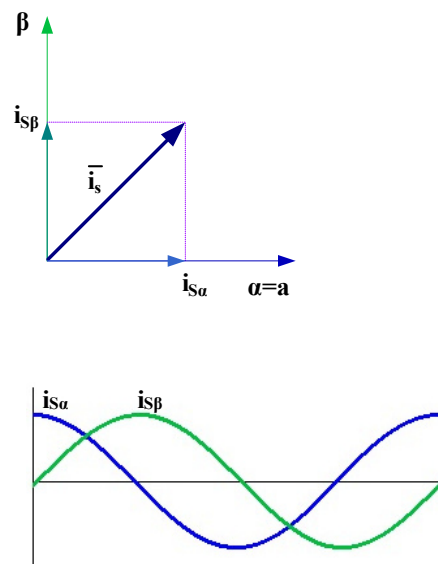
- Un sistema de dos coordenadas invariante en el tiempo.
- Con  $i_{sd}$  (componente del flujo) e  $i_{sq}$  (componente del torque) se posibilita y facilita el control directo del torque.

En las figuras: 4.7, 4.8 y 4.9, se muestran los cambios que sufren las proyecciones en los diferentes marcos de referencia, cuando se aplican las transformaciones de Clarke y Park. Donde se observa con claridad que en el marco de referencia rotativo las componentes de la corriente de estator son constantes [28].

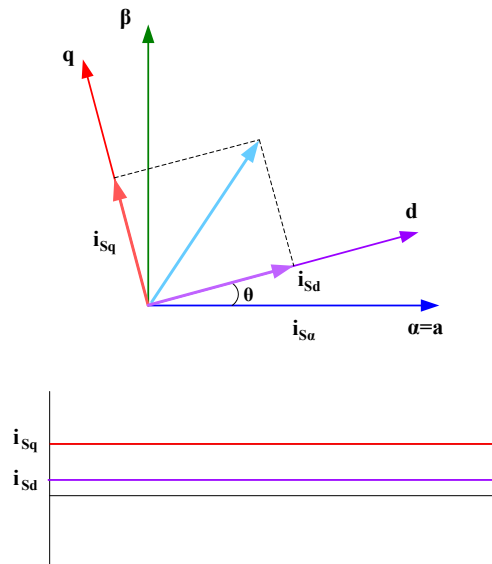
Uno de los aspectos de mayor interés en estos procesos de transformaciones, es que la corriente del estator se descompone en la corriente que produce torque ( $i_q$ ) y la corriente que produce flujo ( $i_d$ ); y además, se facilita su control mediante controladores PID clásicos.



**Figura 4.7: Marco de referencia estacionario trifásico (120 grados).**



**Figura 4.8: Marco de referencia estacionario de dos fases (aplicación de la transformada de Clarke).**



**Figura 4.9: Marco de referencia rotativo (aplicación de la transformada de Park).**

#### 4.3.1.3 La transformada inversa de Park

Introduciremos, de esta transformación de voltajes, únicamente las ecuaciones que modifican el voltaje en el marco de referencia rotativo (d, q) en un sistema ortogonal de dos fases.

$$V_{S\alpha ref} = V_{Sdref} \cos(\theta) - V_{Sqref} \sin(\theta) \quad (4.14)$$

$$V_{S\beta ref} = V_{Sdref} \sin(\theta) + V_{Sqref} \cos(\theta) \quad (4.15)$$

Las salidas de este bloque son las componentes del vector de referencia, que denominaremos  $\vec{V}_{Sref}$ . Entonces,  $\vec{V}_{Sref}$  es el vector espacial de voltaje que debe ser aplicado a las fases del motor y

que se sintetiza a mediante modulación de ancho de pulso con la técnica del vector espacial (SVPWM).

#### 4.3.2 Esquema básico del control de corriente en lazo cerrado con control de campo orientado.

En la figura 4.10, se muestra el esquema básico del control de corriente en lazo cerrado con control de campo orientado (FOC) [29].

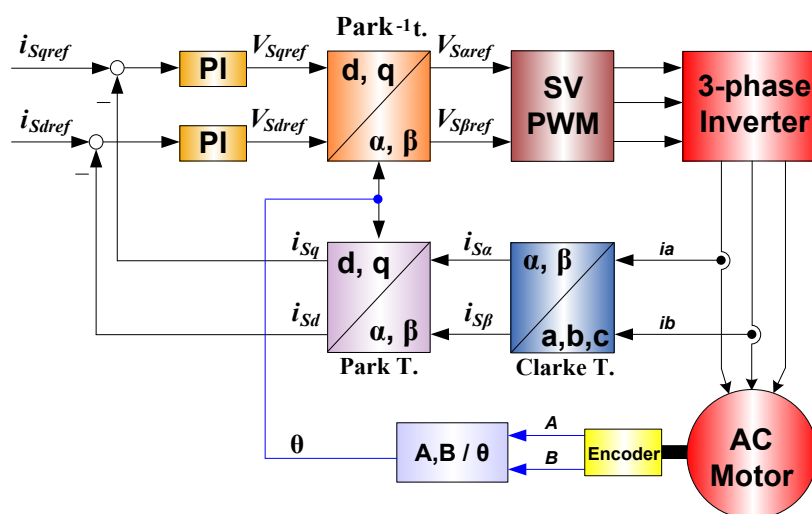


Figura 4.10: Esquema básico del FOC para el control en lazo cerrado de las componentes de la corriente del estator del PMSM.

Nótese en la figura 4.10, que únicamente se miden las corrientes en las dos fases de salida del inversor. Estas mediciones alimentan el módulo de transformación de Clarke. Las salidas de estas proyecciones son denominadas  $i_{S\alpha}$  e  $i_{S\beta}$ . Estas dos componentes de la corriente son las



entradas para el bloque con la transformada de Park, que coloca a la corriente en el marco de referencia rotativo. Las componentes  $i_{sd}$  e  $i_{sq}$  se comparan con las referencias  $i_{sdref}$  (la referencia de flujo) e  $i_{sqref}$  (la referencia de torque). En este punto, la estructura del control muestra una ventaja interesante; esta técnica puede ser utilizada para maquinas sincrónicas o de inducción simplemente cambiando la referencia de flujo y con la obtención de la posición del flujo del rotor  $\theta$ . Como en los motores sincrónicos de imanes permanentes el flujo del rotor es fijo (determinado por los imanes del rotor) no hay la necesidad de crearlo; luego cuando se controle un motor sincrónico de imanes permanentes (PMSM),  $i_{sdref}$  debe ser colocada en cero. Un motor de inducción para que opere apropiadamente necesita la creación del flujo del rotor, luego la referencia de flujo es distinta de cero. Esto resuelve de manera simple uno de los grandes retos de las estructuras de control clásico que es la portabilidad de los accionamientos para la conversión de sincrónicos a asincrónicos [29].

Las salidas de los reguladores proporcionales-integrales (PI) de corriente son  $V_{sdref}$  y  $V_{sqref}$  que son precisamente las componentes del vector de referencia del voltaje del estator en el marco de referencia rotativo  $(d, q)$ . El bloque con la transformada inversa de Park transforma las

proyecciones en el marco de referencia rotativo al marco de referencia estacionario  $(\alpha, \beta)$  y su salida son las componentes:  $V_{S\alpha ref}$  y  $V_{S\beta ref}$ .

El bloque SVPWM en base a estas componentes sintetiza las señales de conmutación requeridas por la sección de potencia del inversor (IGBT's).

Nótese que tanto las transformaciones de Park como la transformación inversa de Park necesitan de la información de la posición del flujo del rotor ( $\theta$ ). La obtención de la posición del flujo del rotor depende del tipo de maquina AC (sincrónica o asincrónica).

En conclusión los requerimientos fundamentales para el control de orientación de campo son:

- La captación de las dos fases de corriente del motor, puesto que cuando los devanados del motor están conectados en estrella o delta, se conoce indirectamente la corriente en la tercera fase, dado que:

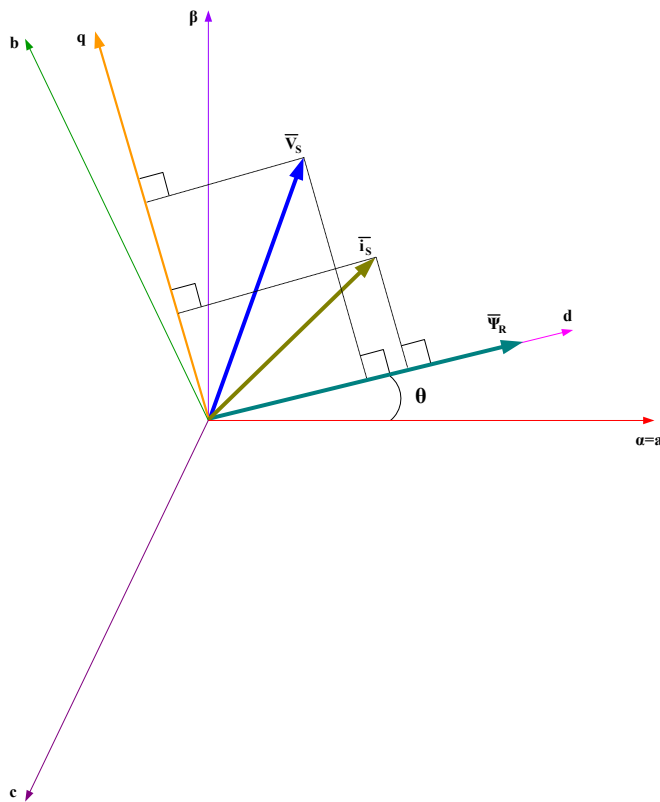
$$i_a + i_b + i_c = 0$$

- La posición el flujo del rotor:  $\theta$

Las corrientes de las dos fases, luego de ser captadas y sometidas a un proceso de amplificación y filtrado de ruidos son muestreadas y convertidas a señales digitales por el convertidor analógico-digital (A/D). La operación óptima del FOC, depende de la exactitud de la medición de estas dos corrientes.

#### 4.3.2.1 Posición del flujo magnético del rotor

El conocimiento de la posición del flujo del rotor es la esencia misma del control de orientación de campo. En realidad si hay un error en la determinación de esta variable entonces el flujo del rotor no está alineado con el eje d; luego,  $i_{sd}$  e  $i_{sq}$  son medidas incorrectas de las componentes de flujo y torque de la corriente del estator.



**Figura 4.11: Vectores espaciales del voltaje, corriente y flujo del rotor en el marco de referencia rotativo (d, q) y sus relaciones con los marcos de referencia estacionarios (a, b, c) y  $(\alpha, \beta)$ .**

En la figura 4.11 se muestran: los marcos de referencia (a, b, c),  $(\alpha, \beta)$  y (d, q), la posición correcta del flujo del rotor y los vectores espaciales de voltaje y corriente que rotan con el marco de referencia (d, q) a la velocidad de sincronismo. Nótese en este diagrama la alineación sincronizada entre el eje d y la posición del vector de flujo producido por el rotor.

En la máquina de inducción la velocidad del rotor no es igual a la velocidad del flujo del rotor (hay un deslizamiento en la velocidad), luego se necesitan métodos diferentes para el cálculo de  $\theta$ . El método básico y más empleado se basa en el modelo de corrientes que requiere dos ecuaciones del modelo del motor en el marco de referencia (d, q).

En conclusión, gracias a las técnicas del FOC se hace posible controlar directa y separadamente el flujo y torque de las máquinas AC. Las máquinas AC con control de orientación de campo tienen todas las ventajas de las máquinas DC. El control instantáneo de entidades separadas permite la administración exacta de las condiciones transitorias y de estado estable. Adicionalmente a estas ventajas, las máquinas AC con control de orientación del campo resuelven los problemas de la conmutación mecánica asociada a las máquinas DC.

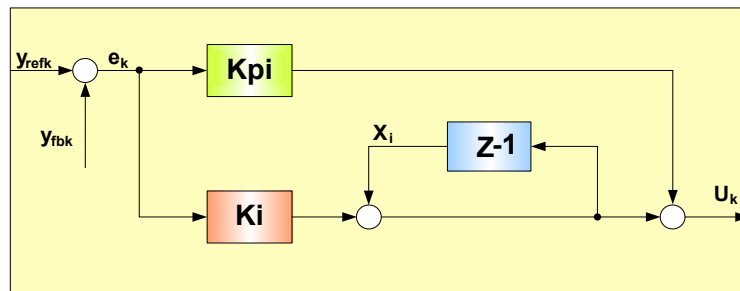
El uso del DSP TMS320F2812 proporciona alta potencia de cálculo en el CPU y con periféricos versátiles y dedicados al control de motores, hacen que el uso de las maquinas DC haya caído en la obsolescencia en términos de eficiencia en la conversión y la confiabilidad del sistema cuando se lo compara con máquinas AC controladas con FOC.

#### **4.3.2.2 Controladores proporcionales-integrales (PI)**

Los accionamientos eléctricos con control de orientación del campo, requieren dos constantes como parámetros de control: la referencia para la componente de torque,  $i_{Sqref}$  y la referencia para la componente de flujo  $i_{Sdref}$ . El controlador proporcional integral (PI) tradicional, es adecuado para efectuar las funciones de regulación de las realimentaciones del torque y flujo a los valores deseados; puesto que es capaz de seguir con extrema facilidad referencias constantes, si se eligen adecuadamente las constantes proporcionales ( $K_p$ ) e integrales ( $K_i$ ) que son las responsables de la sensibilidad y el error de estado estable. La expresión numérica que rige la conducta del controlador PI es la siguiente:

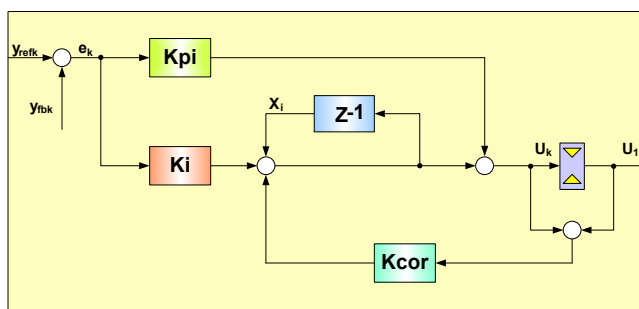
$$U_k = K_p e_k + K_i e_k + \sum_{n=0}^{k-1} e_n \quad (4.16)$$

Que se representa por el diagrama de bloques de la figura 4.12.



**Figura 4.12: Estructura tradicional del regulador PI numérico.**

De acuerdo a (27), el punto limitante es que durante la operación normal del regulador PI o durante las pruebas, las variaciones grandes del valor de referencia o perturbaciones de gran amplitud, resulten en la saturación y desborde; tanto de las salidas como las variables del regulador. Si estas variables no son controladas adecuadamente, esta clase de no linealidad afecta negativamente la conducta dinámica del sistema. Para la solución de este problema, una alternativa viable es adicionar a la estructura previa, una corrección al término integral [27], tal como se muestra en la figura 4.13.



**Figura 4.13: Regulador PI numérico con corrección del término integral.**

#### **4.4 Modulación de ancho de pulso basada en el vector espacial**

En el presente proyecto, para el desarrollo del control escalar y el control de campo orientado, se utiliza la técnica de modulación de ancho de pulso basada en el vector espacial (**SVPWM=Space Vector Pulse With Modulation**); por consiguiente, es necesario realizar un análisis detallado de las características principales de este tipo de modulación [30]. Este análisis es de vital importancia para comprender el uso de los bloques Space Vector Generator32 (Magnitude/ Frecuency) y Space Vector PWM32, utilizados en la programación y desarrollo de las pruebas experimentales con VisSim en el capítulo 5.

##### **4.4.1 Análisis de la técnica de modulación de ancho de pulso basada en el vector espacial**

La modulación de ancho de pulso basada en la técnica del vector espacial (SVPWM) suministra a la maquina AC los voltajes de fase

requeridos por la técnica FOC. En el sistema FOC se precisan las componentes D y Q del vector espacial que representa al sistema trifásico de alimentación del estator del PMSM; con estas componentes se debe generar las señales de conmutación de los componentes del inversor, de tal manera que el voltaje trifásico conmutado en el estator tenga una componente fundamental que refleje exactamente las componentes D y Q requeridas.

El método SVPWM, para la generación de las señales de conmutación de los componentes del inversor (IGBT's): optimiza el uso de la barra DC, minimiza el contenido armónico de los patrones de voltaje generados por el inversor y disminuye las pérdidas de conmutación de los elementos de potencia del inversor.

La técnica de modulación SVPWM tiene muchas variantes para su implementación [30]. En el desarrollo que sigue a continuación se utiliza una de las técnicas de más amplio uso en los trabajos de investigación en esta área.



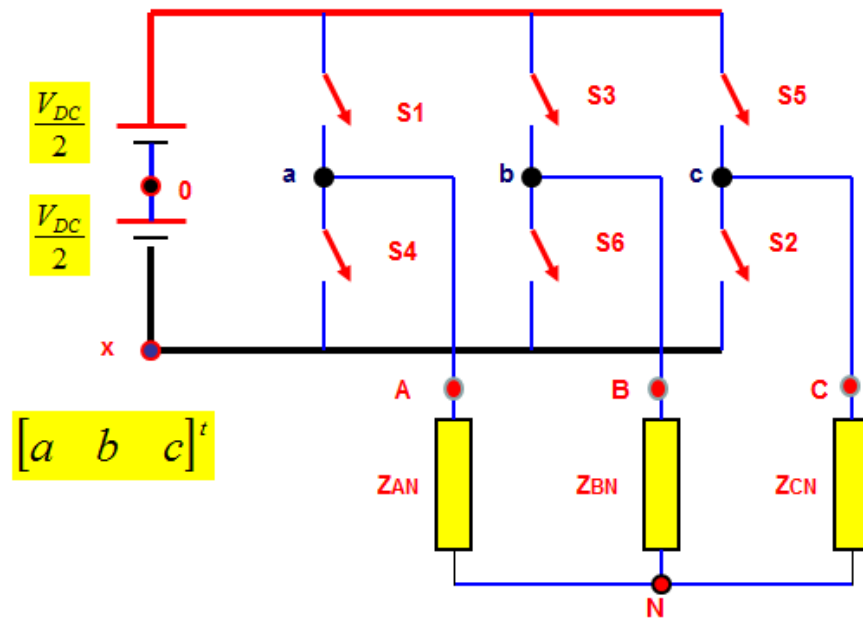


Figura 4.14: Inversor trifásico.

En la figura 4.14, se muestra la estructura típica del inversor trifásico, donde  $V_A$ ,  $V_B$  y  $V_C$  son los voltajes aplicados a los devanados del motor conectado en estrella y  $V_{DC}$  es el voltaje de entrada continuo del inversor (voltaje de la barra DC).

Los seis conmutadores (S1 a S6), pueden ser componentes de potencia tales como: BJT's, GTO's, IGBT's, etc. La secuencia de encendido-apagado de todos estos dispositivos deberá respetar las siguientes condiciones:

- Tres de los conmutadores deberán estar siempre encendidos y tres siempre apagados. A esta técnica se la denomina de conducción por 180 grados.
- Los conmutadores superior e inferior de un mismo ramal son manejados con señales complementarias. De esta manera se inhibe la conducción simultánea de dos dispositivos de un mismo ramal (corto circuito de la barra DC). Se toma muchas precauciones para que no haya superposición en la conducción de los dos conmutadores de un mismo ramal, durante las fases de cambios en las secuencias de conmutación, mediante la adición de tiempos muertos (dead time).

Los voltajes de fase ( $V_A, V_B$  y  $V_C$ ) del inversor trifásico con relación al punto neutro de la carga conectada en estrella pueden expresarse en función de los voltajes de las fases al punto X (barra negativa del inversor trifásico) en notación matricial.

$$\begin{bmatrix} V_A \\ V_B \\ V_C \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \times \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{AX} \\ V_{BX} \\ V_{CX} \end{bmatrix} \quad (4.17)$$

Nótese que  $V_{AX}$  puede únicamente tomar dos valores

$$V_{AX} = \begin{cases} V_{DC} \Rightarrow S_1(on) \wedge S_4(off) \Rightarrow a = 1 \\ 0 \Rightarrow S_1(off) \wedge S_4(on) \Rightarrow a = 0 \end{cases} \quad (4.18)$$

De igual manera  $V_{BX}$  y  $V_{CX}$

Por consiguiente, podemos expresar en notación matricial que:

$$\begin{bmatrix} V_{AX} \\ V_{BX} \\ V_{CX} \end{bmatrix} = V_{DC} \begin{bmatrix} a \\ b \\ c \end{bmatrix} \quad (4.19)$$

Donde  $\begin{bmatrix} a \\ b \\ c \end{bmatrix}$  es el vector de las variables de conmutación del inversor

El vector de las variables de conmutación tiene tres elementos (a, b, c) y cada uno, dos estados posibles (0 y 1); luego el número de combinaciones es:  $2^3 = 8$ ; esto implica que hay ocho vectores que definen enteramente la conducta del inversor.

Designaremos a los vectores como:

$$\vec{V}_n = (a \ b \ c) \wedge n = 1, 2, 3, 4, 5, 6, 7, 8 \quad (4.20)$$

Así, por ejemplo:

$$\vec{V}_1 = (1 \ 0 \ 0) \wedge n = 1 \quad (4.21)$$

Luego los ocho vectores y sus correspondientes estados de conmutación se muestran en la figura 4.15.

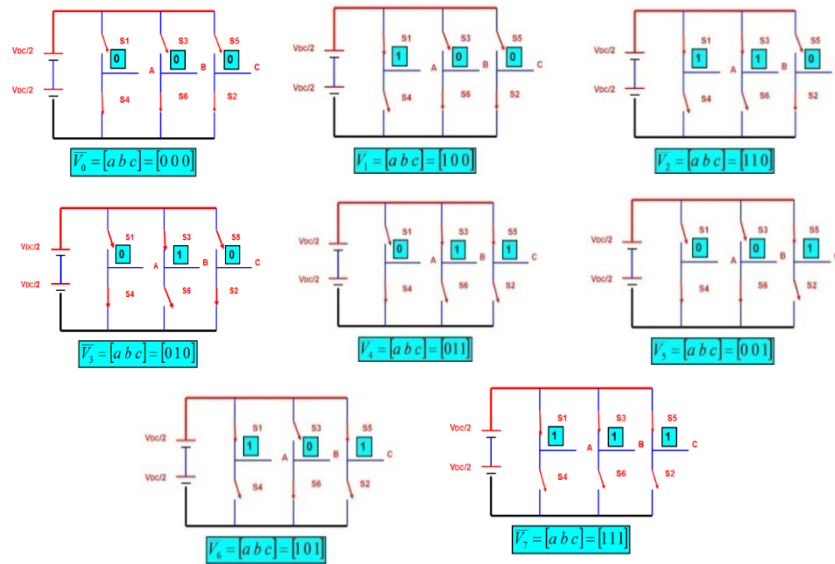


Figura 4.15: Vectores y estados de conmutación del inversor.

Evaluemos los voltajes de fase del inversor para el vector:

$$\vec{V}_1 = (1 \ 0 \ 0) \quad a = 1 \quad b = 0 \quad c = 0$$

$$\begin{bmatrix} V_A \\ V_B \\ V_C \end{bmatrix} = \frac{V_{DC}}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} a \\ b \\ c \end{bmatrix} \quad (4.22)$$

$$V_A = \frac{2V_{dc}}{3} \quad V_B = \frac{V_{dc}}{3} \quad V_C = \frac{V_{dc}}{3}$$

De igual forma si evaluamos los voltajes línea a línea del inversor para el vector:

$$\vec{V}_1 = (1 \ 0 \ 0) \quad a = 1 \quad b = 0 \quad c = 0$$

$$\begin{bmatrix} V_{AB} \\ V_{BC} \\ V_{CA} \end{bmatrix} = V_{DC} \begin{bmatrix} 1 & -1 & 0 \\ 0 & 1 & -1 \\ -1 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} a \\ b \\ c \end{bmatrix} \quad (4.23)$$

$$V_{AB} = V_{DC} \quad V_{BC} = 0 \quad V_{CA} = -V_{DC}$$

La generalización de estos resultados nos permite formar la tabla 8

Vectores de voltaje	Vectores de conmutación			Voltajes de línea a neutro			Voltajes de línea a línea		
	a	b	c	V <sub>A</sub>	V <sub>B</sub>	V <sub>C</sub>	V <sub>AB</sub>	V <sub>BC</sub>	V <sub>CA</sub>
V0	0	0	0	0	0	0	0	0	0
V1	1	0	0	2/3	-1/3	-1/3	1	0	-1
V2	1	1	0	1/3	1/3	-2/3	0	1	-1
V3	0	1	0	-1/3	2/3	-1/3	-1	1	0
V4	0	1	1	-2/3	1/3	1/3	-1	0	1
V5	0	0	1	-1/3	-1/3	2/3	0	-1	1
V6	1	0	1	1/3	-2/3	1/3	1	-1	0
V7	1	1	1	0	0	0	0	0	0

**NOTA:** V<sub>A</sub>, V<sub>B</sub>, V<sub>C</sub>, V<sub>AB</sub>, V<sub>BC</sub>, V<sub>CA</sub> deben multiplicarse por  $V_{DC}$

**Tabla 8: Evaluación de los voltajes del inversor.**

El vector espacial de referencia  $\vec{V}_{ref}$  se define por la siguiente expresión:

$$\vec{V}_{ref} = \frac{2}{3} \left( v_A(t)e^{j0} + v_B(t)e^{j\frac{2}{3}\pi} + v_C(t)e^{j\frac{4}{3}\pi} \right) \quad (4.24)$$

Reemplazando los valores dados en la Tabla 8, en la ecuación que define el vector de referencia (4.24), se puede demostrar que [30]:

$$\vec{V}_0 = \frac{2}{3}V_{DC} \left( 0e^{j0} + 0e^{j\frac{2}{3}\pi} + 0e^{j\frac{4}{3}\pi} \right) = 0 \quad (4.25)$$

$$\vec{V}_1 = \frac{2}{3}V_{DC} \left( \frac{2}{3}e^{j0} - \frac{1}{3}e^{j\frac{2}{3}\pi} - \frac{1}{3}e^{j\frac{4}{3}\pi} \right) = \frac{2}{3}V_{DC}e^{j0} \quad (4.26)$$

$$\vec{V}_2 = \frac{2}{3}V_{DC} \left( \frac{1}{3}e^{j0} + \frac{1}{3}e^{j\frac{2}{3}\pi} - \frac{2}{3}e^{j\frac{4}{3}\pi} \right) = \frac{2}{3}V_{DC}e^{j\frac{\pi}{3}} \quad (4.27)$$

$$\vec{V}_3 = \frac{2}{3}V_{DC} \left( -\frac{1}{3}e^{j0} + \frac{2}{3}e^{j\frac{2}{3}\pi} - \frac{1}{3}e^{j\frac{4}{3}\pi} \right) = \frac{2}{3}V_{DC}e^{j\frac{2\pi}{3}} \quad (4.28)$$

$$\vec{V}_4 = \frac{2}{3}V_{DC} \left( -\frac{2}{3}e^{j0} + \frac{1}{3}e^{j\frac{2}{3}\pi} + \frac{1}{3}e^{j\frac{4}{3}\pi} \right) = \frac{2}{3}V_{DC}e^{j\pi} \quad (4.29)$$

$$\vec{V}_5 = \frac{2}{3}V_{DC} \left( -\frac{1}{3}e^{j0} - \frac{1}{3}e^{j\frac{2}{3}\pi} + \frac{2}{3}e^{j\frac{4}{3}\pi} \right) = \frac{2}{3}V_{DC}e^{j\frac{4\pi}{3}} \quad (4.30)$$

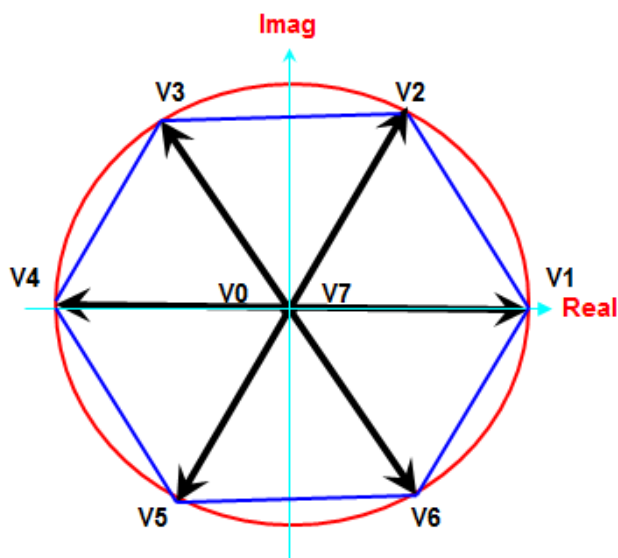
$$\vec{V}_6 = \frac{2}{3}V_{DC} \left( \frac{1}{3}e^{j0} - \frac{2}{3}e^{j\frac{2}{3}\pi} + \frac{1}{3}e^{j\frac{4}{3}\pi} \right) = \frac{2}{3}V_{DC}e^{j\frac{5\pi}{3}} \quad (4.31)$$

$$\vec{V}_7 = \frac{2}{3}V_{DC} \left( 1e^{j0} + 1e^{j\frac{2}{3}\pi} + 10e^{j\frac{4}{3}\pi} \right) = 0 \quad (4.32)$$

Existen seis combinaciones que generan un **vector activo**, donde tiene lugar una transferencia de energía entre la fuente y la carga y 2 combinaciones (**V0 = 000** y **V7 = 111**) sin intercambio de energía que corresponde a los **vectores nulos**.

En consecuencia, para cada combinación de los conmutadores (S1 a S6), y utilizando la ecuación que define el vector espacial se obtienen los 8 vectores básicos con su valor y ubicación en el plano complejo tal como se demostró en las ecuaciones (4.25) a (4.32).

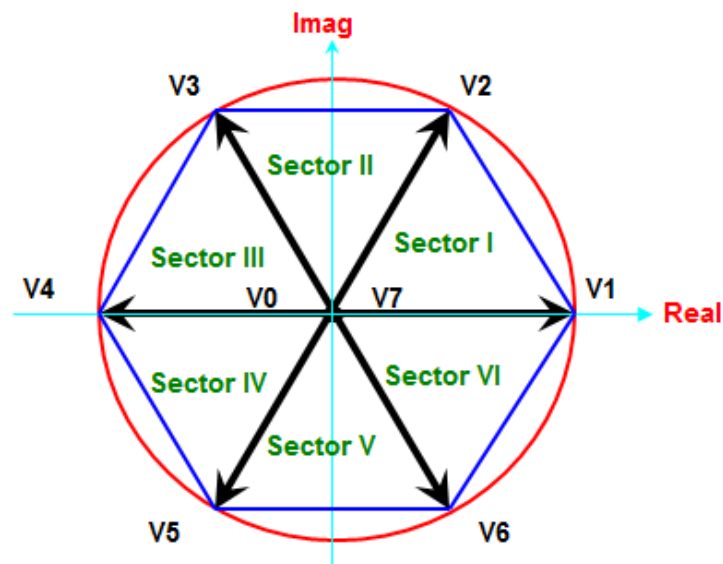
Estos 8 vectores, llamados *básicos* o *directores*, son los únicos vectores que puede generar el inversor; y por tanto, son vectores fijos y se ubican en el plano complejo, tal como se muestra en la figura (4.16).



**Figura 4.16: Ubicación de los vectores en el plano complejo.**

Los 6 vectores activos tienen el mismo módulo y están desfasados  $60^\circ$  entre sí, en cambio los vectores nulos solo pueden indicarse como un punto en el centro del plano complejo, debido a que su módulo es cero.

Se identifican seis sectores en el plano complejo (I, II, III, IV, V, VI), tal como se observa en la figura (4.17).

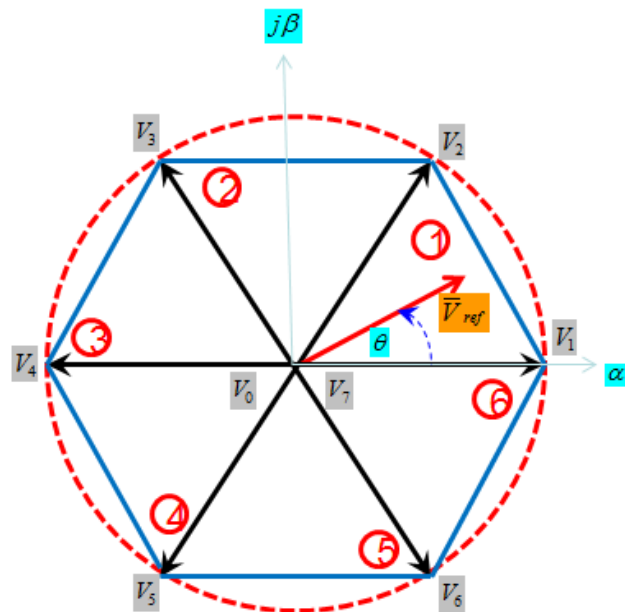


**Figura 4.17: Ubicación de los sectores en el plano complejo.**

Para la síntesis del vector de referencia  $V_{ref}$  mostrado en la figura 4.18, se utiliza los dos vectores adyacentes del sector donde se ubica el vector de referencia: y, los vectores nulos. Por ejemplo en el sector I, se utilizan los vectores activos  $V_1$  y  $V_2$  y los vectores nulos  $V_0$  y  $V_7$ .

Para la síntesis del vector de referencia, en una posición específica del sector I, se establece una secuencia de conmutación de los vectores indicados. Esta secuencia se la debe realizar en un tiempo  $T_c$  denominado el tiempo de muestreo. La frecuencia de muestreo  $f_c$  ( $f_c=1/T_c$ ) en general es una frecuencia relativamente alta y puede asociarse con la frecuencia de la portadora (carrier) en la modulación SPWM (modulación de ancho de pulso con portadora sinusoidal).





**Figura 4.18: Ubicación del vector de referencia en el sector # 1.**

En un periodo completo  $T_m$  ( $f_m=1/T_m$ ) se habrán sintetizado  $N_v$  vectores ( $N_v=fc/f_m$ ), así por ejemplo:

Si la frecuencia del vector de referencia,  $\vec{V}_{ref}$  es:

$$f_m = 60 \text{ [Hz]} \quad (4.33)$$

Y la frecuencia de muestreo (asociada con la frecuencia de la portadora es:

$$f_m = 1080 \text{ [Hz]} \quad (4.34)$$

Entonces el tiempo de muestreo (tiempo en que se sintetiza un vector de referencia) es:

$$T_c = \frac{1}{f_c} = \frac{1}{1080} = 90 \times 10^{-3} [\text{seg.}] \quad (4.35)$$

Además, el número de vectores de referencia sintetizado en un periodo es:

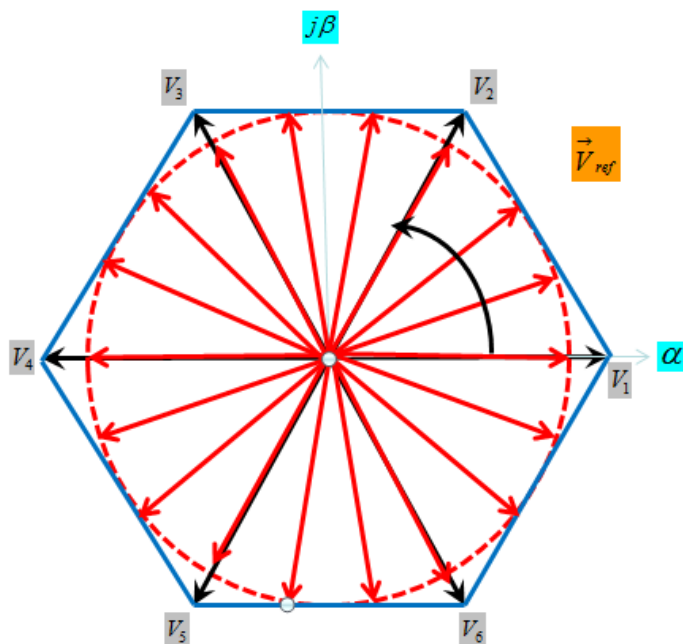
$$N_v = \frac{f_c}{f_m} = 18 \quad (4.36)$$

La frecuencia angular de rotación del vector de referencia es:

$$\omega_m = 2\pi f_m = 6785.86 \text{ rad/seg} \quad (4.37)$$

A la salida del inversor obtendríamos un patrón de conmutación cuya fundamental tiene una frecuencia de 60 Hz y una magnitud máxima. Está claro que la síntesis, nos debe permitir cambiar la magnitud del vector de referencia.

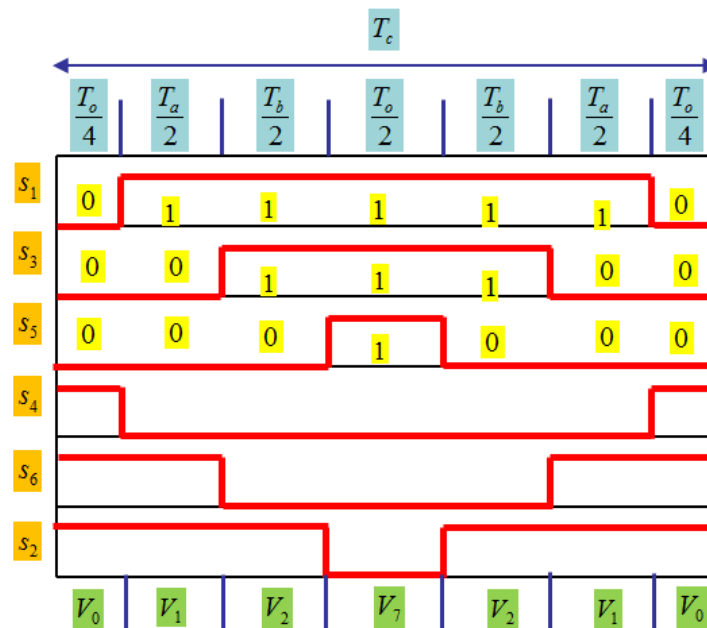
Además, si aumentamos la frecuencia de muestreo ( $f_c$ ) y se mantiene constante  $f_m$  (la frecuencia de salida del inversor); entonces aumenta la cantidad de vectores sintetizados y daría la impresión que el vector de referencia rota con un movimiento uniforme (sin saltos) en el plano bidimensional y con velocidad angular  $\omega_m$  (Fig. 4.19).



**Figura 4.19: Ubicación de los vectores para  $f_m=60$  y  $f_c=1080$ .**

Para la síntesis de un solo vector, debemos realizar varias conmutaciones, por ejemplo: para sintetizar el primer vector (ubicado en el eje alfa) disponemos del tiempo  $T_c$ ;  $T_c$  es el tiempo en pasar del vector 1 al vector 2; durante ese tiempo debemos realizar los procesos de conmutación que se describen en la figura 4.20.

En el gráfico mostrado, se observa que para cada síntesis se deben realizar seis conmutaciones de los elementos de potencia del puente trifásico (IGBT's, MOSFET's, IGCT's, etc); como son 18 vectores que debemos sintetizar entonces habrán 108 conmutaciones totales.



**Figura 4.20: Síntesis del vector de referencia en el sector # 1.**

Se puede demostrar [30] que si aumentamos la frecuencia de muestreo  $f_c$ , entonces disminuye el contenido armónico total (THD) de las señales de voltaje a la salida del inversor. Lo negativo de esta aproximación, es que aumentamos las pérdidas de conmutación y estamos limitados por la velocidad de conmutación de los elementos de potencia.

#### 4.4.2 Estrategia para la modulación SVPWM

Para la síntesis del vector de referencia mediante el uso de la técnica SVPWM utilizaremos una estrategia basada en los siguientes pasos:

- Definir el índice de modulación de amplitud  $m_a$

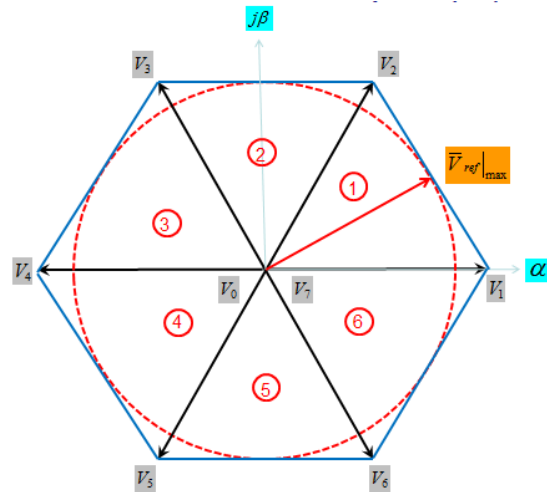
- Determinar:  $V_\alpha, V_\beta, \left| \vec{V}_{ref} \right|$  y  $\theta$
- Determinar la duración de los tiempos:  $T_a, T_b$  y  $T_0$
- Determinar los tiempos de conmutación de cada interruptor (S1 a S6)

#### 4.4.2.1 Determinación del índice de modulación de amplitud

En la región de modulación lineal, el vector de referencia siempre permanece dentro del círculo de mayor diámetro dentro del hexágono (figura 4.21).

El valor máximo del voltaje a la salida del inversor, se obtiene cuando el vector de referencia tiene una magnitud igual al radio del círculo más grande que puede circunscribirse dentro del hexágono. La frecuencia angular con la que rota el vector de referencia determina la frecuencia de la componente fundamental del patrón de conmutación a la salida del inversor.

Esto implica que la región lineal finaliza cuando el voltaje de referencia es igual al radio del círculo inscrito dentro del hexágono. Con sobre modulación ( $m_a > 1$ ) se puede obtener mayores voltajes de salida pero con mayor distorsión armónica total (THD).



**Figura 4.21: Ubicación del vector de referencia en el sector I.**

El índice de modulación de amplitud ( $m_a$ ) se define como:

$$m_a = \frac{|\vec{V}_{ref}|}{|\vec{V}_{ref}|_{max}} \quad (4.38)$$

A partir del grafico mostrado en la figura 4.22 se concluye que:

$$|\vec{V}_{ref}|_{max} = \left[ \frac{2}{3} V_{DC} \right] \frac{\sqrt{3}}{2} = \frac{\sqrt{3} V_{DC}}{3} \quad (4.39)$$

Por consiguiente:

$$m_a = 1 \Rightarrow |\vec{V}_{ref}| = |\vec{V}_{ref}|_{max} = \frac{\sqrt{3} V_{DC}}{3} \quad (4.40)$$

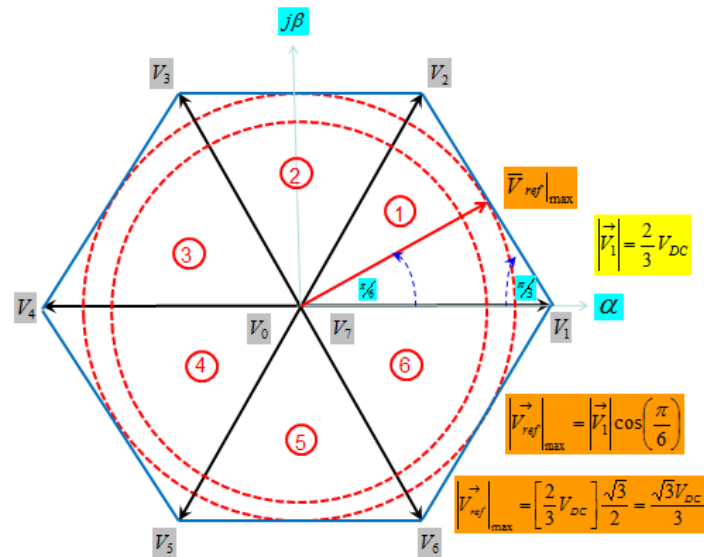
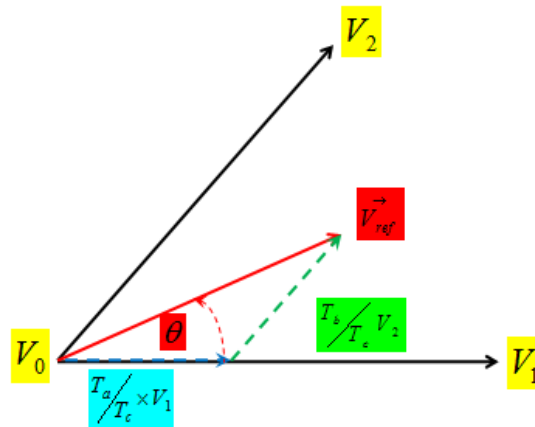


Figura 4.22: Cálculo del índice de modulación con SVPWM.

#### 4.4.2.2 Determinación de la duración de los tiempos: $T_a$ , $T_b$ , y $T_o$

Podemos sintetizar cualquier vector de referencia en la región lineal en el sector 1 (por ejemplo) a partir de los vectores adyacentes  $V_1$   $V_2$  correspondientes al sector 1 y los vectores nulos  $V_0$  y  $V_7$  (Fig. 4.23). Esta síntesis se la realiza en un tiempo  $T_c$  (denominado el tiempo de muestreo) lo suficientemente pequeño de tal manera que el vector de referencia pueda considerarse constante (con la misma magnitud y ángulo durante todo el tiempo de muestreo).



**Figura 4.23: Cálculo de los tiempos: Ta, Tb y Tc.**

El método planteado consiste en aplicar el vector  $V_1$  por un tiempo  $T_a$ ; donde  $T_a$  es una fracción de  $T_c$ , de tal manera que la magnitud ficticia de la componente de  $V_{ref}$  en la dirección de  $V_1$  será  $(T_a/T_c) \times V_1$ . De igual forma la componente en la dirección de  $V_2$  será  $(T_b/T_c) \times V_2$  y el resto de tiempo  $(T_c - T_a - T_b)$  aplicamos los vectores cero.

Utilizando el principio de igualdad Voltios–Segundos (Equal Volts–Second Principle) para el sector # 1 [30].

$$0 \leq \theta < \pi/3 \quad (4.41)$$

$$\int_0^{T_c} \vec{V}_{ref} dt = \int_0^{T_a} \vec{V}_1 dt + \int_{T_a}^{T_a+T_b} \vec{V}_2 dt + \int_{T_a+T_b}^{T_c} \vec{V}_0 dt \quad (4.42)$$

$$T_c \vec{V}_{ref} = T_a \vec{V}_1 + T_b \vec{V}_2 + (T_c - T_a - T_b) \vec{V}_0 \quad (4.43)$$



$$T_c \vec{V}_{ref} = T_a \vec{V}_1 + T_b \vec{V}_2 + T_0 \vec{V}_0 \quad (4.44)$$

$$T_0 = T_c - T_a - T_b \quad (4.45)$$

$$|\vec{V}_0| = 0 \Rightarrow T_c \vec{V}_{ref} = T_a \vec{V}_1 + T_b \vec{V}_2 \quad (4.46)$$

A partir de la ecuación vectorial 4.46 y el grafico mostrado en la figura 4.23, se pueden deducir las siguientes ecuaciones escalares:

$$T_c |\vec{V}_{ref}| \cos(\theta) = T_a |\vec{V}_1| + T_b |\vec{V}_2| \cos\left(\frac{\pi}{3}\right) \quad (4.47)$$

$$T_c |\vec{V}_{ref}| \sin(\theta) = T_b |\vec{V}_2| \sin\left(\frac{\pi}{3}\right) \quad (4.48)$$

Dónde:

$$|\vec{V}_1| = |\vec{V}_2| = \frac{2}{3} V_{DC} \quad (4.49)$$

La solución del sistema de dos ecuaciones con dos incógnitas es:

$$T_a = \left[ \frac{\sqrt{3} T_c |\vec{V}_{ref}|}{V_{DC}} \right] \sin\left(\frac{\pi}{3} - \theta\right) \quad (4.50)$$

$$T_b = \left[ \frac{\sqrt{3} T_c |\vec{V}_{ref}|}{V_{DC}} \right] \sin(\theta) \quad (4.51)$$

Siendo:

$$0 \leq \theta < \pi/3 \quad (4.52)$$

$$T_0 = T_c - (T_a + T_b) \quad (4.53)$$

$$T_c = \frac{1}{f_c} \quad (4.54)$$

Con la definición del índice de modulación de amplitud (4.40) podemos expresar las ecuaciones (4.50) y (4.51) de manera más compacta:

$$T_a = m \sin\left(\frac{\pi}{3} - \theta\right) \quad (4.55)$$

$$T_b = m \sin(\theta) \quad (4.56)$$

Dónde:

$$m = \frac{\sqrt{3}|\vec{v}_{ref}|}{V_{DC}} \quad (4.57)$$

A partir de estas expresiones válidas para el primer sector, se puede deducir una expresión general válida para cualquiera de los seis sectores [30].

$$T_a = m \left[ \sin\left(\frac{n \times \pi}{3}\right) \cos(\theta) - \cos\left(\frac{n \times \pi}{3}\right) \sin(\theta) \right] \quad (4.58)$$

$$T_b = m \left[ \cos\left(\frac{(n-1)\pi}{3}\right) \sin(\theta) - \sin\left(\frac{(n-1)\pi}{3}\right) \cos(\theta) \right] \quad (4.59)$$

Siendo n el número del sector:

$$n = 1, 2, 3, 4, 5, 6 \quad \text{y} \quad 0 \leq \theta \leq 2\pi \quad (4.60)$$

La secuencia de conmutación de cada ramal del inversor se determina de tal forma que se minimice el número de conmutaciones de sus componentes (IGBT's, MOSFET's, etc), y por consiguiente y reduzca las pérdidas de conmutación. Para minimizar las pérdidas de conmutación se elige para cada sector únicamente los dos vectores adyacentes (por ej. para el sector I, los vectores V1 y V2) y los dos vectores cero (Vo y V7).

A manera de ejemplo supongamos los siguientes datos:

$$f_c = 1200 [Hz] \quad f_m = 50 [Hz]$$

Nótese que para cada periodo de la señal modulante ( $T_m$ ) se deben sintetizar  $m_f$  vectores.

$$m_f = \frac{T_m}{T_c} = \frac{f_c}{f_m} \quad (4.61)$$

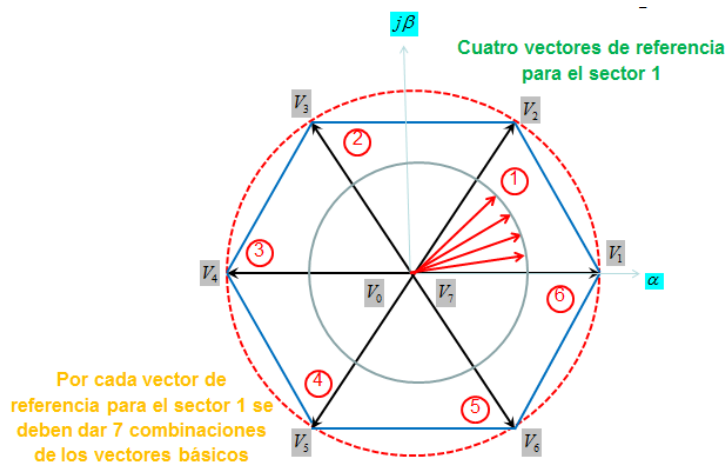
Por consiguiente para cada sector se deben sintetizar  $m_f/6$  vectores de referencia. Para cada síntesis y por optimización del patrón de conmutación se utiliza la siguiente secuencia en el sector 1 (Tabla 9).

$V_0$	$V_1$	$V_2$	$V_0$	$V_2$	$V_1$	$V_0$
1	2	3	4	5	6	7

**Tabla 9: Secuencia de conmutación para el sector # 1**

Entonces:

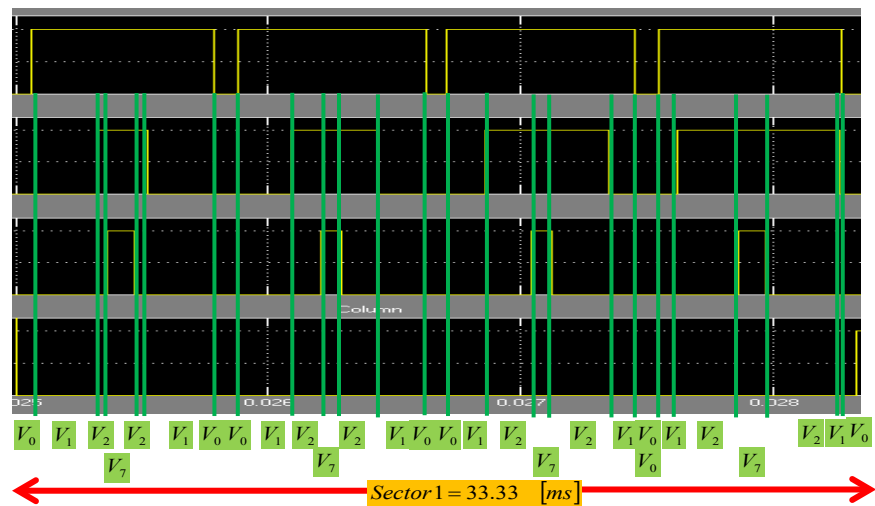
$$m_f = \frac{T_m}{T_c} = \frac{f_c}{f_m} = \frac{1200}{50} = 24 \quad (4.62)$$



**Figura 4.24: Ubicación de los vectores con SVPWM.**

Esto implica que por cada sector habrá cuatro ( $m_f/6$ ) vectores de referencia a sintetizar y por cada vector de referencia sintetizado se requiere una secuencia de siete pasos con los vectores elementales ( $V_0$ ,  $V_1$ ,  $V_2$  y  $V_7$  para el sector #1); tal como se

muestra en la figura 4.24. En la figura 4.25, se muestra el resultado de la modulación SPWM con los datos dados para el sector # 1.



**Figura 4.255: Síntesis de vectores en el sector # 1 con SVPWM.**

Al tipo de conmutación escogida para sintetizar un vector en la zona 1 (Fig. 4.25) se la denomina secuencia de conmutación simétrica de siete segmentos (Seven Segments Symmetric switching sequence). Con esta secuencia de siete segmentos, en cada periodo de la portadora ( $T_c$ ) se busca optimizar el número de conmutaciones y mejorar el contenido armónico del voltaje de salida del inversor. En la Tabla 10, se muestra la secuencia de conmutación para cada uno de los sectores.

Sector	Switching Segment						
	1	2	3	4	5	6	7
1	$\vec{V}_0,[000]$	$\vec{V}_1,[100]$	$\vec{V}_2,[110]$	$\vec{V}_7,[111]$	$\vec{V}_2,[110]$	$\vec{V}_1,[100]$	$\vec{V}_0,[000]$
2	$\vec{V}_0,[000]$	$\vec{V}_3,[010]$	$\vec{V}_2,[110]$	$\vec{V}_7,[111]$	$\vec{V}_2,[110]$	$\vec{V}_3,[010]$	$\vec{V}_0,[000]$
3	$\vec{V}_0,[000]$	$\vec{V}_3,[010]$	$\vec{V}_4,[011]$	$\vec{V}_7,[111]$	$\vec{V}_4,[011]$	$\vec{V}_3,[010]$	$\vec{V}_0,[000]$
4	$\vec{V}_0,[000]$	$\vec{V}_5,[001]$	$\vec{V}_4,[011]$	$\vec{V}_7,[111]$	$\vec{V}_4,[011]$	$\vec{V}_5,[001]$	$\vec{V}_0,[000]$
5	$\vec{V}_0,[000]$	$\vec{V}_5,[001]$	$\vec{V}_6,[101]$	$\vec{V}_7,[111]$	$\vec{V}_6,[101]$	$\vec{V}_5,[001]$	$\vec{V}_0,[000]$
6	$\vec{V}_0,[000]$	$\vec{V}_1,[100]$	$\vec{V}_6,[101]$	$\vec{V}_7,[111]$	$\vec{V}_6,[101]$	$\vec{V}_1,[100]$	$\vec{V}_0,[000]$

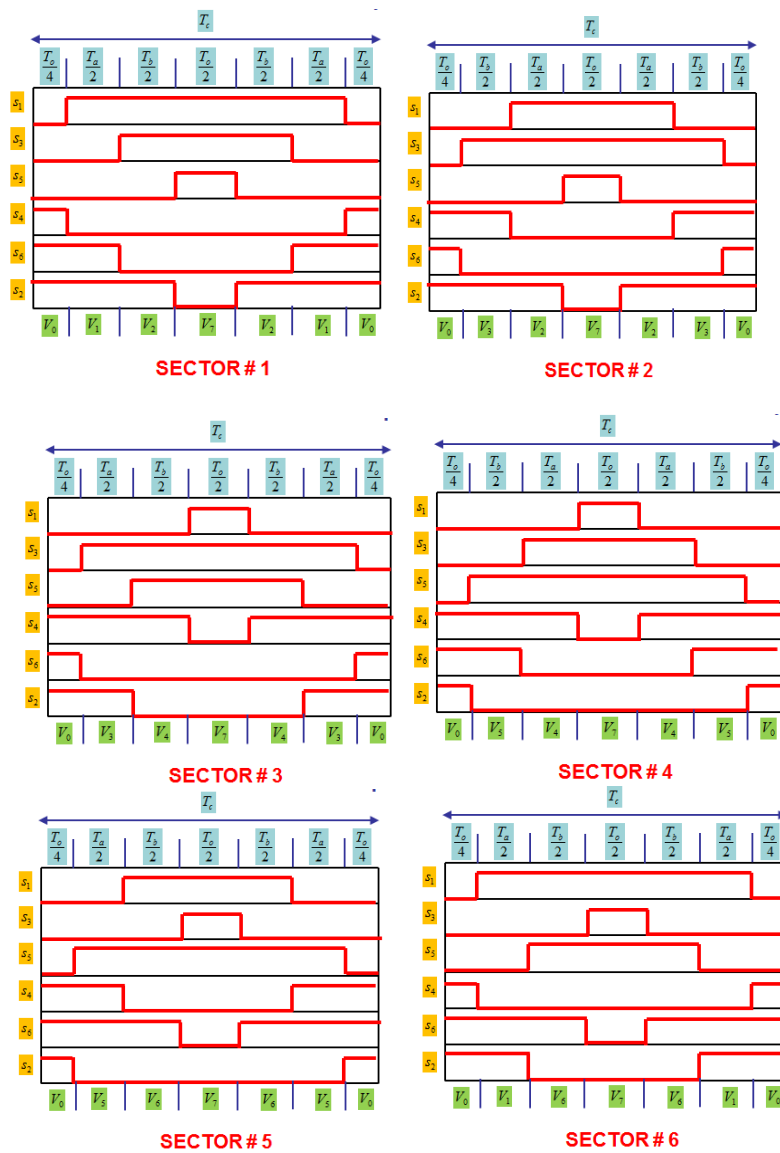
**Tabla 10: Secuencia de conmutación para los sectores.**

Nótese que, en la notación binaria, los vectores básicos ( $V_0$  a  $V_7$ ) adyacentes, difieren uno del otro en únicamente un bit; de tal manera que solamente hay un dispositivo de conmutación superior ( $S_1, S_2$  o  $S_7$ ) que se cierra mientras nos movemos de izquierda a derecha. Por tanto hay  $\lceil (7 \times m_f / 6) \rceil$  dispositivos que conmutan en un segmento y  $7m_f$  dispositivos que conmutan en un periodo de la señal modulante ( $T_m$ ).

Obsérvese también que para los sectores impares la conmutación de los vectores elementales es ascendente-descendente y para los sectores pares es descendente-ascendente, así por ejemplo:

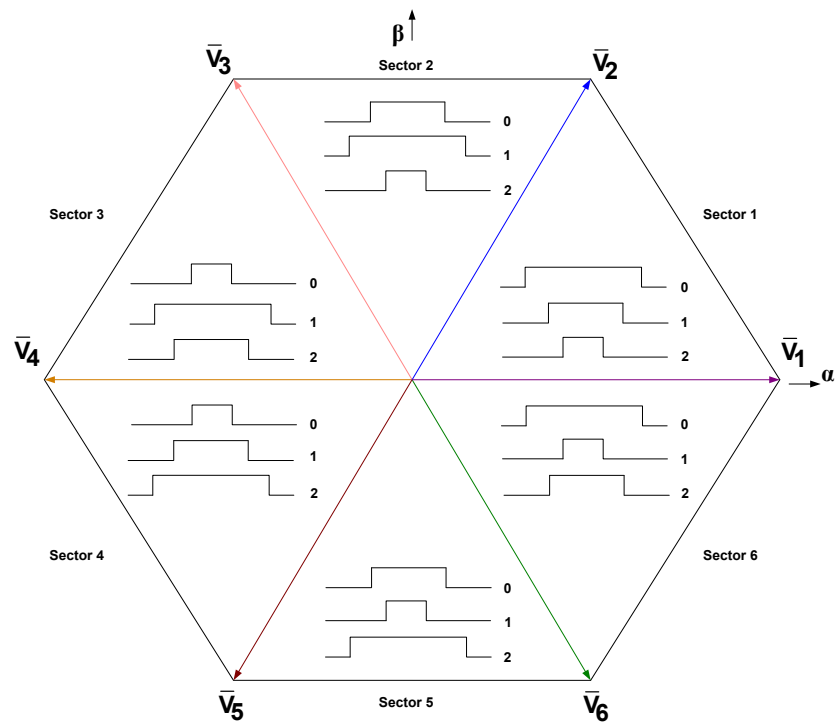
Sector 1 (impar)  $V_0-V_1-V_2-V_7-V_2-V_1-V_0$

Sector 2 (par)  $V_0-V_3-V_2-V_7-V_2-V_3-V_0$



**Figura 4.26: Patrón de conmutación para los seis sectores con SVPWM.**

En la figura 4.26, se muestra el patrón de conmutación SVPWM para los seis sectores, Una manera alternativa de presentar esta información se muestra en la figura 4.27.



**Figura 4.27: Patrón de conmutación de los seis sectores en el marco de referencia bidimensional con SVPWM.**



## **CAPÍTULO 5**

### **PRUEBAS EXPERIMENTALES CON LAS TÉCNICAS DE CONTROL V/F Y FOC APLICADAS AL MOTOR SINCRÓNICO DE IMANES PERMANENTES**

#### **5.1 Introducción**

Para el inicio de las pruebas experimentales con la plataforma de control de motores MACI-2012, deben seguirse los siguientes pasos:

- Conectar la clavija metálica con el cable de conexiones del estator del motor PMSM (tres fases y tierra) al conector denominado Motor, situado en la parte posterior del equipo MACI-2012.
- Enchufar el conector de alimentación trifásica proveniente de la caja de alimentación y protecciones a la toma trifásica del equipo MACI-2012. Para alimentación monofásica se debe utilizar la toma correspondiente ubicada en la parte posterior del equipo MACI-2012.

- Enchufar el Conector D-sub de 15 pines del codificador incremental y sensores de efecto Hall del motor, al D-sub hembra de 15 pines del equipo MACI-2012 ubicado en la parte posterior y rotulado con Encoder.
- Conectar el puerto paralelo del PC al conector denominado Parallel Port en la parte posterior del equipo MACI-2012.
- Alimentar el equipo con 208-220 V/60 Hz trifásico, en el conector ubicado en la parte posterior del equipo MACI-2012. Si se utiliza el emulador XDSS510PP PLUS, este debe conectarse en el puerto denominado JTAG del equipo MACI-2012.
- Accionar el boton de marcha en la caja de alimentación externa del equipo MACI-2012 y activar el conmutador (Power SW) ubicado en el panel frontal; debe encenderse la luz piloto (ON). Alimentar la tarjeta eZdspF2812 mediante el conmutador del DSP ubicado en la parte frontal del equipo MACI-2012 (se enciende el LED DSP Power).
- Instalar el software Code Composer Studio.
- Abrir Code Composer Studio y apstar Alt+C para realizar las pruebas de conexión entre el DSP y el PC.

- Colocar el USB Flash Drive, que contiene la licencia e instalar el software VsiSim/ECD. El USB Flash Drive debe mantenerse conectado en el PC mientras se realicen las pruebas experimentales.

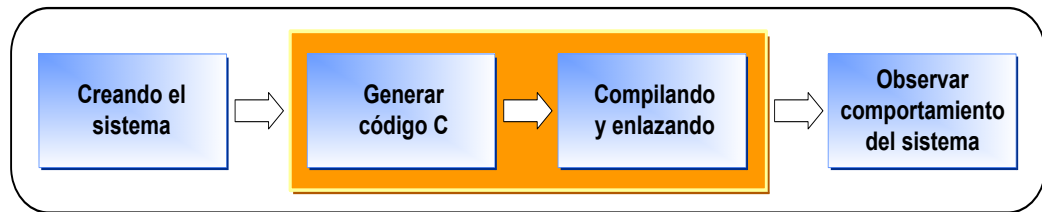
## **5.2 Generación de archivos ejecutables para el equipo MACI-2012 con VisSim**

### **5.2.1 Objetivos**

En esta sesión experimental se mostrara [8]

- La creación del diagrama de bloques de la aplicación mediante VisSim.
- La generación de código fuente en C para el diagrama creado.
- La compilación y enlace del código fuente en C para producir el archivo ejecutable para el DSP TMS320F2812 embebido en la tarjeta de desarrollo eZdspF2812 del equipo MACI-2012.

Una vez que el código es descargado al DSP TMS320F2812 de la tarjeta de desarrollo eZdspF2812 del equipo MACI-2012, VisSim/ECD se utilizara de manera interactiva y en tiempo real para observar la conducta del sistema; tal como se muestra en la figura 5.1.

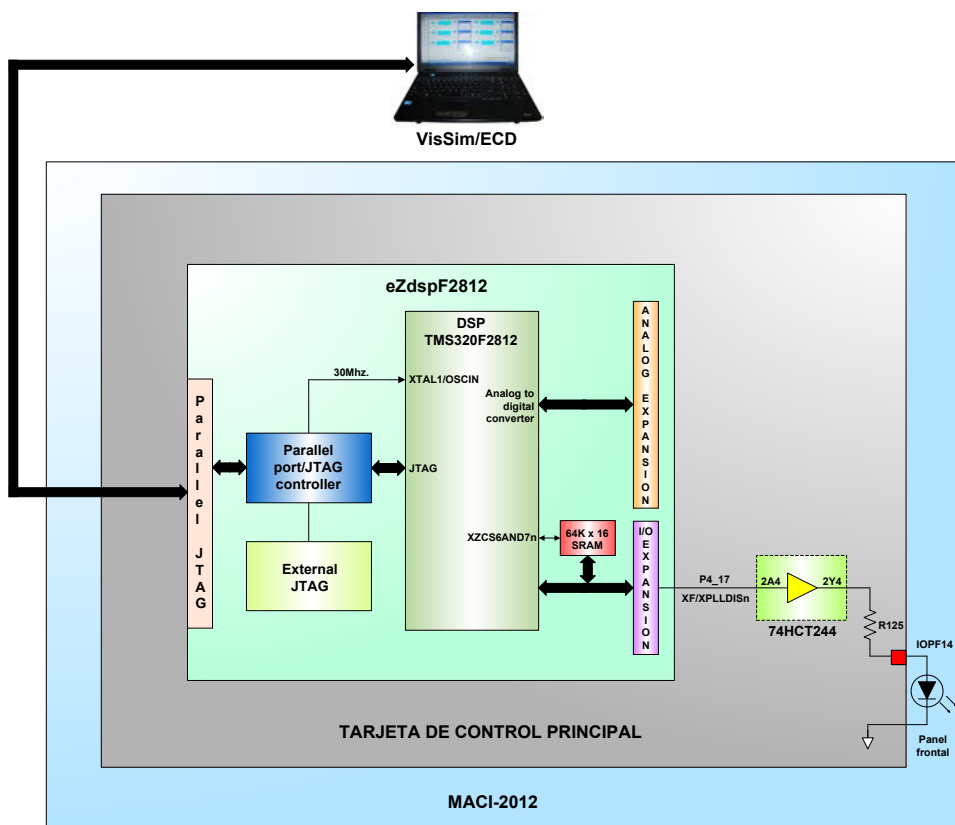


**Figura 5.1: Etapas de desarrollo para la creación de algoritmos en el DSP a partir de VisSim/ECD.**

### 5.2.2 Requerimientos del sistema

El diseño y los requerimientos del sistema son los siguientes:

- Utilizar ***IOPF14*** como salida digital (conector P4, terminal 17, señal T4PWM/T4CMP del DSP), para que envíe una señal al equipo MACI-2012 haciendo que el LED indicador de la salida digital ***IOPF14*** (en el panel frontal) parpadee; encendiéndose durante 1 segundo y apagándose por 1 segundo (Fig. 5.2).
- La frecuencia de muestreo del simulador será 1KHz, y la del DSP 5KHz.
- Observación entre 0 y 10 segundos de la forma de onda de salida ***IOPF14*** en el bloque de gráficos (***plot***) de ***VisSim***, mientras se ejecuta el código.



**Figura 5.2: Diagrama de bloques simplificado del manejo de salidas digitales del equipo MACI-2012**

### 5.2.3 Procedimiento experimental

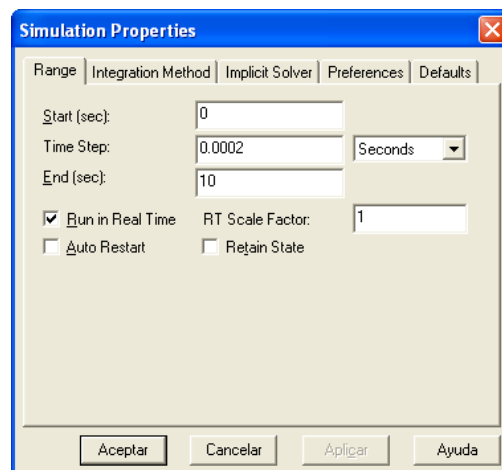
#### 5.2.3.1 Establecer la frecuencia de muestreo del DSP

Para establecer la frecuencia de muestreo del DSP (TMS320F2812), se requiere seguir los siguientes pasos:

- Elegir la pestaña Simulate de la barra de menú de VisSim.

- Seleccionar Simulation Properties para que se presente la ventana de las propiedades de simulación.
- Seleccionar la pestaña Range.
- Configurar los parámetros de la ventana Simulation Properties como se muestra en la figura 5.3. A continuación, se da un clic en el botón Aplicar y luego en el botón Aceptar.

Esta selección permite que se realice el proceso de captación y visualización de gráficos en el área de trabajo de **VisSim** durante 10 segundos y la captación de datos (frecuencia de muestreo) se realice cada 200 microsegundos (0.0002 segundos).

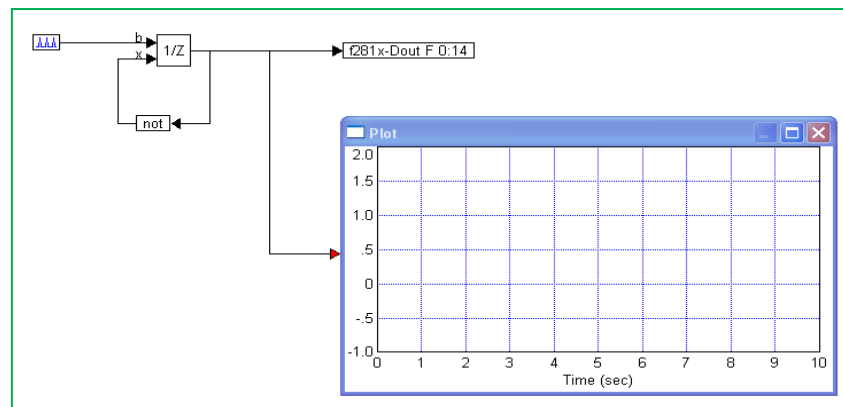


**Figura 5.3: Ventana de rangos de las propiedades de simulación.**

Cuando se utiliza **VisSim** para el monitoreo del comportamiento de una señal del DSP, es necesario seleccionar **Run in Real Time** (ejecución en tiempo real).

### 5.2.3.2 Creación del diagrama de bloques de la aplicación.

El diagrama de bloques de la aplicación se muestra en la figura 5.4.




**Figura 5.4: Diagrama de bloques de la aplicación.**

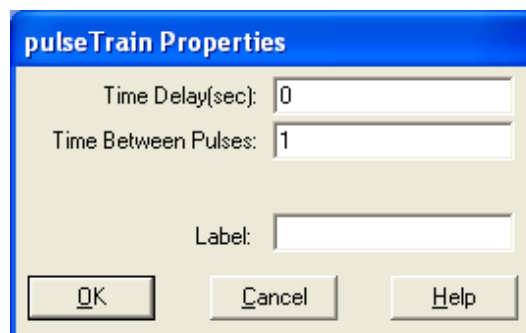
A continuación (Tabla 11) se muestra la descripción y ubicación de los bloques.

 : bloque ***pulseTrain***

Posición	<i>Blocks</i> → <i>Signal Producer</i> → <i>pulseTrain</i>
Configuración	Time Delay : 0 Time Between Pulses : 1
Comportamiento	Genera un pulso por segundo

**Tabla 11: Bloque pulse Train.**

Mover el cursor sobre ***PulseTrain***, y dar clic derecho para desplegar la ventana de propiedades (Fig. 5.5), o en su defecto, dar doble clic sobre el icono .



**Figura 5.5: Ventana de propiedades del Tren de Pulsos.**





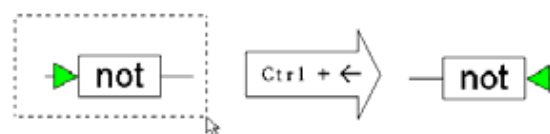
Posición	<i>Blocks→Fixed Points→unitDelay</i>
Configuración	N/A, no disponible



Posición	<i>Blocks→Boolean→not</i>
Configuración	N/A, no disponible
Comportamiento	Cambia 0 a 1, 1 a 0

**Tabla 12: Bloques unitDelay y not**

Para rotar 180 grados cualquier bloque en **VisSim**, se debe seleccionar el bloque con el mouse y a continuación pulsar simultáneamente **Ctrl + ←**, tal como se muestra en la figura 5.6.

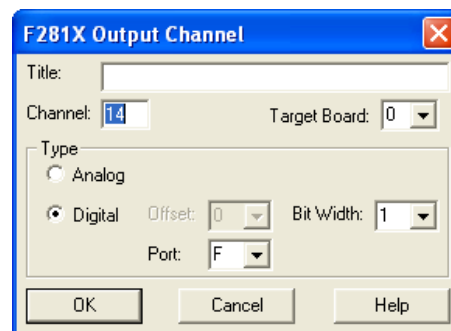


**Figura 5.6: Secuencia para la rotación de 180 grados de los bloques en VisSim.**

→ f28xx-Dout F 14:1 DSP F281X IOPF14, bloque de salida digital

Posición	<i>VisSim/DSP→F281X→ digital/AnalogOutput for F281X</i>
Configuración	Channel : 14 Type : Digital Port : F Bit Width : 1
Comportamiento	Configurar DSP IOPF14 como salida digital

**Tabla 13: Bloque digital/Analog Output for F281X.**





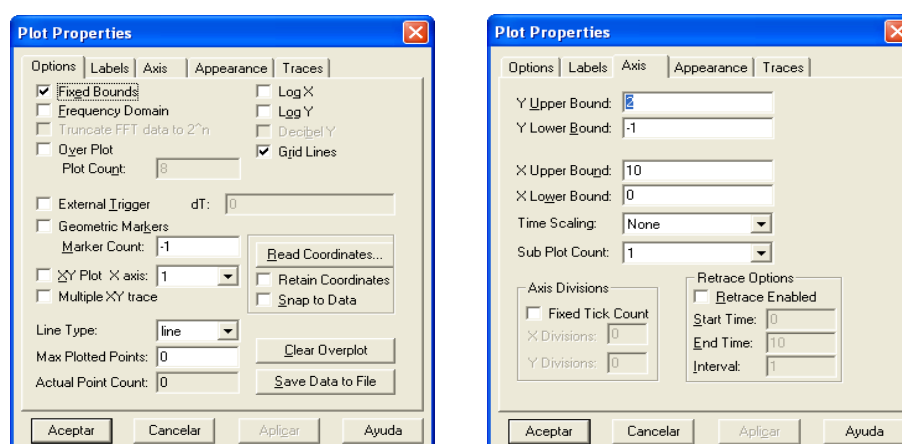
**Figura 5.7: Ventana de dialogo del canal de Salida F281X.**

Bloque de gráficos *plot*:

Posición	<i>Blocks</i> → <i>Signal Consumer</i> → <i>plot</i>
Configuración	<p>Axis : Y Upper Bound : 2</p> <p>Y lower Bound : -1</p> <p>X Upper Bound : 10</p> <p>X Lower Bound : 0</p> <p>Options : Seleccionar, <i>Fixed Bounds</i> y <i>Grid</i></p> <p><i>Lines</i></p>
Comportamiento	Grafica formas de onda

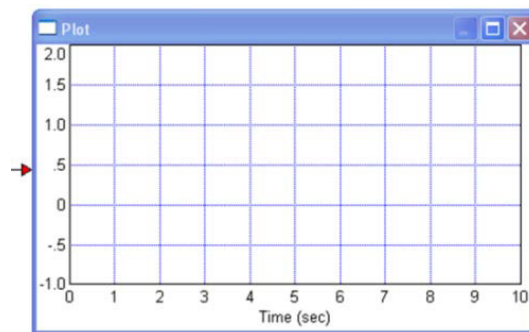
**Tabla 14: Bloque de gráficos plot.**

Para disminuir el número de conectores del bloque **plot** (y en general de cualquier bloque), escoger de la barra de herramientas el icono  y luego con el cursor  ir eliminando las entradas no necesarias.



**Figura 5.8: Ventanas de dialogo del bloque plot.**

La ventana de dialogo con las propiedades del bloque **plot** se muestran en la figura 5.8, para la selección de las pestañas **Option** y **Axis**. En la figura 5.9 se muestra el bloque de gráficos **Plot**, luego de las configuraciones realizadas.



**Figura 5.9: Bloque plot personalizado.**

Guardar el diagrama final con el nombre de archivo **2DO28.vsm**.

### **5.2.3.3 Generación y compilación del código C.**

Seleccionar los bloques que van a ser encapsulados (Fig. 5.10). Nótese que no se selecciona el bloque Plot, puesto que el mismo no forma parte en la generación del código de la aplicación. El bloque Plot únicamente se utiliza para la visualización de las señales del sistema bajo prueba.

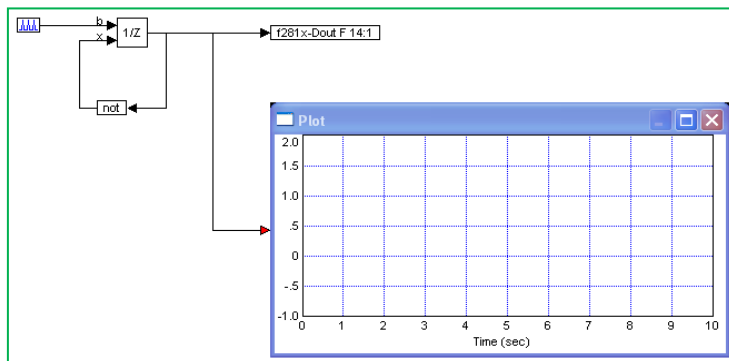


Figura 5.10: Selección de los bloques para encapsular.

Los bloques seleccionados cambian de color (Fig. 5.11).

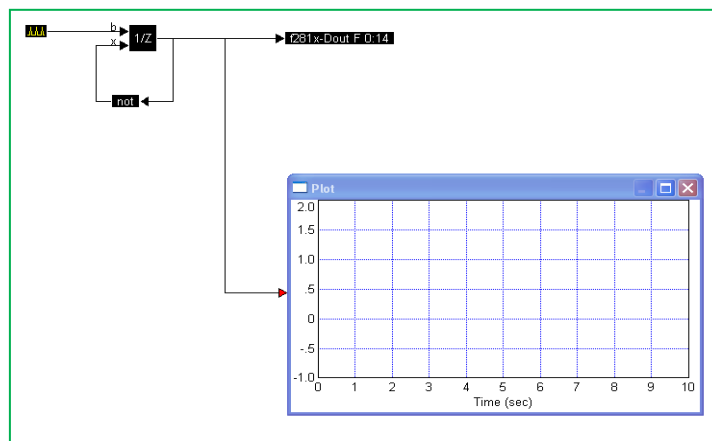
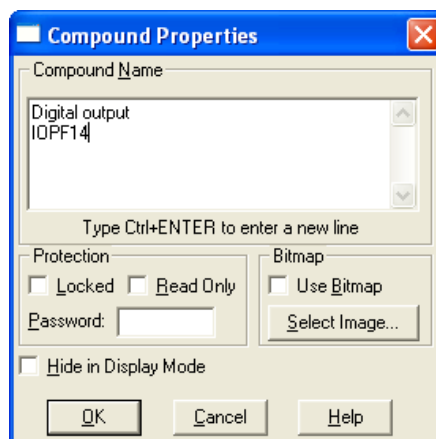


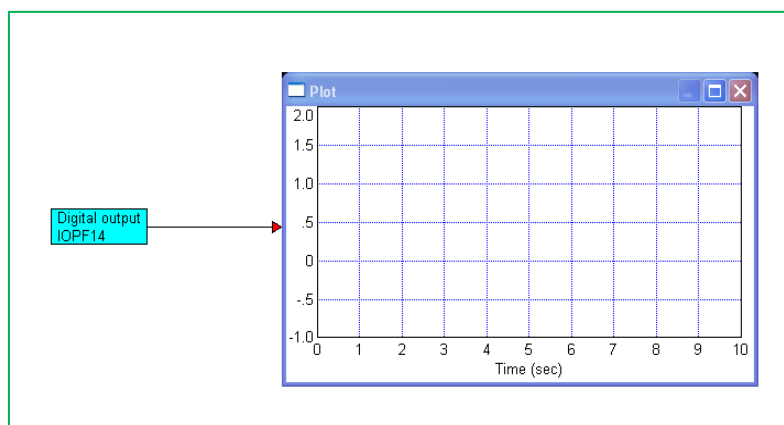
Figura 5.11: Bloques seleccionados para encapsular.

Escojer **Edit** → **Create Compound Block**; se mostrará el cuadro de diálogo **Compound Properties** (Fig 5.12).



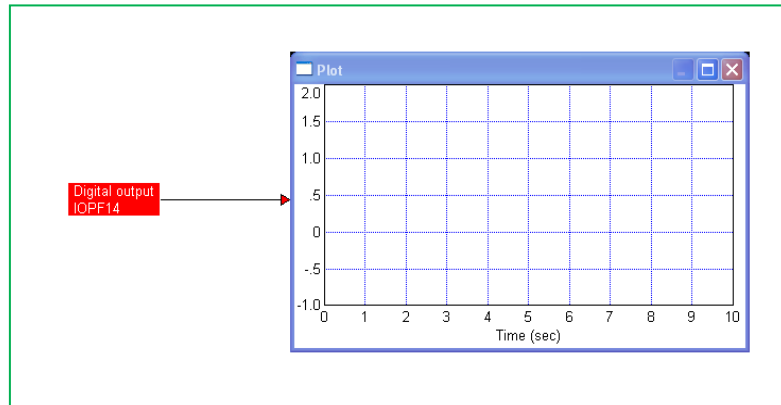
**Figura 5.12: Propiedades del Bloque Compound Block.**

En **Compound Name** escribir “Digital output IOPF14”. Luego dar **OK**, o presionar **Enter**, (Fig. 5.13).



**Figura 5.13: Bloque compuesto “Digital output IOPF14”.**

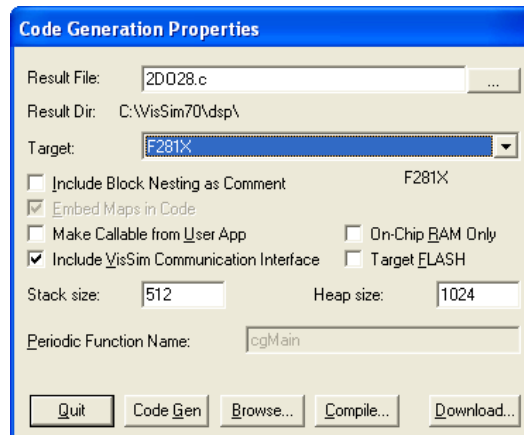
Seleccionar el Bloque compuesto “**Digital Output IOPF14**”, el bloque cambia de color (rojo) tal como se muestra en la figura 5.14.



**Figura 5.14: Selección del bloque Digital Output IOPF14.**

Seleccionar de la barra de herramientas **Tools**→**Code Gen...**, aparecerá el cuadro de diálogo de las propiedades de generación de Código (**Code Generation Properties**). Activar la opción **Include VisSim Communication Interface**, como se muestra en la figura 5.15.

Verificar que la carpeta en la cual se va a guardar el archivo **.c** sea: **C:\VisSim70\dsp**, Target : F281X

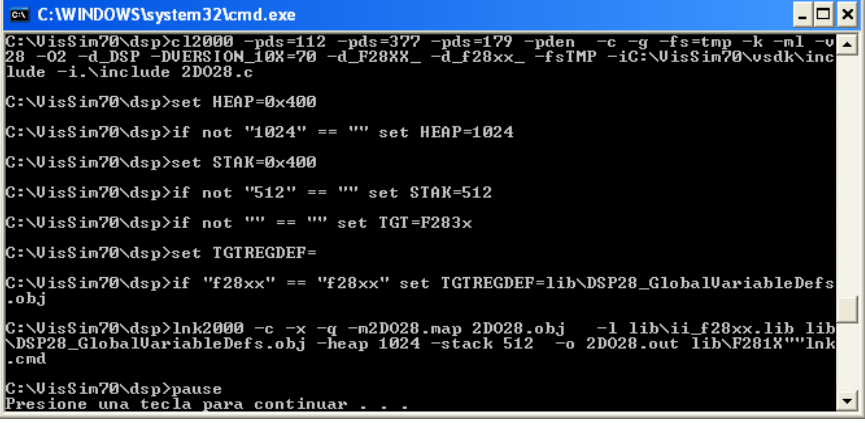


**Figura 5.15: Cuadro de dialogo Code Generation Properties.**

Dar clic en el botón **Compile** para generar el archivo **.c** y crear el archivo **.out**. Inmediatamente se despliega la ventana de comandos MS/DOS, como se muestra en la Figura 5.16, donde se observan las fases de generación de código, compilación y enlace.

Si el proceso finaliza con éxito, no existirán mensajes de error o advertencias (**No Errors, No Warnings**). Si se tiene problemas en la compilación es probable que no esté instalado **VisSimEcdWeb70.exe**, el cual es descargado de la página WEB de **VisSim**. Presionar cualquier tecla para cerrar la ventana de comando y luego dar clic en el botón **Quit**.





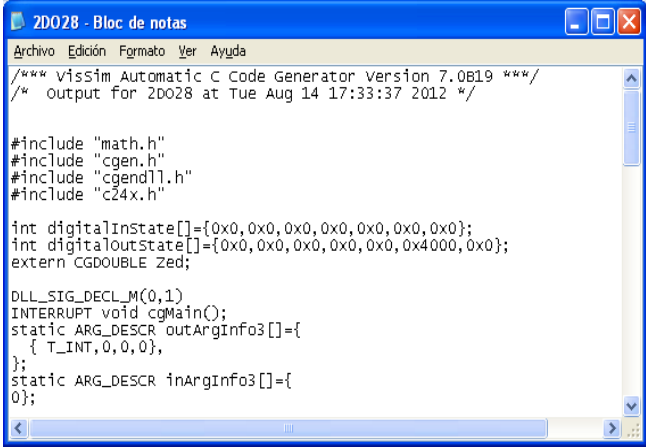
```

C:\WINDOWS\system32\cmd.exe
C:\VisSim70\dsp>c12000 -pds=112 -pds=377 -pds=179 -pden -c -g -fs=tmp -k -ml -v
28 -o2 -d_DSP -DUERSION_10%-70 -d_F28XX_ -d_f28xx_ -fsTMP -iC:\VisSim70\vsdk\inc
lude -i.\include 2D028.c
C:\VisSim70\dsp>set HEAP=0x400
C:\VisSim70\dsp>if not "1024" == "" set HEAP=1024
C:\VisSim70\dsp>set STAK=0x400
C:\VisSim70\dsp>if not "512" == "" set STAK=512
C:\VisSim70\dsp>if not "" == "" set TGT=F283x
C:\VisSim70\dsp>set TGTREGDEF=
C:\VisSim70\dsp>if "f28xx" == "f28xx" set TGTREGDEF=lib\DSP28_GlobalVariableDef
s.obj
C:\VisSim70\dsp>lnk2000 -c -x -g -m2D028.map 2D028.obj -l lib\ii_f28xx.lib lib
\DSP28_GlobalVariableDefs.obj -heap 1024 -stack 512 -o 2D028.out lib\F281X""lnk
.cmd
C:\VisSim70\dsp>pause
Presione una tecla para continuar . . .

```

**Figura 5.16: Mensajes de compilación y enlace en la ventana de comandos de Windows.**

Para visualizar el archivo .c (código C) generado, dar clic en el botón **Browse** en la ventana de dialogo **Code Generation Properties** y se desplegarán todas las líneas de programación generadas en lenguaje C, en el bloc de notas (fig. 5.17).



```

2D028 - Bloc de notas
Archivo Edición Formato Ver Ayuda
/**** VisSim Automatic C Code Generator Version 7.0B19 ****/
/* output for 2D028 at Tue Aug 14 17:33:37 2012 */

#include "math.h"
#include "cgen.h"
#include "cgendll.h"
#include "c24x.h"

int digitalInstate[]={0x0,0x0,0x0,0x0,0x0,0x0,0x0};
int digitaloutstate[]={0x0,0x0,0x0,0x0,0x0,0x4000,0x0};
extern CGDOUBLE Zed;

DLL_STG_DECL_M(0,1)
INTERRUPT void cgMain();
static ARG_DESCR outArgInfo3[]={
  { T_INT,0,0,0},
};
static ARG_DESCR inArgInfo3[]={
  0};

```

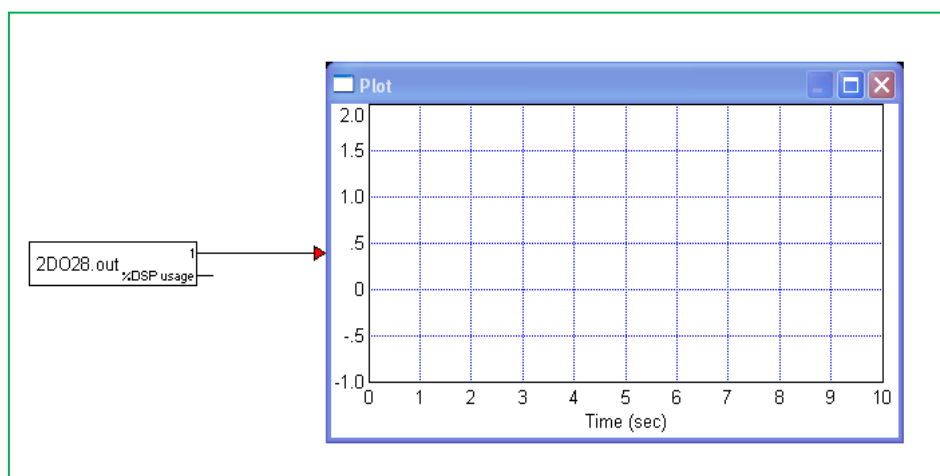
**Figura 5.17: Programa de la aplicación en lenguaje C.**

### 5.2.3.4 Validación del algoritmo en el DSP

Utilizaremos el bloque **DSPinterface**, para validar el algoritmo en el DSP, mediante el siguiente procedimiento:

Seleccionar el bloque compuesto **“Digital Output IOPF14”** y eliminarlo.

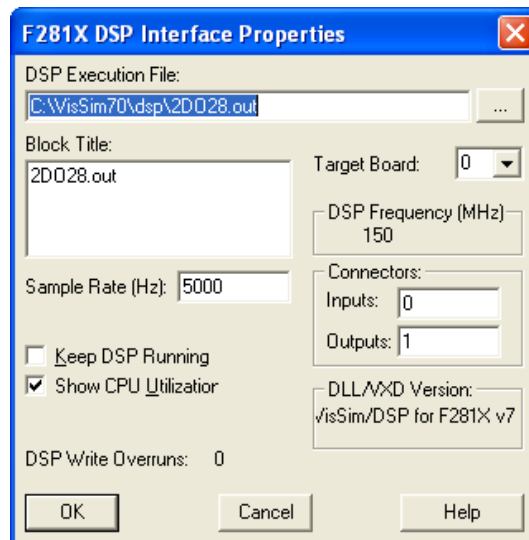
Escoger **VisSim/DSP→F281X→DSPinterface**, arrastrarlo y terminar el cableado como se muestra en la figura 5.18.



**Figura 5.18: Reemplazo del bloque compuesto con el bloque DSPinterface.**

Cuando se simule el diagrama, el bloque **DSPinterface** descargará automáticamente el último archivo compilado **.out** al DSP del equipo MACI-2012.

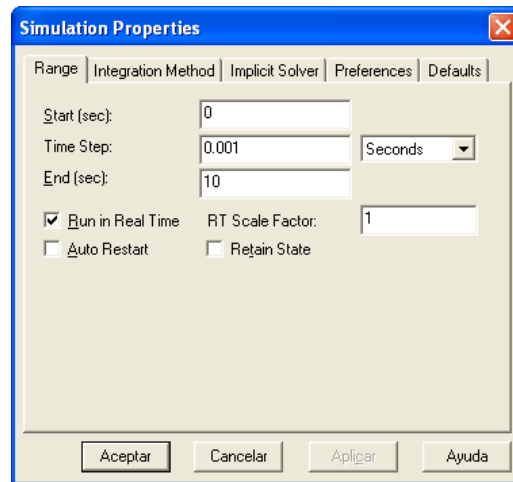
Dar clic derecho sobre el bloque, para que se despliegue la ventana **F281X DSP Interface Properties**, (figura 5.19).




**Figura 5.19: Ventana F281X DSP Interface Properties.**

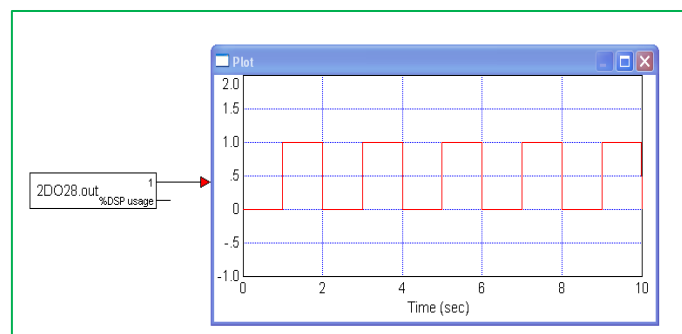
Obsérvese que la frecuencia de muestreo del DSP es de 5 KHz y el número de entradas y salidas a este bloque es cero (0) y uno (1) respectivamente; puesto que en esta aplicación solo se tiene una salida.

Elija **Simulate** → **Simulation Properties** para abrir el cuadro de dialogo de las propiedades de la simulación, luego cambie el **Time Step** a 0.001 (1 KHz), **nótese que esta frecuencia es menor que la frecuencia de muestreo del DSP (5KHz)**, finalmente activar la opción **Run in Real Time** y dar clic en Aceptar (Fig. 5.20).




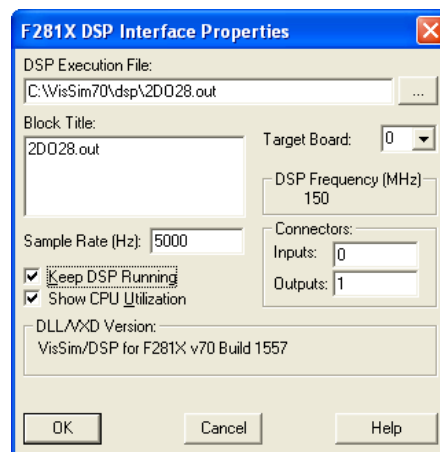
**Figura 5.20: Ventana Simulation Properties.**

Guardar como un nuevo archivo, bajo el nombre **2DO28D** y presionar  para empezar la simulación. En el área de trabajo se mostrara en el bloque **Plot** la señal cuadrada que cambia de estado cada segundo (Fig. 5.21).



**Figura 5.21: Gráfico en plot de la actividad de IOPF14.**

Se puede observar en el panel frontal del equipo MACI-2012, el LED **IOPF14**, que estará prendiéndose y apagándose cada segundo. La simulación se detendrá a los 10 segundos y el DSP también. Luego de simular seleccione en el bloque **DSPinterface** la opción **“Keep DSP Running”** como muestra la figura 5.22, dar OK y presionar el icono .



**Figura 5.22: Ventana de diálogo F281X DSP Interface Properties.**

Luego de 10 segundos la simulación se detendrá pero en el panel de la MACI-2012 seguirá parpadeando el LED **IOPF14** debido a que el programa, está cargado y corriendo en el DSP. Para que el LED **IOPF14** deje de parpadear, se deberá apagar el DSP, desde el conmutador de encendido-apagado del DSP, ubicado en el panel frontal.

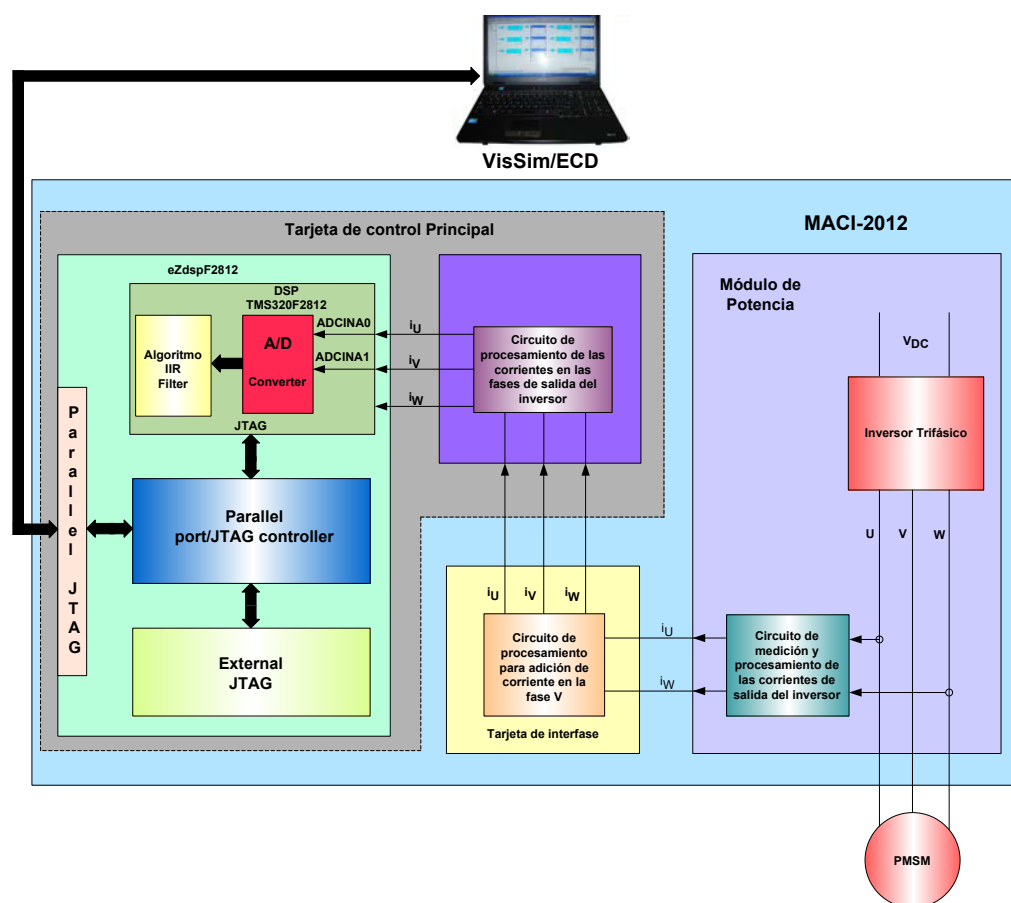
### **5.3 Manejo de entradas analógicas con filtros digitales para supresión de ruidos.**

#### **5.3.1 Objetivos**

Captación de las dos señales analógicas ADCINA0 y ADCINA1, que representan las corrientes en las fases de salida U y V (A y B) del inversor trifásico del equipo MACI-2012, para su despliegue visual en el bloque Strip Chart. El DSP TMS320F2812, embebido en la tarjeta de desarrollo eZdspF2812, dispone de estas entradas para la conversión de las mismas a una representación digital mediante el convertidor A/D embebido en el DSP. VisSim, tiene acceso a las señales convertidas AD0 y AD1, en formato digital de 12 bits, que representan las señales analógicas ADCINA0 y ADCINA1.

Utilizar bloques de aritmética de punto fijo de VisSim para eliminar el nivel DC de las señales de corriente, presentes en las señales analógicas ADCINA0 y ADCINA1 del DSP y por tanto en su representación digital AD0 y AD1.

Utilizar filtros digitales pasa bajos IIR, para disminuir el ruido presente en las señales de corriente.



**Figura 5.23: Sistema de captación y procesamiento de las corrientes de salida del inversor trifásico (corriente en las dos fases del motor PMSM).**

En la figura 5.23, se muestra el diagrama de bloques del sistema de medición y procesamiento de las corrientes de salida del inversor.

### 5.3.2 Requerimientos del sistema

Los requerimientos del sistema son los siguientes:

- Utilizar AD0 y AD1 que son señales digitales que representan las corrientes en las fases A y B de salida del inversor trifásico. Las corrientes fueron captadas por los sensores de efecto Hall, amplificadas y modificando su nivel DC, para dirigir las hacia los canales de entrada analógicos del DSP, ADCINA0 y ADCINA1 (rango entre 0 y 3.0 Voltios). AD0 y AD1, son la representación digital de las señales analógicas ADCINA0 y ADCINA1; luego de su conversión en el convertidor A/D del DSP.
- Utilizar la salida digital P4\_17 del DSP, para que el LED IOPF14 que indica la actividad del DSP en el panel frontal del equipo MACI-2012, se encienda y apague en intervalos de un segundo.
- Aplicar VisSim/Fixed Point (aritmética de punto fijo), para realizar cálculos aritméticos fraccionarios sobre las señales digitales AD0 y AD1, que generen señales de corriente con niveles entre -1.5 y +1.5 Voltios, para ser visualizadas en el área de trabajo de VisSim. Este requerimiento se fundamenta en el hecho de que las señales ADCINA0 y ADCINA1 se manejan con rangos de 0 a 3.0 Voltios (adecuados para el convertidor A/D del DSP).
- Diseñar filtros digitales pasa bajos IIR (Infinite Impulse Response) para contrarrestar los problemas de ruido en las señales de corriente digitalizadas.



- Trabajar con frecuencias de muestreo de 5 Khz para la extracción de datos del DSP hacia VisSim.
- Observar las formas de onda de corriente en el bloque Strip Chart.

### 5.3.3 Procedimiento experimental

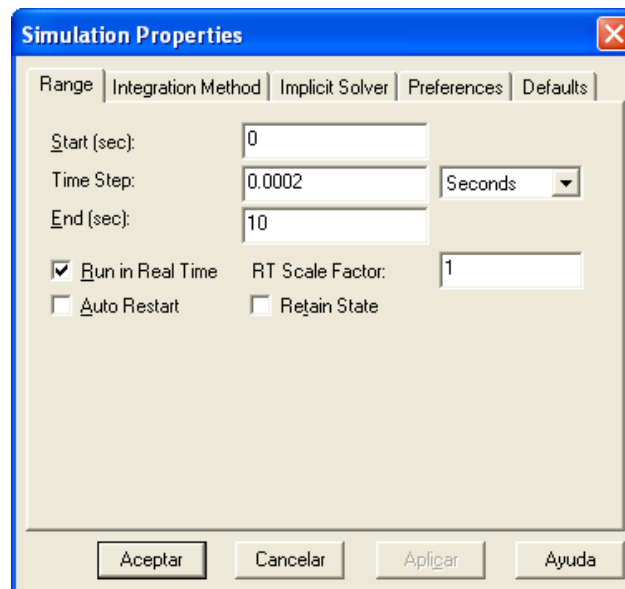
#### 5.3.3.1 Establecer la frecuencia de muestreo del DSP

Para establecer la frecuencia de muestreo en 5 Khz, se deben realizar los siguientes pasos:

Escoger **Simulate** de la barra de menú. Seleccionar **Simulation Properties** y se desplegara la ventana **Simulation Properties** (Fig. 5.24).

Dar clic en la pestaña **Range**, para que se muestren los rangos de la ventana de propiedades de simulación.

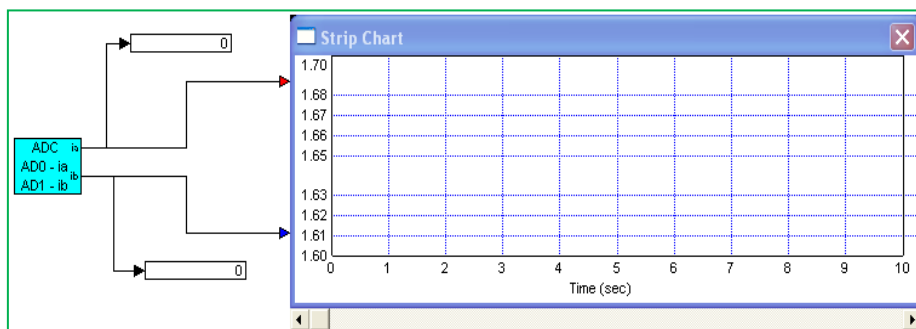
Configurar los parámetros como en la figura 5.24, luego seleccionar **Aceptar** o presionar **ENTER**.



**Figura 5.24: Ventana de las propiedades de simulación (Simulation Properties).**

### **5.3.3.2 Creación del diagrama de bloques para la captación de las corrientes de salida del inversor**

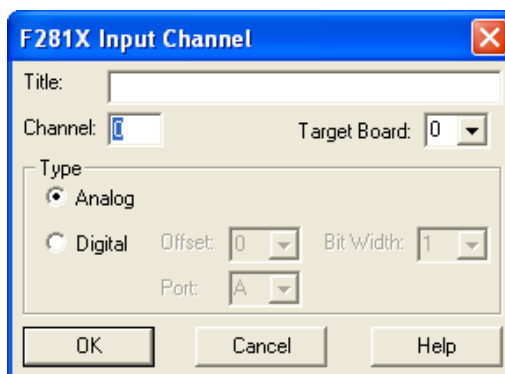
Dibujar el diagrama de bloques mostrado en la figura 5.25, que contiene el bloque ADC, diseñado para cumplir con los dos requerimientos iniciales del diseño; que son la captación de las señales digitales AD0 y AD1 y su despliegue visual en el área de trabajo de **VisSim** con el bloque **Strip Chart**.



**Figura 5.25: Diagrama de Bloques para la medición, conversión A/D y despliegue visual de las señales analógicas ADCINA0 y ADCINA1.**

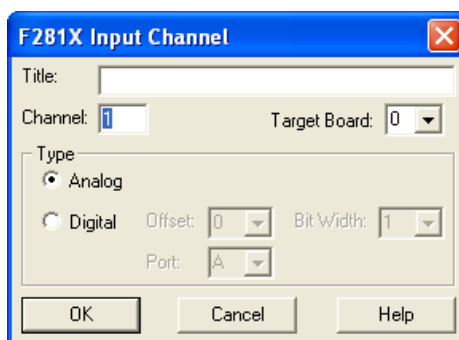
Seleccionar **VisSim/DSP**→**F281X**→**digital/AnalogInput for F281X** e insertar dos bloques **F281x-Ain:0** y **F281x-Ain:1**, la información de la corriente en formato digital que hemos denominado AD0 y AD1 está contenida en estos dos bloques.

Seleccionar el bloque **F281x-Ain:0** y con un doble clic se desplegará la ventana **F281X Input Channel**. En la ventana desplegada, ingresar los parámetros mostrados en la figura 5.26, y luego dar clic en **OK**.



**Figura 5.26: Propiedades del canal de entrada F218X Input Channel, correspondiente a la entrada analógica ADCINA0.**

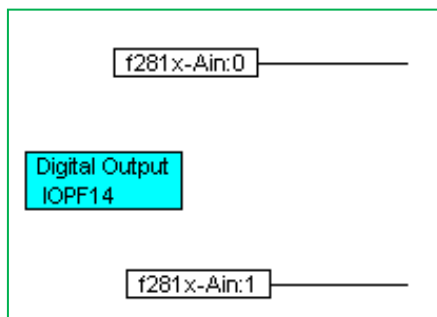
Realizamos un proceso similar con la entrada analógica ADCINA1, tal como se muestra en la figura 5.27.



**Figura 5.27: Propiedades del canal de entrada F218X Input Channel, correspondiente a la entrada analógica ADCINA1.**

Referirse a la sección 5.2 para estructurar **IOPF14** como salida digital, de modo que envíe una señal digital al LED **IOPF14** del equipo MACI-2012, de tal forma que el LED parpadee con una

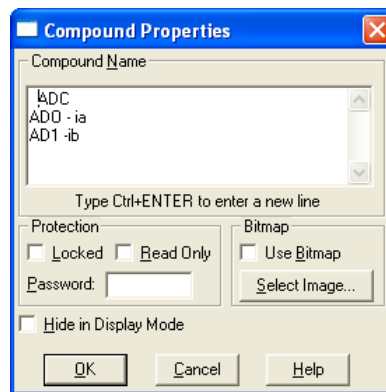
frecuencia de un 1 Hz., tal como se muestra se muestra en la figura 5.28.



**Figura 5.28:** La salida digital IOPF14 maneja el LED IOPF14 del panel frontal del equipo MACI-2012.

Seleccionar todos los bloques de la figura 5.28 y encapsularlos en un bloque compuesto. Bajo **Compound Name**, teclear "ADC"; **Ctrl+Enter** "AD0-ia"; **Ctrl+Enter** "AD1-ib" como se observa en la figura 5.29. Luego seleccionar **OK** y asignar los nombres "ia" e "ib" a los conectores.

Cuando se desea distinguir entre las entradas y salidas en el bloque compuesto, se debe asignar etiquetas a cada conector.

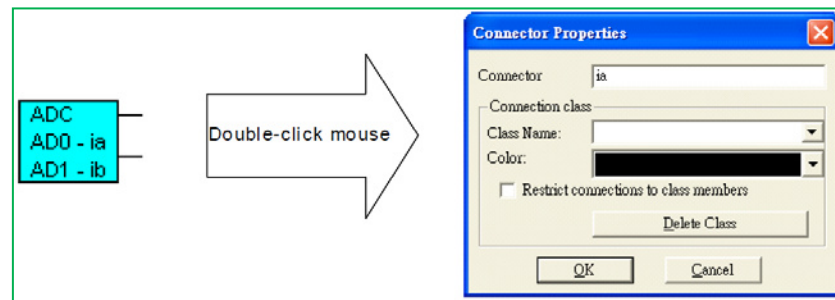


**Figura 5.29: Rotulación del bloque compuesto en la ventana de propiedades (Compound Properties).**

Apuntar con el mouse sobre el conector en el bloque **Compound** que se quiere etiquetar. El puntero se convierte en una flecha que apunta hacia arriba. Dar doble clic y se despliega la ventana **Connector Properties**. En la opción de **Connector** ingresar un nombre, ia e ib. Clic en **OK**.

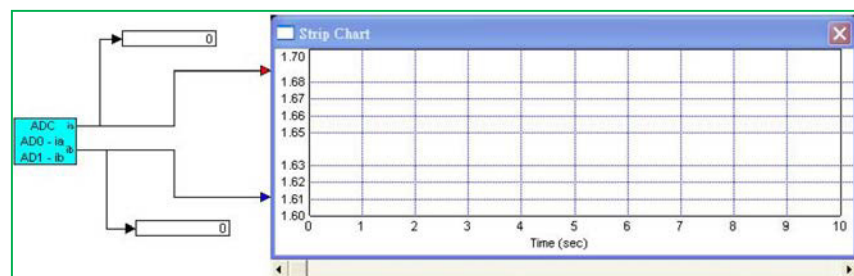
Si se requiere que la etiqueta aparezca en el bloque, activar el comando **Connector Labels** en las opciones del menú **View** de la barra de herramientas (Fig. 5.30).

Seleccionar **Blocks**→**Signal Consumer** e insertar el bloque **Strip Chart**. Cambiar el número de entradas en el bloque **Strip Chart**, y



**Figura 5.30: Rotulación de los conectores del bloque ADC.**

guardar el diagrama de bloques de la figura 5.31 con el nombre “3\_1adc.vsm”.



**Figura 5.31: Diagrama de bloques para la captación y despliegue visual de ADCINA0 y ADCINA1.**

### 5.3.3.2.1 Generación y compilación del código C


Seleccionar el bloque compuesto y escoger **Tools**→**Code Gen...**, Aparecerá la ventana **Code Generation Properties**. Activar la opción **Include VisSim Communication Interface**.

Dar clic en el botón **Compile** para generar un archivo **.c** y crear un archivo con extensión **.out**, entonces se desplegará la ventana de comando MS/DOS. Observar la compilación y los mensajes generados en la ventana de comando y observar que no existan mensajes de error. Presionar cualquier tecla para cerrar la ventana de comando y regresar a trabajar en la ventana **Code Generation Properties**. Luego presionar el botón **Done**.

#### 5.3.3.2 Validación del algoritmo en el DSP.

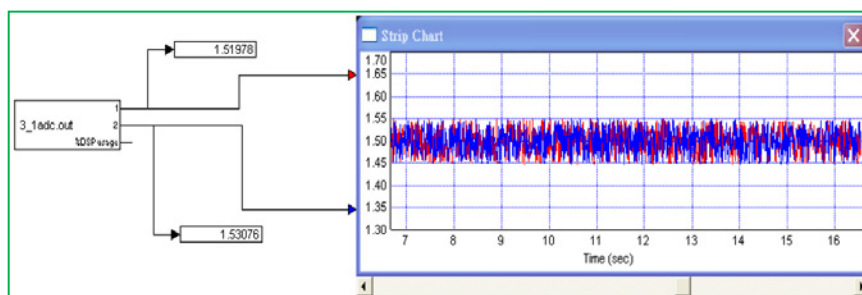
Seleccionar el bloque *compuesto* y borrarlo. Escoger en el menú **VisSim/DSP→F281X→DSPinterface**. Colocar y cablear el bloque **DSPinterface**, luego guardar el archivo como **“3\_1adcD.vsm”**.

Escoger **Simulate→Simulation Properties** para abrir la ventana de propiedades de simulación. Cambiar **Time Step** a 0.001 y activar **Run in Real Time**, luego dar clic en **Accept**. Guardar el archivo como **“3\_1adcD.vsm”**.

Presionar  para comenzar con la simulación. Mientras el archivo **.out** está corriendo, observar las formas de onda y registrar los valores. Debido a que no circula corriente por las



fases de salida del inversor trifásico, solo se observa el valor DC (1.5 Voltios) más el ruido (Fig. 5.32).



**Figura 5.32: Medición de las corrientes de salida del inversor trifásico.**

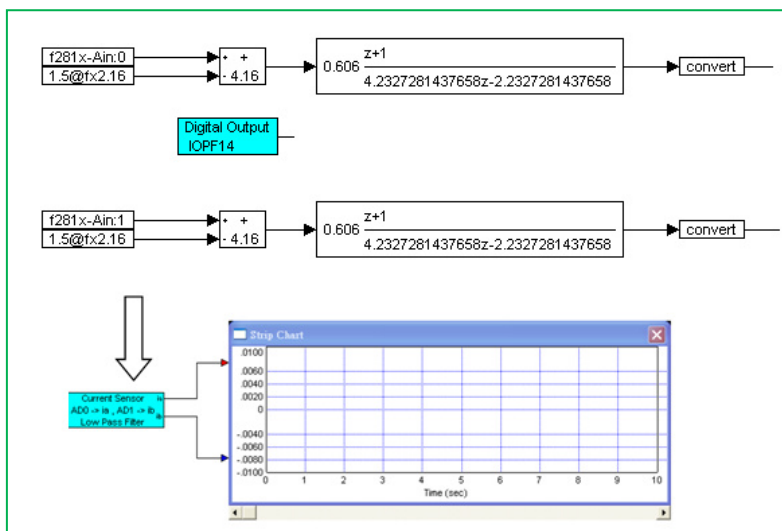
Se puede Observar que la salida 1 (ia) del bloque **DSPinterface** muestra el valor de 1.51978 y la salida 2 (ib) tiene un valor de 1.53076. El ruido es de aproximadamente 100mVp-p.

Como el rango de voltaje de entrada de las señales analógicas en el DSP TMS320F2812 es de 0 a 3.0 V, se debe dar un offset de 1.5V que permita que la corriente oscile arriba y debajo de este nivel (corrientes sinusoidales con armónicos). En el equipo MACI-2012 para la calibración de los niveles DC, se ajustaron los potenciómetros VRA1\_Ia0 y VR0\_Ib8, para obtener el valor DC de 1.5 V en ia e ib respectivamente.

El ruido indeseable que se observa en las mediciones, hace necesario el uso de filtros digitales pasa-bajos para disminuir o eliminar las señales de ruido de alta frecuencia presentes en las señales de corriente.

### 5.3.3.3 Diagrama de bloques para la eliminación del nivel DC y adición de filtros digitales pasa bajos a las señales de corriente del inversor

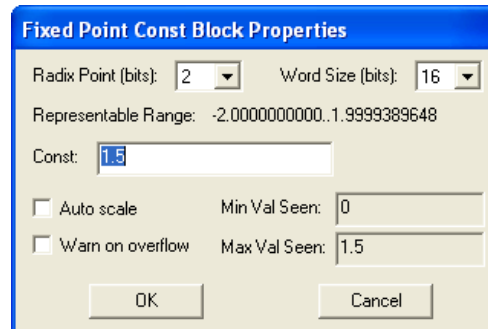
Modificar el bloque compuesto (Fig. 5.33).



**Figura 5.33: Circuito de captación de corrientes con eliminación del nivel DC y la adición de filtros digitales.**

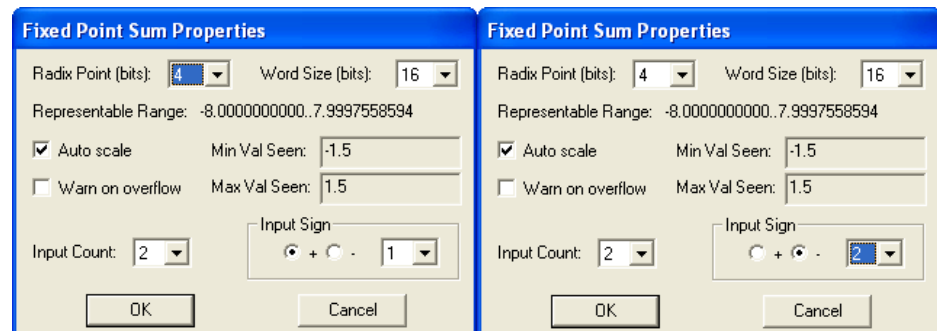
Escoger **Blocks** → **Fixed Point**. Ubicar el bloque **Const** y establecer los parámetros en la ventana **Fixed Point Const Block**

**Properties**, como muestra en la figura 5.34.



**Figura 5.34: Ventana de Propiedades del bloque: Fixed Point Const Block Properties.**

Escoger **Blocks-Fixed Point**, Ubicar el bloque **Sum**, y establecer los parámetros relacionados como se muestra en la figura 5.35.



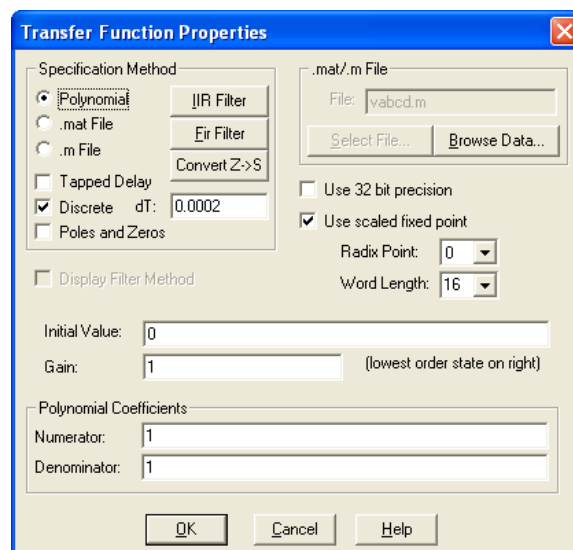
**Figura 5.35: Ventana de Propiedades del bloque Fixed Point Sum.**

La segunda señal de entrada del bloque **Sum**, necesita ser configurada en “-” seleccionando la opción de señal de entrada

(*Input Sign*) a 2 y “-”.

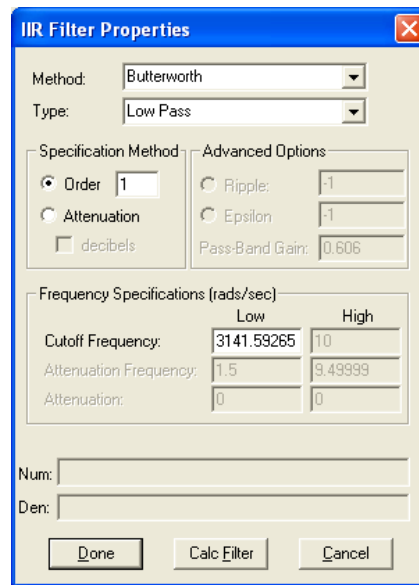
Para diseñar un filtro digital pasa-bajos de **Butterworth (IIR)** con una frecuencia de muestreo de 5KHz (0.0002 seg.) y con una frecuencia de corte de 500Hz (3141.59265...rad/seg) se debe seguir el siguiente procedimiento:

Escoger **Blocks->Fixed Point** y ubicar la función **transferFunction(filter)**. Dar doble clic sobre el bloque para que se despliegue la ventana **Transfer Function Properties** en el área de trabajo de **VisSim**. En esta ventana, seleccionar las opciones: **Polynomial**, **Discrete** y **Use scales fixed point**, luego colocar en **dT**, 0.0002; tal como se muestra en la figura 5.36



**Figura 5.36: Ventana de dialogo de las propiedades de la Función de Transferencia (Transfer Function Properties).**

Dar clic en el botón **IIR Filter** y se desplegara la ventana para configurar los parámetros del filtro (Fig. 5.37).



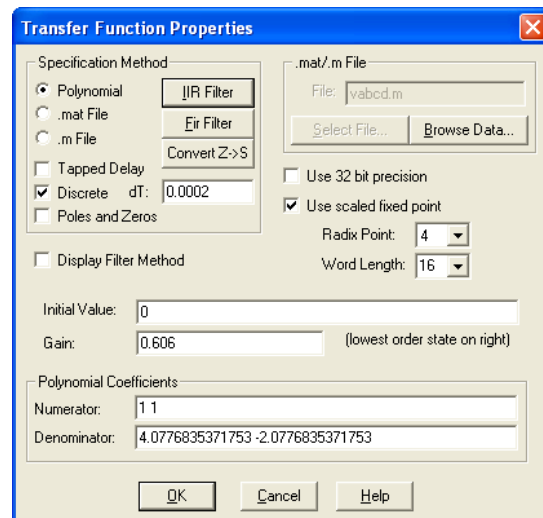
**Figura 5.37: Ventana Propiedades del Filtro IIR.**

Presionar el botón **Calc Filter**, para que **VisSim** calcule y genere apropiadamente los coeficientes del filtro.

Luego presionar **Done** y salir de la ventana de dialogo. Inmediatamente se desplegara la ventana **Transfert Function Properties** con los valores calculados para los coeficientes del polinomio (tanto del numerador como del denominador).

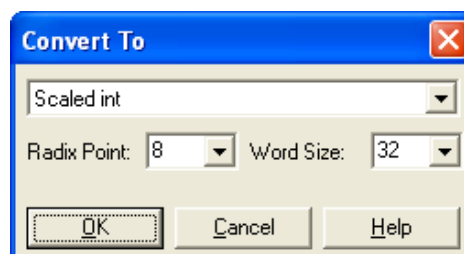
Debido a que el coeficiente del polinomio del denominador de la función de transferencia es 4.0776, entonces el valor de **Radix**

**Point** será 4 para tener un intervalo de -7.99 hasta +8 (Fig. 5.38) y luego presionar **OK**.



**Figura 5.38: Configuración final de la función de transferencia del filtro digital pasa bajos de Butterworth.**

Seleccionar del menú **Blocks**→**FixedPoint**, el bloque **Convert To** y configurar los parámetros relacionados como se muestra en la figura. 5.39.



**Figura 5.39: Ventana de propiedades del bloque Convert To.**

Renombrar el bloque compuesto “**ADC AD0-ia AD1-ib**” por “**Current Sensor**” Ctrl+Enter “**AD0 -> ia AD1 -> ib**” Ctrl+Enter “**Low Pass Filter**”.

Guardar el archivo como “**3\_2adcL.vsm**”.

#### **5.3.3.3.1 Generación y compilación del código C.**

Seleccionar el bloque *compuesto* y elegir **Tools**→**Code Gen...** Activar la opción **Include VisSim Communication Interface**. Dar clic en el botón **Compile** para generar un archivo **.c** y crear un archivo **.out**. Observar la compilación y los mensajes generados en la ventana de comandos; asegurarse de que no se generen mensajes de error.


Presionar cualquier tecla para cerrar la ventana de comandos y regresar a trabajar en la ventana **Code Generation Properties**. Luego presionar **Done**.

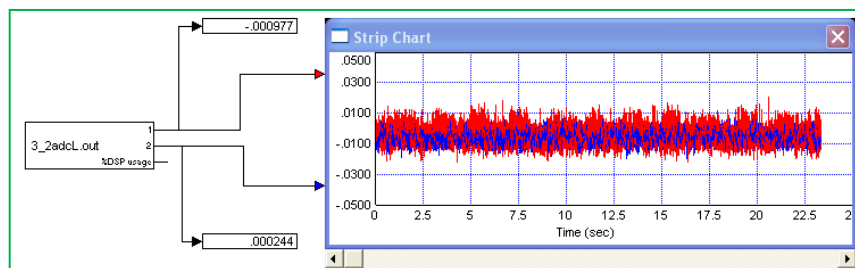
#### **5.3.3.3.2. Validación del algoritmo en el DSP.**

Reemplazar el bloque de componentes con un bloque **DSPinterface**.

Seleccionar **Simulate**→**Simulation Properties** para abrir la ventana de propiedades de la simulación.

Cambiar el tiempo de muestreo a 0.001 y activar la opción ***Run in Real Time***.

Guardar el nuevo archivo como “**3\_2adcLD.vsm**” y presionar la flecha  para comenzar la simulación. Las formas de onda pueden ser monitoreadas como se muestran en la figura 5.40.



**Figura 5.40: Medición de las corrientes de salida del inversor trifásico con la eliminación del nivel DC y la adición del filtro digital pasa-bajos.**

Nótese que ya no se tiene el nivel DC de 1.5V, las señales  $i_a$  como  $i_b$  están oscilando alrededor de 0V, con un nivel del orden de los 12mVp-p.

La calibración de estas corrientes es determinante para el funcionamiento del equipo, ya que si estas contienen valores DC o están desplazadas una respecto de la otra, se generará

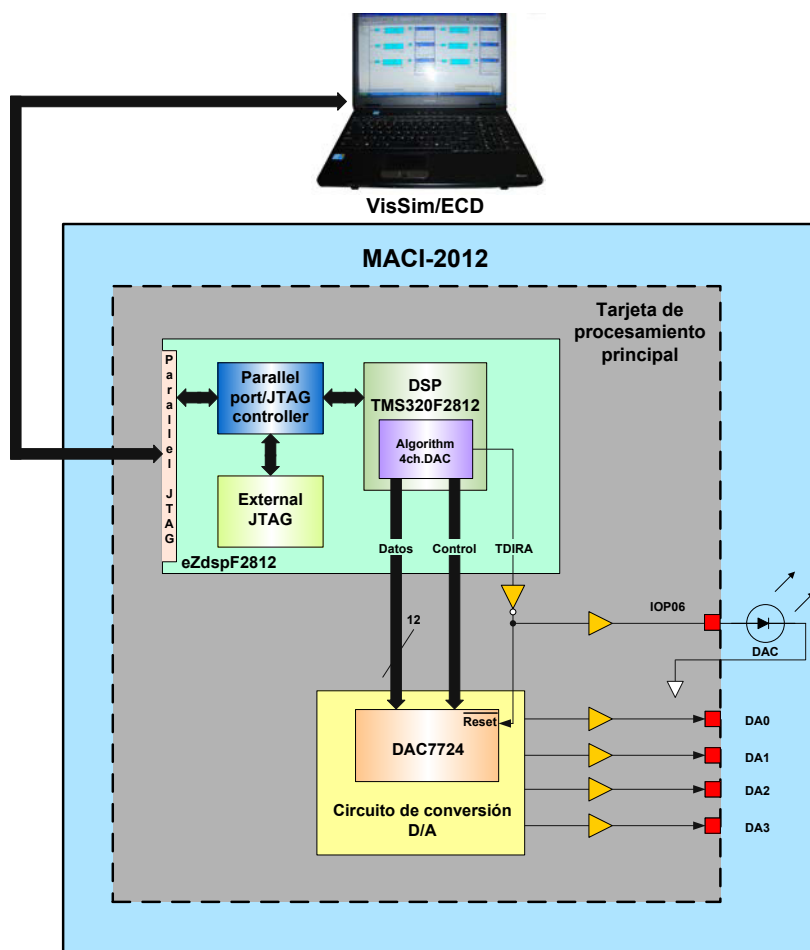


errores en los bloques que realizan cálculos basados en estas corrientes.

## **5.4 Manejo de salidas analógicas para la visualización de las señales del DSP en el panel frontal del equipo MACI-2012**

### **5.4.1 Objetivos**

El equipo MACI-2012 dispone de un circuito de conversión D/A de cuatro canales de salida analógicos, que convierte la barra de datos digital de 12 bits proveniente de los registros del DSP TMS320F2812 embebido en la tarjeta de desarrollo eZdspF2812 (figura 5.41). Los cuatro canales de salida del circuito de conversión D/A, ubicado en la tarjeta de procesamiento principal, están disponibles en las borneras del panel frontal del equipo MACI-2012 (DA0, DA1, DA2 y DA3). El registro de 12 bits del DSP utiliza el formato Q15 ( $fx1.16$ ), lo que implica que el rango de conversión está entre -1 a 0.99997; el circuito de conversión D/A basado en el convertidor DAC7724 escala sus salidas DA0, DA1, DA2 y DA3 en el rango de -10 V a +10 V.



**Figura 5.41: Diagrama de bloques simplificado del manejo de las salidas analógicas del equipo MACI-2012.**

El DSP a través de la salida digital TDIRA mantiene reseteado el convertidor D/A del circuito de conversión, mientras TDIRA este en nivel alto (Reset negado está en cero) lo que implica que la salida IOPA6 va a nivel bajo y el LED DAC se apaga, por consiguiente las salidas analógicas DA0, DA1, DA2 y DA3 son forzadas a nivel cero. Un estado

bajo en la salida digital TDIRA del DSP activa el circuito de conversión y hace que el LED DAC se encienda.

El proceso de conversión se maneja con la barra de control de 7 bits proveniente del DSP; **VisSim** programa y controla el proceso de conversión y asignación de canales a través del bloque **4ch.DAC**, que maneja la barra de control de 7 bits y la señal TDIRA.

Cabe puntualizar que la comunicación entre **VisSim** y el DSP, se la puede realizar también a través del puerto Paralelo del PC, mediante el emulador de JTAG XDS510PP con aislamiento óptico, cuya salida se conecta al conector JTAG externo del equipo MACI-2012.

#### **5.4.2 Requerimientos del sistema**

Los requerimientos del sistema son los siguientes:

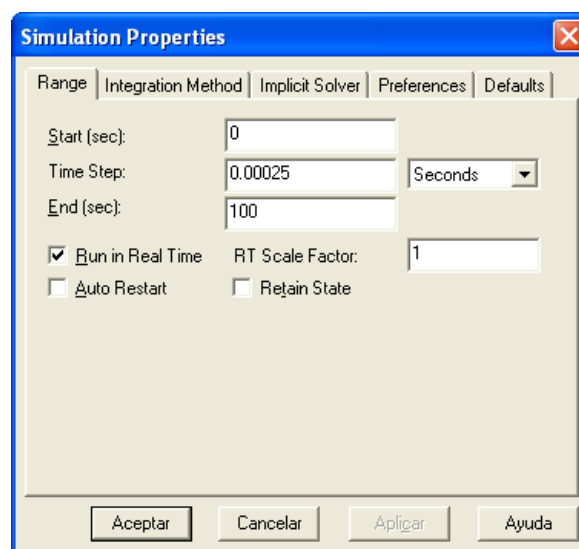
- Generar una señal seno de 2 Hz y 10 Vpico por la salida DA0.
- Generar una señal seno de 1 Hz y 10 Vpico por la salida DA1.
- Generar una señal seno de 10 Hz y 10 Vpico por la salida DA2.
- Generar una señal seno de 10 Hz y 10 Vpico y su valor absoluto por la salida DA3.

- El LED indicador de actividad del DSP IOPF14 parpadee una vez por segundo.
- Trabajar con frecuencias de muestreo de 4 KHz para la extracción de datos del DSP hacia VisSim.

### 5.4.3 Procedimiento experimental

#### 5.4.3.1 Establecer la frecuencia de muestreo del DSP

Del menú **Simulate**→**Simulation Properties**, configurar la frecuencia de muestreo del DSP en 4KHz (0.00025 seg.) y el tiempo de simulación en 100 segundos. Adicionalmente seleccionar la opción de operación en tiempo real; tal como se muestra en la figura 5.42.

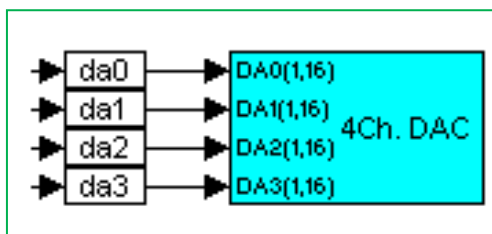


**Figura 5.42: Ventana de las Propiedades de Simulación.**

### 5.4.3.2 Bloque de conversión 4ch.dac en VisSim

Este bloque está diseñado en el ambiente de *VisSim/ECD* y se encarga internamente de generar todas las señales requeridas por el circuito de conversión D/A, las cuales son proporcionadas a través del DSP.

Del menú **File**→**Add** seleccionar el archivo **DMD\_dac.vsm** para añadir el bloque **4Ch.DAC**. En el área de trabajo de *VisSim* se despliega el bloque compuesto mostrado en la figura 5.43.



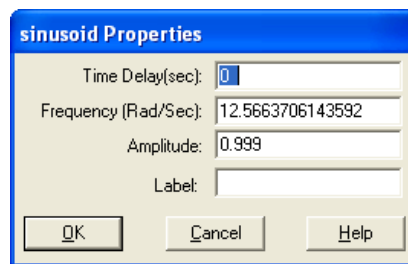
**Figura 5.43: Bloque compuesto 4ch.DAC.**

El bloque **4Ch.DAC** tiene protección por clave, y no se debe configurar IOPA11 a nivel 0, para habilitar el circuito de conversión D/A. El bloque de 4 canales de salida analógicos **4Ch.DAC** tiene incluida esta función. Únicamente se necesita asignar el registro del DSP que se quiere visualizar a la salida [8].

### 5.4.3.3 Generación de señales en VisSim.

Generar dos señales seno con +/-10V con **VisSim**. Las salidas pasan a través de DA0 y DA1 respectivamente.

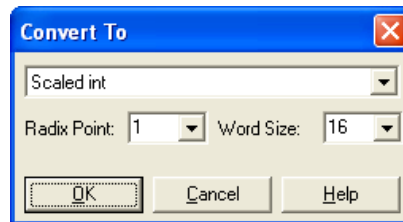
Del menú **Blocks**→**Signal Producer** colocar un bloque **sinusoid** y configurar los parámetros como en la figura 5.44.



**Figura 5.44: Ventana de Propiedades del bloque sinusoid.**

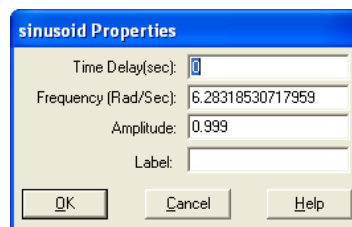
El bloque **sinusoid** generará una señal seno de 2Hz (12.566 rad/seg) y +/-0.9999 de amplitud, sin embargo en la salida DA0 se obtiene una señal de voltaje pico entre -10 y +10V, con una frecuencia de 2Hz.

Seleccionar Block→Fixed Points Convert y conectarlo con el bloque sinusoid. La señal de salida del bloque sinusoid, está en formato de doble precisión (double format), debe añadirse un bloque convertidor para convertirlo a modo Q15, (Fig. 5.45).



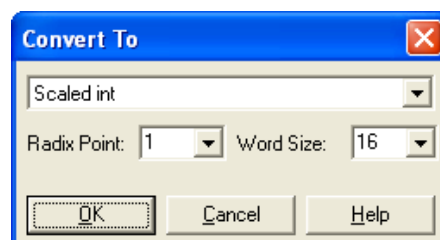
**Figura 5.45: Ventana de Propiedades del bloque Convert.**

Colocar otro bloque **sinusoid** y configurarlo a 1Hz (6.283 rad/seg) y 0.9999 Voltios pico (figura 5.46).



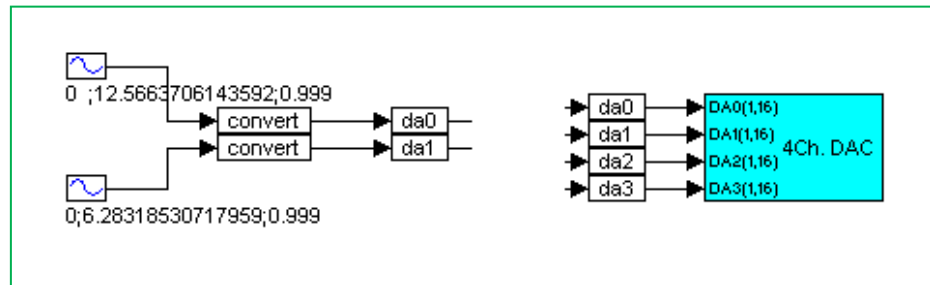
**Figura 5.46: Ventana de Propiedades del bloque sinusoid.**

Colocar otro bloque **Convert** y conectar con el bloque **sinusoid** (Fig. 5.47).



**Figura 5.47: Ventana de Propiedades del bloque Convert.**

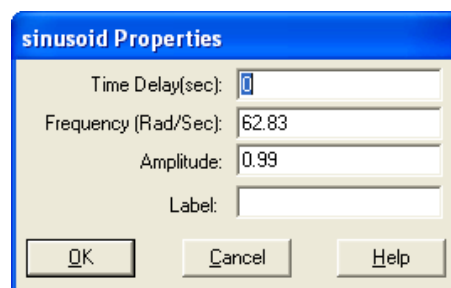
Seleccionar **Block**→**Annotation variable**, rotularlos con da0 y da1 y conectarlos como se muestra en la figura 5.48.



**Figura 5.48: Diagrama de bloques para las salidas DA0 y DA1.**

Para generar una señal seno de 10Hz y 10V pico con el DSP cuyas salidas pasen por da2 y el valor absoluto por da3 procederemos de la siguiente manera:

Del menú **Blocks**→**Signal Producer** colocar un bloque **sinusoid** y configurar sus propiedades como se muestra en la figura 5.49; esto es 10Hz (62.83 rad/seg) y 0.9999 Voltios pico.

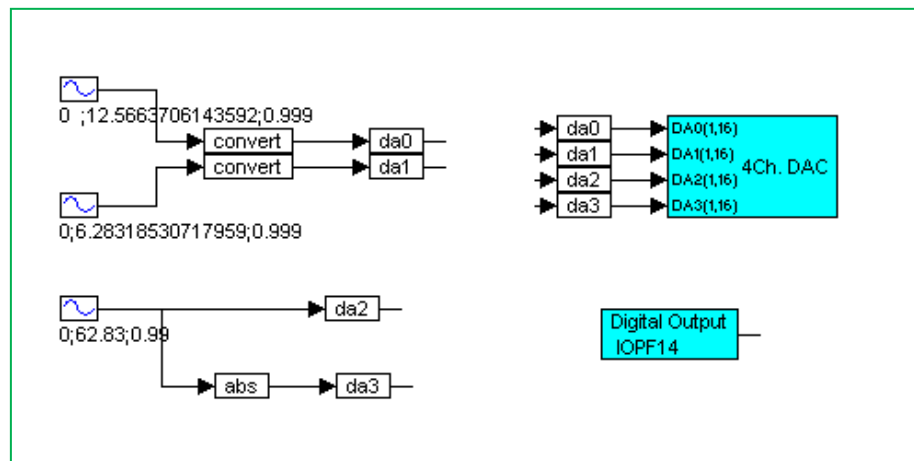


**Figura 5.49: Ventana de Propiedades de la Sinusoid.**



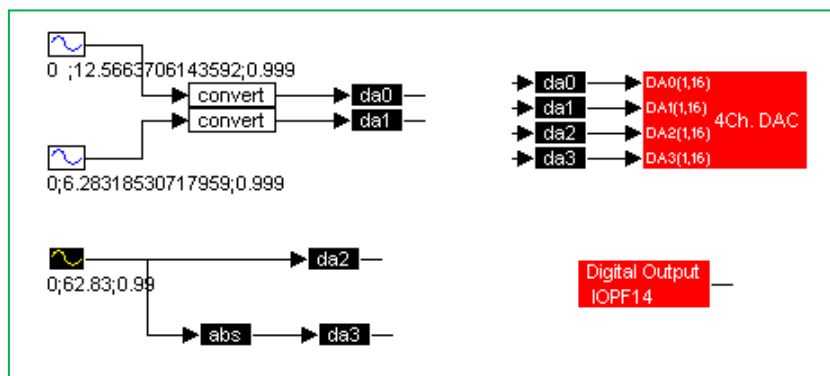
Del menú **Blocks**→**Fixed Points**, seleccionar el bloque **abs** (valor absoluto) y conectarlo al bloque **sinusoid**.

Seleccionar **Block**→**Annotation variable**, rotularlos con da2 y da3 y conectarlos tal como se muestra en la figura 5.50



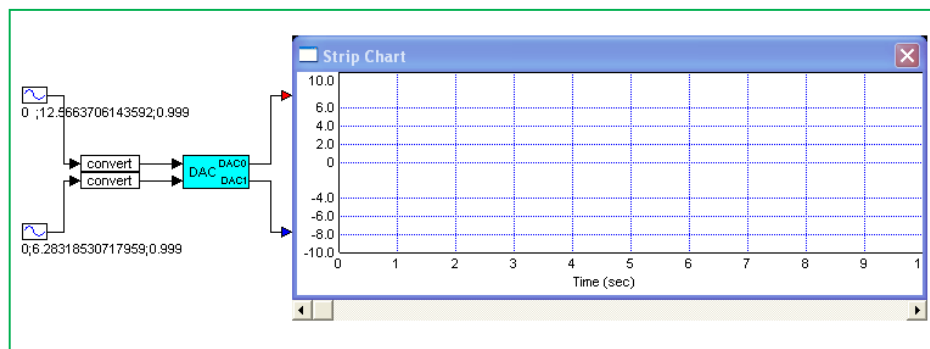
**Figura 5.50: Diagrama de bloques de la aplicación DAC.**

Seleccionar los bloques como se muestra en la figura 5.51 y encapsularlos en un bloque compuesto. Bajo **compound name**, ingresar **“DAC”**.



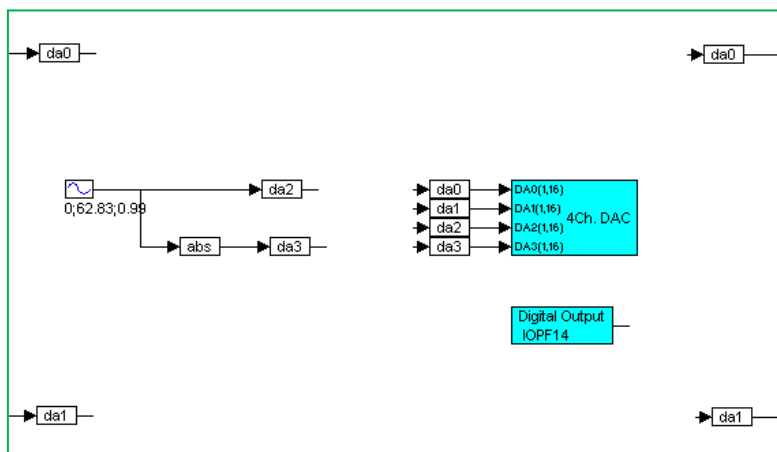
**Figura 5.51: Crear el bloque compuesto DAC.**

Añadir dos pines de salida en el bloque DAC y colocar el bloque **Strip Chart** para conectar las salidas del bloque DAC (figura 5.52).



**Figura 5.52: Diagrama del bloque DAC.**

Con doble clic en el bloque compuesto DAC, se observa la estructura interna del mismo, (Fig. 5.53).



**Figura 5.53: Capa interna del bloque compuesto DAC.**

Guardar la aplicación como “**4dac.vsm**”.


#### **5.4.3.4 Generación y compilación del código C.**

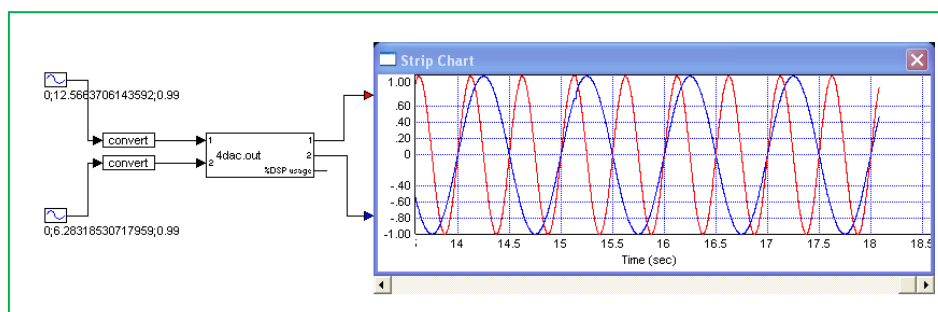
Seleccionar **Tools**→**Code Gen...** Activar la opción **Include VisSim Communication Interface**. Y dar clic en el botón **Compile** para generar un archivo **.c** y crear un archivo **.out**; luego se despliega la ventana de comando MS/DOS. Observar la compilación y los mensajes generados en la ventana de comando y asegurarse de que no haya mensajes de error. Presionar cualquier tecla para cerrar la ventana de comando y luego dar clic en **Done**.

### 5.4.3.5 Validación del algoritmo en el DSP.

Seleccionar el bloque **DSPinterface** para reemplazar el bloque compuesto original y luego guardar en un nuevo archivo “4dacD.vsm”.

Seleccionar **Simulate** → **Simulation Properties** y cambiar **Time Step** a 0.001.

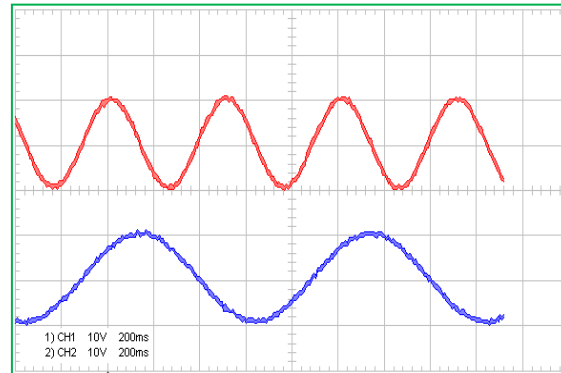
Presionar  para correr el programa del DSP, ahora se pueden observar las salidas de DA0 Y DA1 (figura 5.54).



**Figura 5.54: Despliegue visual de las señales DA0 y DA1.**

Debido al ancho de banda del JTAG, cuando está corriendo **VisSim DIL** (DSP dentro del lazo), habrá una limitación en la velocidad de transferencia. Para observar las diferencias, se pueden utilizar las salidas físicas DA0 y DA1 del panel frontal para

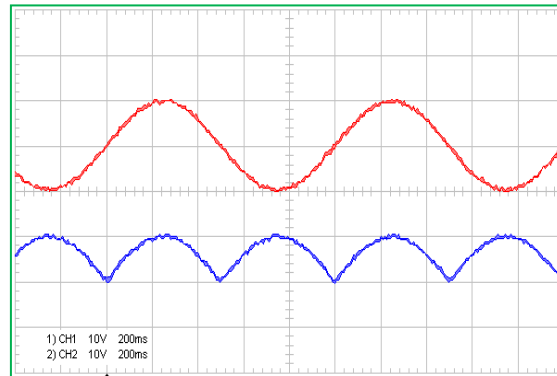
tomar oscilogramas (osciloscopio FLUKE 192C) de las señales analógicas DA0 y DA1. (Figura 5.55).



**Figura 5.55: Oscilogramas de las salidas analógicas DA0 y DA1.**

Tomar oscilogramas (osciloscopio FLUKE 192C) de las señales analógicas DA2 y DA3. (Fig. 5.56). Obsérvese que la amplitud pico de la señal sinusoidal y su valor absoluto es de 10 Voltios.

Para detener el programa, presionar F4 en **VisSim**.

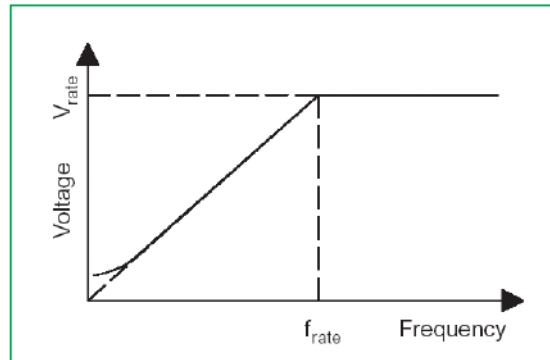


**Figura 5.56: Oscilogramas de las salidas analógicas DA2 y DA3**

## **5.5 Control de velocidad escalar (V/F) del motor sincrónico de imanes permanentes (PMSM)**

### **5.5.1 Objetivos**

En esta sección experimental se usa la técnica de SVPWM, con una frecuencia de 10KHz, para controlar el inversor trifásico que alimenta el motor sincrónico de imanes permanentes (PMSM). En este experimento se utiliza el control escalar (V/F) de velocidad para el PMSM; este metodo mantiene la relación voltaje/frecuencia constante (Fig. 5.57). Como objetivo secundario se monitorea y observa visualmente la respuesta de la corriente del motor.

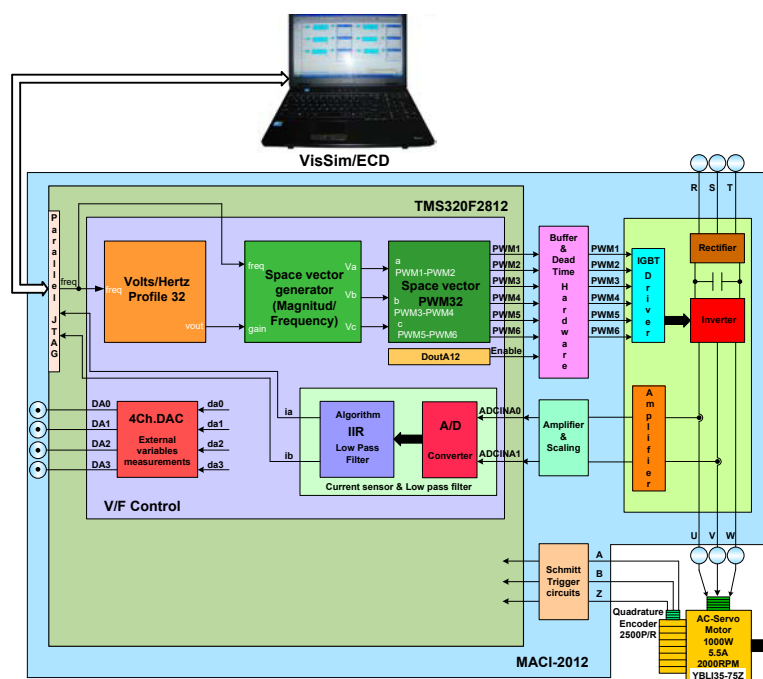


**Figura 5.57: Relación Voltaje/Frecuencia del control V/F.**

### 5.5.2 Requerimientos del sistema

Los requerimientos del sistema son los siguientes:

- Trabajar con frecuencias de muestreo de 4 KHz para la extracción de datos del DSP hacia VisSim.
- Utilizar las entradas del DSP ADCINA0 (AD0) y ADCINA1 (AD1) para medir las señales de corriente de las fases a y b del motor.
- Usar la técnica de control de velocidad escalar (V/F) para controlar la velocidad del PMSM. Para la conmutación de los seis IGBT's del inversor trifásico se utilizara la técnica SVPWM , con la portadora a una frecuencia de 10KHz.



**Figura 5.58: Diagrama del sistema de control de velocidad V/F.**

- Usar la salida digital IOPF14 para monitorear la actividad del DSP a través del parpadeo del LED indicador IOPF14.

El diagrama de flujos de las señales del sistema se muestra en la figura 5.58. Notese que para la modulación SVPWM en VisSim se utilizarán los bloques: Space Vector Generator32 (Magnitud/Frecuencia) y el Space Vector PWM32. El primer bloque es apropiado para el control V/F, puesto que las ordenes para la generación del vector espacial están dadas mediante la magnitud y frecuencia de rotación respectivamente.



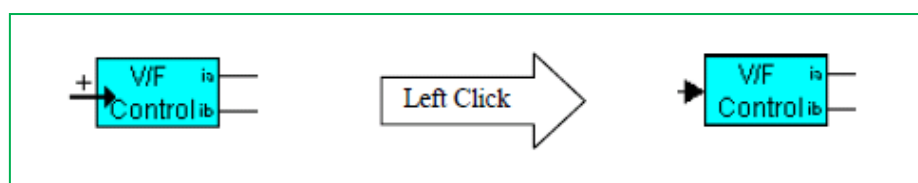
### 5.5.3 Procedimiento experimental

#### 5.5.3.1 Configurar el bloque de control escalar de velocidad (V/F Control)

Configurar la frecuencia de muestreo de la DSP en 5KHz (0.0002seg) y un tiempo final 500 seg.

Abrir el archivo **3\_2adcL.vsm**, luego guardar el archivo como **“5vf.vsm”**.

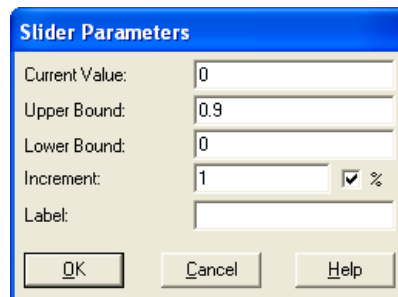
Renombrar el bloque compuesto **“Current Sensor & Low Pass Filter”** a **“V/F Control”**, usar la función **Edit**→ **Add Conector**, el cursor cambiará a  $\rightarrow$  (Fig. 5.59).



**Figura 5.59: Añadir un conector de entrada al bloque V/F Control.**

Llevar el cursor sobre el bloque compuesto dar clic izquierdo para añadir conectores. Moverse a un espacio en blanco dar clic derecho para deshabilitar esta función.

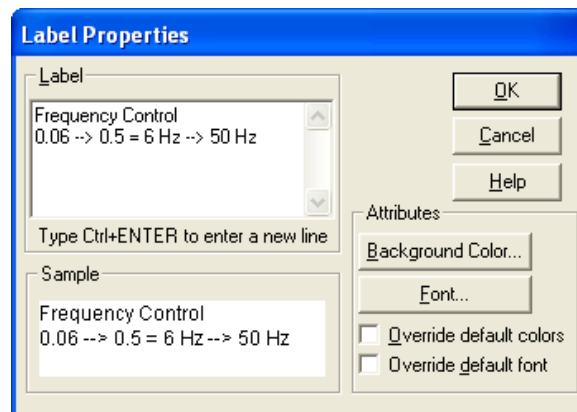
Del menú **Blocks**→ **Signal Producer**→ **Slider**, configurar el rango de entrada entre 0 y 0.9. El bloque **Slider**, permite variar la frecuencia del voltaje aplicado al motor entre 0 y 90 Hz. (Fig. 5.60).



**Figura 5.60: Parámetros del Slider.**

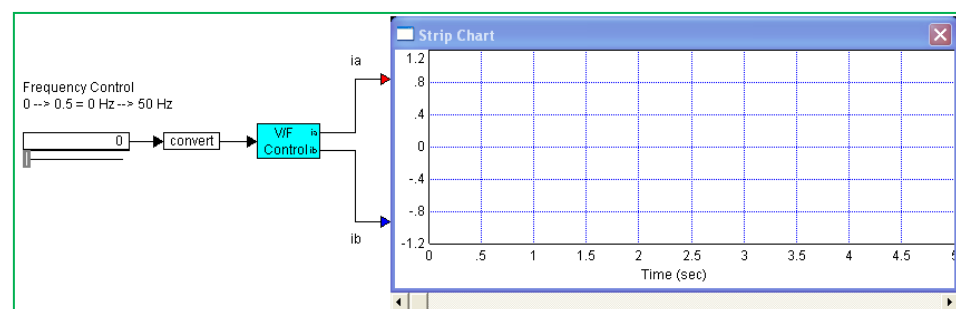
Debido a que el DSP TMS320F2812 es un procesador digital de señales de punto fijo (**fixed point**). Necesitamos añadir un bloque convertidor después del bloque **Slider**, para convertir un número de doble precisión (formato de punto flotante a la salida del **Slider**) a un número entero escalado (aritmética de punto fijo) con una longitud de 32 bits y punto decimal de 8 (**Word Size: 32, Radix Point: 8**).

Se añadirá una etiqueta para describir que un cambio en el slider entre 0.06 y 0.5, implica un cambio en la frecuencia entre 6 Hz y 50 Hz. Seleccionando **Blocks** → **Annotation** → **label** y en el campo **Label** escribimos la descripción para el **Slider** (Fig. 5.61).



**Figura 5.61: Propiedades de la Etiqueta.**

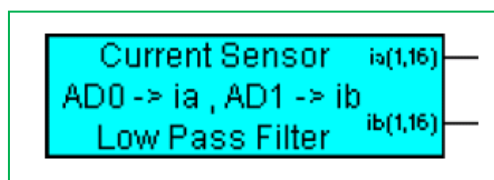
Más adelante se observara que lo establecido en la rotulación de la etiqueta se cumple con exactitud. En la Figura 5.62 se muestra el diagrama de bloques del control V/F.



**Figura 5.62: Diagrama de bloques del control V/F.**

Mover el cursor sobre el bloque compuesto **V/F Control**, luego dar doble clic para poder ingresar, seleccionar todos los componentes internos del bloque **V/F Control**, para agruparlos en un nuevo

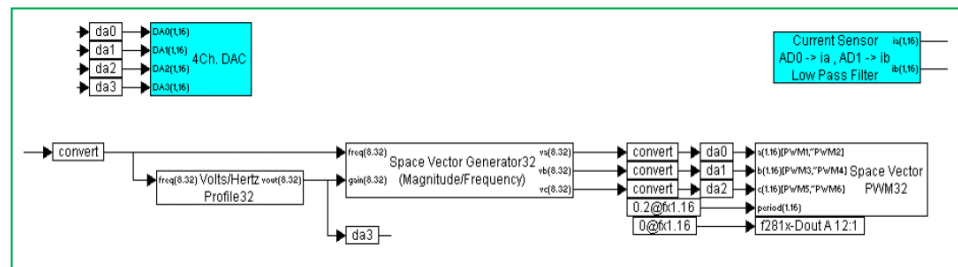
bloque compuesto denominado: **Current Sensor ADO**→*ia*, **AD1**→*ib Low Pass Filter* (Fig. 5.63).



**Figura 5.63: Bloque compuesto del sensor de corriente y filtro pasa bajos.**

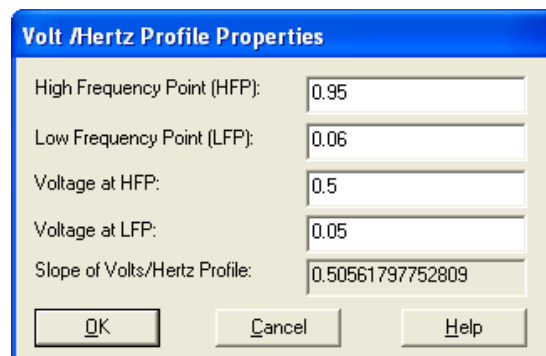
Del menú **File**→ **Add...** seleccionar "**DMD\_dac.vsm**" el cual añadirá el bloque **4ch.DAC** en el espacio de trabajo de **VisSim**.

Seleccionar **VisSim/DSP**→**TI 32bit Digital Motor Control Blocks** para agregar: el bloque **V/Hz Profiles Generator32**, el bloque **Space Vector PWM32** y **Space Vector Generator32 (Magnitude/Frequency)**. Luego añadir bloques de **variables** para hacer que las salidas del DAC tomen los valores de *va*, *vb*, *vc* y *vout* como muestra la figura 5-64; de tal forma que estas señales estén disponibles en las borneras de salida: DA0, DA1, DA2 y DA3 del panel frontal del equipo MACI-2012. En el panel frontal del equipo MACI-2012, se pueden tomar oscilogramas de las señales que hayan sido direccionadas hacia las borneras.



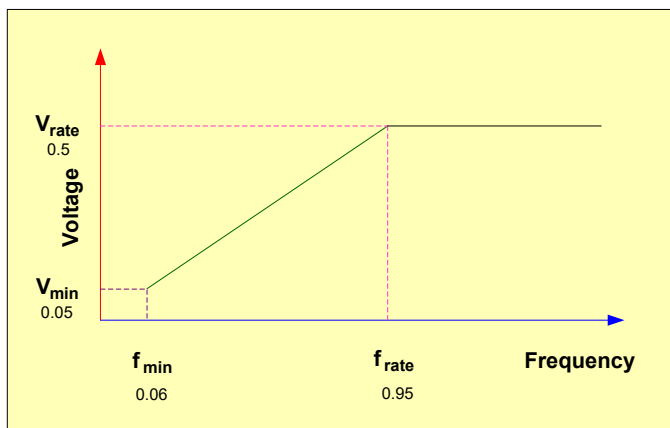
**Figura 5.64: Bloques TI DMC (Texas Instruments Digital Motion Control) para el control V/F.**

En la ventana de propiedades del bloque **V/Hz Profiles Generator32** configurar los parámetros como se muestra en la figura 5-65.



**Figura 5.65: Ventana de diálogo de las propiedades del Perfil V/Hz.**

Las propiedades impuestas al bloque **V/Hz Profiles Generator32**, se visualizan en el gráfico mostrado en la figura 5.66.



**Figura 5.66: Relación Voltaje-Frecuencia en base de las propiedades del Perfil V/Hz.**

El bloque **Space Vector Generator32 (Magnitude/Frequency)**, calcula las relaciones de ciclo (**duty ratios**) que se necesitan para generar el voltaje de referencia a aplicarse al estator del motor, en base de la técnica SVPWM. El voltaje de referencia es descrito por su magnitud (**mag**) y su frecuencia (**freq**).

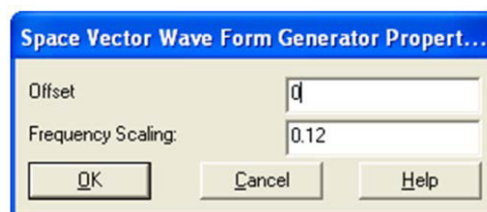
La entrada **freq** del bloque **Space Vector Generator32 (Magnitude/Frequency)** controla la frecuencia de la componente fundamental del voltaje de salida del inversor y su valor está en el rango entre 0 a 1. La entrada **freq** está normalizada con relación a 100Hz. (por ejemplo 0.75 Voltios  $\rightarrow$  75 Hz). De igual manera la entrada **mag** controla la magnitud del voltaje de salida RMS de la componente fundamental del voltaje de salida del inversor. La entrada **mag** está normalizada con relación al voltaje de salida rms

máximo para modulación lineal con SVPWM (ecuaciones 5.1 y 5.2)

$$\left| \vec{V}_{ref} \right|_{\max} = \left[ \frac{2}{3} V_{DC} \right] \frac{\sqrt{3}}{2} = \frac{\sqrt{3} V_{DC}}{3} \quad (5.1)$$

$$V_{LL}(rms) \Big|_{n=1} = \frac{\sqrt{3}}{\sqrt{2}} \left( \frac{V_{DC}}{\sqrt{3}} \right) m = m \times 0.707 \times V_{DC} \quad (5.2)$$

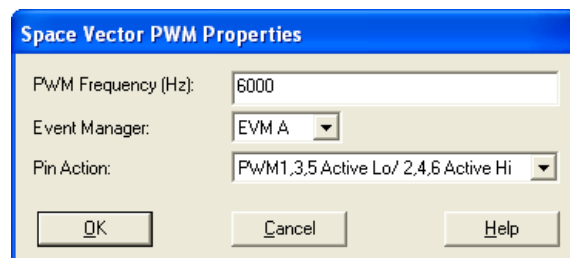
Esto implica; que, si alimentamos el equipo con 220 Voltios, entonces el voltaje de la barra DC será de 310 Voltios y el voltaje de la componente fundamental del voltaje de salida línea a línea en valor rms será de 220 Voltios (índice de modulación  $m=1$ ). Por consiguiente  $mag=0.5$ , implica una salida de 110 Voltios rms entre los terminales del inversor (voltaje línea-línea).



**Figura 5.67: Ventana de propiedades del bloque Space Vector Generator32 (Magnitude/Frequency).**

En la ventana de propiedades del bloque **Space Vector Generator32 (Magnitude/Frequency)**, mostrado en la figura 5.67, **Frequency Scaling** impone la tasa de muestreo del bloque dentro del DSP y el **Offset** indica el nivel adicional utilizado en el cálculo de las señales.

En la ventana **Space Vector PWM32 Properties**, asignar: **PWM Frequency (Hz)** en 6000, **Event Manager** en EVM A y **Pin Action** en **PWM1, 3, 5 Active Lo/ 2, 4, 6 Active Hi** (Fig. 5.68).



**Figura 5.68: Propiedades del bloque Space Vector PWM32.**

El bloque **Space Vector PWM32**, calcula un periodo de tiempo (timer period) basado en la frecuencia del CPU y el valor de la frecuencia de la portadora (**PWM Frequency (Hz)**) introducido en la ventana de dialogo del bloque **Space Vector PWM32**. En nuestro caso, la frecuencia de la CPU es de 150 Mhz y **PWM Frequency (Hz)**=6.000, esto implica que  $\text{Timer period} = 15.000$ .



Las tres entradas (a, b y c) determinan de manera dinámica la relación de ciclo de cada una de las seis salidas PWM, por la asignación de una fracción del periodo del temporizador (**timer period**) al registro de comparación. Un valor de -1 da un 0 % de relación de ciclo y un valor de entrada de 0.99999996 da 100 % de relación de ciclo; la relación de ciclo varía linealmente entre estos dos valores. Así, por ejemplo, si se asigna 0.5 a la entrada c, entonces el registro de comparación se carga con 11.250 y la señal en PWM1 estará activada por 11.250 ciclos de reloj del CPU y desactivada por los 3.750 ciclos restantes.

Las salidas PWM2, PWM4 y PWM6 son el complemento de las salidas PWM1, PWM3 y PWM5 respectivamente.

La entrada **period** está diseñada para la modulación dinámica de la frecuencia de la portadora (**PWM Frequency (Hz)**). Un valor de 0.8 reduce el periodo por un factor de 0.2 % e incrementa la frecuencia de la portadora por 500 % ( $1/0.2 = 5$ ).

Para el cálculo del valor que se debe ingresar en la ventana **Space Vector PWM Properties**, se utiliza la siguiente fórmula

$$PWM\ Frequency\ (Hz) = \frac{2 * HSPCLK * period}{PWM\ Frequency\ real} \quad (5.3)$$

$$PWM \text{ Frequency (Hz)} = \frac{2 * 150 * 10^6 * 0.2}{10 * 10^3} = 6.000 \quad (5.4)$$

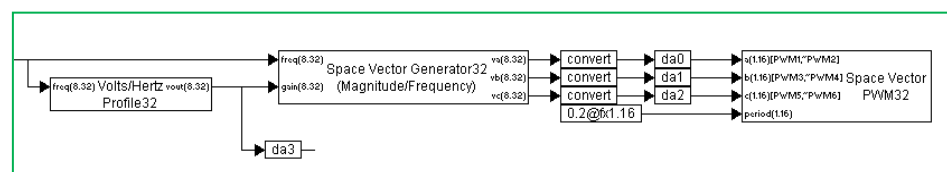
**PWM Frequency (Hz):** Es el valor que debe ingresarse en la ventana **Space Vector PWM Properties**.

**HSPCLK:** Es la frecuencia de reloj del DSP TMS320F2812.

**Period:** Es la entrada **period** del bloque **Space vector PWM 32**

**PWM Frequency real:** Es la frecuencia seleccionada de la señal PWM.

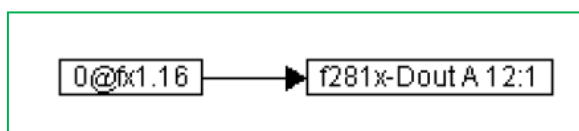
Del menú **Blocks** → **Fixed Point** → **Const**, añadir el bloque **Const** (0.2 en modo Q15) y conectarlo a la entrada del bloque **Space Vector PWM32**. Ahora podemos obtener una frecuencia portadora de 10KHz para el SVPWM (Fig. 5.69).



**Figura 5.69: Configurar la entrada period del bloque Space Vector PWM32.**

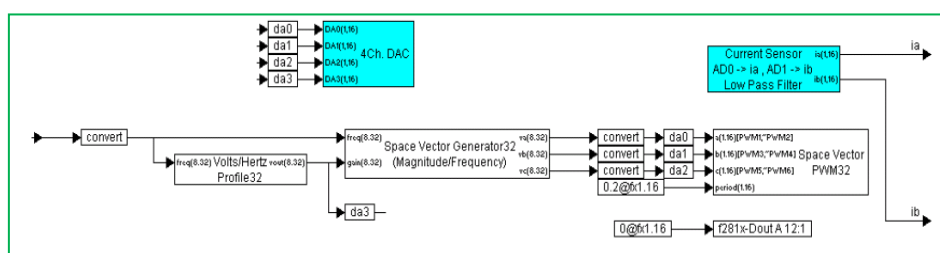
Las seis señales PWM del MACI-2012 son controladas por la salida GPIOA12-TCLKINA del DSP (Conector P8\_18 de la tarjeta

eZdspF2812) y denominada IOPA12 en la bornera de la tarjeta de procesamiento central. Esta salida digital del DSP sirve para proteger el hardware (Figura 5.70). Si la salida IOPA12 es 0, entonces habilita las seis salidas PWM del DSP y se enciende el LED respectivo en el equipo MACI-2012 (**LED PWM1-6**).



**Figura 5.70: Configurar IOPA12 a 0.**

Conectar todos los bloques como se muestra en la figura 5.71 y crear un bloque compuesto con el nombre **“V/F Control”**, guardar el archivo con el nombre **“5vf.vsm”**.

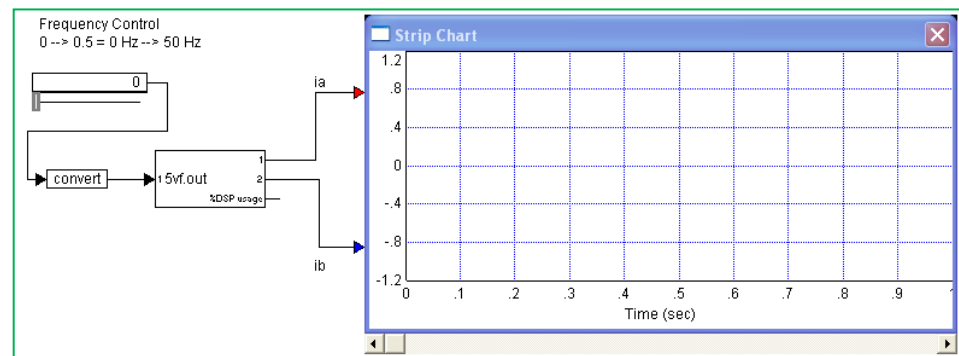


**Figura 5.71: Configuración del bloque compuesto “V/F control”.**

### 5.5.3.2 Compilación y ejecución del bloque V/F Control

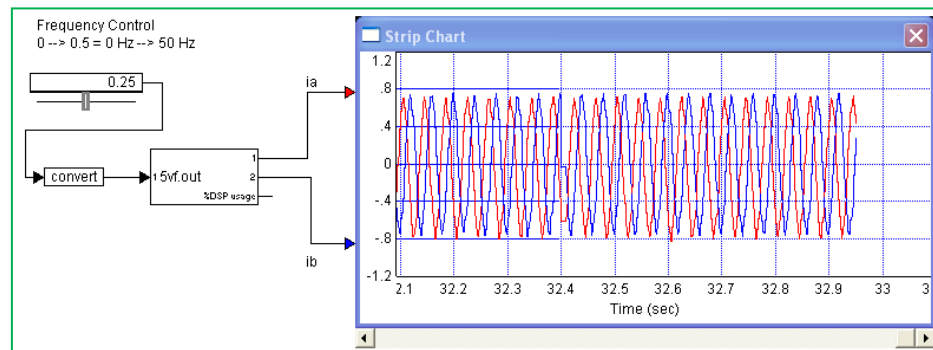
Utilizar **DSP Interface** para remplazar el bloque compuesto (Fig. 5.72) y luego compilar.

Configurar la frecuencia de muestreo de *VisSim* a 200 Hz (0.005 sec). Guardar el archivo como “5vfD.vsm”.



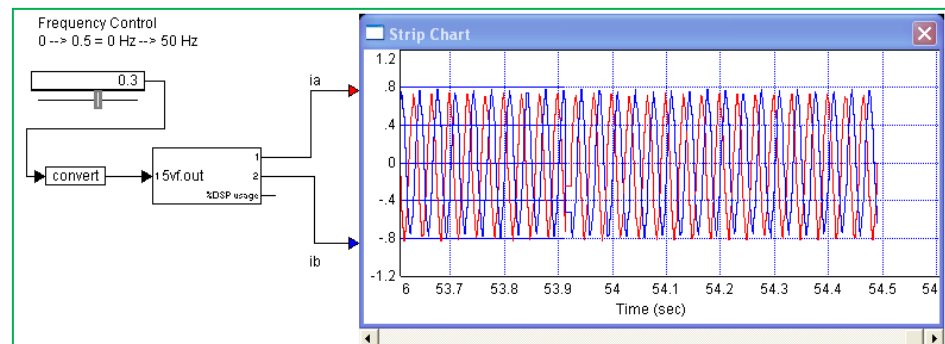
**Figura 5.72: Diagrama de bloques del control V/F.**

Ejecutar la aplicación, e incrementar la frecuencia lentamente. Observar las corrientes cuando el motor está rotando (Figura 5.73) y el control de frecuencia (*Frequency Control*) está en 0.25 (25 Hz).



**Figura 5.73: Corrientes del PMSM para:  $f=0.25$  (25 Hz).**

Incrementar la frecuencia de entrada a 30 Hz y observar la respuesta en el **Strip Chart** (Figura 5.74).

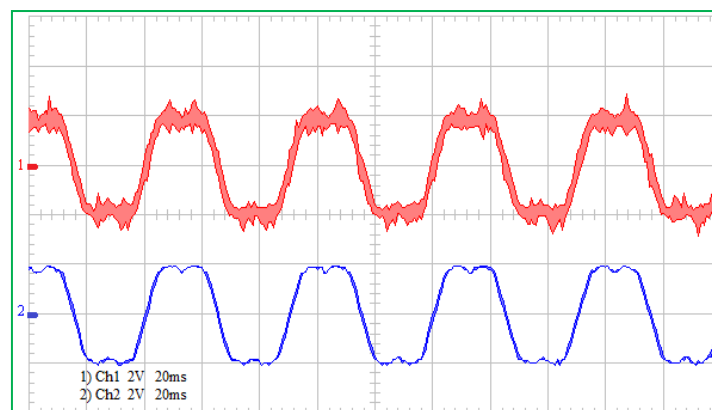


**Figura 5.74: Corrientes del PMSM para:  $f=0.30$  (30 Hz).**

En la figura 5.75 se muestra el oscilograma de la señal de salida **va** del bloque **Space Vector Generator32 (Magnitude/Frequency)**, disponible en el conector DA0 del panel frontal del equipo MACI-2012. Esta señal está medida con un osciloscopio Fluke 192C que tiene la capacidad de aplicar un filtro

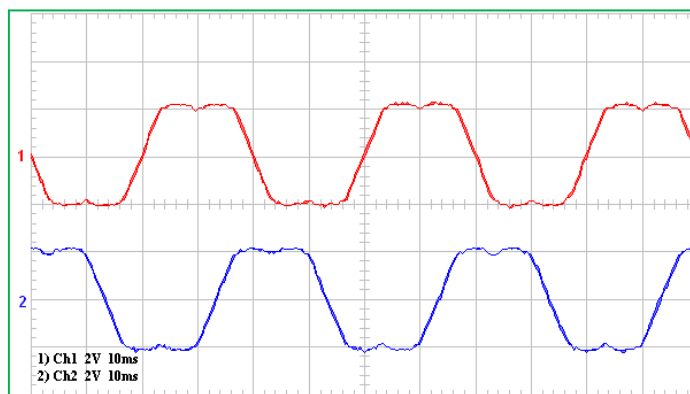
pasa bajos (frecuencia de corte de 10 KHz) para rechazar los ruidos de alta frecuencia.

Se configuró la frecuencia del control (slider) en 0.25 (25Hz); y el valor de la velocidad del motor es de 749.5 RPM, tal como se puede observar en el medidor de RPM del panel frontal del equipo MACI-2012.

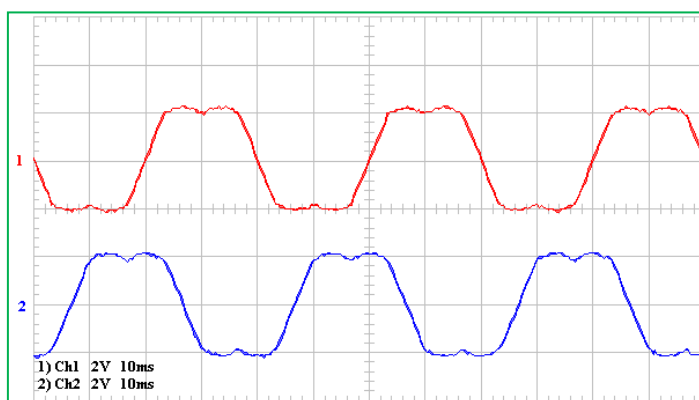


**Figura 5.75: Oscilograma de la señal DA0 (va); (CH1: sin filtro, CH2: con filtro).**

Los oscilogramas de las señales: va, vb y vc, medidas en las borneras DA0, DA1 y DA2 se muestran en las figuras 5.76 y 5.77.

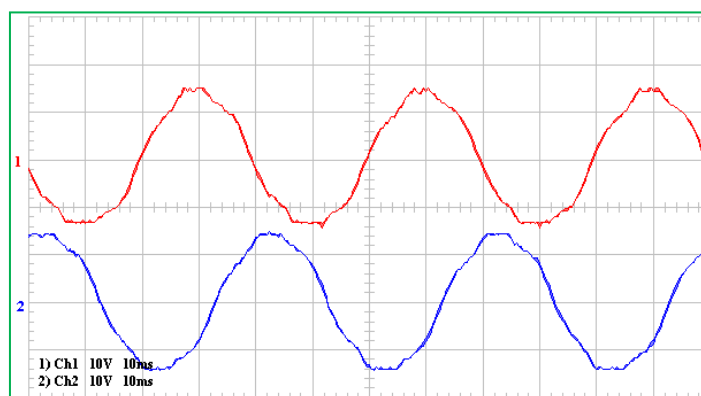


**Figura 5.76: Oscilograma de las señales en DA0 (va) y DA1 (vb); (CH1: va, CH2: vb).**

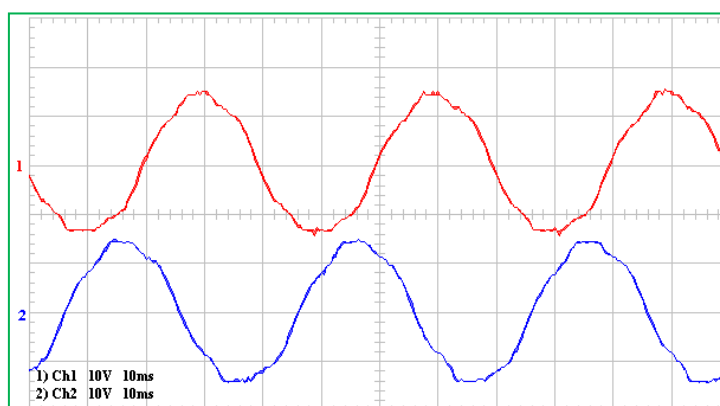


**Figura 5.77: Oscilograma de las señales en DA0 (va) y DA2 (vb); (CH1: va, CH2: vc) .**

Los oscilogramas de la corrientes  $i_a$ ,  $i_b$  e  $i_c$  medidas con el osciloscopio en las borneras  $i_{as}$ ,  $i_{bs}$  e  $i_{cs}$  del panel frontal se muestran en las figuras 5.78 y 5.79.



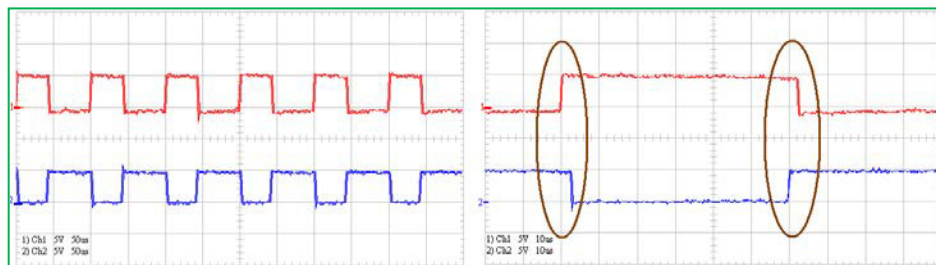
**Figura 5.78: Oscilograma de las señales de corriente  $i_a$  e  $i_b$  del PMSM; (CH1:  $i_a$ , CH2:  $i_b$ ).**



**Figura 5.79: Oscilograma de las señales de corriente  $i_a$  e  $i_c$ , del PMSM; (CH1:  $i_a$ , CH2:  $i_c$ ).**

Los oscilogramas de las señales PWM1 y PWM2, tomadas en las bornera del panel frontal se muestran en la figura 5.80.

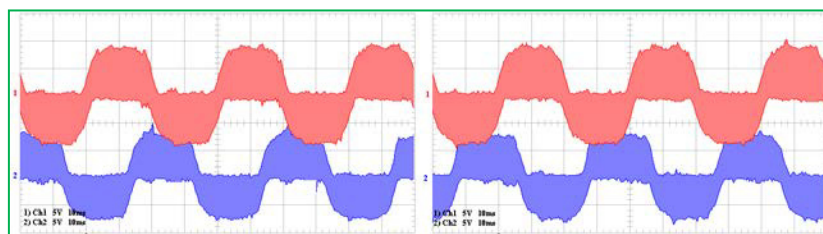




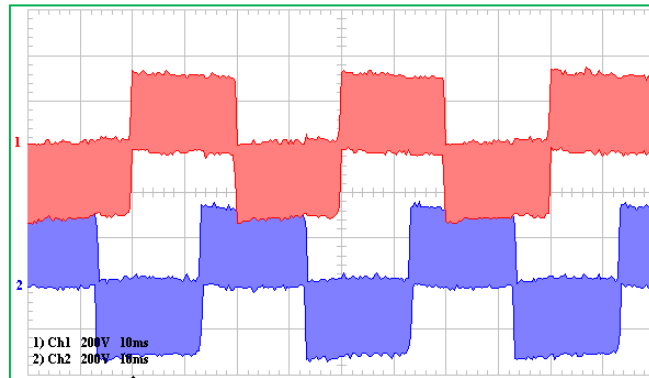
**Figura 5.80:  $f=0.25$  (25Hz) (CH1:PWM1, CH2:PWM2).**

En el equipo MACI-2012 la activación de los IGBT se da con una señal de nivel bajo; por consiguiente, el campo **Pin Action** del bloque **Space Vector PWM** debe ser configurado a PWM1,3,5 Active Lo/2,4,6 Active Hi. Podemos observar que la zona muerta (**deadband**) es cercana a 2 us, para las mediciones de las señales PWM1 y PWM2 (Fig. 5.80).

Las medidas de  $V_{ab}$ ,  $V_{bc}$  y  $V_{ca}$  se las puede observar con un osciloscopio desde el panel frontal, (Fig. 5.81).



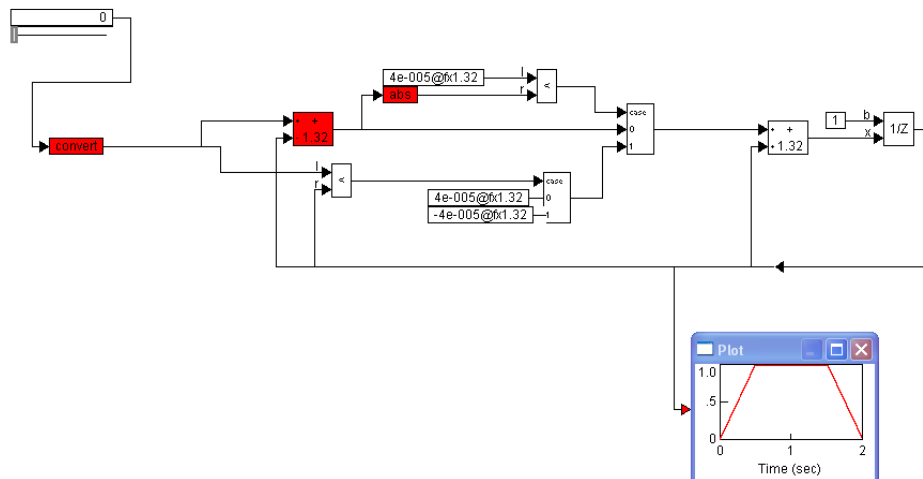
**Figura 5.81: Oscilogramas para  $f=0.25$  (25 Hz) (CH1:  $V_{ab}$ , CH2:  $V_{bc}$ , lado izq y CH1:  $V_{ab}$ , CH2:  $V_{ca}$ , lado der); panel frontal.**



**Figura 5.82: Oscilogramas para  $f=0.25$  (25 Hz) (CH1:Vab, CH2:Vbc); bornes del motor.**

La gráfica real del voltaje Vab y Vbc en los terminales del motor, se muestra en la figura 5.82.

#### 5.5.4 Circuito de control de aceleración y desaceleración



**Figura 5.83: Circuito de control de aceleración y desaceleración.**

Durante el proceso de pruebas con el control de velocidad escalar V/F no se consideró la utilización de un circuito de control de aceleración y desaceleración para la señal de comando de velocidad proveniente del **Slider**. Sin embargo, durante las sesiones prácticas en el Laboratorio de Electrónica de Potencia se considera indispensable la implementación de este circuito, puesto que los cambios demasiado rápidos en la señal de comando, podrían producir averías en el equipo MACI-2012. La implementación del circuito de control de aceleración y desaceleración se muestra en la figura 5.83.

## **5.6 Mediciones de posición y velocidad del rotor del motor sincrónico de imanes permanentes (PMSM) accionado con el control V/F**

### **5.6.1 Objetivos**

Usar el bloque **Quadrature Encoder** en VisSim, que contiene las funciones relacionadas al codificador incremental (**Encoder**) en el DSP, para leer las señales **A**, **B** y **el index** del codificador y con esta información determinar la posición mecánica del motor. Calcular el ángulo eléctrico del rotor del PMSM; y, además obtener la velocidad de rotación del motor, con la información de la rapidez de variación de la posición angular del rotor.

### 5.6.2 Requerimientos del sistema.

Los requerimientos del sistema son los siguientes:

- Configurar la frecuencia de muestreo en 5KHz
- Usar ADCINA0 (AD0) y ADCINA1 (AD1) para medir las señales de corriente de las fases *a* y *b*.
- Usar el modo de control V/F para controlar la velocidad del motor y la frecuencia de la portadora del SVPWM en 10KHz.
- Leer las señales A y B del codificador (**Encoder**) para medir la posición mecánica del motor.
- Usar la salida digital IOPF14 para permitir al LED indicador que parpadee e indique la actividad del DSP.

En la figura 5.84 se muestra el diagrama de flujo de señales para el sistema de medición de posición y velocidad del PMSM, que es accionado mediante el control de velocidad V/F.

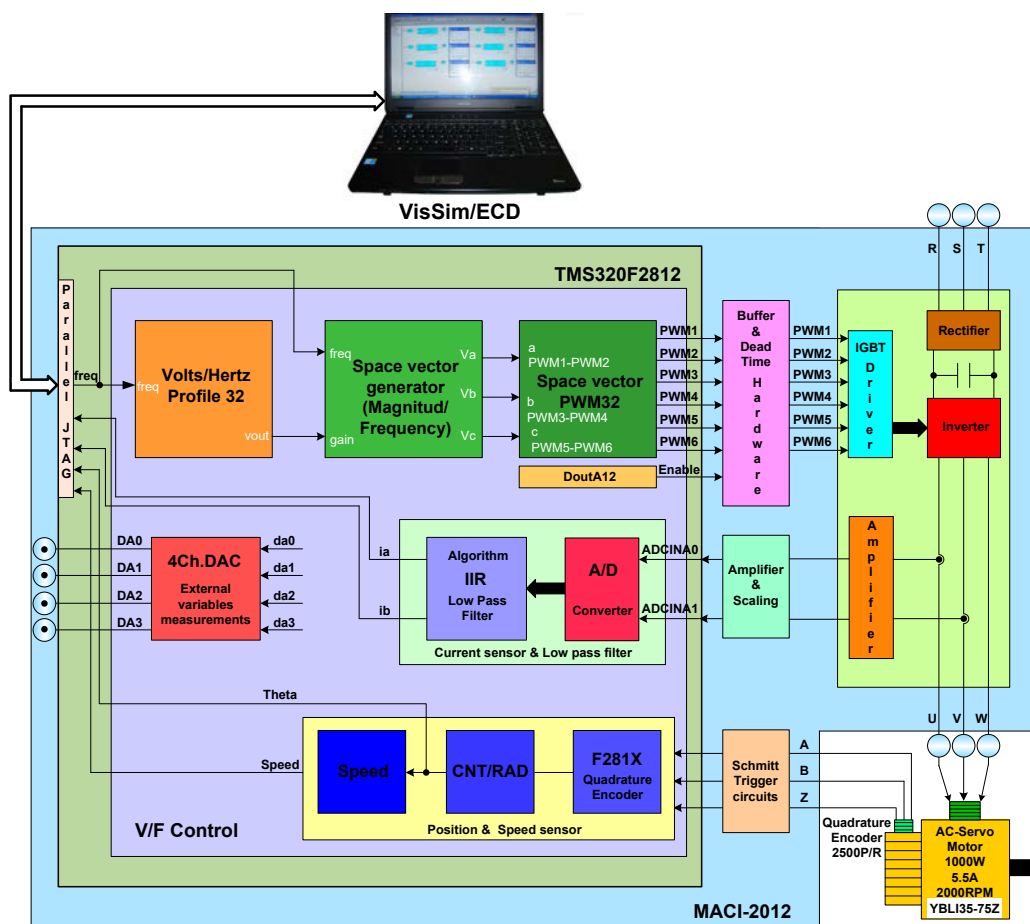


Figura 5.84: Sistema de medición de posición y velocidad del PMSM, con el codificador incremental.

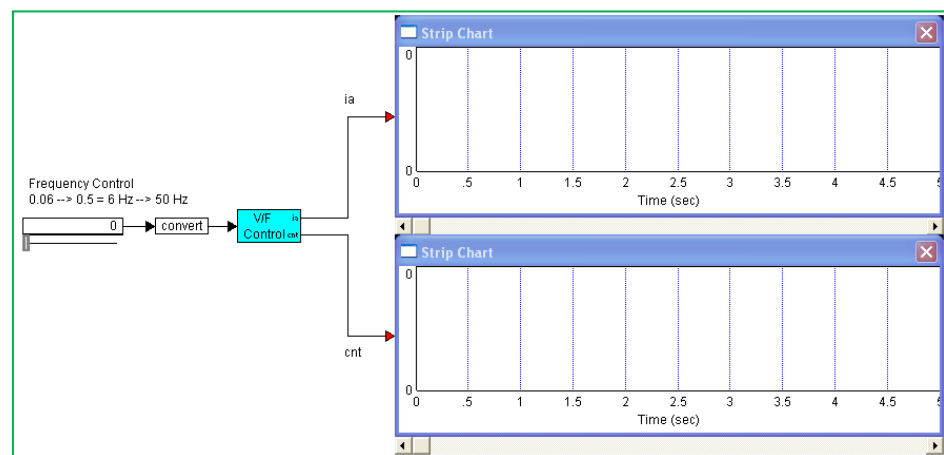
### 5.6.3 Procedimiento experimental

#### 5.6.3.1 Configurar el bloque Quadrature Encoder y adicionarlo al sistema de control de velocidad V/F

Configurar la frecuencia de muestreo en 5 Khz (0.0002 s) y tiempo final de ejecución en 500 segundos.

En esta sección estableceremos el procedimiento para abrir el archivo **5vf.vsm**, y añadir un nuevo bloque para medir la posición y guardar el archivo como **“6Qep.vsm”**.

Inicialmente debe cambiarse la rotulación de la salida *ib* del bloque compuesto V/F, a **cnt**, tal como se muestra en la figura 5.85.

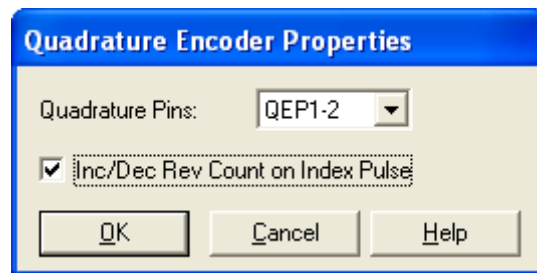


**Figura 5.85: Diagrama de bloques del control “V/F Control”.**

En el bloque compuesto **“V/F Control”**, añadir del menú **VisSim/DSP**→**F281X** el bloque **Quadrature Encoder** y configurar sus propiedades como se muestra en la figura 5.86.

Escoger: **Quadrature Pins: QEP1-2**

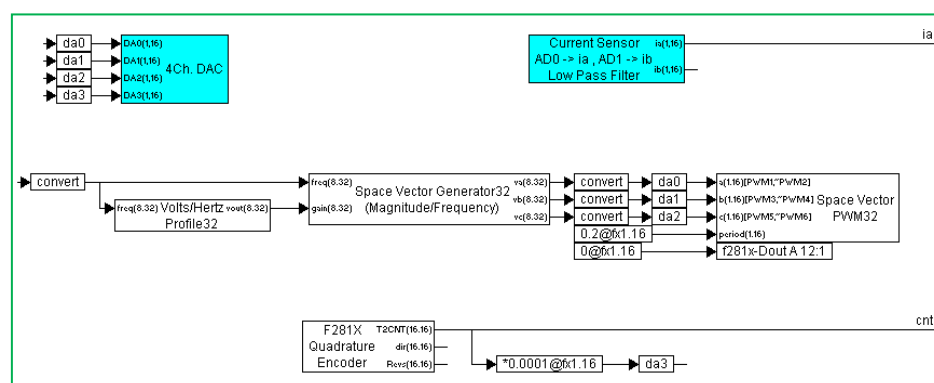
Seleccionar: **Inc/Dec Rev Count on Index Pulse.**



**Figura 5.86: Ventana de Propiedades del bloque Quadrature Encoder.**

En este sistema, el motor sincrónico de imanes permanentes (**PMSM**) es de 8 polos y dispone del codificador incremental (**encoder**) acoplado en el eje. El codificador incremental es de **2.500 pulsos/rev**, luego cuando el motor **rota 360°**, la salida **T2CNT** del bloque **Quadrature Encoder** (Fig. 5.87), cuenta hasta **10.000**; puesto que toma en consideración los flancos de subida (dos) y bajada (dos) de la señales QEP1 (A) y QEP2 (B) que entran al DSP.

Añadir una ganancia de **0.0001**, en formato **Q15** (16 bits y radix point=1), en la salida **T2CNT** ( $10.000 \cdot 0.0001 = 1$ ) y un bloque de variable con nombre **da3**, para poder visualizar esta señal en la bornera DA3 del panel frontal.



**Figura 5.87: Desarrollo interno del bloque compuesto “V/F Control”.**

Las entradas del bloque 4Ch.DAC en VisSim, son señales digitales en formato Q15 (fx1.16), esto implica que los correspondientes valores en decimal que pueden ser representados están en el rango de -1 a 0.999. El algoritmo programado en el bloque 4Ch.DAC, considera salidas en el formato fx1.12. Estos registros de 12 bits se envían desde el DSP a través de los puertos I/O hacia el ADC7724. En el ADC7724 se escala esta información digital entre -10 y 9.999, puesto que sus referencias son de -10 Voltios y + 10 Voltios (ecuación 5.5).

$$V_{DAO} = V_{REFL} + \left( \frac{V_{REFH} - V_{REFL}}{4096} \right) N \quad (5.5)$$

Dónde:

$V_{DAO}$  = Salida analógica en el panel frontal.



$V_{REFL}$  = Voltaje de referencia bajo del ADC7724.

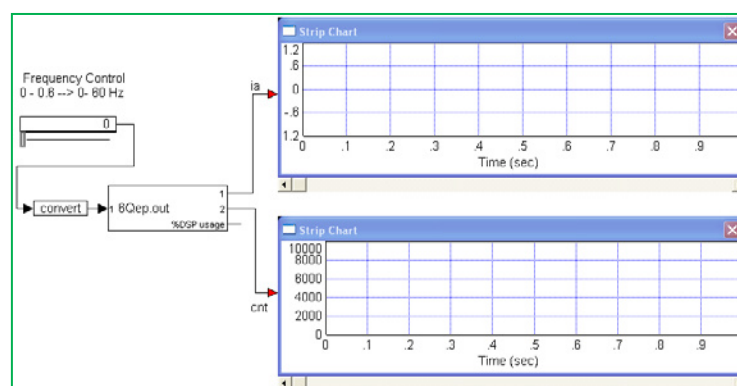
$V_{REFH}$  = Voltaje de referencia alto del ADC7724.

$N$  = Código digital de entrada de 12 bits del ADC7724.

Luego de estos pasos guardar el diagrama de bloques mostrado en la Figura 5.87 con el nombre “6Qep.vsm”.

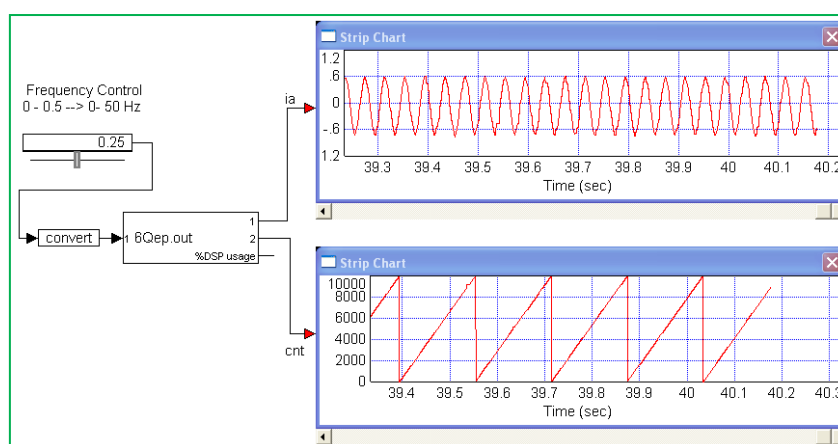
### 5.6.3.2. Compilación y ejecución del bloque Quadrature Encoder con el sistema de control de velocidad V/F

Usar el bloque *DSPinterface* para reemplazar el bloque compuesto “V/F Control” (Fig. 5.88). Guardar como “6QepSD.vsm”. Configurar la frecuencia de muestreo en 1 KHz (0.001 s) y activar al botón *Run* e incrementar la frecuencia de entrada a 0.25 (25 Hz).



**Figura 5.88: Diagrama de pruebas para el control V/F y el bloque Quadrature Encoder.**

Obsérvese que la señal **T2CNT** (Figura 5.89) de conteo del codificador incremental cuenta hasta 10.000 (una vuelta completa) y se inicializa una vez finalizado cuatro ciclos de la corriente  $i_a$  ( $360 \cdot 4$  grados eléctricos); puesto que siendo el motor de ocho polos los grados eléctricos y los grados mecánicos están relacionados por un factor de cuatro.



**Figura 5.89: Resultados de la ejecución para  $f=0.25$  (25 Hz).**

En las Figuras 5.90 y 5.91 se muestran los oscilogramas de las señales:  $i_a$ , DA3 (salida de conteo  $CNT/rad \cdot 0.0001$  del bloque **Quadrature Encoder** en el panel frontal) y el índice (**Index**) para  $f=25$  Hz.

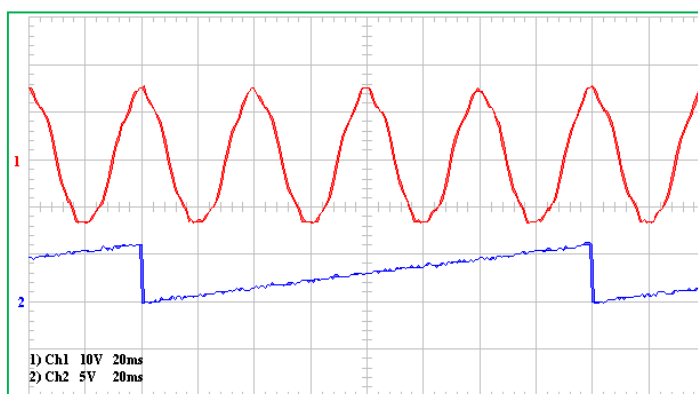


Figura 5.90:  $f=0.25$  (25 Hz), CH1:ia, CH2:DA3=CNT/rad\*0.0001.

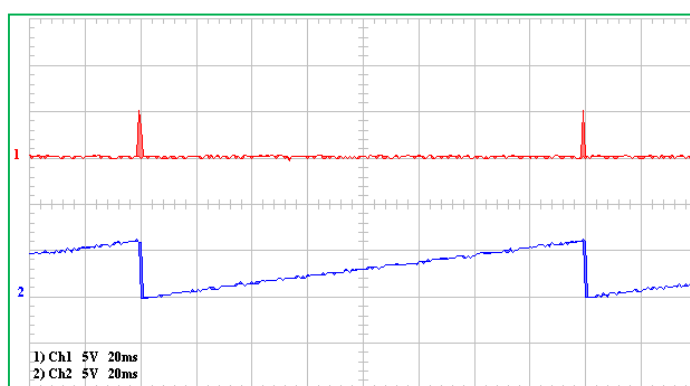


Figura 5.91:  $f=0.25$  (25 Hz), CH1:index, CH2:DA3.

Cuando ocurre el *index*, el contador del codificador se resetea a cero, para este instante de tiempo se observa que el pulso *index* atrasa a la corriente ia en aproximadamente 90 grados.

Incrementar la frecuencia a 0.3 (30 Hz), y observar que al incrementarse la velocidad del motor, a la señal de conteo (una

vuelta mecánica) le toma menos tiempo en hacerlo (aumento de velocidad).

En las Figuras 5.92 a 5.94, se muestran los oscilogramas de las señales:  $i_a$ , DA3 (salida de conteo del bloque **Quadrature Encoder** en el panel frontal) y el índice (**Index**) para  $f=30$  Hz.

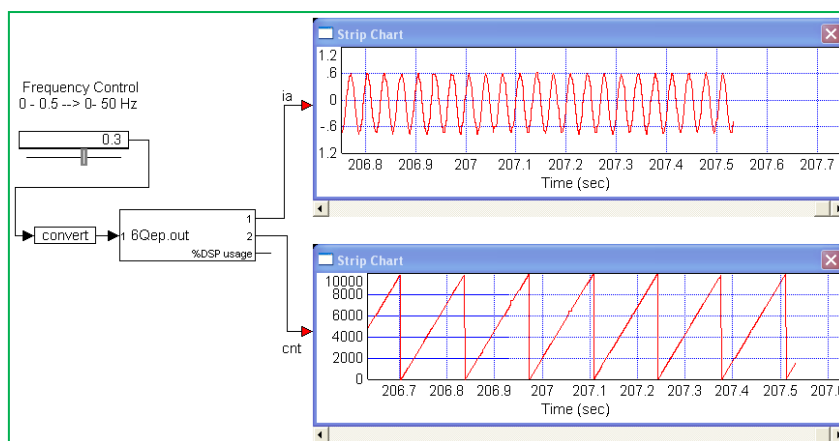


Figura 5.92: Resultados de la ejecución a  $f=0.3$  (30 Hz).

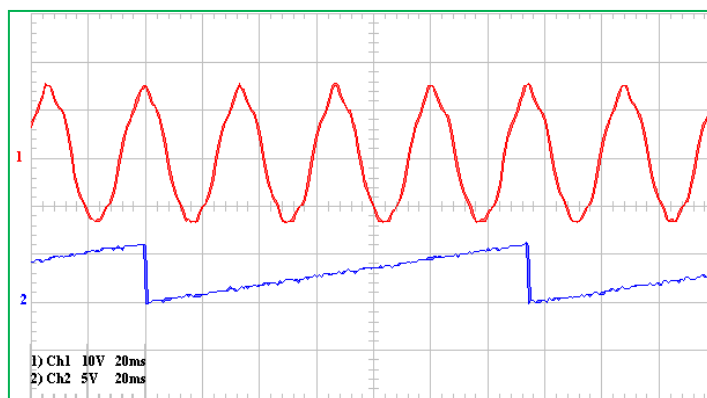
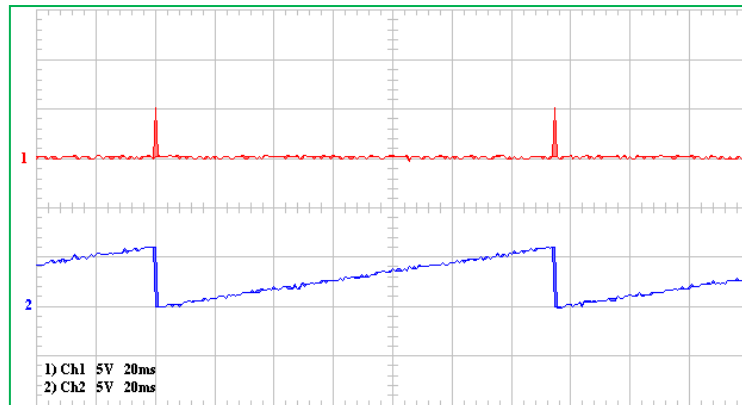


Figura 5.93:  $f=0.3$  (30 Hz), CH1:  $i_a$ , CH2: DA3.



**Figura 5.94:  $f=0.3$  (30 Hz), CH1: index, CH2: DA3.**

Para detener el programa, presionar F4 en *VisSim*.

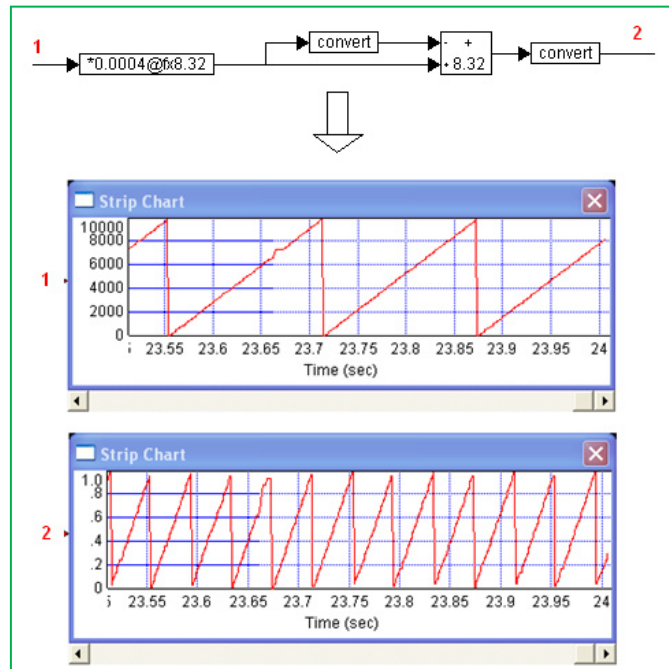
### 5.6.3.3 Generar el bloque CNT/rad para determinar la posición del rotor del PMSM

Abrir el archivo “6Qep.vsm” y guardarlo con el nombre “6QepS.vsm”.

En el bloque compuesto “*V/F Control*”, añadir un bloque *gain block* (bloque de ganancia) de 0.0004, Q12 (radix point=4) después del pin *T2CNT* del bloque **Quadrature Encoder**. Nótese que  $10.000 \cdot 0.0004 = 4$

Añadir un bloque de conversión después del bloque de ganancia y convertir este valor al modo Q0 (**radix point=16**), luego usar el

**sum block** (bloque de suma) y conectarlo como se muestra en la figura 5.95.



**Figura 5.95: Cálculo del ángulo eléctrico a partir del ángulo mecánico.**

Encapsular los bloques de la figura 5.95 en un bloque compuesto y añadirle la etiqueta **CNT/rad** (Fig. 5.96).



**Figura 5.96: Bloque compuesto CNT/rad.**

### 5.6.3.4 Generar el bloque Speed para determinar la velocidad del PMSM

Al realizar la derivada de la posición obtendremos el valor de la velocidad. Calcularemos el  $d\theta/dt$  para hallar la velocidad con los siguientes bloques.

De **Blocks** → **Fixed Point** añadir: el bloque **unitDelay**, el bloque **SampleHold** y el bloque **Sum**. Conectar y crear un bloque compuesto, como se muestra en la figura 5.97.

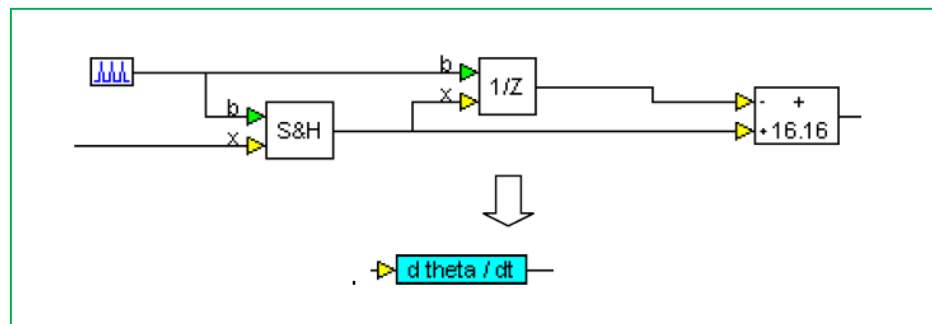


Figura 5.97: Bloque compuesto dtheta/dt.

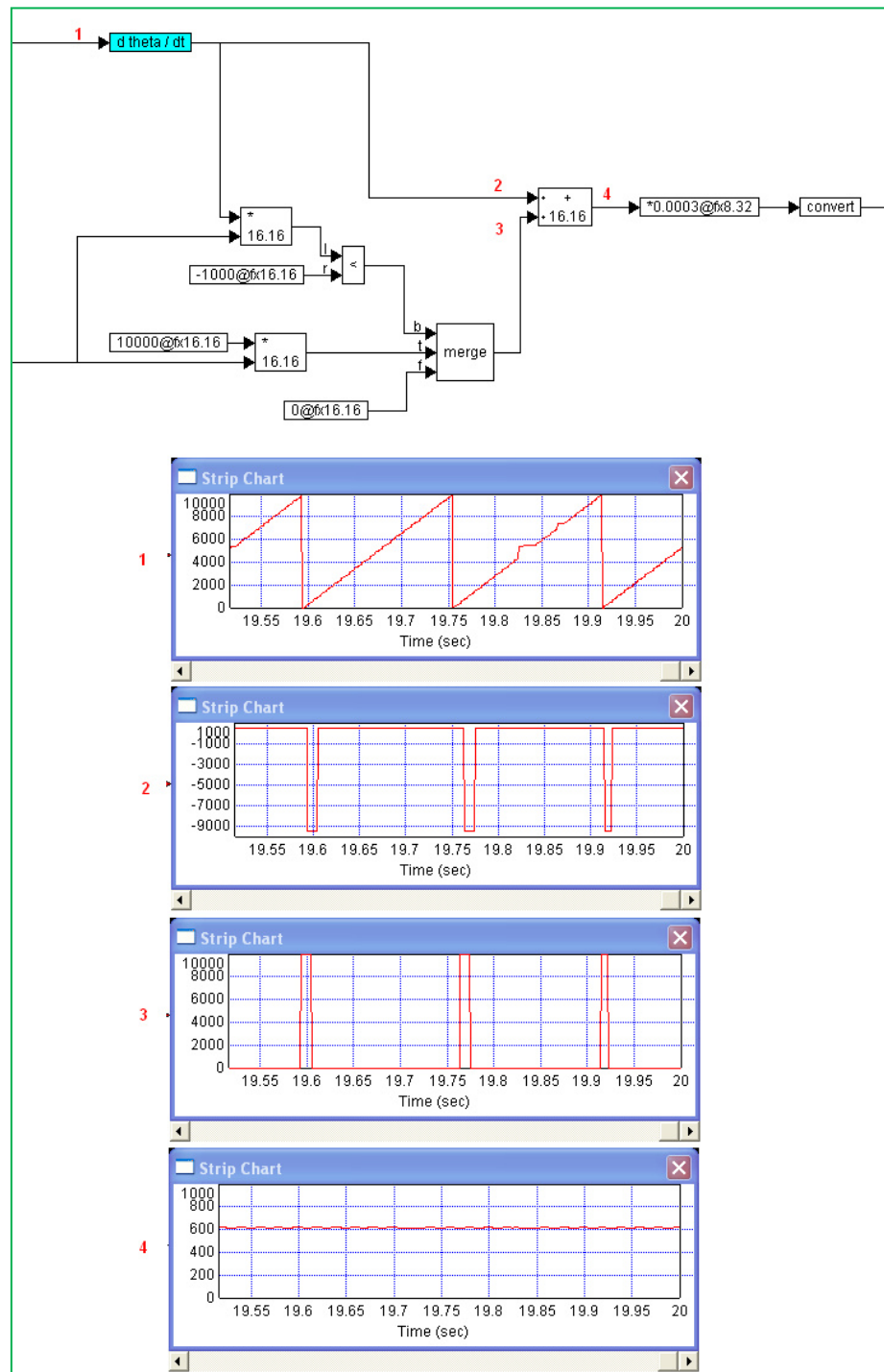


Figura 5.98: Proceso de cálculo de la velocidad.



La entrada del bloque compuesto ***dtheta/dt*** es una señal diente de sierra que toma valores entre 0 y 10.000, por consiguiente la salida del bloque genera una señal rectangular cuyo valor máximo contiene la información de la velocidad (Fig. 5.98).

El cálculo de la velocidad está fundamentado en:

$$V_2(max) = \frac{V_1(t_n) - V_1(t_{n-1})}{TBP} \quad (5.6)$$

Dónde:

$V_2(max)$  = Valor máximo de la señal en el punto 2 (Fig. 5.98).

$V_1(t_n)$  = Valor de la señal T2CNT en el tiempo de muestreo  $t_n$ .

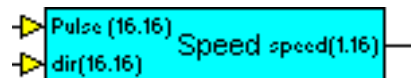
$V_1(t_{n-1})$  = Valor de la señal T2CNT en el tiempo de muestreo  $t_{n-1}$ .

TBP= Periodo de muestreo de la señal pulse Train del bloque CNT/rad (0.01 segundos). La señal V2 pasa a tomar valores negativos (-9.500) cada vez que se resetea la señal T2CNT (el rotor del PMSM da un giro completo).

Para evitar que el reseteo del contador **T2CNT** cause un cálculo erróneo de la velocidad, configurar los bloques como se muestra en la figura 5.98. Esta configuración permite adicionar a la señal

V2, pulsos positivos (V3) que permiten que la señal V4 sea continua y su valor máximo contenga la información relativa de la velocidad del rotor del PMSM. Finalmente el bloque de ganancia de punto fijo (calibrado en 0.0003) permite que la salida final varíe entre 0 y 1 para velocidades entre 0 y 3.000 RPM.

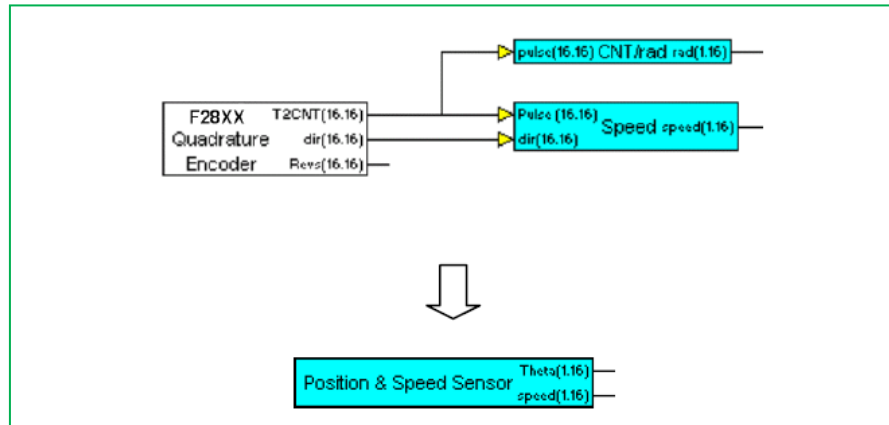
Con los elementos de la figura 5.98 crear el bloque compuesto **Speed**, mostrado en la figura 5.99.



**Figura 5.99: Bloque de cálculo de la velocidad.**

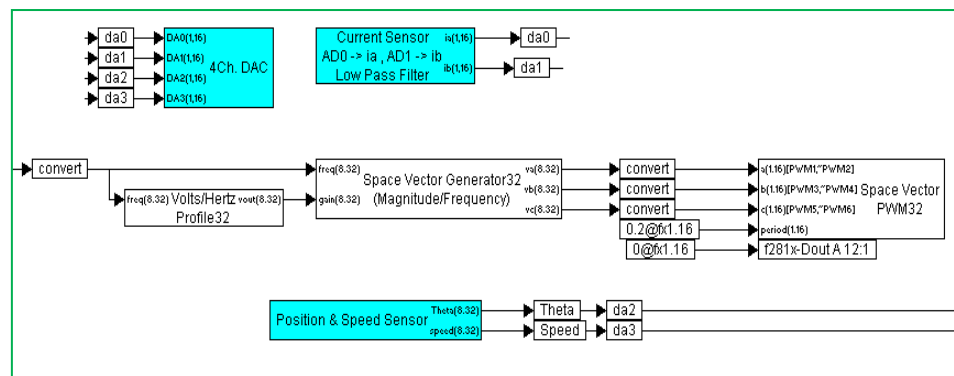
#### **5.6.3.5 Generar el bloque Position & Speed Sensor en base de los bloques CNT/rad y Speed**

El bloque compuesto **Position & Speed Sensor** se genera en base de los bloques **CNT/rad** y **Speed** (Fig. 5.100).



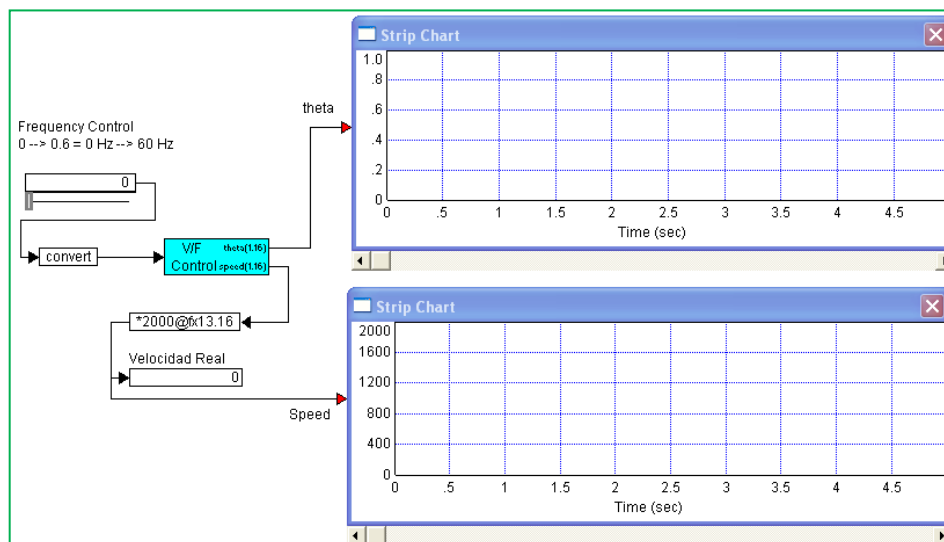
**Figura 5.100: Bloque Position & Speed Sensor (Bloque de posición y velocidad).**

El diagrama final se muestra en la figura 5.101.



**Figura 5.101: Diagrama para el cálculo de la posición y la velocidad del motor PMSM.**

Adicionar una ganancia de 2.000 después de la salida de velocidad como se muestra en la figura 5.102.



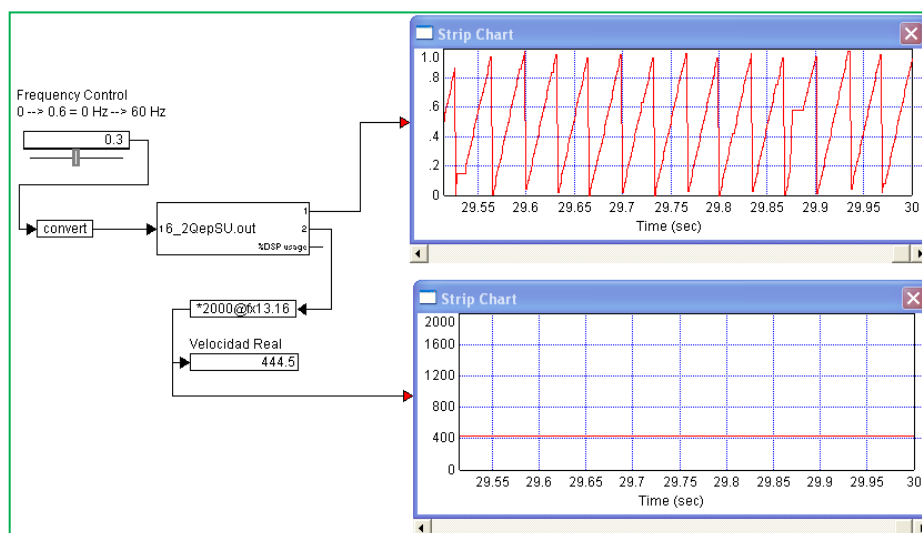
**Figura 5.102: Diagrama de bloques del sistema.**

De esta manera se escalara la velocidad real de 0 a 2.000 rpm (velocidad nominal del PMSM). Finalmente guardamos el archivo.

### **5.6.3.6 Compilación y ejecución del bloque Position & Speed Sensor con el sistema de control de velocidad V/F del PMSM**

Compilar y usar el bloque *DSPinterface* para remplazar el bloque compuesto.

Guardar como “6QepSD.vsm” luego ejecutarlo. **Incrementar la frecuencia de entrada lentamente.** Observar la respuesta de posición y velocidad del motor (Fig. 5.103)



**Figura 5.103: Señales de posición y velocidad.**

## 5.7 Transformación de coordenadas (Clarke y Park)

### 5.7.1 Objetivos

En esta sección se medirán las corrientes de fase y el ángulo eléctrico del rotor del Motor Síncrono de Imanes Permanente (PMSM), que nos permita, mediante la aplicación de las transformadas de Clark y Park, obtener las componentes de la corriente del motor  $I_D$  e  $I_Q$  en un marco de referencia rotativo, tal como se indica en la figura 5.104.

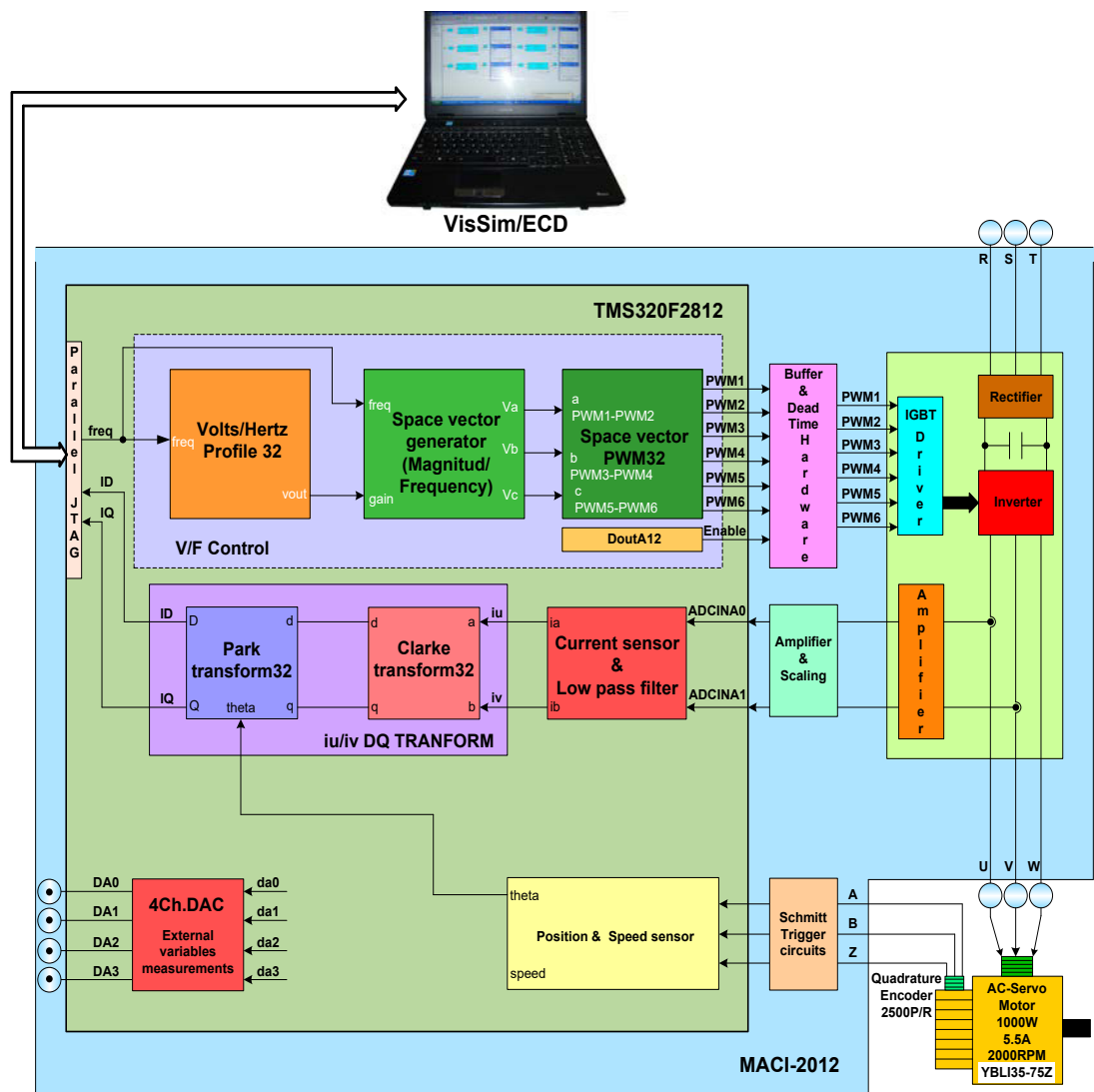


Figura 5.104: Diagrama de bloques para la Transformación de Coordenadas.

### 5.7.2 Requerimientos del sistema

- Configurar la frecuencia de muestreo en 5KHz

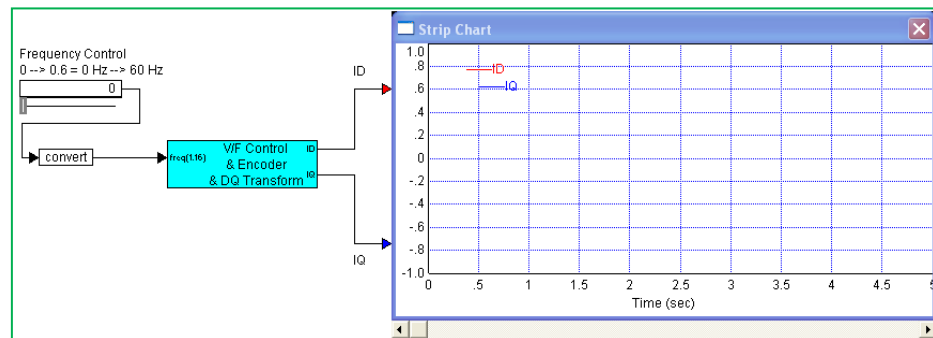
- Usar ADCINA0 (AD0) y ADCINA1 (AD1) para medir las señales de corriente de las fases a y b.
- Usar el modo de control V/F para controlar la velocidad del motor y establecer la frecuencia de la portadora del SVPWM en 10KHz.
- Leer las señales A y B del codificador incremental para medir la posición mecánica del rotor del PMSM.
- Usar la salida digital IOPF14 para permitir que parpadee el LED indicador de la actividad del DSP.
- Utilizar las transformadas de Clarke y Park para obtener las componentes de la corriente del motor en un marco de referencia rotativo.

### 5.7.3 Procedimiento experimental

#### 5.7.3.1 Redefinir el bloque V/F control

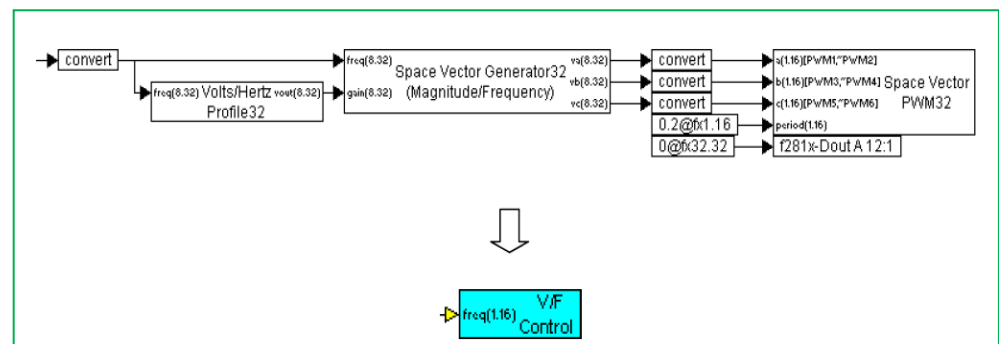
Establecer la frecuencia de muestreo del DSP en 5 Khz y el tiempo de simulación en 500 segundos.

Abrir el archivo **6QepS.vsm** y cambiar las etiquetas ***theta y speed*** por ***ID e IQ***, en los pines de salida del bloque compuesto. Además renombrar el bloque compuesto a “*V/F Control & Encoder & DQ Transform*” (Fig. 5.105)



**Figura 5.105: Bloque compuesto V/F Control & Encoder & DQ Transform.**

Dentro del el bloque compuesto, agrupar los bloques del control *V/F* en otro bloque compuesto con nombre “*V/F control*” (Fig. 5.106).



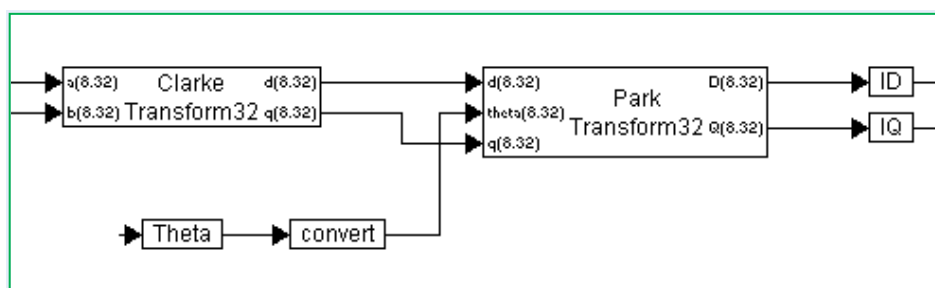
**Figura 5.106: Desarrollo interno del bloque compuesto V/F Control & Encoder & DQ Transform.**



### 5.7.3.2 Generar el bloque *iu/iv DQ Transform*, que aplica las transformadas de Clarke y Park a las corrientes del inversor

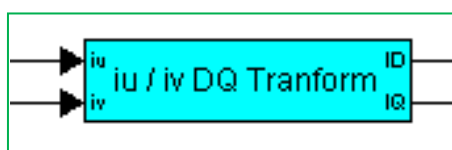
Seleccionar *VisSim/DSP* → *TI 32-bit Digital Motor Control Blocks* para agregar un bloque “*Clarke Transform*” y un bloque “*Park Transform*”. Añadir un bloque *variable* denominado “*theta*” y conectarlo al pin de entrada *theta* del bloque “*Park Transform*”.

Los conectores de salida *D* y *Q* del bloque “*Park Transform*” son conectados a dos bloques *variable* y nombrados individualmente “*ID*” e “*IQ*” respectivamente (Fig. 5.107).



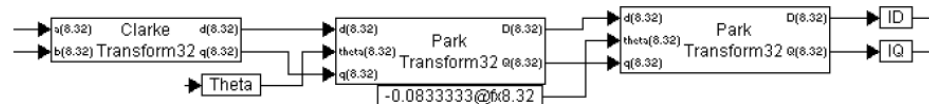
**Figura 5.107: Diagrama de bloques para la transformación de coordenadas DQ.**

Encapsular los bloques de la figura 5.107 en un bloque compuesto y nombrarlo “*iu/iv DQ Transform*” (Fig. 5.108).



**Figura 5.108: Bloque compuesto “iu/iv DQ Transform”.**

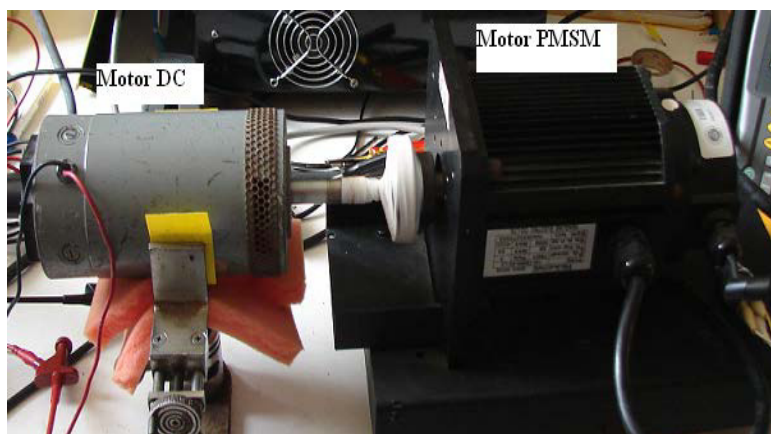
En el equipo DMD2000 el bloque *iu/iv DQ Transform* está desarrollado tal como se muestra en la figura 5.109.



**Figura 5.109: Bloque iu/iv DQ Transform para el DMD2000.**

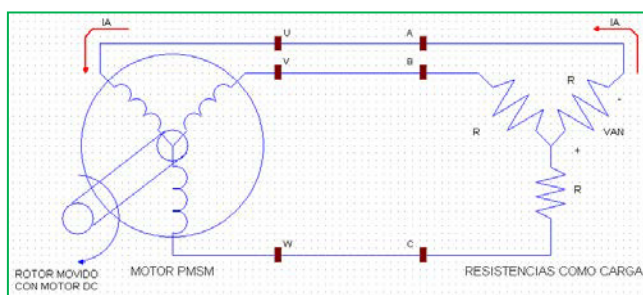
Obsérvese la adición de un segundo bloque Park Transform32, cuyo propósito es desplazar las coordenadas D y Q del marco de referencia rotativo en 0.0833333 radianes (30 grados) eléctricos o 15 grados mecánicos (motor de 4 polos del DMD2000). Este desplazamiento es necesario, puesto que la señal del índice del codificador incremental del motor usado en el equipo DMD2000, atrasa por 30 grados eléctricos al flujo generado por los imanes permanentes del rotor.

Para la comprobación del desplazamiento angular del índice con relación al flujo del PMSM, en el DMD2000, se acopló un motor DC al PMSM, para hacerlo girar a una velocidad fija, tal como se muestra en la figura 5.110.



**Figura 5.110: Motor DC acoplado al eje del Motor PMSM (DMD2000)**

Se consideró como positivo el sentido de giro anti-horario visto al PMSM desde el lado motriz del eje del rotor, puesto que este es el sentido de giro cuando se aplica un voltaje con secuencia positiva.

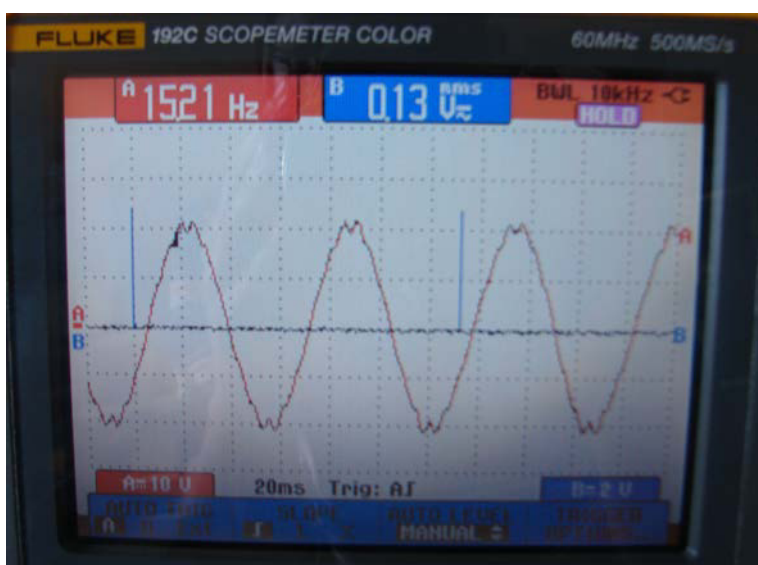


**Figura 5.111: Diagrama de conexiones del PMSM para las pruebas de alineación del índice.**

Se colocó una carga resistiva conectada en estrella ( $R=1\text{K}\Omega$  5W) en los terminales del estator del PMSM. Por definición la

corriente  $i_a$  es positiva cuando entra por el terminal U (A) del motor (Fig. 5.111).

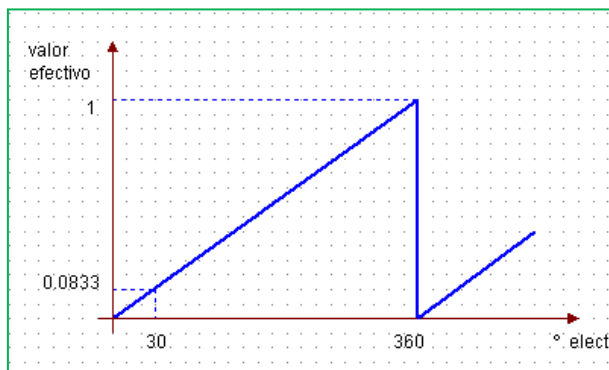
En la figura 5.112 se muestra el oscilograma del voltaje  $V_{an}$  (Voltaje en la fase A con respecto al punto neutro de las resistencias) y la señal del índice del codificador incremental. Claramente se observa que hay un desplazamiento de aproximadamente 30 grados eléctricos.



**Figura 5.112: Desplazamiento de índice (index) respecto al flujo de rotor; ChA:  $V_{an}$  y ChB: índice (DMD2000).**

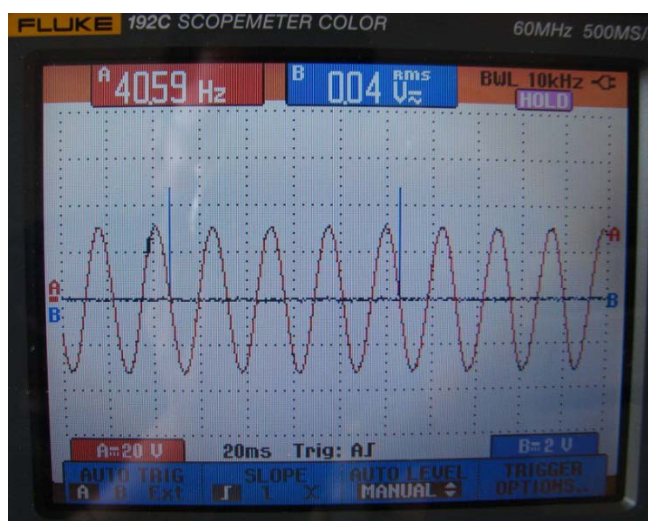
La posición absoluta del rotor está dada por una señal que varía linealmente entre 0 y 1 (salida del bloque CNT/rad) para ángulos eléctricos entre 0 y 360 grados (0 y  $2\pi$  radianes). Por consiguiente 30 grados eléctricos corresponden a 0.0833 para la señal de

posición (salida theta del bloque Position & Speed Sensor), tal como se muestra en la figura 5.113.



**Figura 5.113: Cálculo del desplazamiento angular eléctrico.**

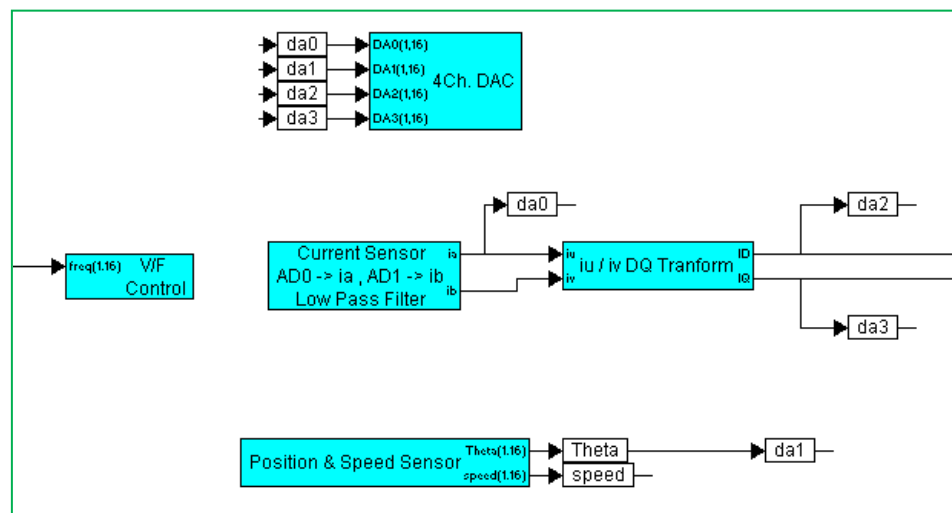
En el motor YBL13S-75.Z, utilizado con el equipo MACI-2012 el índice está alineado con el flujo (Fig. 5.114), por tanto no es necesario el bloque adicional de Park.



**Figura 5.114: Desplazamiento de índice (index) respecto al flujo de rotor; ChA: Van y ChB: índice (MACI-2012).**

**5.7.3.3 Generar un bloque compuesto con los bloques: V/F Control, Current Sensor,  $i_v/i_w$  DQ Transform, 4ch.DAC y Position & Speed Sensor.**

Agregar el bloque **DAC** para ver las señales de salida  $i_a$ ,  $\theta$ ,  $I_D$  e  $I_Q$ . El diagrama de bloques completo se muestra en la figura 5.115.

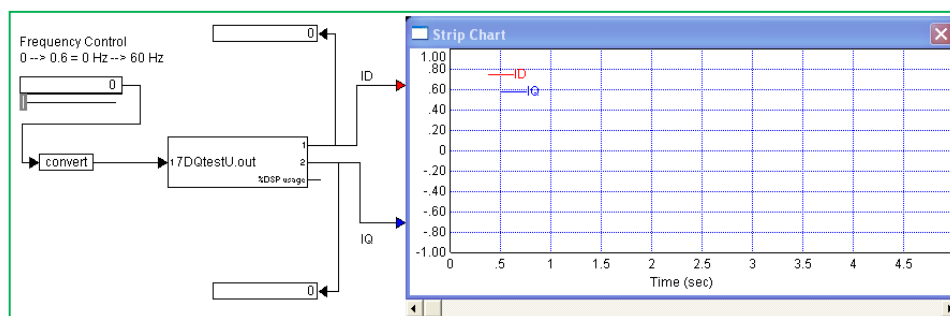


**Figura 5.115: Diagrama de bloques para la transformación de coordenadas (Clarke y Park).**

Guardar el archivo como **"7DQtestU.vsm"**.

### 5.7.3.4 Compilación y ejecución del bloque compuesto con la transformación de coordenadas de Clarke y Park

Compilar y utilizar el bloque *DSPinterface* para reemplazar el bloque compuesto (Fig. 5.116).

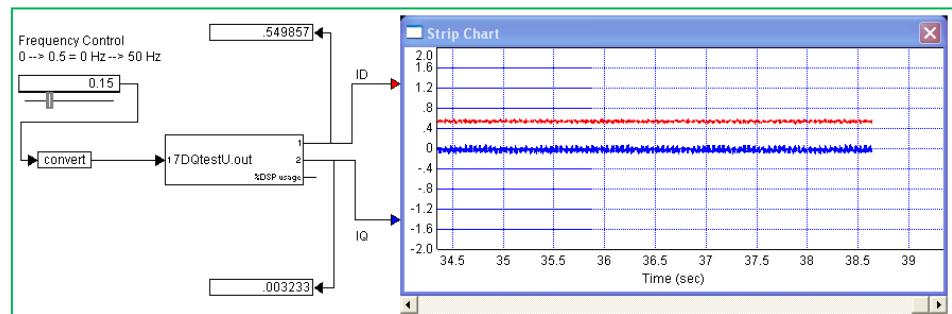


**Figura 5.116: Diagrama de bloques de transformación de coordenadas ID IQ.**

Establecer la frecuencia de muestreo en VisSim en 200 Hz (0.005 segundos), y el tiempo final de 500 segundos.

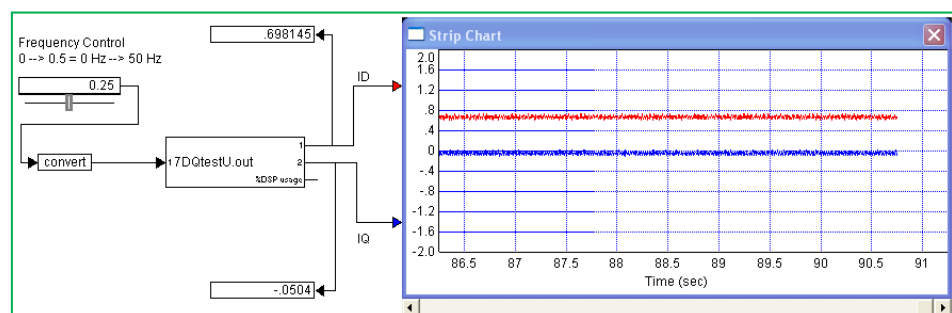
Guardar el archivo como *“7DQtestUD.vsm”*.

Ejecutar la aplicación y aumentar la frecuencia de entrada a 0,15 (15 Hz). En el diagrama de señales (*Strip Chart*) de la figura 5.117 se observa que la componente de corriente que produce el flujo (ID) es diferente de cero e IQ=0, lo que implica que prácticamente toda la corriente del estator sirve para producir flujo



**Figura 5.117: ID e IQ para:  $f=0.15$  (15 Hz).**

Aumentar la frecuencia de entrada a 0,25 (25 Hz) para que el motor aumente su velocidad. Observar (Fig. 5.118) que la corriente del estator tiene ahora una componente que produce flujo (ID) de mayor valor. Si aumenta la velocidad del PMSM se aumenta la carga en su eje y el torque extra que se necesita es proporcionado automáticamente por el aumento del flujo producido por la componente ID de la corriente del estator.



**Figura 5.118: ID e IQ para:  $f=0.25$  (25 Hz).**



## **5.8 Control de campo orientado (FOC) en lazo abierto del motor sincrónico de imanes permanentes (PMSM)**

### **5.8.1 Objetivos**

El objetivo principal en esta sesión experimental es el control de campo orientado (**Field Oriented Control, FOC**) en lazo abierto del motor síncrono de imanes permanentes (**PMSM**). Observar el comportamiento del motor y las componentes de la corriente del estator (ID e IQ) cuando se aplica un vector de referencia con componentes VD y VQ en el marco de referencia rotativo (Figura 5.119).

### **5.8.2 Requerimientos del sistema**

Los requerimientos del sistema son:

- Configurar la frecuencia de muestreo en 5KHz.
- Utilizar ADCINA0 (AD0) y ADCINA1 (AD1) para representar las señales actuales de corriente de las fases a y b del inversor, individualmente.
- Aplicar los bloques Space Vector Generator (Quadrature Control) y Space Vector PWM para realizar la variación de velocidad del PMSM.
- Usar el bloque Quadrature Encoder para leer el ángulo eléctrico del PMSM.

- Ajustar la señal de consigna (set point) de la coordenada Q ( $V_Q$ ) para realizar el control del torque mientras que la señal de coordenadas D ( $V_D$ ) está en cero.

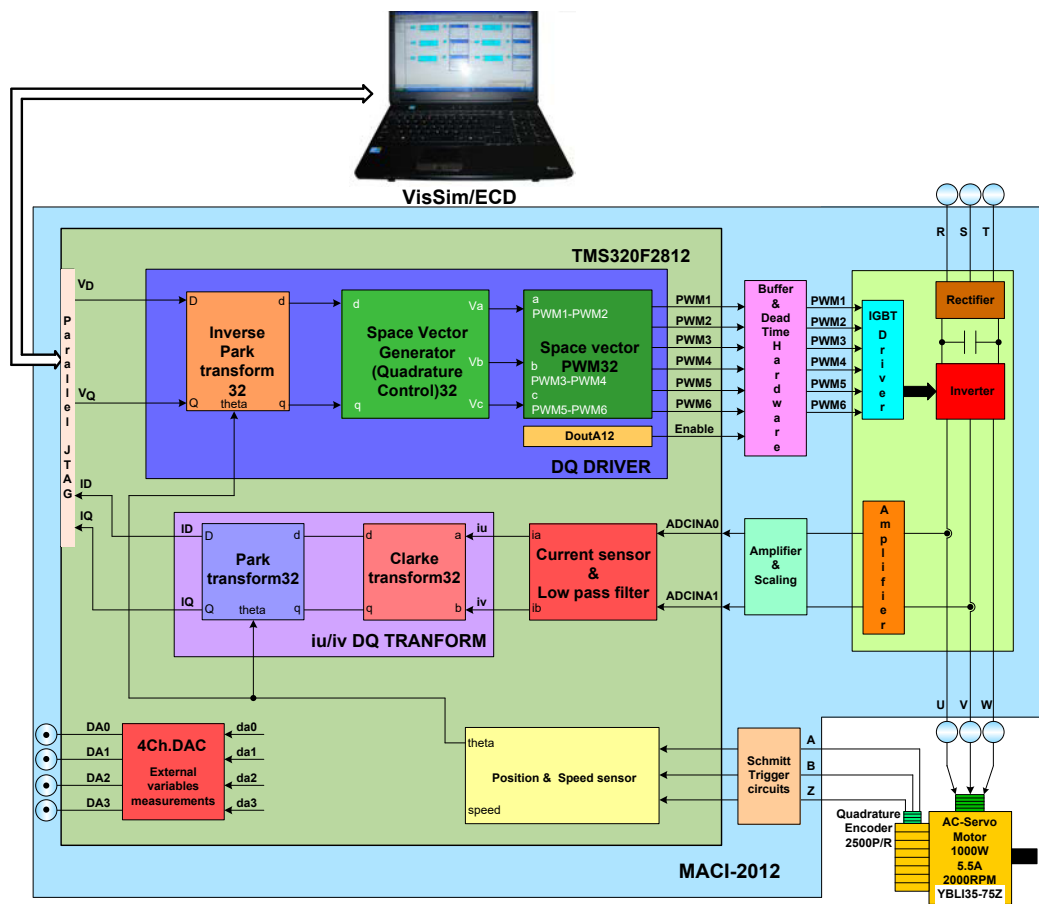


Figura 5.119: Diagrama del FOC para el PMSM en lazo abierto.

- Cambiar la señal de consigna (set point) de la coordenada D ( $V_D$ ) para proceder con el control de flujo mientras que la señal de coordenadas Q ( $V_Q$ ) permanece fija.

- Usar la salida digital IOPF14 para permitir al LED indicador que parpadee cada segundo.

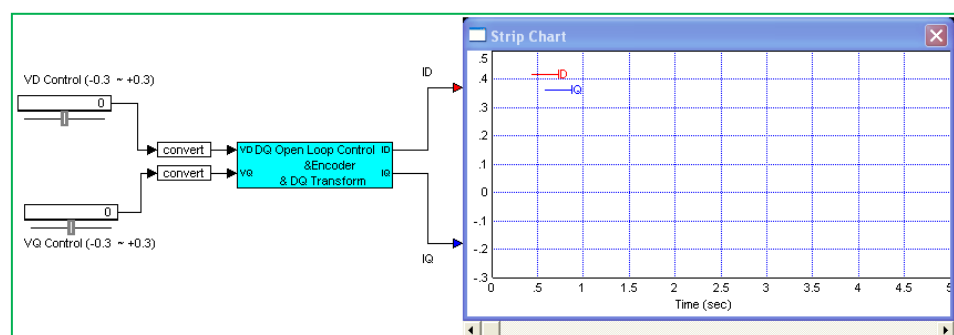
### 5.8.3 Procedimiento experimental

#### 5.8.3.1 Crear el bloque DQ Driver para la generación del vector de referencia del inversor con las coordenadas D y Q del marco de referencia rotativo

Configurar la frecuencia de muestreo en 5KHz.

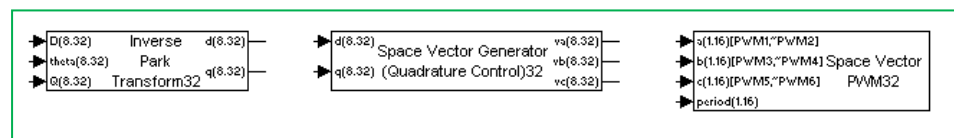
Abrir el archivo **“7DQtestU.vsm”**, y guardarlo como **“8DQopen.vsm”**.

Modificar el nombre del bloque compuesto a **“DQ Open Loop Control & Encoder & DQ Transform”**, añadir un pin de entrada y renombrarlo como se muestra en la figura 5.120.



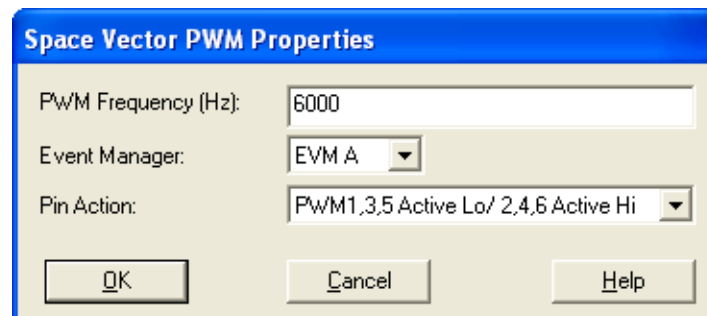
**Figura 5.120: Diagrama de bloques del control FOC en lazo abierto.**

Ingresa al bloque compuesto y mediante el menú **VisSim/DSP**→**TI 32-bit digital motor control** agrega: 1 bloque **Inverse Park Transform**, 1 bloque **Space Vector Generator (Quadrature Control)** y 1 bloque **Space Vector PWM** y ubícalos como muestra la figura 5.121.



**Figura 5.121: Ubicación de bloques Inverse Park Transform, Space Vector Generator (Quadrature Control) y Space Vector PWM.**

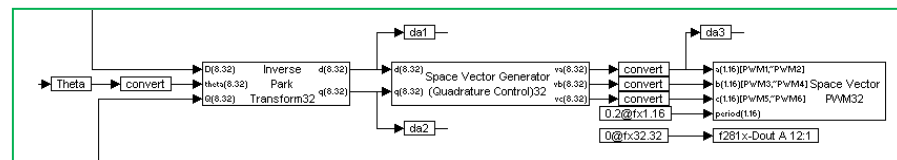
En la ventana de propiedades del bloque **Space Vector PWM**, asigne: **PWM Frequency (Hz)** en 6.000, **Event Manager** en **EVM A** y el **Pin Action** en **PWM 1, 3, 5 Active Lo/2, 4, 6 Active Hi** (Fig. 5.122).



**Figura 5.122: Ventana de propiedades del bloque Space Vector PWM (Quadrature Control).**

Conecte los bloques como se muestra en la figura 5.123, en la entrada theta del bloque **Inverse Park Transform** conecte la variable *theta* junto con un bloque “**convert**” (8,32). Asigne **IOPA12** a **0** para habilitar las señales de salida SVPWM del inversor. Además, use el bloque **4ch.DAC** para visualizar las señales *d* y *q* del bloque **Inverse Park Transform** y del bloque **Space Vector Generator (Quadrature Control)**.

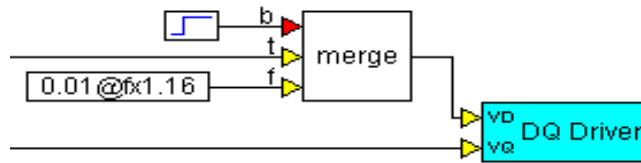
Encapsule los bloques de la figura 5.123, en un bloque compuesto denominado “DQ Driver”.



**Figura 5.123: Conexión de bloques Inverse Park Transform, Space Vector Generator (Quadrature Control) y Space Vector PWM.**

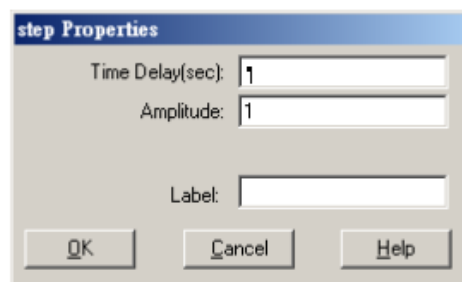
### 5.8.3.2 Generar un bloque compuesto con los bloques: DQ Driver, Current Sensor, iv/iw DQ Transform, 4ch.DAC y Position & Speed Sensor.

Adicionar el bloque **merge (Blocks → FixedPoint)**, el **step block (Blocks → Signal Producer)** y una constante de **0.01** (figura 5.124).



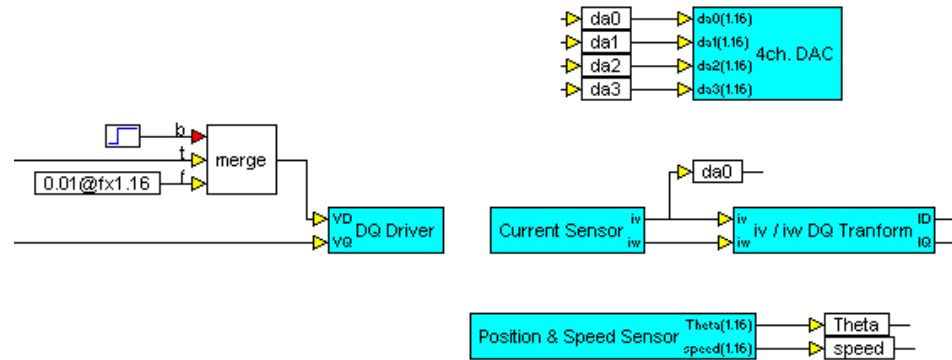
**Figura 5.124: Utilización del bloque merge para conmutar la entrada VD.**

Establecer las propiedades de la señal escalón (**step**) con una amplitud unitaria y que conmute en 1 segundo (figura 5.125). De esta manera se asegura que en el arranque y durante 1 segundo **VD** permanezca en 0.01.



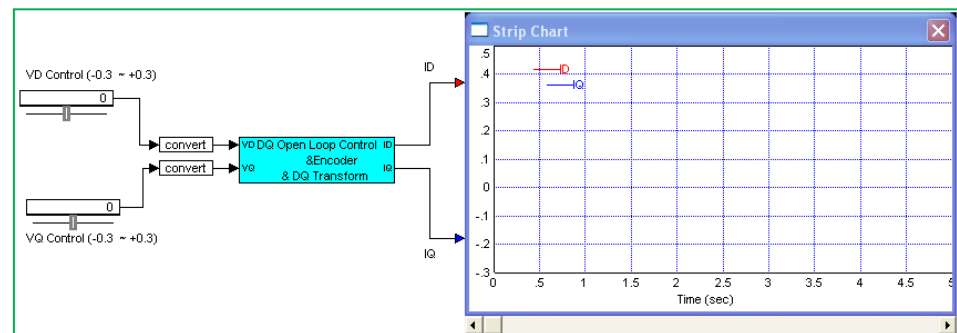
**Figura 5.125: Ventana de diálogo de las propiedades del bloque step.**

El Diagrama de bloques final se muestra en la figura 5.126.



**Figura 5.126: Bloque “DQ Open Loop Control & Encoder & DQ Transform”.**

Conectar el bloque compuesto junto al *strip chart* como se muestra en la figura 5.127.



**Figura 5.127: Diagrama de bloques del control FOC en lazo abierto.**

Grabar el archivo como “8DQopen.vsm”.

### 5.8.3.3 Compilación y ejecución de la aplicación FOC en lazo abierto.

Compilar y usar el bloque **DSPinterface** para reemplazar el bloque compuesto (Fig. 5.128). Establecer la velocidad de muestreo de **VisSim** en 0.0001 segundos y grabar el archivo como **“8DQOpenD.vsm”**.

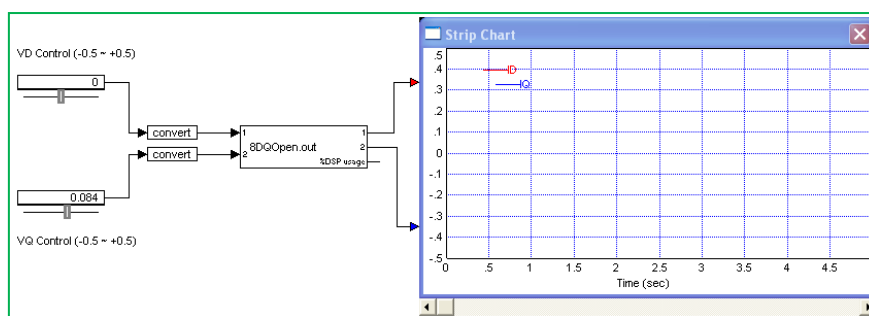


Figura 5.128: Diagrama de control del FOC en lazo abierto DQ.

Colocar VD a 0 y variar VQ, **lentamente**, observar la relación de ID e IQ (Fig. 5.129).

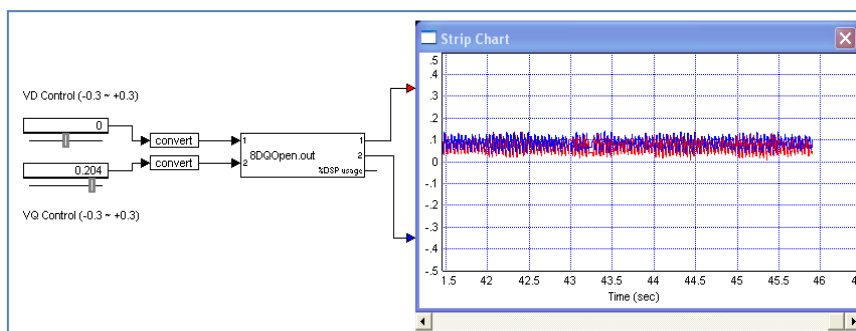
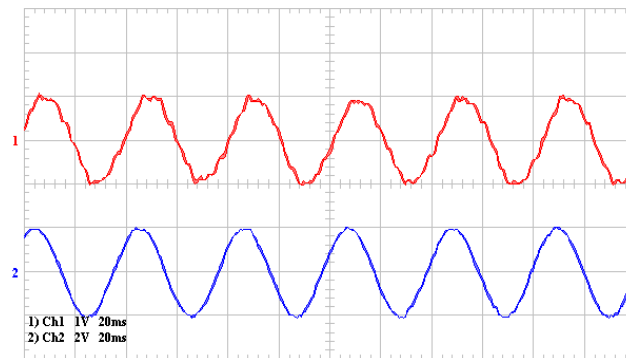


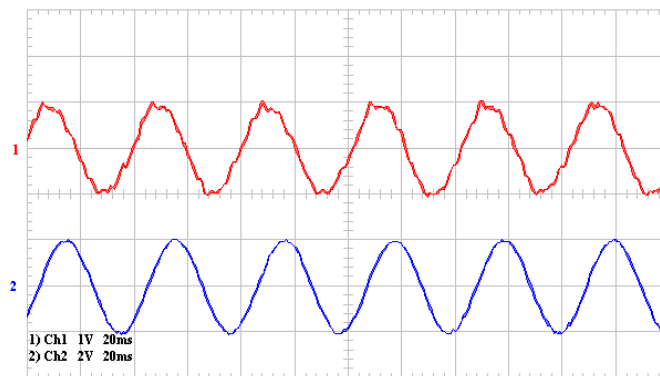
Figura 5.129: VD=0, VQ=0.2 Respuesta ID/IQ.



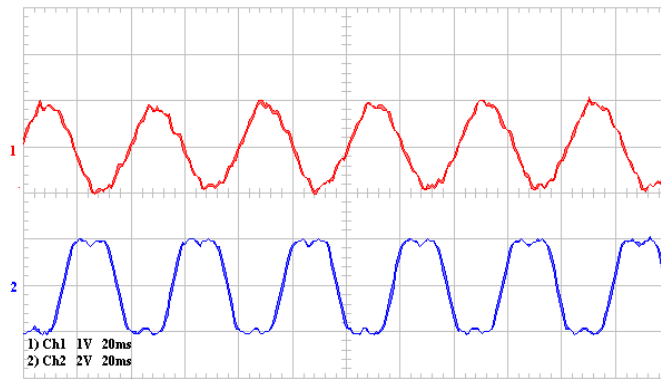
Los oscilogramas de las señales: DA0 (ia), DA1 (d), DA2 (q) y DA3 (va) se muestran en las figuras 5.130 a 5.134.



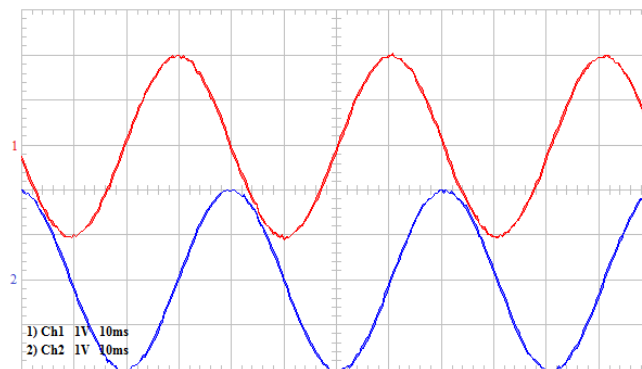
**Figura 5.130: CH1 (ia), CH2 (d).**



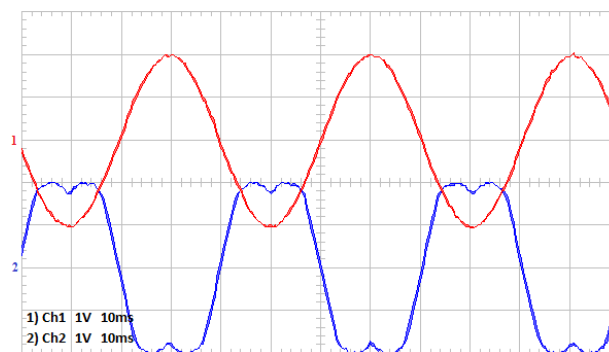
**Figura 5.131: CH1 (ia), CH2 (q).**



**Figura 5.132: CH1 (ia), CH2 (va).**



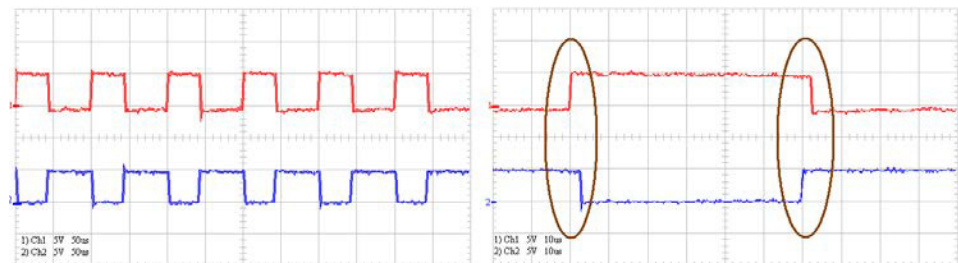
**Figura 5.133: CH1 (id), CH2 (iq).**



**Figura 5.134: Figura 5.134 CH1 (id), CH2 (va).**

Del análisis de los oscilogramas, se concluye que no es posible controlar el valor de la componente de la corriente que produce flujo (ID), puesto que en lazo abierto no hay la posibilidad de establecer acciones de corrección para sincronizar el vector de referencia del voltaje aplicado al motor con el flujo rotatorio generado por los imanes del mismo.

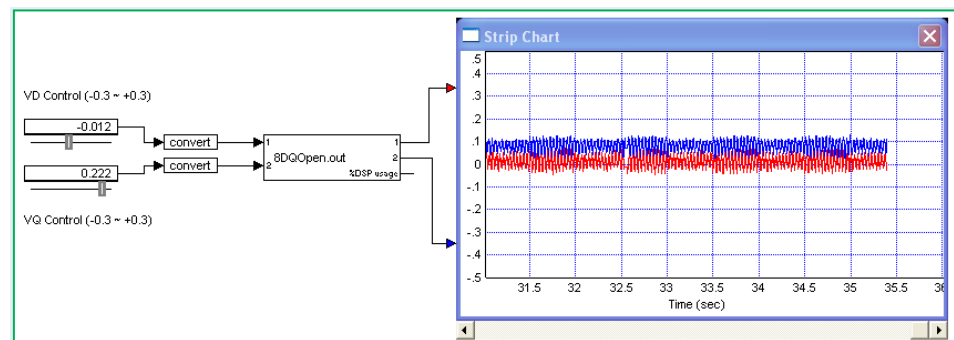
En la figura 5.135 se muestran los oscilogramas de las señales PWM1 y PWM2.



**Figura 5.135: Formas de onda PWM1 y PWM2.**

Podemos observar de los oscilogramas de las señales PWM1 y PWM2 que la frecuencia de la portadora del SVPWM es de 10KHz y la zona muerta (**deadband**) es de aproximadamente 1us.

Establecer VQ en 0.2 y cambiar VD para observar las respuestas de ID e IQ (figura 5.136).



**Figura 5.136: VQ = 0,2, VD =- 0,012 Respuesta ID / IQ.**

Del oscilograma mostrado en la figura 5.136 se concluye que no es factible el control de las componentes de la corriente del PMSM en lazo abierto.

## 5.9 Control de campo orientado (FOC) en lazo cerrado del motor sincrónico de imanes permanentes (PMSM)

### 5.9.1 Objetivos

El principal objetivo en esta sesión experimental es observar el comportamiento del motor sincrónico de imanes permanentes (PMSM) cuando se aplica el control de campo orientado (FOC) en lazo cerrado. Además establecer un método de sintonización empírico de los parámetros de los controladores proporcionales-integrales-derivativos (PID) para finalmente obtener la respuesta requerida, observando las componentes ID e IQ de la corriente del estator del PMSM.

### 5.9.2 Requerimientos del sistema

- Configurar la frecuencia de muestreo en 5KHz
- Usar ADCINA0 (AD0) y ADCINA1 (AD1) para representar las señales actuales de corriente de la fase a y b del inversor, individualmente.
- Aplicar los bloques Space Vector Generator(Quadrature Control) y Space Vector PWM para realizar el control de velocidad del PMSM.
- Usar el bloque Quadrature Encoder para leer el ángulo eléctrico del PMSM.
- Cambiar los parámetros del PID para observar la respuesta del motor.
- Ajustar la señal de consigna (set point) de la coordenada D para realizar el control del flujo mientras que la señal de coordenadas Q está en cero
- Cambiar la señal de consigna (set point) de la coordenada Q para proceder con el control de torque mientras que la señal de coordenadas D está en cero.
- Usar la salida digital IOPF14 para permitir al LED indicador que parpadee cada segundo.

### 5.9.3 Procedimiento experimental

#### 5.9.3.1 Configurar el diagrama de bloques del control FOC del flujo (ID) en lazo cerrado del PMSM

El diagrama de flujo de señales para establecer el control FOC de flujo en lazo cerrado del PMSM se muestra en la figura 5.137.

Para la estructuración del diagrama de bloques del sistema de control de flujo del PMSM estableceremos el siguiente procedimiento.

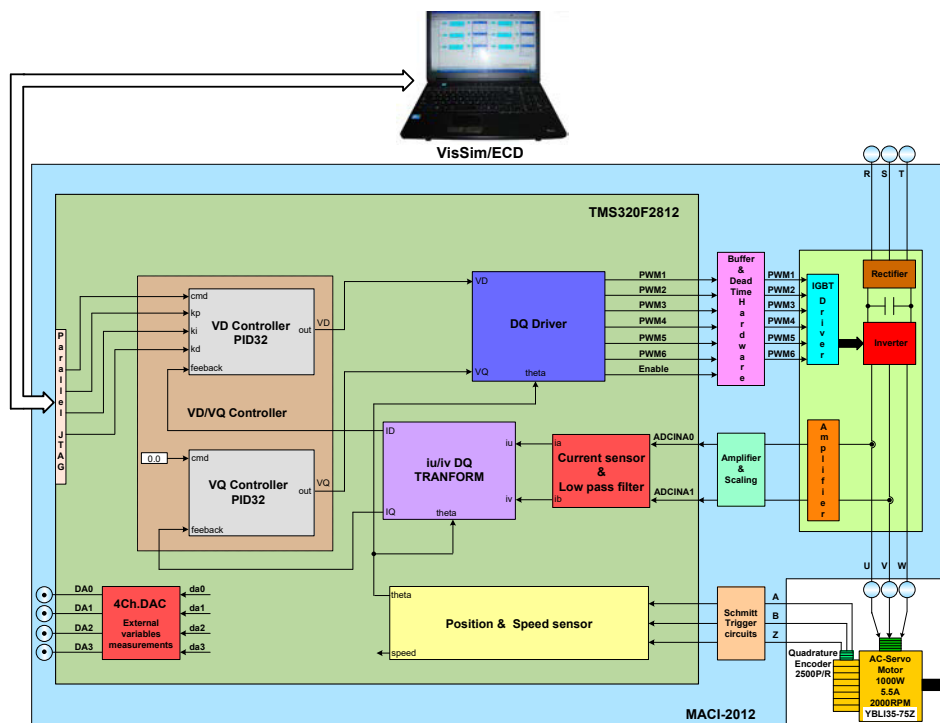
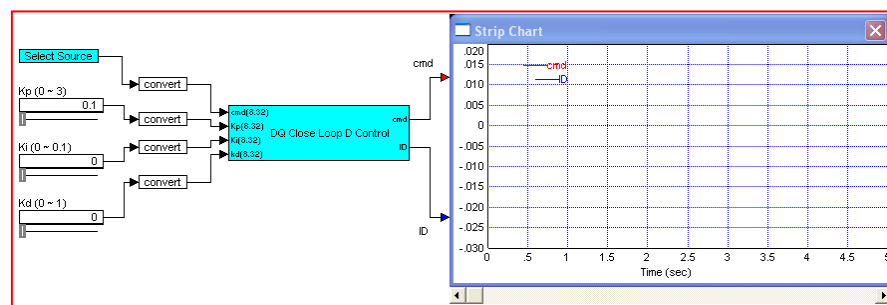


Figura 5.137: Diagrama del FOC para el PMSM en lazo cerrado (Control de flujo (ID)).

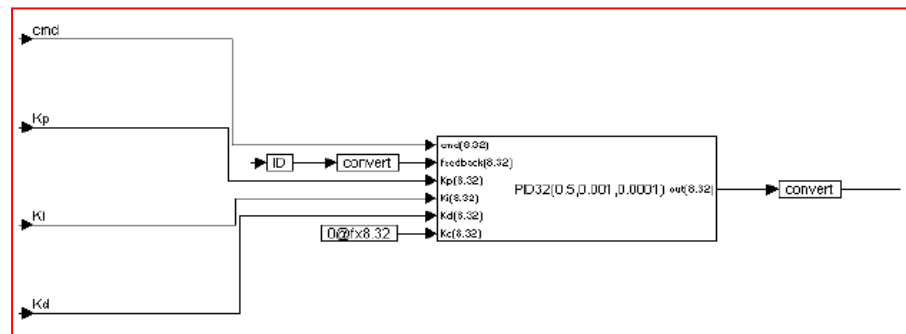
Configurar la frecuencia de muestreo en 5KHz.

Abrir el archivo **“8DQopen.vsm”**, y grabarlo como **“9\_1DQCloseD.vsm”**. Modificar el nombre del bloque compuesto a **“DQ Close Loop D Control”**, añadir los pines de entrada y colocar los nombres como se muestra en la figura 5.138.



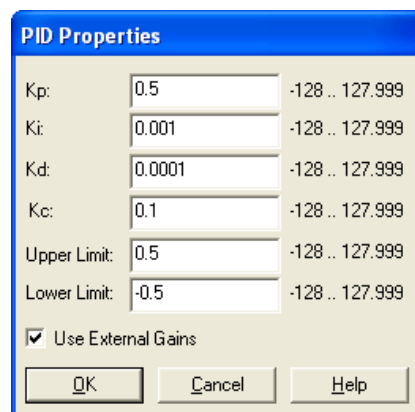
**Figura 5.138: Diagrama de bloques del control FOC de flujo del PMSM en lazo cerrado.**

Ingresa al bloque compuesto. Del menú **VisSim/DSP** → **TI 32-bit Digital Motor Control Blocks** añadir un bloque Regulador PID (**PID Regulator**). Colocar un bloque de *constante* igual a 0 para Kc (**Time step**) y uno de variable rotulado con ID (Fig. 5.139). Kc es la velocidad con la cual la salida del PID sale de saturación.



**Figura 5.139: Controlador PID para ID (VD Controller).**

Abrir la ventana de propiedades del Regulador PID, fijar los parámetros como se muestra en la figura 5.140. **Se sugiere colocar los límites superior e inferior en 0.5 y -0.5.** Habilitar la opción **Use external gain**.

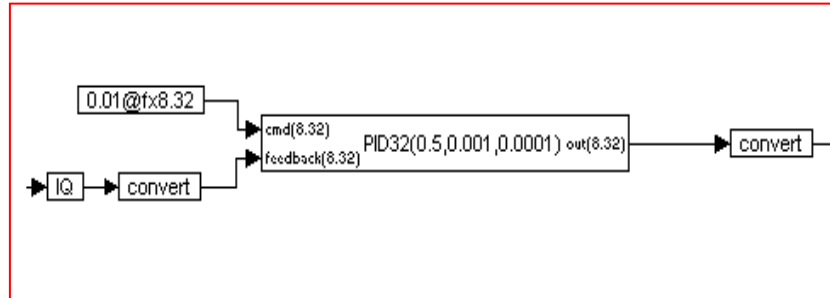


**Figura 5.140: Configuración de parámetros del controlador PID para la variable ID (VD Controller).**

Ingresa al menú **VisSim/DSP**→**TI 32-bit Digital Motor Control** y añade un bloque Regulador PID adicional. Colocar un bloque de

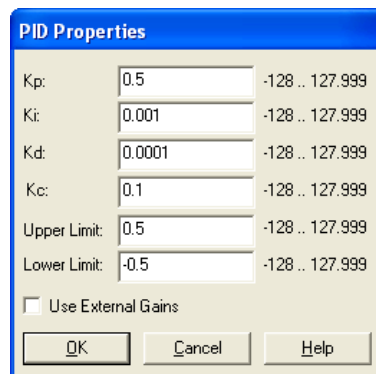


**constante** igual a 0.01 y uno de variable nombrado IQ y conectar como se muestra en la figura 5.141 (controlador VQ).



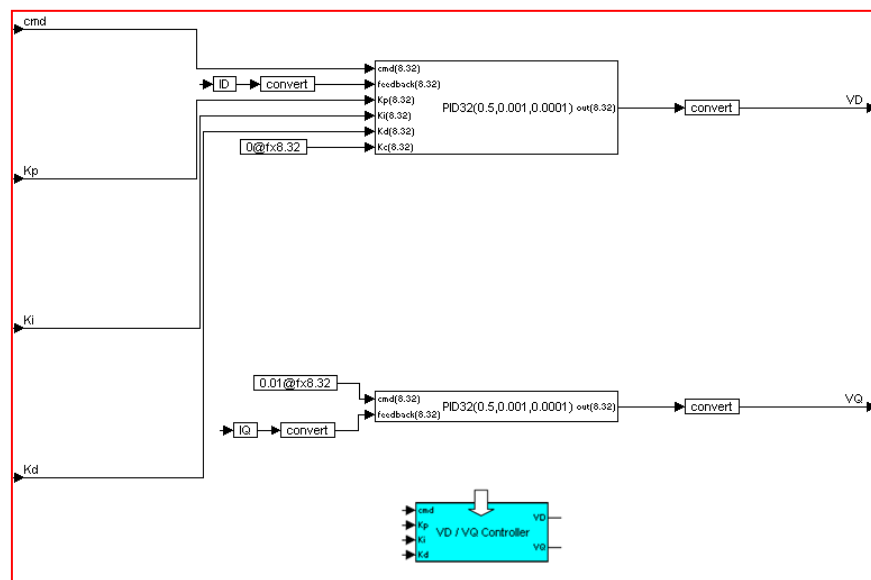
**Figura 5.141: Controlador VQ.**

Abrir la ventana de propiedades del Regulador PID y fijar los parámetros como se muestra en la figura 5.142. **Se sugiere colocar los límites superior e inferior en 0.5 y -0.5.** No habilitar la opción **Use external gain**.



**Figura 5.142: Configuración de parámetros del controlador PID para la variable IQ (VQ Controller).**

Agrupar los controladores VD y VQ dentro de un bloque compuesto con nombre **“VD/VQ Controller”**. Los conectores de entrada *cmd*, *kp*, *ki* y *kd* del bloque controlador de VD son conectados al exterior del bloque compuesto (Fig. 5.143).



**Figura 5.143: Bloque Compuesto VD/VQ Controller.**

Unir el bloque **“VD/VQ Controller”** y los que pertenecen al **“DQ Open Loop Control & Encoder & DQ Transform”** como se muestra en la figura 5.144. Guardar el archivo como **“9\_1DQCloseD.vsm”**.

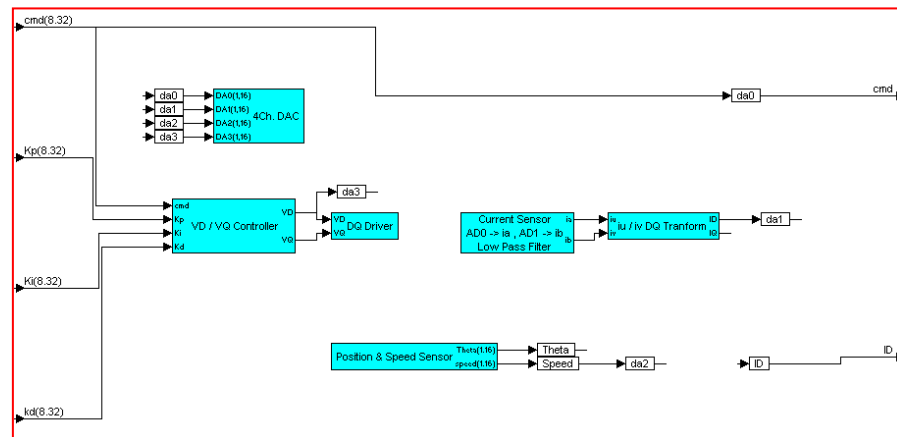


Figura 5.144: Bloque compuesto “DQ Close Loop D Control”.

### 5.9.3.2 Compilación y ejecución del control FOC del flujo (ID) en lazo cerrado del PMSM

Compilar y usar el bloque *DSPinterface* para reemplazar el bloque compuesto (Fig. 5.145).

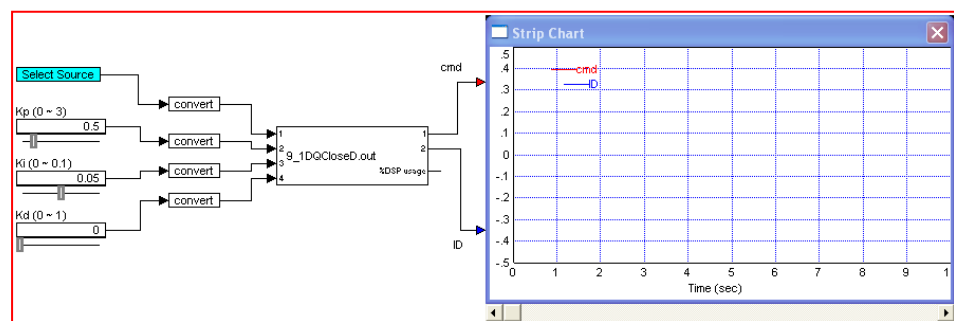
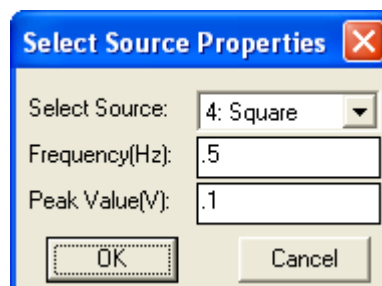


Figura 5.145: Diagrama del sistema de control de flujo.

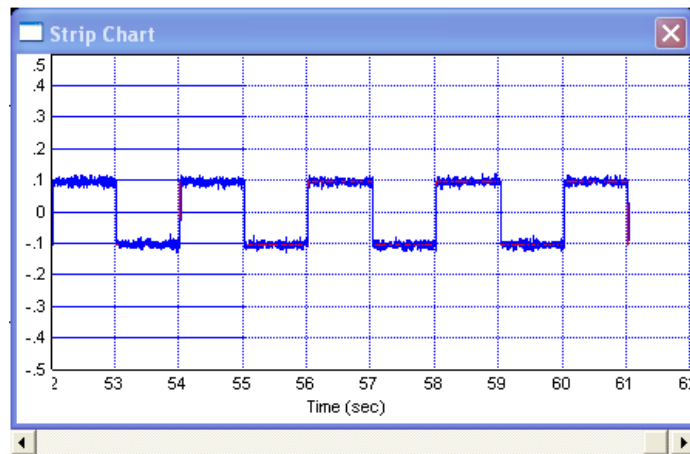
Establecer la frecuencia de muestreo de **VisSim** en 200 Hz (0.005 segundos). Del bloque **Select Source**, configurar una onda cuadrada con una frecuencia de 0.5 Hz y Amplitud pico de 0.1 Voltios (Fig. 5.146) y guardar el archivo como “**9\_1DQcloseDD.vsm**”.



**Figura 5.146: Configuración de la señal de comando.**

Ejecutar y observar las formas de onda de **cmd** e **ID** en **VisSim** (Fig. 5.147).

Del análisis de la figura 5.147, se concluye que la componente de la corriente del motor que produce flujo sigue exactamente la señal de comando.

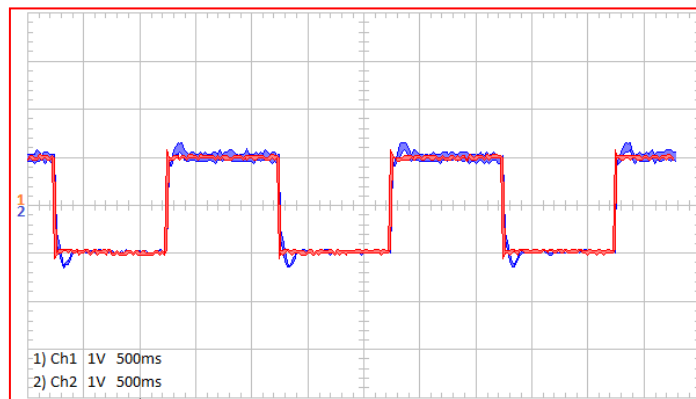


**Figura 5.147: Formas de onda de las señales Cmd e ID para:  $K_p=0.5$ ,  $K_i=0.05$ .**

Usar un Osciloscopio para medir las salidas DA0 (*cmd*) y DA1 (*ID*) del panel frontal (Fig. 5.148).

En el oscilograma de la figura 5.148, se observa un ligero sobre nivel en la variable bajo control, que es la componente de la corriente del estator que produce el flujo en el PMSM (*ID*).

Los resultados mostrados en la figura 5.148, confirman con claridad que se tiene un control total y exacto sobre la componente de la corriente del estator que produce flujo.

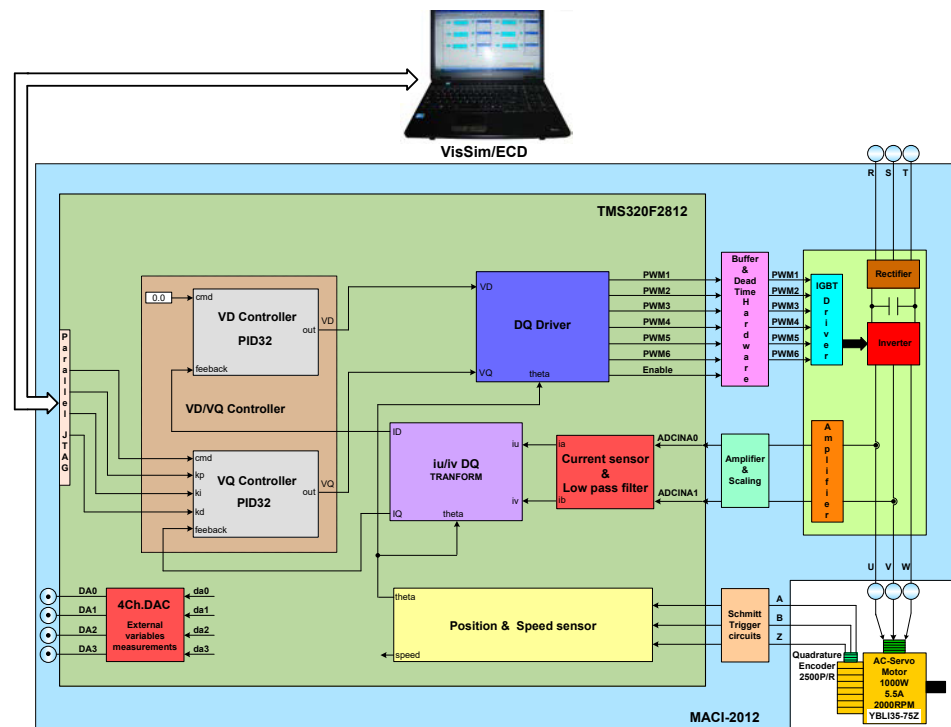


**Figura 5.148: Oscilograma de las señales Cmd e ID para:  $K_p=0.5$ ,  $K_i=0.01$ .**

### 5.9.3.3 Configurar el diagrama de bloques del control FOC de torque (IQ) en lazo cerrado para el PMSM

El diagrama de flujo de señales para establecer el control FOC de torque en lazo cerrado del PMSM se muestra en la figura 5.149.

En el manual de prácticas desarrolladas para el equipo DMD 2000 únicamente se coloca un controlador PID sobre la componente ID de la corriente del estator; mientras que la componente IQ se la coloca a cero sin ningún controlador. Esto implica que no existe control en lazo cerrado para la componente de la corriente del estator que produce torque.

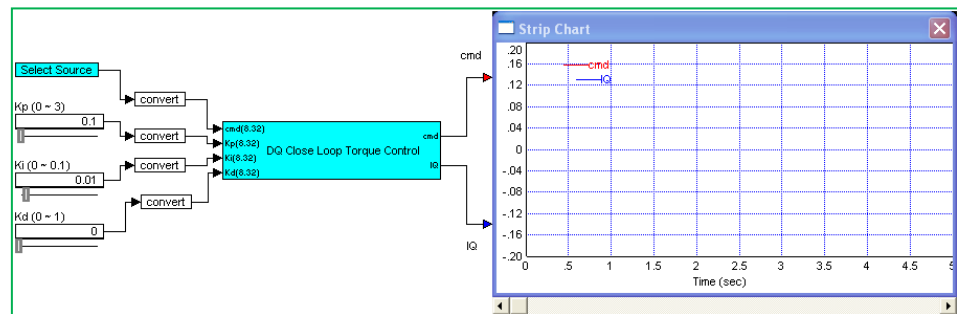


**Figura 5.149: Diagrama del FOC para el PMSM en lazo cerrado (Control de torque (IQ)).**

Para la estructuración del diagrama de bloques del sistema de control de torque del PMSM estableceremos el siguiente procedimiento.

Abrir el archivo **“9\_1DQCloseD.vsm”** y guardarlo con el nombre **“9\_2DQCloseQ.vsm”**.

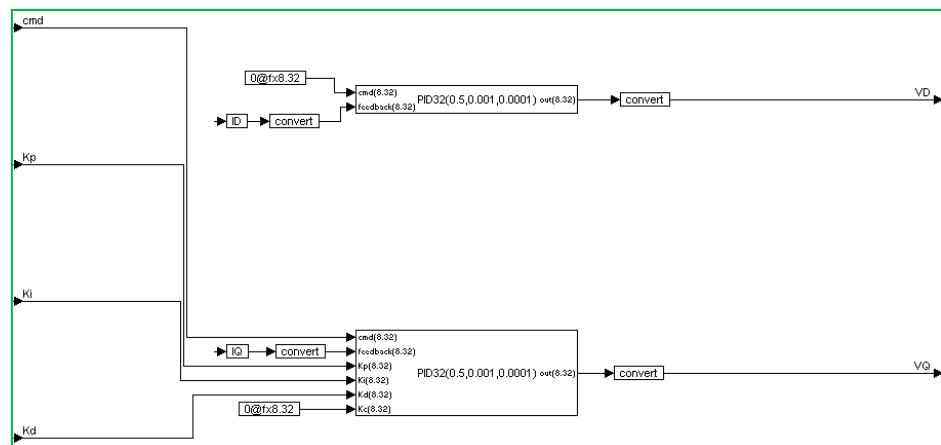
Modificar el nombre del bloque compuesto a **“DQ Close Loop Torque Control”** y cambie los nombres de los pines (Fig. 5.150)



**Figura 5.150: Diagrama de bloques del control FOC de torque del PMSM en lazo cerrado.**

Ingresar al bloque compuesto **“DQ Close Loop Torque Control”**.

Ir al bloque **“VD/VQ Controller”** y unir los bloques como se muestra en la figura 5.151.



**Figura 5.151: Bloque Compuesto “VD/VQ Controller”.**

Cambie las conexiones del bloque DAC, como se muestra en la figura 5.152.



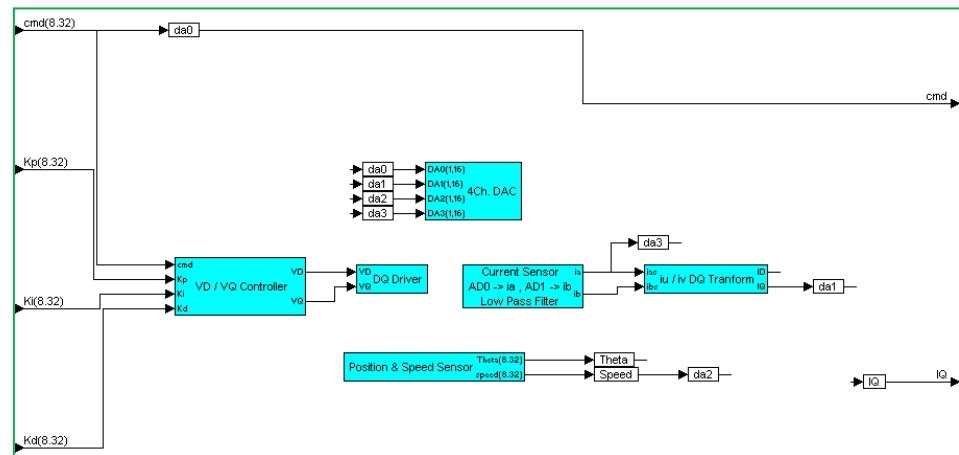


Figura 5.152: Bloque compuesto “DQ Close Loop Torque Control”.

Guarde el archivo como “9\_2DQCloseQ.vsm”.

#### 5.9.3.4. Compilación y ejecución del control FOC de torque (IQ) en lazo cerrado del PMSM

Compilar y usar el bloque *DSPinterface* para reemplazar el bloque compuesto “DQ Close Loop Torque Control” (Fig. 5.153).

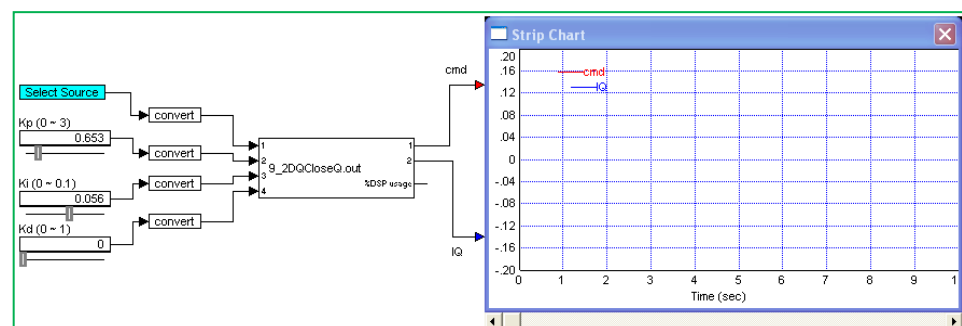
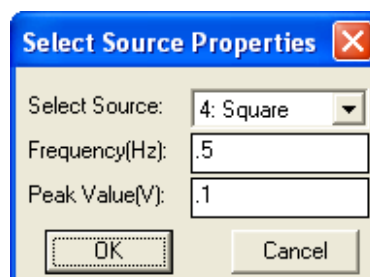


Figura 5.153: Diagrama del sistema de control de la coordenada Q.

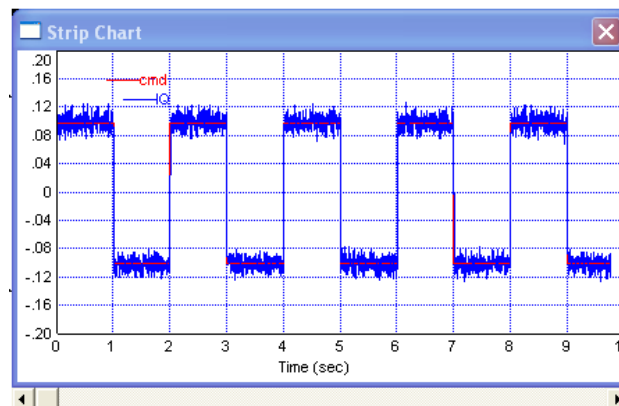
Establecer la frecuencia de muestreo de VisSim en 1 KHz (0.001 segundos). Del bloque **Select Source**, configurar una onda cuadrada con una frecuencia de 0.5 Hz y amplitud pico de 0.1 Voltios (Fig. 154), guardar el archivo como **“9\_2DQcloseQD.vsm”**.



**Figura 5.154: Configuración de la señal de comando.**

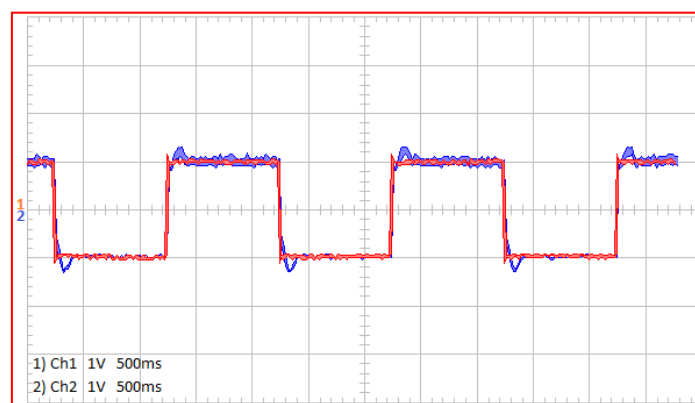
Ejecutar y observe las formas de onda de **cmd** e **IQ** en **VisSim** (Fig. 5.155).

Del analisis de la figura 5.155, se concluye que la componente de la corriente del estator que produce torque (IQ), sigue exactamente la senal de comando correspondiente.



**Figura 5.155: Formas de onda de las señales Cmd e IQ para  $K_p=0.653$ ,  $K_i=0.056$ .**

Usar un Osciloscopio para medir las salidas DA0 (**cmd**) y DA1 (**IQ**) del panel frontal (Fig. 5.156).



**Figura 5.156: Oscilograma de las señales Cmd e IQ para  $K_p=0.653$ ,  $K_i=0.056$ .**

## **5.10 Control de velocidad en lazo cerrado del PMSM con la técnica de control de campo orientado (FOC)**

### **5.10.1 Objetivos**

En esta sesión experimental analizaremos el control de velocidad en lazo cerrado (FOC) del motor síncrono de imanes Permanentes (PMSM). También se realizarán los ajustes de las ganancias del controlador PID de velocidad para obtener una respuesta transitoria óptima del sistema.

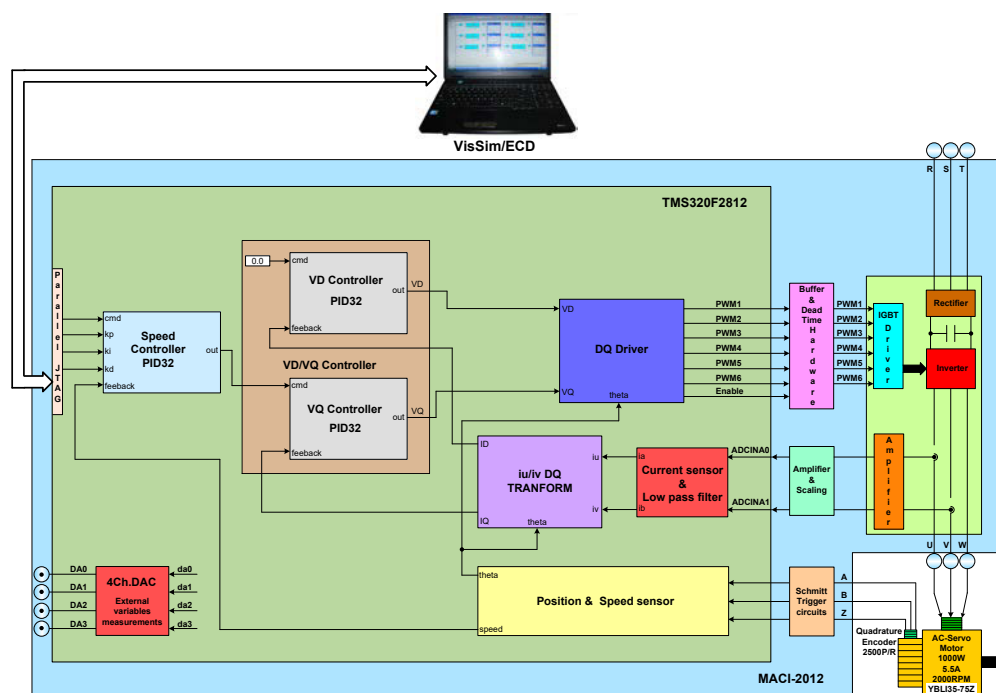
### **5.10.2 Requerimientos del sistema**

- Configurar la frecuencia de muestreo en 5KHz.
- Usar ADCINA0 (AD0) y ADCINA1 (AD1) para representar las señales actuales de corriente de las fases a y b del inversor, individualmente.
- Aplicar los bloques Space Vector Generator(Quadrature Control) y Space Vector PWM para realizar el control de velocidad del PMSM.
- Usar el bloque Quadrature Encoder para leer el ángulo eléctrico del PMSM.
- Cambiar los parámetros del bloque PID del controlador de velocidad y observar la respuesta del motor.

- Usar la salida digital IOPF14 para permitir al LED indicador que parpadee cada segundo.

El diagrama de flujo de señales del FOC para el PMSM con control de velocidad en lazo cerrado se muestra en la figura 5.157.

Obsérvese en este diagrama de flujo de señales, que la componente de corriente del estator que produce flujo ( $I_D$ ) está puesta en cero. El controlador PID (**VD Controller**) realiza las correcciones sobre la componente VD del vector de referencia, para que  $I_D$  sea cero; de esta manera, son los imanes del rotor los únicos que producen el flujo rotativo en el PMSM.



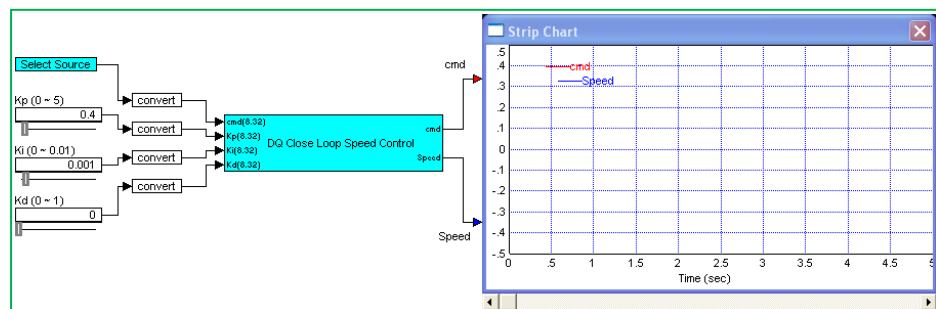
**Figura 5.157: Diagrama del FOC para el PMSM con control de velocidad en lazo cerrado.**

### 5.10.3 Procedimiento experimental

#### 5.10.3.1 Generar el bloque VD/VQ Controller, que contiene los controladores PID para las componentes ID e IQ de las corrientes del PMSM

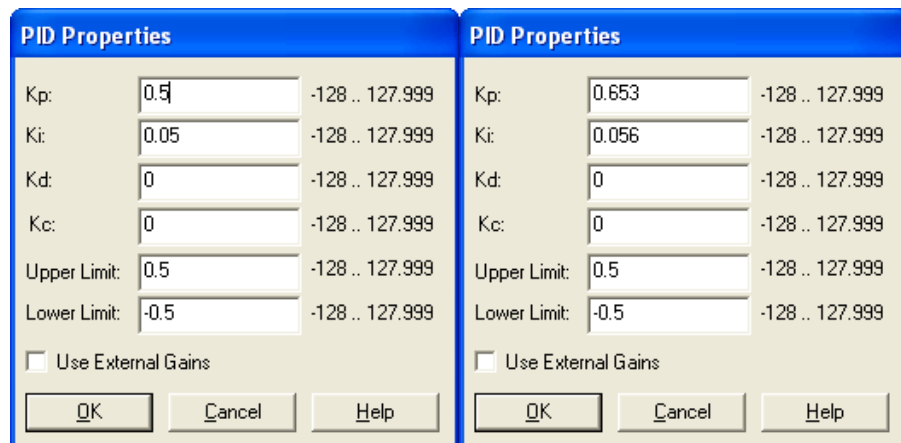
Configurar la frecuencia de muestreo en 5KHz.

Abrir el archivo “9\_2DQCloseQ.vsm” y guardarlo como “10speedU.vsm”. Renombrar el bloque compuesto “DQ Close Loop Speed Control”, cambiar los números y las etiquetas de los pines de entrada como se indica en la figura 5.158.



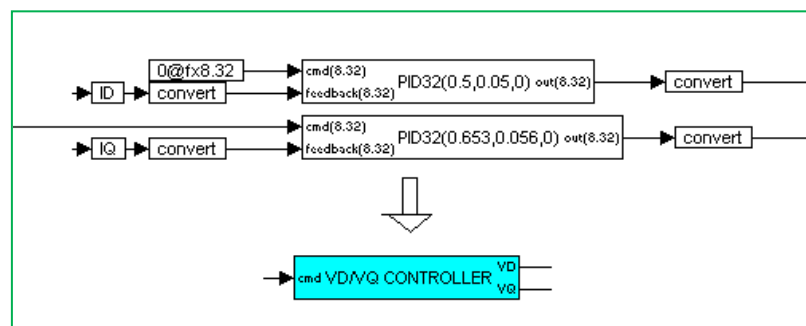
**Figura 5.158: Diagrama del control de velocidad en lazo cerrado.**

En el bloque compuesto “VD/VQ Controller”, modificar los parámetros de los reguladores PID de VD y VQ (Fig. 5.159).



**Figura 5.159: Parámetros de los controladores PID de VD y VQ.**

Redibujar el bloque compuesto “**VD/VQ Controller**” como se muestra en la figura 5.160.



**Figura 5.160: Bloque compuesto del Controlador VD/VQ.**

### 5.10.3.2 Generar un bloque compuesto con el regulador PID de velocidad y los bloques: VD/VQ Controller, DQ Driver, Current Sensor & Low Pass Filter, $i_u/i_v$ DQ Transform, 4ch.DAC y Position & Speed Sensor

Agregar un bloque regular PID antes del “**VD/VQ Controller**”, y fijar los parámetros como se muestra en la figura 5.161.

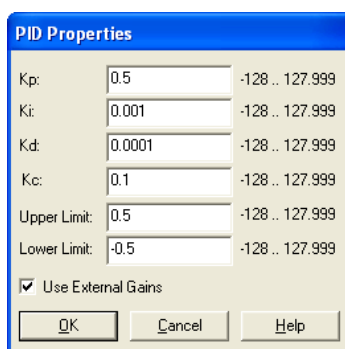


Figura 5.161: Parámetros del controlador de velocidad

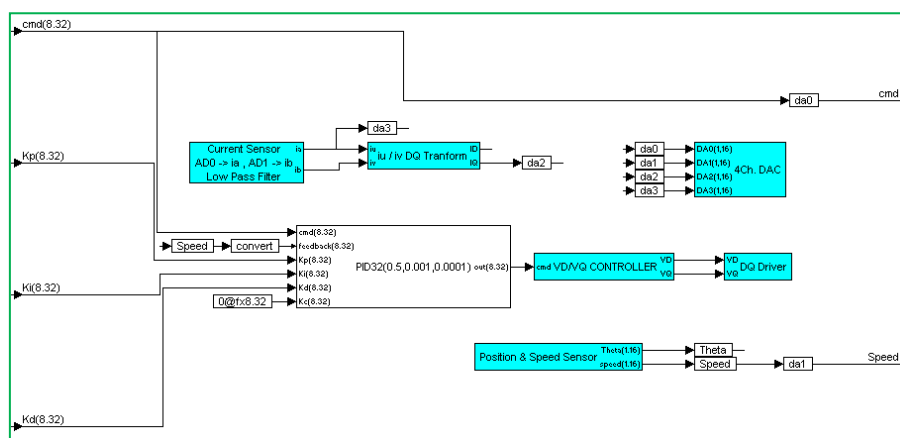
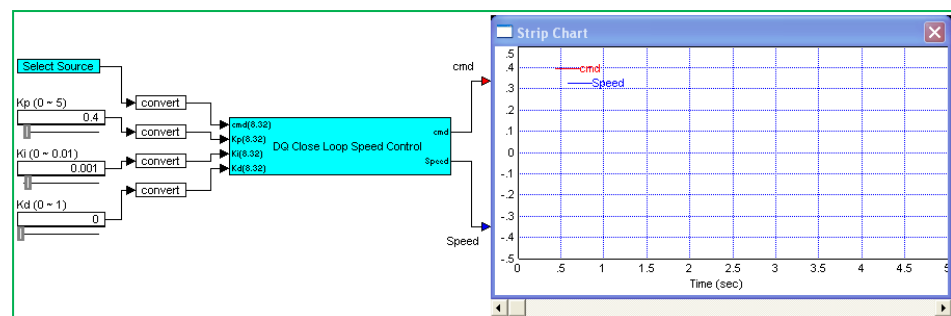


Figura 5.162: Diagrama de bloques del controlador de velocidad en lazo cerrado.



Agregar un bloque variable “**Speed**” y conectar los pines Kp, Ki y Kd del bloque PID a los pines de entrada del bloque compuesto. Utilice el bloque **4Ch.DAC** para visualizar las señales relacionadas a las salidas, (Fig. 5.162).

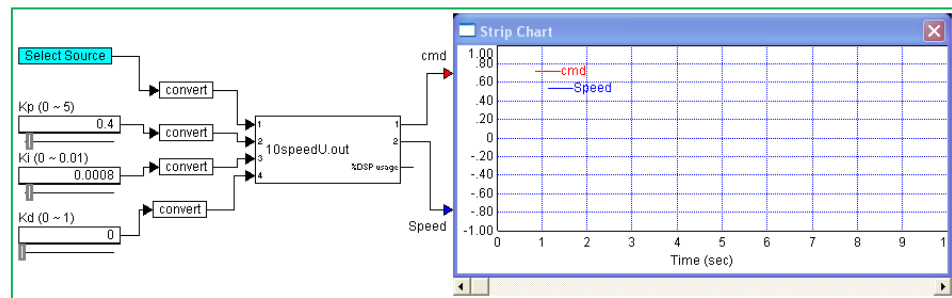
Construir el control de velocidad de lazo cerrado como se muestra en la figura 5.163 y grabar el archivo como “**10speedU.vsm**”.



**Figura 5.163: Diagrama del control de velocidad en lazo cerrado.**

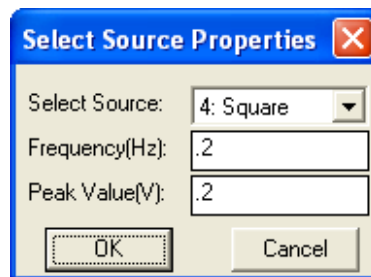
### 5.10.3.3 Compilación y ejecución de la aplicación del control de velocidad en lazo cerrado del PMSM con la técnica FOC

Compilar y utilizar el bloque **DSPinterface** para reemplazar el bloque compuesto (Fig. 5.164).



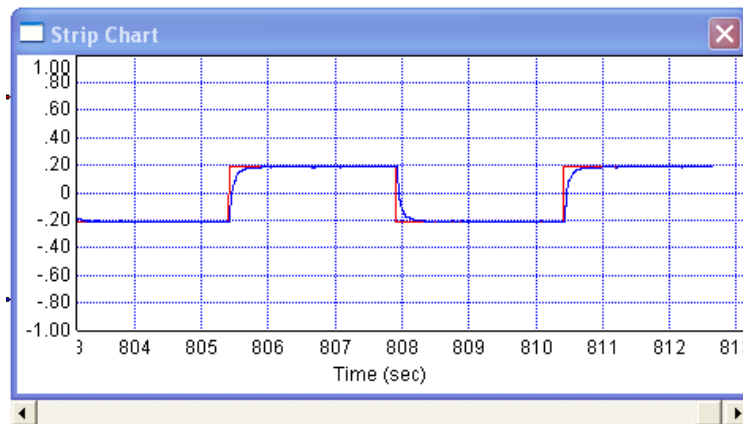
**Figura 5.164: Uso del bloque DSPinterface para reemplazar el bloque compuesto.**

Fijar la velocidad de muestreo de VisSim en 0.005 sec. Del bloque **Select Source**, configurar una onda cuadrada con una frecuencia de 0.2 Hz y Amplitud pico de 0.2 Voltios (Fig. 5.165) y grabar el archivo como **"10speedUD.vsm"**.



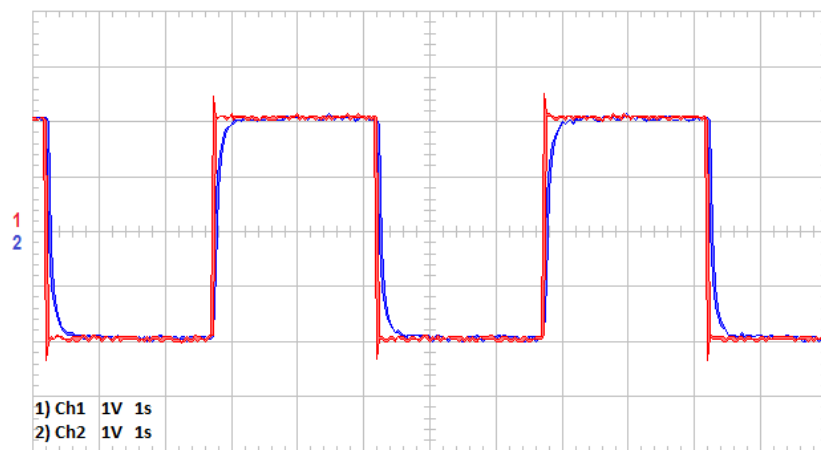
**Figura 5.165: Configuración de la señal de comando.**

Ejecutar y observar las formas de onda de **cmd** y **Speed** en **VisSim** (Fig. 5.166).

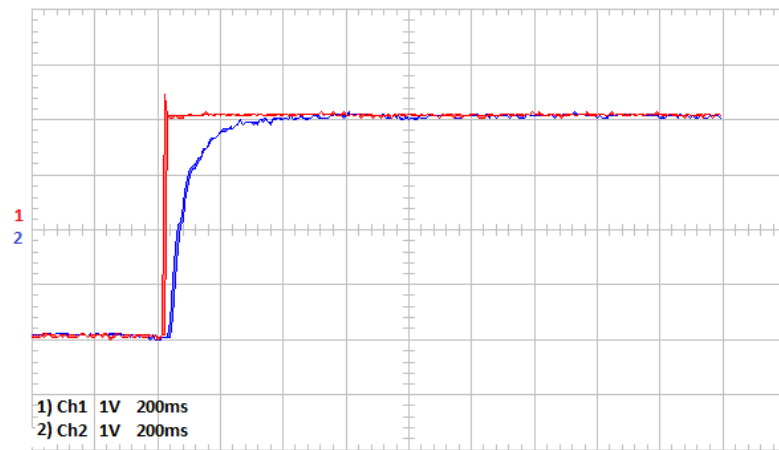


**Figura 5.166: Respuesta de la velocidad del motor ante un comando con señal cuadrada en VisSim.**

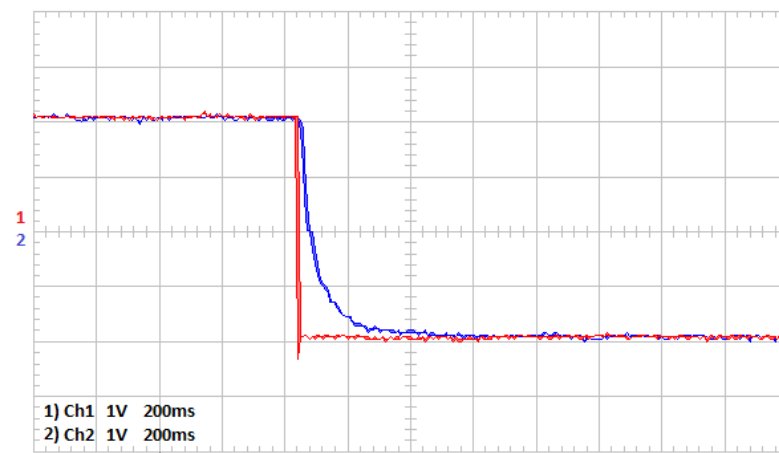
Utilizar un osciloscopio para medir *DA0 (cmd)* y *DA1 (Speed)* (Figuras 5.167, 5.168 y 5.169).



**Figura 5.167: Oscilograma de la velocidad del motor ante un comando con señal cuadrada.**

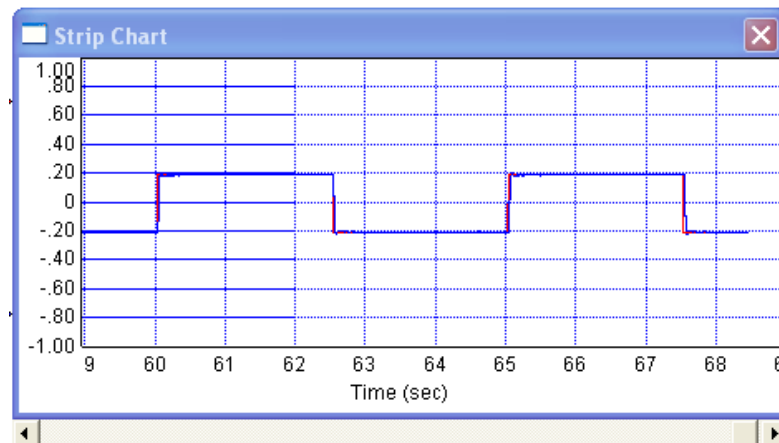


**Figura 5.168: Señales cmd y Speed en el flanco de subida.**

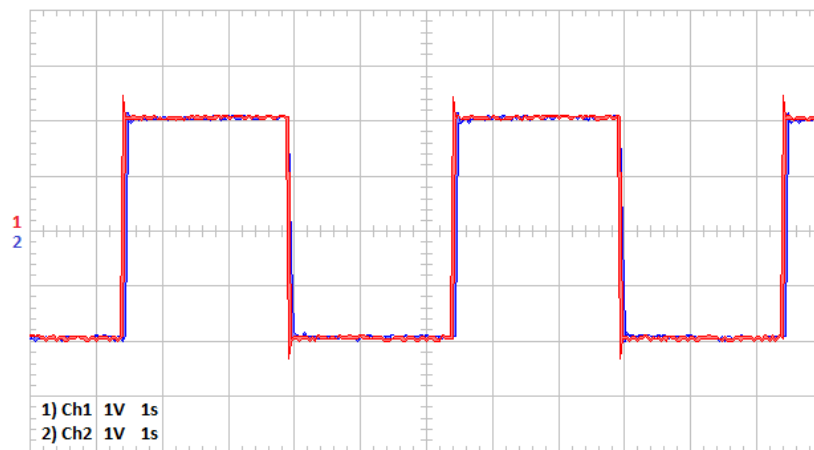


**Figura 5.169: Señales cmd y Speed en el flanco de bajada.**

Cambiar los parámetros del PID de velocidad para conseguir una mejor respuesta del lazo de control de velocidad (Figuras 5.170 a 5.173).



**Figura 5.170: Respuesta de la velocidad del motor ante un comando con señal cuadrada en VisSim para:  $K_p=1.25$   $K_i=0.0008$ .**



**Figura 5.171: Oscilograma de la velocidad del motor ante un comando con señal cuadrada para:  $K_p=1.25$   $K_i=0.0008$ .**

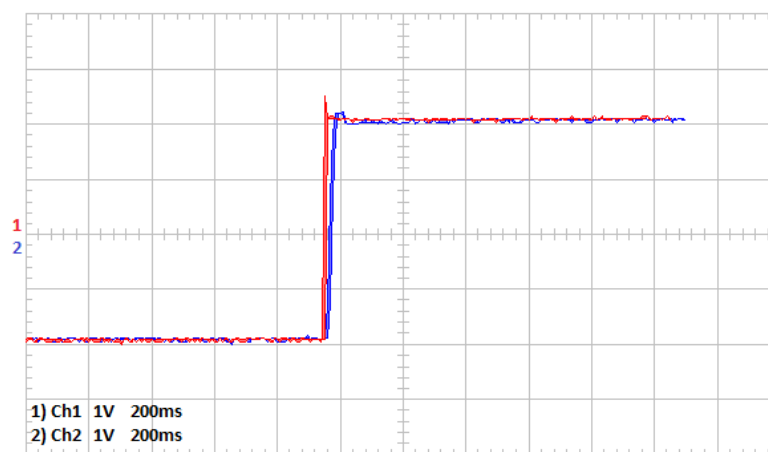


Figura 5.172: Señales cmd y Speed en el flanco de subida.

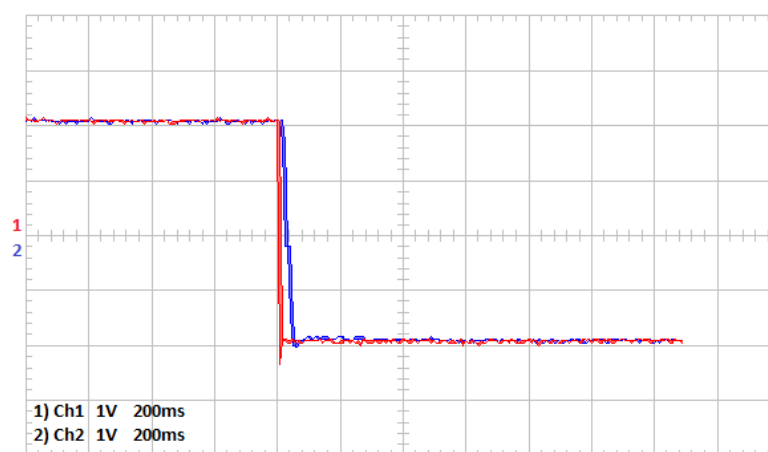
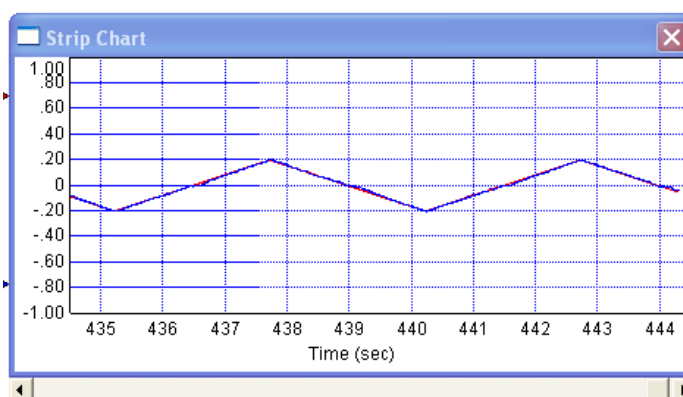


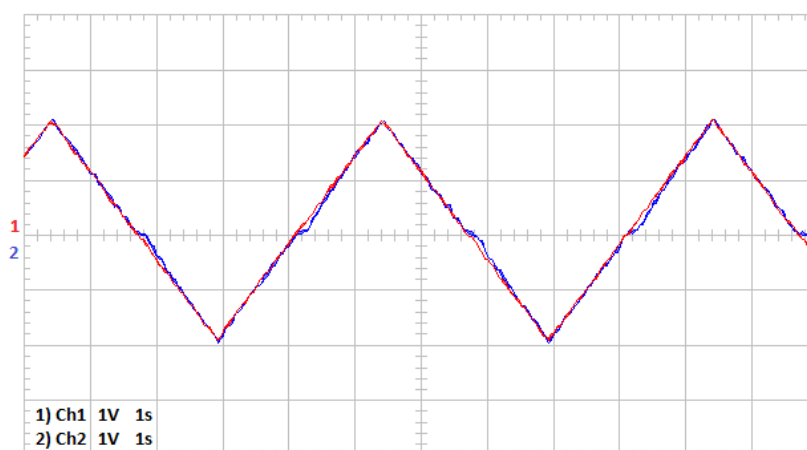
Figura 5.173: Señales cmd y Speed en el flanco de bajada.

Es importante observar que es posible cambiar los parámetros del PID cuando la DSP está en marcha (*Run*).

Cambiar la entrada de comando a una señal **triangular** y realizar un proceso similar al usado para la señal cuadrada, hasta obtener una respuesta satisfactoria (Figuras 5.174 y 5.175).

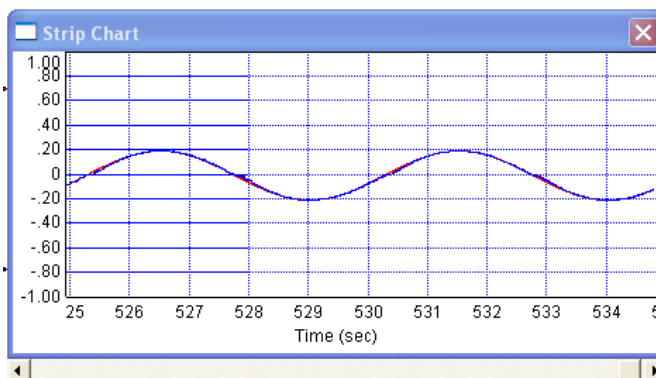


**Figura 5.174: Respuesta de la velocidad del motor ante un comando con señal triangular en VisSim.**

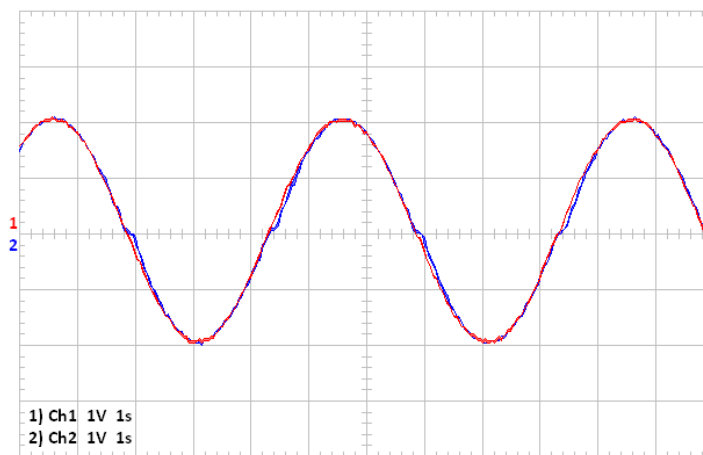


**Figura 5.175: Oscilograma de la velocidad del motor ante un comando con señal triangular.**

Cambiar la entrada de comando a una señal **Sinusoidal** y realizar un proceso similar al usado para la señal cuadrada, hasta obtener una respuesta satisfactoria (Figuras 5.176 y 5.177).



**Figura 5.176: Respuesta de la velocidad del motor ante un comando con señal sinusoidal en VisSim.**



**Figura 5.177: Oscilograma de la velocidad del motor ante un comando con señal triangular.**



## **5.11 Control de posición en lazo cerrado del PMSM con la técnica de control de campo orientado (FOC)**

### **5.11.1 Objetivos**

En esta sesión experimental analizaremos el control de posición en lazo cerrado del motor síncrono de imanes Permanentes (PMSM) con la técnica de control de campo orientado (FOC). También se realizarán los ajustes de las ganancias del controlador PID para la compensación del sistema de control de Posición del PMSM. El diagrama de bloques del sistema se muestra en la figura 5.178.

### **5.11.2 Requerimientos del sistema**

- Configurar la frecuencia de muestreo en 5KHz
- Usar ADCIN0 (AD0) y ADCIN1 (AD1) para representar las señales actuales de corriente de la fase a y b del inversor, individualmente.
- Aplicar los bloques Space Vector Generator(Quadrature Control) y Space Vector PWM para realizar el control de posición del PMSM.
- Usar el bloque Quadrature Encoder para leer el ángulo eléctrico del PMSM.
- Cambiar los parámetros del bloque PID del controlador de posición y observar la respuesta del motor.

- Usar la salida digital IOPF14 para permitir al LED indicador que parpadee cada segundo.

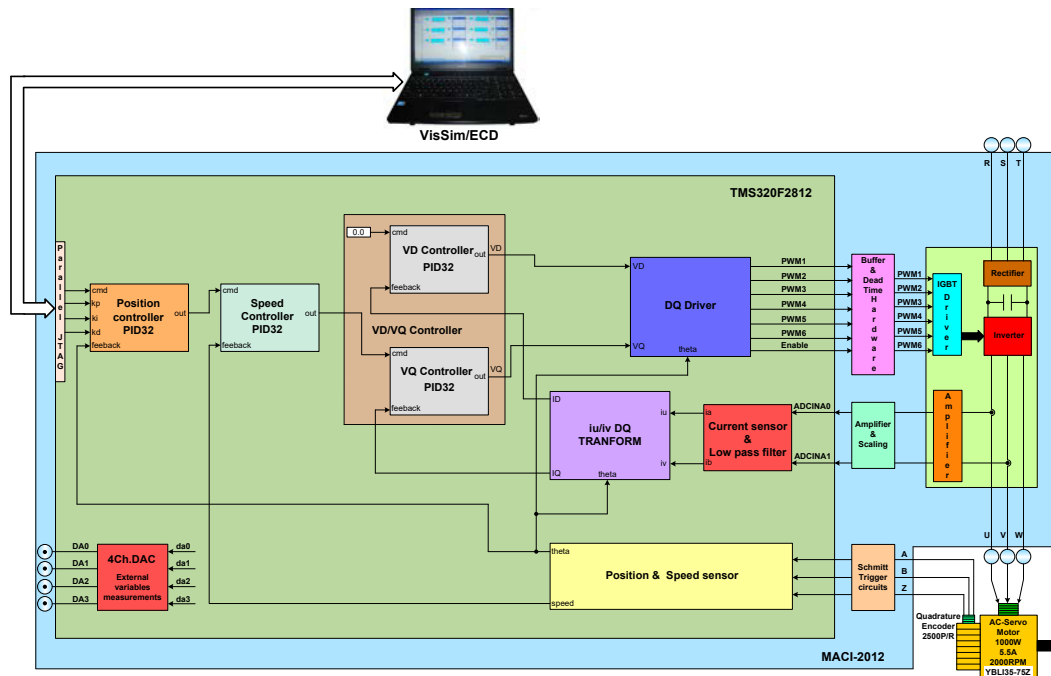


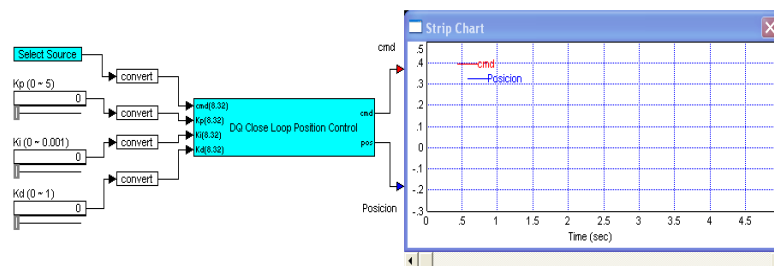
Figura 5.178: Diagrama del sistema del control de posición en lazo cerrado.

### 5.11.3 Procedimiento experimental

#### 5.11.3.1 Modificar el bloque Position and Speed Sensor para adicionar una salida de posición escalada

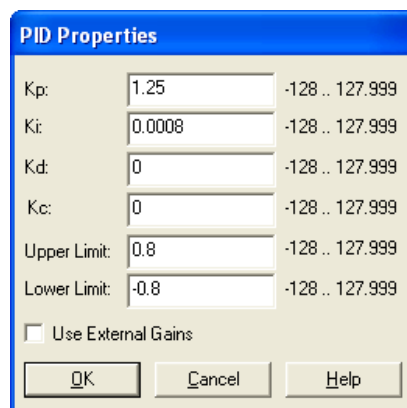
Configurar la frecuencia de muestreo en 5KHz.

Abrir el archivo **“10speedU.vsm”** para modificarlo y guardarlo como **“11thetaU.vsm”**. Renombrar el bloque compuesto a **“DQ Close Loop Position Control”**, modificar el archivo como se muestra en la figura 5.179.



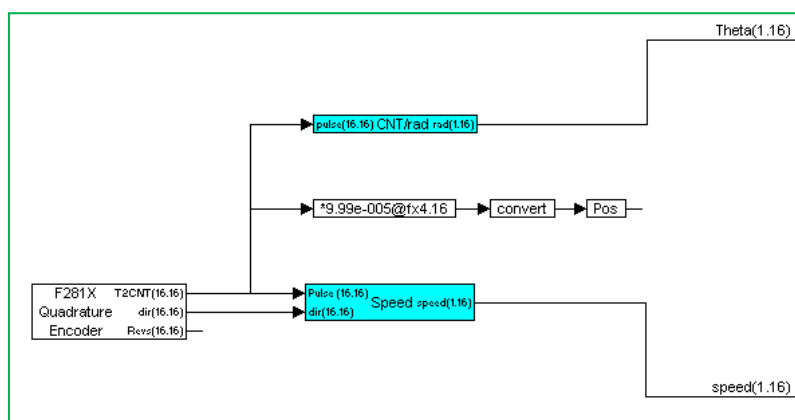
**Figura 5.179: Diagrama de bloques del control de Posición en lazo cerrado.**

Modificar los parámetros del regulador PID del control de velocidad como se indica en la figura 5.180.



**Figura 5.180: Parámetros del controlador PID de Velocidad.**

En el bloque compuesto **“Position & Speed Sensor”**, agregue los siguientes bloques: **“gain”**, **“convert”** (fx1.16) y uno de **“variable”** llamado **pos**. El objetivo de estos bloques es que a partir de los pulsos del codificador, capturados por el bloque **Quadrature Encoder** se obtenga una señal de posición del eje del rotor, la misma que tomará valores de -1~0~ +1 (+/- 10.000\*0.0000999=+/- 0.99) cuando el rotor gire entre -360° ~ 0° ~ +360°. Enlazar estos bloques como se muestra en la figura 5.181.



**Figura 5.181: Bloque de realimentación de posición.**

### 5.11.3.2 Generar un bloque compuesto con el regulador PID de posición y el PID de velocidad y los bloques: VD/VQ Controller, DQ Driver, Current Sensor & Low Pass Filter, iu/iv DQ Transform, 4ch.DAC y Position & Speed Sensor

Agregar un bloque de regulación PID para el control de posición, antes del bloque de regulación PID de velocidad y configurar los parámetros como se muestra en la figura 5.182.

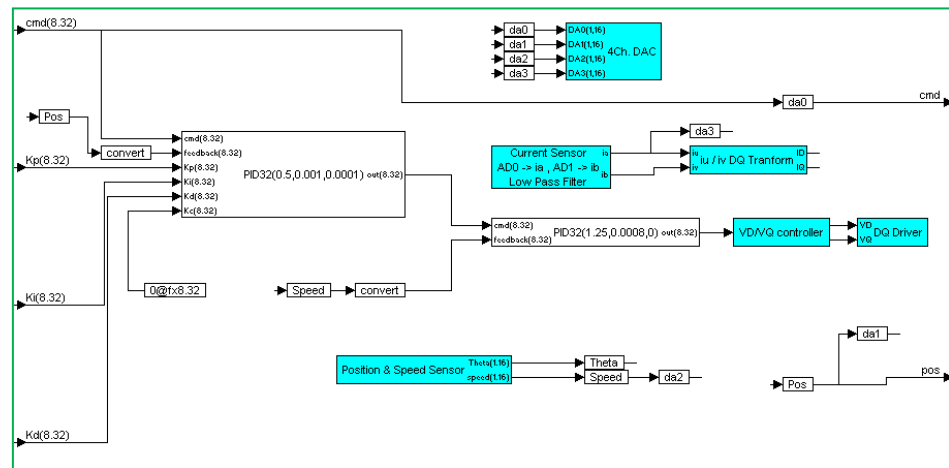
The image shows a dialog box titled "PID Properties" with a blue header. It contains several input fields for PID parameters, each with a range indicator to its right. The parameters and their values are:

Parameter	Value	Range
Kp:	0.5	-128 .. 127.999
Ki:	0.001	-128 .. 127.999
Kd:	0.0001	-128 .. 127.999
Kc:	0.1	-128 .. 127.999
Upper Limit:	0.8	-128 .. 127.999
Lower Limit:	-0.8	-128 .. 127.999

At the bottom, there is a checked checkbox labeled "Use External Gains" and two buttons: "OK" and "Cancel".

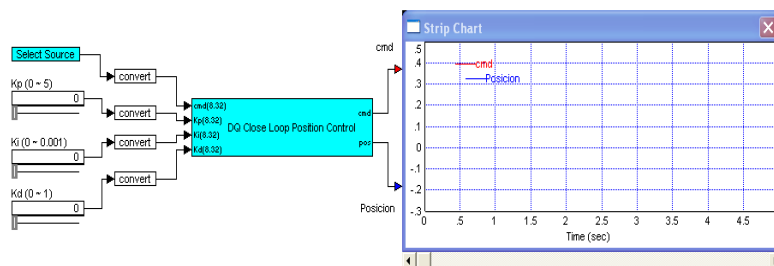
**Figura 5.182: Parámetros del controlador PID de control de Posición.**

Utilizar la variable **"pos"** como señal de realimentación, y enlazar las entradas Kp, Ki y Kd al bloque compuesto. Luego modificar el bloque **4Ch.DAC** cableando la señal de posición (**da1**) como salida (Fig. 5.183).



**Figura 5.183: Diagrama de bloques del control de posición en lazo cerrado**

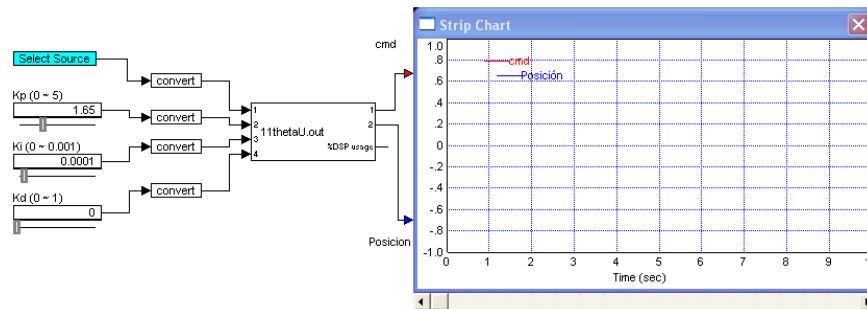
Unir los bloques como se muestran en la figura 5.184 y luego guardarlo con el nombre **“11thetaU.vsm”**.



**Figura 5.184: Diagrama de bloques del control de Posición en lazo cerrado.**

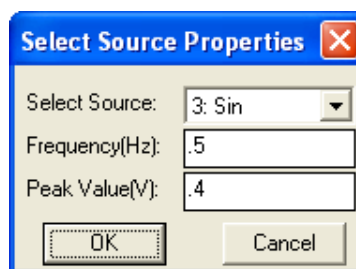
### 5.11.3.3 Compilación y ejecución de la aplicación del control de posición en lazo cerrado del PMSM con la técnica FOC

Compilar y usar el bloque **DSPinterface** para reemplazar el bloque compuesto (Fig. 5.185).



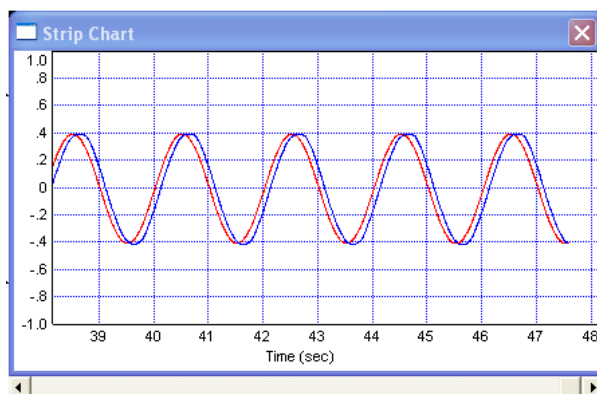
**Figura 5.185: Uso del bloque DSPinterface para reemplazar el bloque compuesto.**

Fijar la velocidad de muestreo de VisSim a 0.005 sec. Del bloque **Select Source**, configurar una onda sinusoidal con una frecuencia de 0.5 Hz y Amplitud pico de 0.4 Voltios (Fig. 5.186) y grabar el archivo como **“11thetaUD.vsm”**.



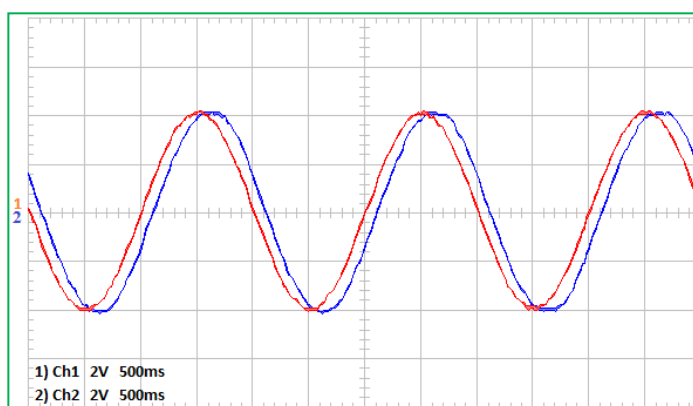
**Figura 5.186: Configuración de la señal de comando sinusoidal.**

Ejecutar y observar las señales **cmd** y **Posición** en **VisSim** (Fig. 5.187).



**Figura 5.187: Respuesta de posición para  $K_p=0.5$ ,  $K_i=0.0001$  en VisSim.**

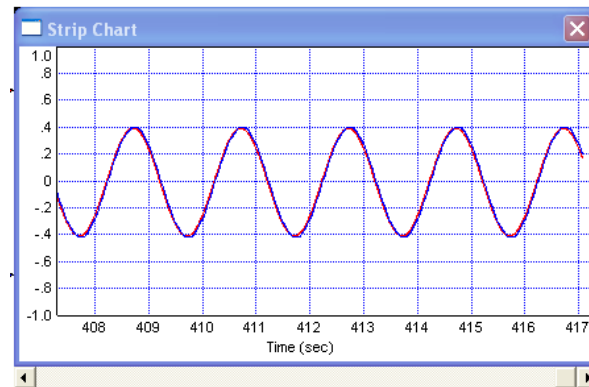
Utilizar el osciloscopio para medir  $DA0$  (*cmd*) y  $DA1$  (*posición*) como se muestra en la Figura 5.188.



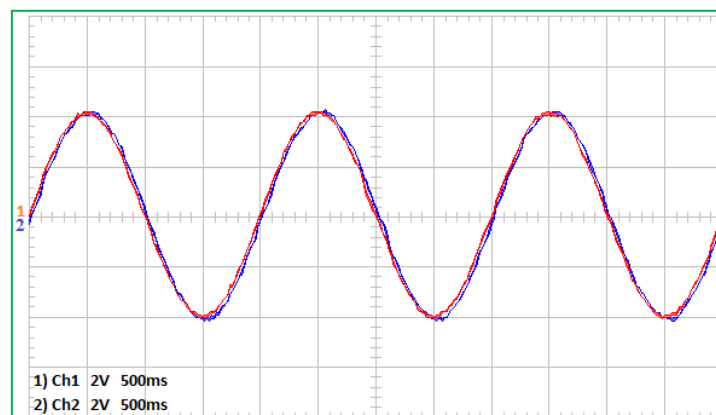
**Figura 5.188: Oscilograma de la respuesta de Posición para  $K_p=0.5$ ,  $K_i=0.0001$ .**

Modificar los parámetros del PID de posición para optimizar la respuesta (Figuras 5.189 y 5.190).



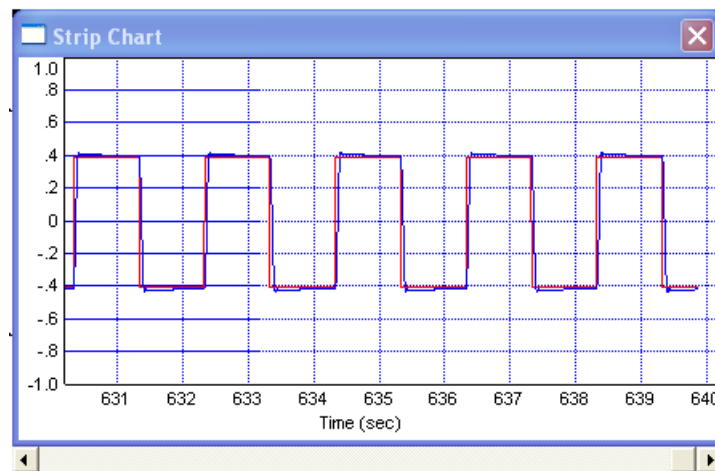


**Figura 5.189: Respuesta de Posición a  $K_p=2.15$ ,  $K_i=0.0001$  en VisSim.**

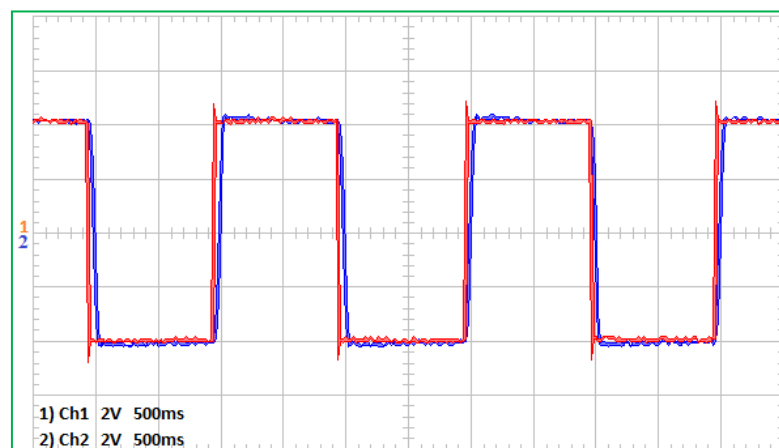


**Figura 5.190: Oscilograma de la respuesta de Posición para:  $K_p=2.15$ ,  $K_i=0.0001$ .**

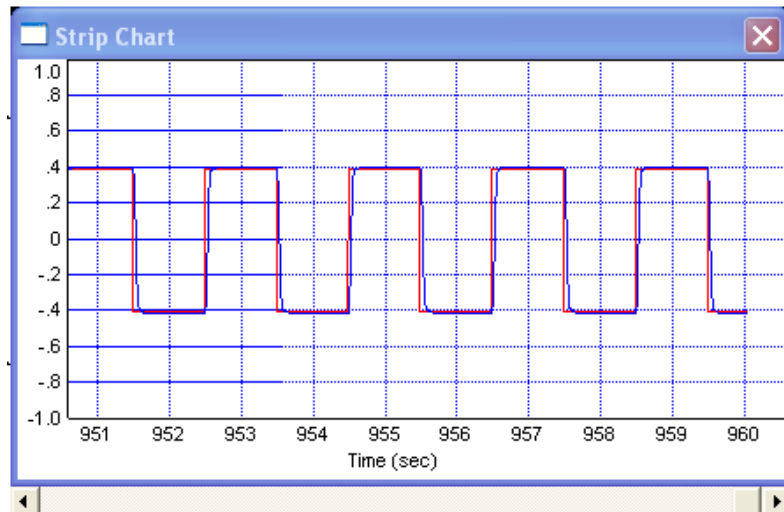
Cambiar la señal de entrada a una **cuadrada** y realizar un ajuste del controlador PID de posición como el realizado para la señal sinusoidal (Figuras 5.191, 5.192, 5.193 y 5.194).



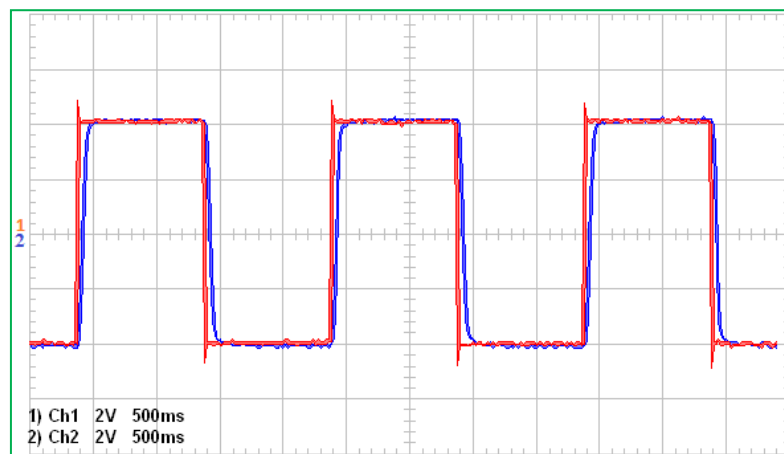
**Figura 5.191: Respuesta de Posición a  $K_p=2.15$ ,  $K_i=0.0001$  en VisSim.**



**Figura 5.192: Oscilograma de la respuesta de Posición para:  $K_p=2.15$ ,  $K_i=0.0001$ .**

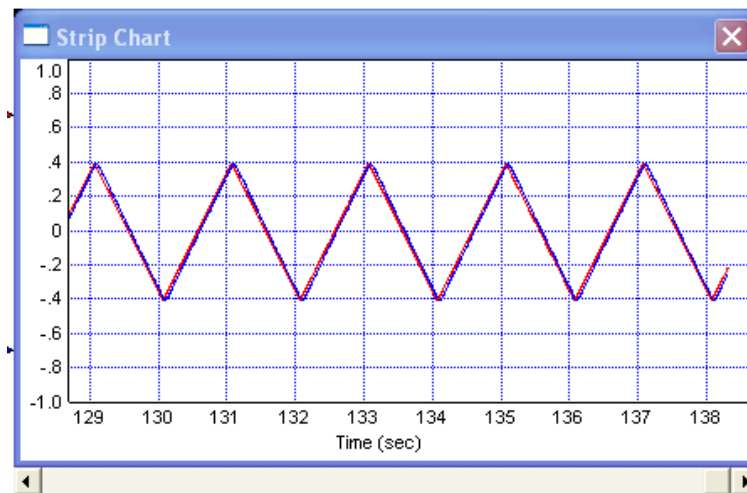


**Figura 5.193: Respuesta de Posición a  $K_p=1.65$ ,  $K_i=0.0001$  en VisSim.**

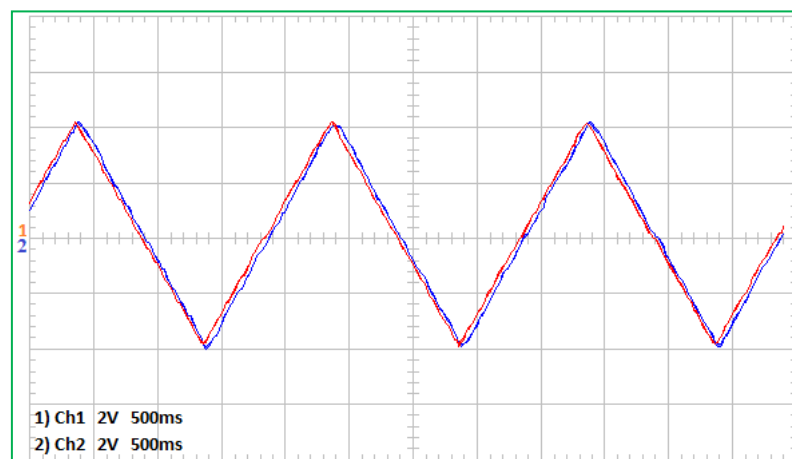


**Figura 5.194: Oscilograma de la respuesta de Posición para:  $K_p=1.65$ ,  $K_i=0.0001$ .**

Cambiar la entrada de comando a una señal triangular y realizar el mismo procedimiento (Figuras 5.195 y 5.196).



**Figura 5.195: Respuesta a la entrada de triangulo en visSim.**



**Figura 5.196: Respuesta a la entrada de triangulo en osciloscopio.**

Luego del análisis de las señales establecidas para el sistema de control de posición, se concluye con claridad que las ordenes de posicionamientos dados en la interface gráfica de VisSim, son seguidas con exactitud por el PMSM.

## CONCLUSIONES

Las conclusiones de mayor relevancia que se pueden realizar luego de terminado el proceso de diseño, construcción y pruebas experimentales del equipo MACI-2012 son:

1. Eliminación del ruido de alta frecuencia y transitorios de voltaje en las fuentes de alimentación de: +5V, +15V y -15V. Las señales PWM provenientes del DSP que impulsan las compuertas de los IGBT's del inversor trifásico; afectadas por el ruido, mandaban a conducir dos IGBT's del mismo ramal del puente inversor, produciéndose un camino de baja impedancia, por donde circulaba la corriente de corto-circuito de los condensadores de la barra DC y red de suministro. Se concluye que esta corriente elevada y de carácter transitorio producía la virtual explosión del módulo de potencia (7MBR50SB060-50/PIM) y la tarjeta electrónica de los impulsadores de compuerta.
2. Implementación de un sistema de extracción de calor por el método de convección forzada en el equipo MACI-2012. El equipo DMD2000, no dispone de ningún método de extracción de calor y la temperatura interna

del mismo, se eleva a niveles cercanos a los máximos permisibles para la circuitería electrónica. Adicionalmente, durante las pruebas experimentales con el control de posición del PMSM, hay una fuente adicional de producción de calor en la resistencia KRAH-RWI de 60/150W (disipa calor durante los procesos de inversión de giro con frenado no regenerativo). Se concluye que aun cuando este factor no incida en la alta tasa de fallas del equipo DMD2000, es de vital importancia para la operación confiable de los sistemas electrónicos.

3. Adición de reactancias de línea, estructuradas en el módulo externo al equipo MACI-2012. Estas reactancias disminuyen el  $di/dt$  de las corrientes de falla de carácter transitorio que circulan por los componentes del módulo de potencia 7MBR50SB060-50/PIM; durante procesos de fallas transitorias en la conmutación de los iGBT's. En conclusión este es un factor significativo para la mejor protección del equipo MACI-2012.
4. Colocación de fusibles rápidos para protección de semiconductores (Fusible F1) en la barra de potencia. Los fusibles de protección del equipo DMD2000 son de propósito general. La selección coordinada de este fusible ( $i^2xt$ ) garantiza la protección efectiva del PIM, ante eventuales transitorios de corriente por encima de los valores máximos

especificados por el fabricante. Se concluye que por costos y operatividad es preferible cambiar un fusible que cambiar un modulo PIM.

- 5.** Utilización de un módulo de potencia industrial (YVL200) sobredimensionado (de 2 KW) para manejar motores de 1KW. Este factor es de vital importancia para equipos destinados a investigación; puesto que son sometidos a procedimientos de prueba con algoritmos no depurados. Adicionalmente cabe resaltar que el módulo 7MBR50SB060-50/PIM del módulo de potencia YVL200, soporta voltajes transitorios de 600 Voltios con corrientes de 50 Amperios; en el equipo MACI-2012 este módulo fue cambiado por el 7MBR50SB120-50/PIM de 1200V/50A, con lo que se garantiza la operación confiable del equipo ante eventuales transitorios de voltaje superiores a los 600 Voltios. Se concluye que en el diseño de equipos de Laboratorio o de investigación es recomendable el sobredimensionamiento de las partes críticas de los mismos aun cuando esto implique un aumento de costos.
- 6.** El equipo MACI-2012 dispone de un puerto JTAG en la parte posterior (no implementado en el equipo DMD2000). La conexión del puerto paralelo del PC con el equipo MACI-2012, durante las fases iniciales de pruebas del equipo, se la realizo utilizando el emulador de JTAG con aislamiento óptico (SPI110LV Optically Isolated Adapter for JTAG Emulators) para descartar problemas en la interface entre el PC y la



tarjeta eZdsp320F2812. Posteriormente y durante el proceso de pruebas se utilizó el emulador de JTAG XDS510PP PLUS. Se concluye que los problemas en el DMD2000 no se originan en la interface entre el PC y la tarjeta de desarrollo.

7. La suma de los factores enumerados previamente y que fueron implementados en el equipo MACI-2012, dieron como resultado la eliminación de las fallas existentes en el equipo DMD2000. El equipo MACI-2012, ha sido sometido a pruebas por aproximadamente diez meses y hasta la presente fecha no se ha reportado ningún tipo de averías. En conclusion, los cambios en el diseño de las secciones electronicas de control aportaron significativamente en el mejor desempeño y aumento en el índice de confiabilidad del equipo MACI-2012; siendo este un factor muy significativo y de vital importancia, puesto que facilita el rediseño de las unidades DMD2000.

## RECOMENDACIONES

1. Desarrollar las aplicaciones de sistemas de control vectorial de motores eléctricos para el equipo MACI-2012, en el ambiente de MATLAB-Simulink, mediante la herramienta de soporte de tarjetas de desarrollo (target Support Package) para el DSP TMS320F2812 de la serie C2000 de Texas Instruments.
2. Diseñar y construir una estación de desarrollo y pruebas de sistemas de control vectorial de máquinas eléctricas en base de tarjetas de desarrollo eZdspF28335 que embeben al procesador digital de señales TMS320F28335 de punto flotante y desarrollar las aplicaciones con visSim. Este desarrollo puede ser implementado en el equipo MACI-2012, diseñando una tarjeta de control principal para adecuarla a la nueva tarjeta de desarrollo.
3. Desarrollar aplicaciones de sistemas de control de velocidad con lógica difusa para el motor sincrónico de imanes permanentes YBL13S-75Z con el equipo MACI-2012. En el Laboratorio de Electrónica de potencia se

dispone del software “Fuzzy Logic Brushless DC Motor control Development Tools for TMS320F2812”.

4. Diseñar un equipo para pruebas de las diferentes configuraciones de convertidores de potencia (DC/DC y DC/AC) en base de la tarjeta de desarrollo eZdspF28335 con la plataforma de desarrollo grafico de MATLAB-Simulink.
5. Diseñar e implementar algoritmos de control de velocidad y posición sin sensores para el motor sincrónico de imanes permanentes en base de la plataforma experimental MACI-2012. En la implementación utilizar el software grafico VisSim y/o MATLAB-Simulink.

Estos desarrollos pueden ser realizados como temas de Tesis por los estudiantes de la Maestría de Automatización y Control Industrial y financiados con fondos conjuntos de la MACI y la FIEC-ESPOL.

## BIBLIOGRAFÍA

- [1] Larsson Viktor, Development of a Real Time Test Platform for Motor Drive Algorithms, Master's Thesis, Lulea University of Technology, 2008.
- [2] Position-Sensorless Control of Permanent Magnet Synchronous Machine over Wide Speed Range, Ph.D Thesis, Ohio State University, 2007.
- [3] Daniel Montesinos, Samuel Galceran, Antoni Sudrià and Oriol Gomis, A new low-cost DSP educational tool for a laboratory for motor control, International Journal of Electrical Engineering Education 46/2, 2009.
- [4] Mongkol Konghirun, Fast-Transient Current Control Strategy and other Issues for Vector Controlled AC Drives, Ph.D Thesis, Ohio State University, 2007.
- [5] Texas Instruments-Digital Control Systems (DCS) Group, Variable Speed Control of 3-Phase AC Induction Motor, SPRU438, September 2000.
- [6] Department of Electrical and Computer Engineering University of Minnesota, DSP Based Electric Drives User's Manual, Revised: August 1st, 2012.

- [7] Ahmet Tekin, Fikret Ata and Muammer Gokbulut, Remote control laboratory for DSP-controlled induction motor drives, Computer Applications in Engineering Education Volume 20, Issue 4, December 2012.
- [8] Cho Chieh Tech. Enterprise Ltd., DSP Motor Control Developing System DMD2000, 2009.
- [9] LAUREL Electronics Inc., LAUREATE Series 2-Counter-Timer-Serial Input Meter Owners Manual, Copyright 1999-2012.
- [10] Spectrum Digital, Inc., eZdsp™ F2812 Technical Reference, 506265-0001 Rev. F September 2003.
- [11] YE-LI Electric & Machinery Co., Ltd., YPV Series Universal Servo Drive Instruction Manual, 2008.
- [12] Fuji Electric Co., Ltd., 7MBR50SB060 PIM Module Data Sheet, 2002.
- [13] Fuji Electric Co., Ltd., Fuji IGBT Module Application Manual, 2011.
- [14] Jacob Michael, Applications and Design with Analog Integrated Circuits, Prentice Hall second edition, 1993.
- [15] VISHAY Semiconductors, Designing Linear Amplifier Using the IL300 Optocoupler, Application Notes 50, 2012.

- [16] POWER Integrations Inc., Designing multiple Output Flyback Power Supplies with TOPSwitch, Application Note AN-22, 1998.
- [17] POWER Integrations Inc., TOPSwitch-II Flyback Quick Selection Curves, Application Note AN-21, 1998.
- [18] Emerson Network Power, LPT 60 Series 60 Watts, 1998.
- [19] POWER Integrations Inc., TOP232-234 TOPSwitch-FX Family Design Flexible, EcoSmart®, Integrated Off-line Switcher, Datasheet, 2001.
- [20] Prasad E., Suresh B., Raghuvver K., Field Oriented Control of PMSM Using SVPWM Technique, Global Journal of Advanced Engineering Technologies, Vol1, Issue2, 2012.
- [21] Montes Chacón, Metodología para la docencia del control vectorial de la máquina síncrona de imanes permanentes, Tesis de Maestría, Universitat Politècnica de Catalunya, 2006.
- [22] Krause, Wasynczuck and Sudhoff, Analysis of Electric Machinery and Drive Systems, Wiley Inter-Science second edition, 2002.
- [23] Zhang Yuan, Sensorless Vector Control and Field Weakening Operation of PMSM, Ph.D Thesis , Ohio State University, 2010.

- [24] Song Chi, Position Sensorless Control of Permanent Magnet Synchronous Machines Over Wide Speed Range, Ph.D Thesis, Ohio State University, 2007.
- [25] Vas Peter, Sensorless Vector and Direct Torque Control, Oxford Science Publications, 1998.
- [26] YE-LI Electric & Machinery Co., Ltd., Mokon servo motor, Instruction Manual, 2008.
- [27] Texas Instruments Europe, Field Orientated Control of 3-Phase AC-Motors, BPRA073, 1998.
- [28] MICROSEMI, Field Oriented Control of of Permanent Magnet Synchronous Motors, User's Guide, 2012.
- [29] Quang and Dittrich, Vector Control of Three-Phase AC Machines-System Development in the Practice, Springer First Edition, 2008.
- [30] Wath Piotr, Dynamics and Control of Electrical Drives, Springer First Edition, 2011.