

UNIVERSIDAD NACIONAL DE INGENIERIA
FACULTAD DE INGENIERÍA ELÉCTRICA Y ELECTRÓNICA



**“CONTROL DE LA VELOCIDAD DE UN MOTOR DE INDUCCIÓN
TRIFÁSICO EMPLEANDO LA TÉCNICA DE CAMPO ORIENTADO”**

TESIS

PARA OPTAR EL TÍTULO PROFESIONAL DE:

INGENIERO ELECTRÓNICO

PRESENTADO POR:

CARLOS DANIEL RODRÍGUEZ VALDEZ

PROMOCIÓN

2001 - II

LIMA - PERÚ

2003

A mi padre, a mi madre y a mi hermano por
su apoyo y confianza depositada en mi
persona

Control de la velocidad de un motor de inducción trifásico empleando la técnica de campo orientado

SUMARIO

Esta tesis tiene como objetivo el desarrollo de un sistema de control de un motor de inducción trifásico empleando la técnica de campo orientado.

Dos partes importantes tendrá el desarrollo de la presente tesis, simulación e implementación.

La simulación del sistema nos permitirá obtener resultados que nos servirán certeramente para un posterior contraste de resultados con el mundo real.

La implementación permitirá observar los efectos reales de un esquema de control como éste, paso fundamental en todo proyecto de ingeniería. Para ello se ha resuelto utilizar un DSP de Texas Instruments que brinda una mejor plataforma para el desarrollo de sistemas de control de máquinas eléctricas; este DSP es el TMS320F240.

Se espera observar el desacoplamiento de las corrientes en coordenadas de campo, el comportamiento de las corrientes de fase, la rapidísima respuesta del torque eléctrico, el control de la velocidad, tanto en vacío como con carga una vez concluida la simulación y la implementación.

Este trabajo será de gran utilidad en el aprendizaje y comprensión de las técnicas modernas de control avanzado de las máquinas eléctricas; así como, se constituirá en un aporte significativo a la tecnología nacional; éstas han sido las motivaciones para su realización.

ÍNDICE

	Pág.
INTRODUCCIÓN	
CAPÍTULO I	
EL PROBLEMA, LA SOLUCIÓN	01
CAPÍTULO II	
ASPECTOS TEÓRICOS DE LOS ELEMENTOS UTILIZADOS	03
2.1 El motor asíncrono trifásico de jaula de ardilla	03
2.2 El motor/generador de CC	05
2.3 El inversor	07
2.4 El codificador incremental no absoluto	09
2.5 El sensor Hall	11
2.6 Tarjeta de evaluación del DSP TMS320F240	13
2.7 La interfase DSP – INVERSOR	13
CAPÍTULO III	
ASPECTOS TEÓRICOS DEL SISTEMA DE CONTROL	
IMPLEMENTADO	14
3.1 Principio de control por campo orientado	14
3.2 Componentes del sistema de control por campo orientado	15

3.2.1	La transformación de Clarke	15
3.2.2	La transformación de Park	16
3.2.3	El modelo de corriente	17
3.2.4	La función Debilitamiento de campo	18
3.2.5	El controlador PI de velocidad	22
3.2.6	El controlador PI de corriente	23
3.2.7	La transformación inversa de Park	23
3.2.8	El modulador SVPWM	24

CAPÍTULO IV

	SIMULACIÓN DEL SISTEMA DE CONTROL POR CAMPO ORIENTADO	31
4.1	Consideraciones	31
4.2	El esquema general del sistema a simular	32
4.3	Los bloques funcionales que comprende la simulación del sistema	32
4.3.1	Bloques de Lazos de control	32
4.3.2	Bloque Modulador SVPWM(Space Vector Pulse Width Modulator)	45
4.3.3	Bloque Motor trifásico de inducción	53
4.4	La sintonización de los controladores PI	63

CAPÍTULO V

	IMPLEMENTACIÓN DEL SISTEMA DE CONTROL	64
5.1	El motor de inducción trifásico de jaula de ardilla de SIEMENS SCHUCKERTWERKE	64

5.2	El motor/generador de CC de SIEMENS SCHUCKERTWERKE	65
5.3	El inversor de tensión de SEMIKRON	66
5.4	El codificador incremental óptico de IVO	66
5.4.1	El cálculo de la velocidad	67
5.5	El sensor de corriente de AMPLOC	67
5.5.1	El acondicionamiento de las señales de corriente	68
5.6	La tarjeta de evaluación del DSP TMS320F240 de VARITEK	71
5.6.1	El diagrama de tiempos del algoritmo implementado	71
5.6.2	El diagrama de flujo del algoritmo implementado	71
5.6.3	La transformación de Clarke en ASSEMBLER	71
5.6.4	La obtención de la onda seno y de la onda coseno	72
5.6.5	La transformación de Park en ASSEMBLER	74
5.6.6	El modelo de corriente en ASSEMBLER	75
5.6.7	El regulador PI en ASSEMBLER	77
5.6.8	La transformación inversa de Park en ASSEMBLER	80
5.6.9	El modulador SVPWM en ASSEMBLER	81
5.7	La interfase DSP – INVERSOR(driver de tensión)	86

CAPÍTULO VI

RESULTADOS

6.1	Resultados de la simulación del sistema FOC	87
6.1.1	Modificación de la velocidad de referencia en vacío con doble inversión	88

6.1.2	Modificación de la velocidad de referencia en vacío con doble inversión con carga	90
6.2	Resultados de la implementación	92
6.3	Modulador SVPWM	96
	CONCLUSIONES Y RECOMENDACIONES	98

ANEXO A

PROGRAMA COMPLETO DEL CONTROL DE LA VELOCIDAD DE UN MOTOR DE INDUCCIÓN TRIFÁSICO EN ASSEMBLER

ANEXO B

DIAGRAMA DE FLUJO DEL SISTEMA DE CONTROL IMPLEMENTADO

ANEXO C

DIAGRAMA DE TIEMPOS DEL SISTEMA DE CONTROL IMPLEMENTADO

ANEXO D

ANÁLISIS DE ESTABILIDAD Y SINTONIZACIÓN DE LOS CONTROLADORES PI DEL SISTEMA DE CONTROL POR CAMPO ORIENTADO

BIBLIOGRAFÍA

INTRODUCCIÓN

Desde la invención del primer motor eléctrico hasta nuestros días, el número de aplicaciones que se le ha dado a estas poderosas máquinas ha ido en aumento, lo que ha hecho que se constituyan en pilar fundamental de toda la industria moderna. Sin embargo, el desmesurado progreso de nuestra tecnología ha exigido a estas máquinas que no sean más monstruos que giren y giren, sino que giren como se quiere; y esto es lo que se consigue, precisamente, con las técnicas de control de las máquinas eléctricas.

Las técnicas de control de las máquinas eléctricas más antiguas han servido para el manejo de las máquinas eléctricas de corriente continua; y sólo, a partir de la invención del control por campo orientado, se habla de real control de máquinas de corriente alterna.

El control por campo orientado (FOC por sus siglas en inglés Field Oriented Control) ha sido, sin lugar a dudas, la revolución más importante del siglo XX dentro del control de las máquinas eléctricas. El desempeño dinámico de este control instantáneo hace que sea el ideal que se anduvo buscando durante décadas.

Actualmente, el control por campo orientado ha evolucionado enormemente; y ha devenido en un conjunto de nuevos algoritmos que, sin embargo, mantienen intacto el principio de su control.

He querido desarrollar uno de estos algoritmos, dar mi aporte personal y brindarle al lector una fuente de conocimiento e inspiración de futuros proyectos para el desarrollo de la industria nacional.

No podría dar por concluida esta sección sin mencionar el valioso aporte de algunas personas a la culminación de esta tesis.

Mi sincero agradecimiento al M.Sc. Rodolfo Moreno por sus enseñanzas, transmisión de vivencia profesional, exigencia y total apoyo para la realización de la presente tesis; al M.Sc. Víctor Sotelo Neyra por sus enseñanzas y estímulo constante; al M.Sc. Alberto Soto Lock por sus consejos y experiencia brindada; al Ing. Carlos Medina Ramos, decano de la Facultad de Ingeniería Eléctrica y Electrónica, por sus consejos, enseñanzas y experiencia brindadas; al Dr. José Paz por sus consejos dados vía correo electrónico; al Ing. Julio Díaz, jefe del laboratorio de telecomunicaciones, por sus consejos y apoyo brindados; a la Ing. Judith Betteta, jefa del Laboratorio de Electricidad, sector “S”, por las facilidades dadas durante el desarrollo de este proyecto; a mi gran amigo Abelardo Jara Berrocal por su valiosa colaboración y al Dr. Jorge del Carpio por la oportunidad brindada de ser parte del Departamento de Investigación y de Desarrollo de la Universidad Nacional de Ingeniería durante el desarrollo de un proyecto anterior.

CAPÍTULO I EL PROBLEMA, LA SOLUCIÓN

Tradicionalmente, los diversos tipos de control de un motor de inducción trifásico han estado basados en características de estado estable. Estos tipos de control, llamados controles escalares, presentan, sin embargo, algunos comportamientos indeseados entre los que se podría enumerar[1].

- El hecho de que el modelo del motor y sus características utilizado sea válido únicamente en estado estable permite la aparición de sobrepicos de tensión y de corriente; y esto, por supuesto, afecta al desempeño dinámico y a la eficiencia de la utilización de la potencia. Así mismo, es necesario un sobredimensionamiento de los dispositivos de potencia para soportar tales picos de transitorios eléctricos.
- Enorme dificultad para controlar las variables con referencias sinusoidales: Los reguladores PI no pueden seguir a una referencia sinusoidal sin alterarla. Además, los controladores de histéresis introducen ruido en una banda de frecuencias bastante amplia lo que es muy difícil filtrar(control escalar de la velocidad con retroalimentación de las corrientes del estator y lazo de control del flujo del rotor abierto).
- Cada uno de estos sistemas de control es exclusivo para cada tipo de motor AC que se utilice(síncrono, asíncrono.)

- Ninguno de estos sistemas de control logra un esquema de control similar al de las máquinas de corriente continua(ideal que se anduvo buscando), desacoplamiento del torque y del flujo, por lo que tiene que introducirse numerosos elementos para tal fin.

La ausencia de una solución que satisficiera los mismos requerimientos dinámicos que se imponía a las máquinas de corriente continua en las máquinas de corriente alterna, hacía prever un dominio de las primeras.

Sin embargo, la genial idea que el Ing. alemán Blaschke mostró al mundo, control independiente de torque y de flujo de un motor trifásico en coordenadas de campo que a frecuencias de conmutación lo suficientemente altas hacen que el control sea sencillo y completamente desacoplado, se convirtió en la solución para el desempeño dinámico óptimo que se anduvo buscando[1].

El desarrollo espectacular que los dispositivos de estado sólido han adquirido durante los últimos años, mayor velocidad de cálculo(multiplicaciones) y complejidad en el caso de los microprocesadores, específicamente los DSP, y manejo de tensión y corriente mucho más altas a frecuencias de conmutación cada vez mayores en el caso de los dispositivos de potencia de estado sólido, se han consolidado como las herramientas necesarias para la implementación de los sistemas de control por orientación de campo; y, el más avanzado, control directo de torque.

CAPÍTULO II ASPECTOS TEÓRICOS DE LOS ELEMENTOS UTILIZADOS

2.1. El motor asíncrono trifásico de jaula de ardilla

Para modelar este sistema de control, se necesita encontrar un circuito equivalente que pueda expresar el comportamiento de la máquina asíncrona utilizada.

La Fig. 2.1 indica cómo debería ser este circuito equivalente.

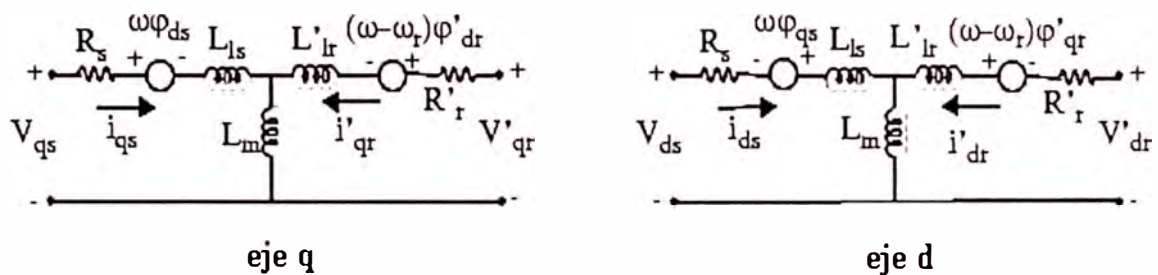


Fig. 2.1. Modelo eléctrico de una fase del motor de inducción trifásico en coordenadas de campo

Las ecuaciones eléctricas en coordenadas de campo se presentan en las ecuaciones 2.1-11 mientras que las ecuaciones mecánicas, en las ecuaciones 2.12-13.

$$V'_{q_s} = R_s i_{q_s} + \frac{d}{dt} \phi_{q_s} + \omega \phi_{d_s} \quad (\text{Ec. 2.1})$$

$$V'_{d_s} = R_s i_{d_s} + \frac{d}{dt} \phi_{d_s} - \omega \phi_{q_s} \quad (\text{Ec. 2.2})$$

$$V'_{q_r} = R'_r i'_{q_r} + \frac{d}{dt} \phi'_{q_r} + (\omega - \omega_r) \phi'_{d_r} \quad (\text{Ec. 2.3})$$

$$V'_{d_r} = R'_r i'_{d_r} + \frac{d}{dt} \phi'_{d_r} - (\omega - \omega_r) \phi'_{q_r} \quad (\text{Ec. 2.4})$$

$$T_e = 1,5p(\varphi_{d_s} i_{q_s} - \varphi_{q_s} i_{d_s}) \quad (\text{Ec. 2.5})$$

donde

$$\varphi_{q_s} = L_s i_{q_s} + L_m i_{q_r} \quad (\text{Ec. 2.6})$$

$$\varphi_{d_s} = L_s i_{d_s} + L_m i_{d_r} \quad (\text{Ec. 2.7})$$

$$\dot{\varphi}_{q_r} = L_s \dot{i}_{q_r} + L_m i_{q_s} \quad (\text{Ec. 2.8})$$

$$\dot{\varphi}_{d_r} = \dot{L}_r \dot{i}_{d_r} + L_m i_{d_s} \quad (\text{Ec. 2.9})$$

$$L_s = L_{l_s} + L_m \quad (\text{Ec. 2.10})$$

$$\dot{L}_r = \dot{L}_{l_r} + L_m \quad (\text{Ec. 2.11})$$

$$\frac{d}{dt} \omega_m = \frac{1}{2H} (T_e - F\omega_m - T_m) \quad (\text{Ec. 2.12})$$

$$\frac{d}{dt} \theta_m = \omega_m \quad (\text{Ec. 2.13})$$

Donde las diversas variables utilizadas son definidas a continuación:

R_s, L_{l_s}	Resistencia del estator e inductancia de dispersión
R_r, L_{l_r}	Resistencia del rotor e inductancia de dispersión
L_m	Inductancia de magnetización
L_s, \dot{L}_{l_r}	Inductancias totales del estator y del rotor
V_{q_s}, i_{q_s}	Tensión y corriente del estator en el eje en cuadratura
V_{q_r}, i_{q_r}	Tensión y corriente del rotor en el eje en cuadratura
V_{d_s}, i_{d_s}	Tensión y corriente del estator en el eje directo
V_{d_r}, i_{d_r}	Tensión y corriente del rotor en el eje directo
$\varphi_{q_s}, \varphi_{d_s}$	Flujos del estator en el eje directo y en el eje en cuadratura
$\dot{\varphi}_{q_r}, \dot{\varphi}_{d_r}$	Flujos del rotor en el eje directo y en el eje en cuadratura
ω_m	Velocidad angular del rotor

θ_m	Posición angular del rotor
p	Número de pares de polos
ω_r	Velocidad angular eléctrica($\omega_m \cdot p$)
θ_r	Posición angular eléctrica del rotor($q_m \cdot p$)
T_e	Torque electromagnético
T_m	Torque mecánico
J	Coefficiente de inercia equivalente del rotor y de la carga
H	Constante equivalente de inercia del rotor y de la carga
F	Coefficiente de fricción viscoso equivalente del rotor y de la carga

2.2. El motor/generador de CC

El motor/generador de CC toma el papel de carga en el sistema de control por campo orientado. Por lo tanto, importará que se comporte como generador y no, como motor. Más aun, únicamente será de interés el modelo mecánico de esta máquina, lo que permitirá definir el torque total equivalente que actúa sobre el eje del rotor del motor asíncrono trifásico; así mismo, será de interés los tipos de conexión de armadura y campo de nuestro generador.

A continuación, se definirá las ecuaciones que gobiernan el comportamiento eléctrico y el comportamiento mecánico del motor de CC.

La Fig. 2.2 muestra el circuito de campo y el circuito de armadura de una máquina de corriente CC.

Las ecuaciones de campo se rigen por un sistema de primer orden (Ec. 2.14), al igual que en el rotor (Ec. 2.15). Las ecuaciones magnéticas mecánicas relacionan el enlace

entre el campo y la armadura (Ec. 2.16) y la transferencia de energía hacia la carga (Ec. 2.17 y Ec. 2.18).

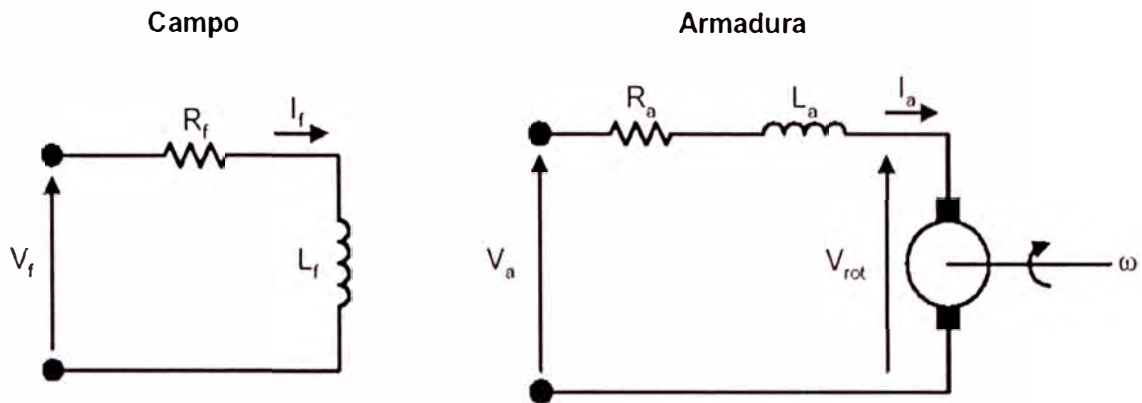


Fig. 2.2. Circuito de campo y circuito de armadura de un motor de CC

Las ecuaciones de campo se rigen por un sistema de primer orden (Ec. 2.14), al igual que en el rotor (Ec. 2.15). Las ecuaciones magnéticas mecánicas relacionan el enlace entre el campo y la armadura (Ec. 2.16) y la transferencia de energía hacia la carga (Ec. 2.17 y Ec. 2.18).

$$V_f = R_f I_f + L_f \frac{dI_f}{dt} \quad (\text{Ec. 2.14})$$

$$V_a = R_a I_a + L_a \frac{dI_a}{dt} + V_{rot} \quad (\text{Ec. 2.15})$$

$$V_{rot} = G_{fq} I_f \omega \quad (\text{Ec. 2.16})$$

$$T_{el} = G_{fq} I_f I_a \quad (\text{Ec. 2.17})$$

$$T_{el} - T_{carga} = J \frac{d\omega}{dt} + D\omega \quad (\text{Ec. 2.18})$$

V_f : Voltaje de excitación de campo

R_f : Resistencia de devanado de campo

- I_f : Corriente de campo
 L_f : Inductancia de campo
 V_a : Voltaje de armadura
 R_a : Resistencia de devanado de armadura
 I_a : Corriente de armadura
 L_a : Inductancia de armadura
 V_{rot} : Voltaje de reacción de armadura
 G_{fq} : Constante de relación de enlace magnético
 entre el estator y el rotor
 ω : Velocidad angular de rotación
 T_{el} : Torque eléctrico
 T_{carga} : Torque de carga

2.3. El inversor

Éste es un inversor trifásico de IGBT(Insulated Gate Bipolar Transistor) cuyo esquema se muestra en la figura 2.3[2].

Para una correcta programación del algoritmo desarrollado debemos tener en cuenta las características de los IGBT ya que no hacerlo así, podría significar dañar el inversor.

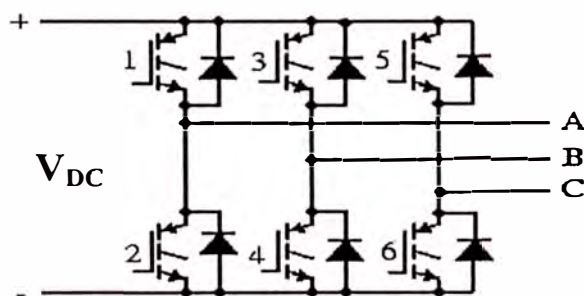


Fig. 2.3. Inversor trifásico de IGBT

Se verá al IGBT(Fig. 2.4)[2] como la combinación de un resistor(R_{on}), de un inductor(L_{on}), y de una fuente DC(V_f) en serie con un interruptor controlado por una señal lógica($g>0$ ó $g=0$)(Fig. 2.5)[2].

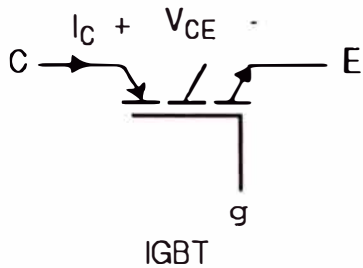


Fig. 2.4. IGBT

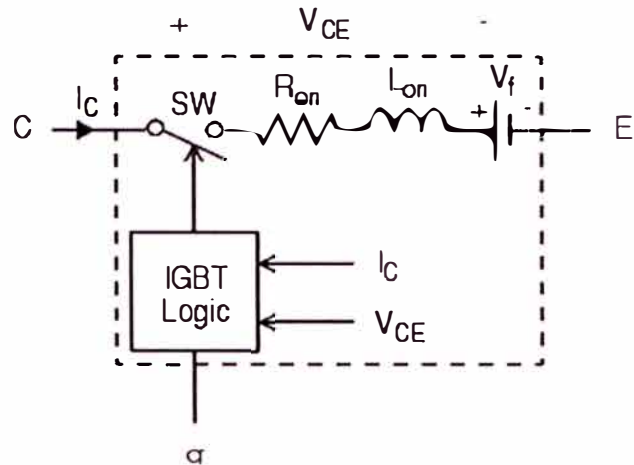


Fig. 2.5. Modelo de un IGBT

El IGBT se enciende cuando la tensión de colector-emisor es positiva, mayor que V_f y una señal positiva se aplica a la compuerta de entrada($g>0$). Se apaga cuando la tensión de colector-emisor es positiva y una señal nula es aplicada a la compuerta de entrada($g=0$). Esto se aprecia en la Fig. 2.6[2].

Siempre que la tensión de colector-emisor es negativa, el IGBT está apagado. Muchos IGBT no tienen un bloque que les permita conmutar hacia el estado apagado. Éstos deben ser utilizados junto con un diodo en paralelo.

Finalmente, una de las características de mayor importancia a tener en cuenta al momento de implementar un modulador por ancho de pulso es el tiempo de apagado de los IGBT. Éste se da en dos etapas, T_f (fall time – intervalo de tiempo de caída) y T_t (tail time – intervalo de tiempo de cola). El intervalo de caída empieza cuando la señal en la

compuerta cae de uno a cero y termina cuando la I_C alcanza el $0.1 * I_{max}$. En este instante inicia el intervalo del tiempo de cola el cual finaliza cuando la I_C alcanza el valor nulo (Fig. 2.7)[2]. Valores típicos de los IGBT para estos tiempos de caída y de cola están en el rango de los nanosegundos. Es imperativo que se asegure que cualquier IGBT de cualquier rama esté apagado antes de encender al otro IGBT de dicha rama. La técnica utilizada para este propósito se llama generación de tiempo muerto.

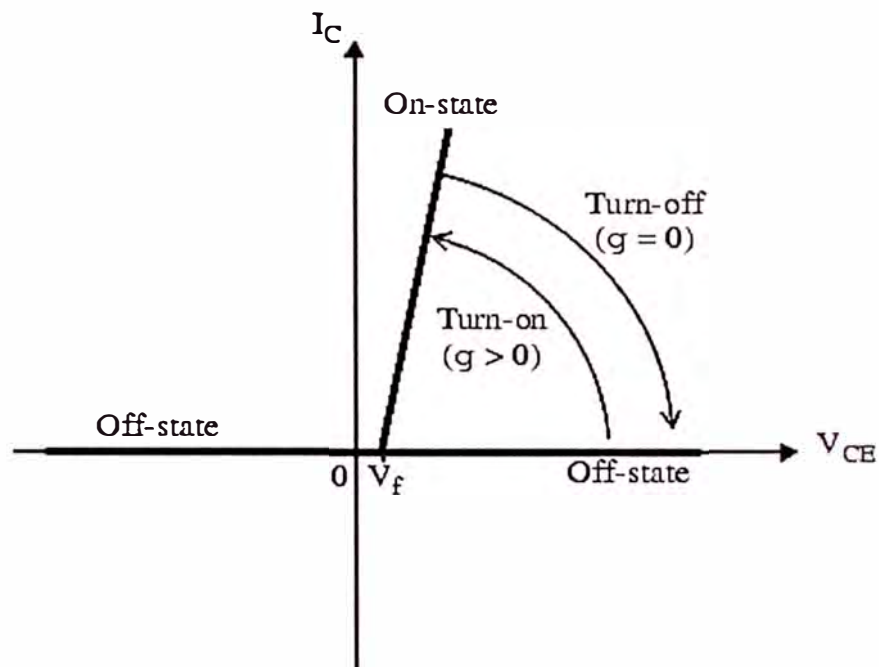


Fig. 2.6. Esquema que presenta la relación que debe existir entre la V_{CE} y la I_C de un IGBT en los estados apagado y encendido

2.4. El codificador incremental no absoluto

Llamado, también, codificador relativo. Básicamente, está conformado por un disco ranurado (mayor resolución, mayor número de ranuras), un diodo fotoemisor, un transistor fotorreceptor y una lógica que permite desfasar la onda cuadrada producida

noventa grados para ser obtenida por un segundo canal. Además de lo expuesto, se suele adicionar una segunda fila con una única ranura y su correspondiente diodo fotoemisor y transistor fotorreceptor que indica el término o comienzo de una revolución. Esto se ve en la figura 2.8.

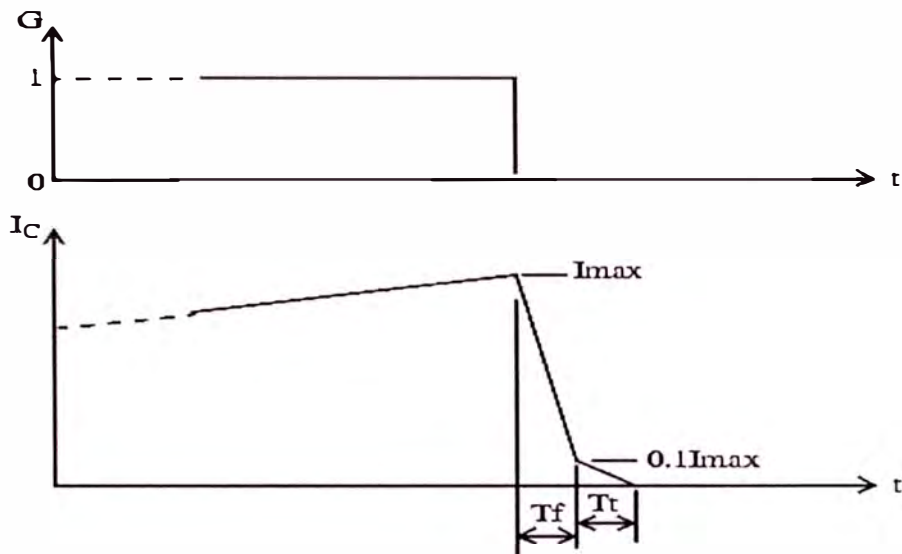


Fig. 2.7. Esquema que muestra el proceso de apagado de un IGBT

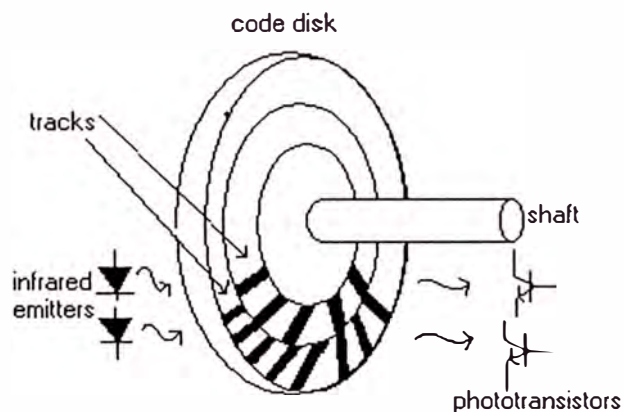


Fig. 2.8. Esquema de un codificador incremental

2.5. El sensor Hall

El principio del sensor Hall indica que una tensión sería generada transversalmente a la dirección del flujo de la corriente en un conductor eléctrico (tensión Hall) si un campo magnético fuera aplicado perpendicularmente al conductor. Puesto que el efecto Hall es más visible en los semiconductores, los sensores Hall son pequeñas placas de material semiconductor. Esto se ve en la Fig. 2.9.

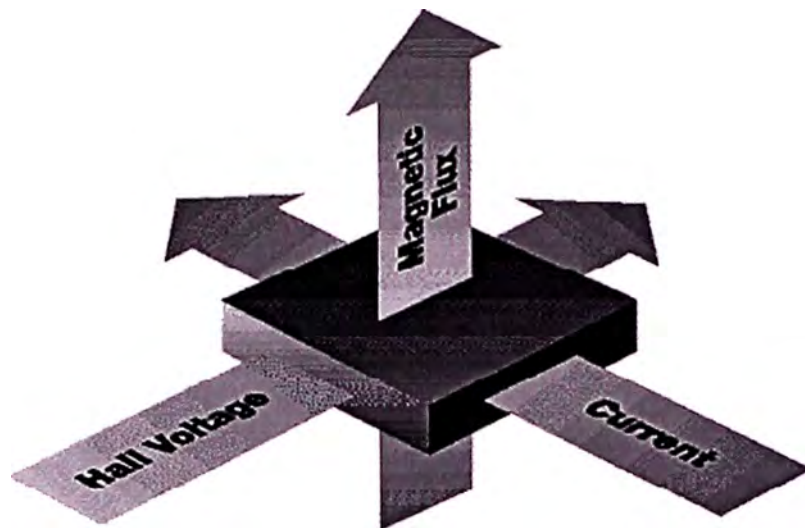


Fig. 2.9. Efecto Hall sobre una placa de material semiconductor

Los sensores CMOS utilizados son de empaquetadura SMD. En ellos se mide la componente perpendicular al chip del flujo magnético (dirección de las flechas en la figura 2.10)

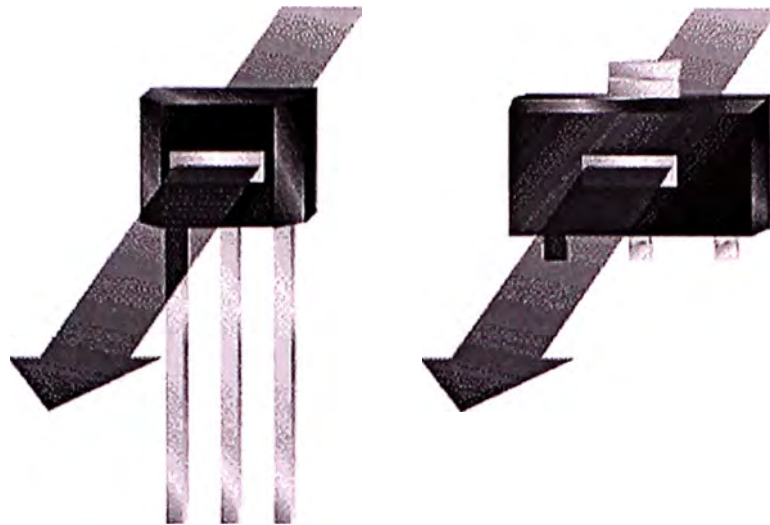
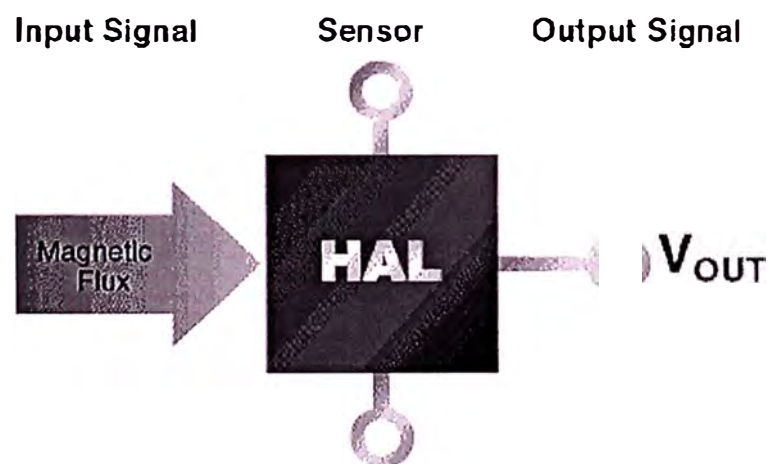


Fig. 2.10. Sensores Hall CMOS indicando la dirección de la componente del flujo que es tomada para hacer la medición de la corriente

Básicamente, el principio de funcionamiento de un sensor Hall nos indica que la salida de tensión del sensor y el estado de conmutación en el que se encuentra dependen de la densidad del flujo magnético a través del disco Hall. Esto lo podemos ver en la Fig. 2.11.



Fi.g 2.11. Principio de funcionamiento de un sensor Hall

2.6. Tarjeta de evaluación del DSP TMS320F240

Se trata de una tarjeta de evaluación del DSP TMS320F240 desarrollada por la empresa nacional VARITEK, similar a la propuesta de WHITE MOUNTAIN INC. La alimentación de esta tarjeta es 5 V regulados; y al igual que su contraparte estadounidense permite completa disponibilidad de todos los periféricos con que cuenta el DSP de TI. Particularmente, se hará uso del módulo PLL, del módulo EVENT MANAGER, del módulo ADC, del módulo CAPTURE/QEP, de algunos pines I/O y, por supuesto, del CALU.

2.7. La interfase DSP – INVERSOR

El inversor del cual se dispone necesita pulsos de 15 V para activar cada uno de sus IGBT; por ende, se tendrá que convertir los pulsos de 5 V, salida del DSP, en pulsos de 15 V. Para ello, simplemente se utilizará un negador en cada salida SVPWM del DSP con la nueva tensión de polarización.

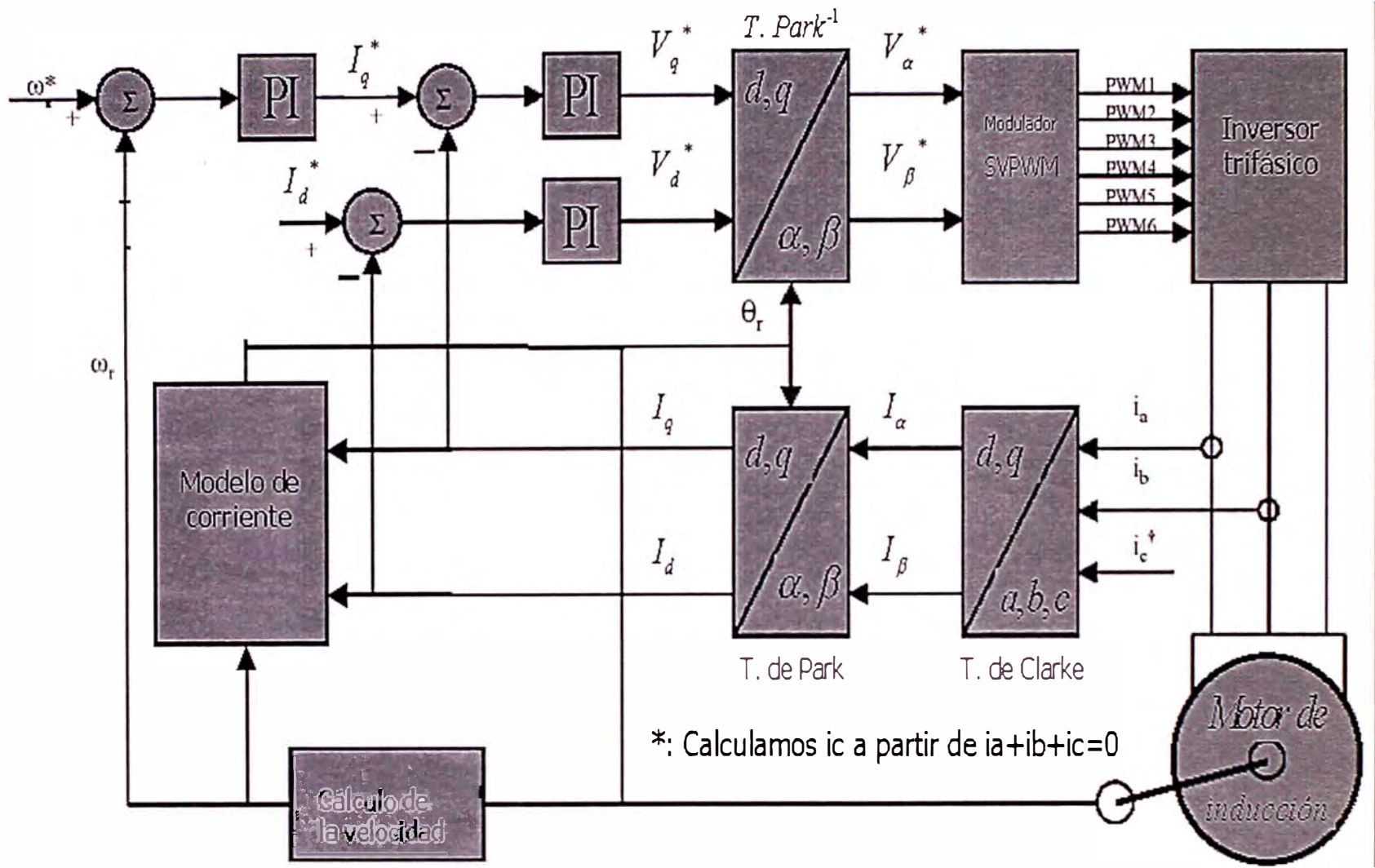


Fig. 2.12.- Esquema completo del sistema de control por campo orientado a simular e implementar

CAPÍTULO III

ASPECTOS TEÓRICOS DEL SISTEMA DE CONTROL IMPLEMENTADO

3.1 Principio de control por campo orientado

El control de campo orientado consiste en controlar las corrientes del estator representadas por un vector espacial[1]. Este control se basa en proyecciones que transforman a un sistema trifásico dependiente de la velocidad y del tiempo en uno de dos coordenadas(d(eje directo) – q(eje en cuadratura)) invariante en el tiempo en estado estable. Estas proyecciones conducen a un esquema de control similar al esquema de control de una máquina DC.

El control por campo orientado necesita dos referencias como entrada: El torque(alineado con el eje en cuadratura) y el flujo del rotor(alineado con el eje directo).

Por lo tanto, puesto que el FOC se basa, tan sólo, en proyecciones sobre coordenadas, la estructura de control maneja magnitudes eléctricas instantáneas. Esto hace a este tipo de sistema de control preciso en cada etapa de operación(transitoria y estable) de la máquina eléctrica controlada; y lo hace independiente del ancho de banda limitado del modelo matemático.

Tenemos, entonces, que el FOC presenta las siguientes ventajas:

- Facilidad para alcanzar la constante de referencia(componente del torque y componente del flujo de la corriente del estator)
- Facilidad para aplicar control de torque directo debido a que la expresión del torque en el marco de referencia d-q es

$$T_e \propto \varphi_R \dot{i}_{s_q} \quad (\text{Ec. 3.1})$$

Así, al mantener la amplitud del flujo del rotor (φ_R) en un valor fijo, se tendrá una relación lineal entre el torque y la componente de la corriente del estator en el eje en cuadratura (\dot{i}_{s_q}). Con ello, se podrá controlar al torque con tan sólo controlar \dot{i}_{s_q} .

3.2 Aspectos teóricos del sistema de control implementado

3.2.1 La transformación de Clarke[3]

Ya se ha visto en el planteamiento del problema la dificultad que entraña el querer controlar la velocidad del motor a partir de las corrientes componentes I_a, I_b e I_c ; es por ello que se opta por llevar la corriente equivalente a estas tres a otro marco de referencia que permita un mejor control.

La transformación de Clarke tiene la misión de ser el eslabón entre el sistema que forman las tres corrientes de fase del estator y uno en el que la resultante de las tres corrientes del estator es representadas por un par de componentes de magnitud constante(en estado estable) que giran desarrollando un ángulo teta.

Básicamente, la transformación de Clarke consiste en aplicar un par de ecuaciones:

$$i_{s_\alpha} = i_a \quad (\text{Ec. 3.2})$$

$$i_{s_\beta} = \frac{1}{\sqrt{3}}i_a + \frac{2}{\sqrt{3}}i_b \quad (\text{Ec. 3.3})$$

Estas ecuaciones permiten obtener las componentes ortogonales de la corriente del estator en un sistema de referencia fijo enmarcado en el primer

cuadrante. Estas componentes reciben el nombre de i_{α} (i_{α}) e i_{β} (i_{β}). La Fig. 3.1 permite visualizar esta transformación.

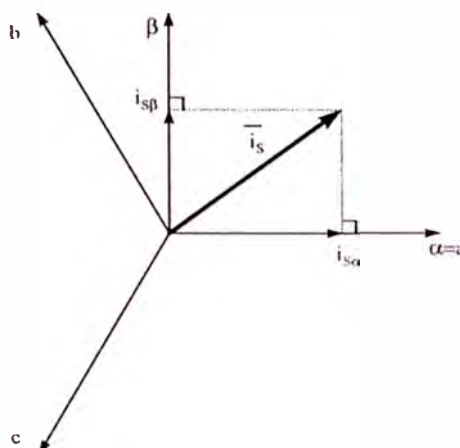


Fig. 3.1. Sistema de referencia de la Transformación de Clarke

3.2.2 La transformación de Park[3]

Surge ante la necesidad de contar con un sistema de referencia en el que la corriente resultante del estator esté representada por un par de componentes de magnitud constante (al alcanzar el estado estable). La transformación de Park permite lograr este objetivo aunque con ello trae un nuevo problema que es el cómo determinar el ángulo de giro del nuevo sistema de referencia.

Las ecuaciones que permiten obtener estas componentes ortogonales a partir de las corrientes i_{α} (i_{α}) e i_{β} (i_{β}) son:

$$i_{s_d} = i_{s_{\alpha}} \cos \theta + i_{s_{\beta}} \operatorname{sen} \theta \quad (\text{Ec. 3.4})$$

$$i_{s_q} = -i_{s_{\alpha}} \operatorname{sen} \theta + i_{s_{\beta}} \cos \theta \quad (\text{Ec. 3.5})$$

Como se ve, en este nuevo sistema de referencia o sistema de referencia de Park, las nuevas componentes están expresadas en función del ángulo de giro del sistema (θ). Estas nuevas componentes ortogonales reciben el nombre de componente de corriente en el eje directo (i_d) y componente de corriente en el eje en cuadratura (i_q). La primera de ellas está alineada con el torque del sistema mientras que la segunda tiene la misma dirección que el flujo del rotor. En la Fig. 3.2 observamos este esquema.

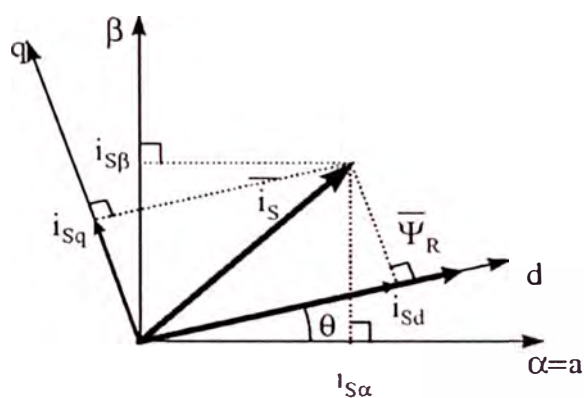


Fig. 3.2. Sistema de referencia de la Transformación de Park

3.2.3 El modelo de corriente

Debido a la retroalimentación instantánea de corrientes estáticas que un esquema de control por orientación de campo implica, el modelo de corriente resulta de enorme simplicidad; se consigue eliminar a la tensión del estator como variable.

Es aquel sistema de ecuaciones diferenciales el que permite hallar instantáneamente el valor del ángulo con el que gira el sistema de referencia de Park.

Entonces, se tiene:

$$i_{d_s} = T_r \frac{di_{m_R}}{dt} + i_{m_R} \quad (\text{Ec. 3.6})$$

$$\frac{d\theta_{cm}}{dt} = Z_p n + \frac{i_{q_s}}{T_r i_{m_R}} \quad (\text{Ec. 3.7})$$

$$T_r = \frac{L_r}{R_r}$$

$$i_{m_{R_{k+1}}} = i_{m_{R_k}} + \frac{T_s}{T_r} (i_{d_{s_k}} - i_{m_{R_k}}) \quad (\text{Ec. 3.8})$$

$$\theta_{cm_{k+1}} = \theta_{cm_k} + T_s Z_p n_k + \frac{T_s i_{q_{s_k}}}{T_r i_{m_{R_k}}} \quad (\text{Ec. 3.9})$$

Donde :

i_{d_s} : Corriente estatórica en el eje directo

i_{q_s} : Corriente estatórica en el eje en cuadratura

i_{m_R} : Corriente de magnetización del motor

θ_{cm} : Ángulo del eje del flujo del rotor

n : Velocidad mecánica del motor

T_r : Constante de transitorios del motor

Z_p : Número de pares de polos

T_s : Periodo de muestreo

Nota: Los subíndices k indican instantes de tiempo

3.2.4 La función Debilitamiento de campo[5]

El objetivo de utilizar la función Debilitamiento de campo es poder alcanzar varias veces la velocidad nominal.

Bajo régimen de carga nominal, la potencia mecánica se incrementa linealmente con la velocidad hasta alcanzar el valor nominal de la potencia (la velocidad alcanza su valor nominal). En este rango de operación, el flujo se mantiene constante e igual al flujo nominal. Dada que la potencia mecánica es proporcional al torque; y dado que se alcanza su valor nominal cuando la velocidad es 1720

rpm(valor nominal), el torque debe hacerse menor si se desea una velocidad mayor que 1720 rpm. Esto se muestra en la siguiente figura 3.3.

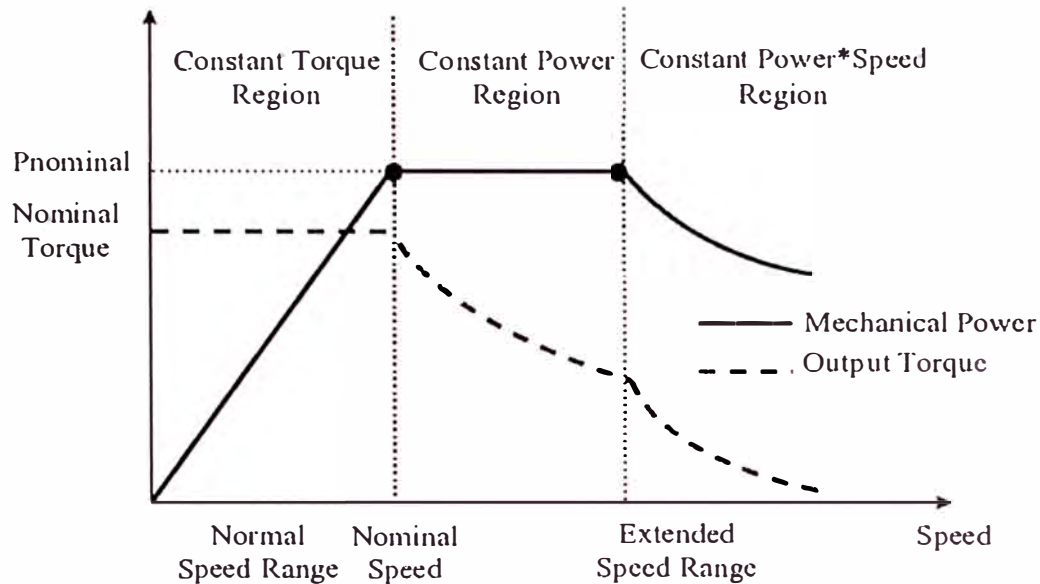


Fig. 3.3. Comportamiento del torque mecánico y de la potencia mecánica en los diversos rangos de la velocidad

En la región de potencia constante el torque nominal se comporta como la función inversa de la velocidad, por lo que la potencia es constante en esta región. ($Potencia = Torque * Velocidad$). En la región de Potencia*Velocidad constante el torque nominal se comporta como la función inversa del cuadrado de la velocidad. Esta disminución de la potencia mecánica se explica mediante la función torque maximal.

En estado estable, el torque máximo puede ser calculado utilizando la ecuación 3.10.

$$M_{\max} \approx \frac{3z_p}{2\omega^2} * \frac{V^2}{(L_{\sigma_s} + L_{\sigma_r})} = \frac{3z_p}{2(2\pi f_s)^2} * \frac{V^2}{(L_{\sigma_s} + L_{\sigma_r})} \quad (\text{Ec. 3.10})$$

Donde: L_{σ_s} L_{σ_r} son las inductancias mutuas del estator y del rotor y z_p es el número de pares de polos.

En la primera zona, la función torque maximal es constante mientras que la V (tensión de fase) se incrementa linealmente con la velocidad.

Alrededor de la velocidad nominal, la tensión de fase se mantiene constante e igual a su valor nominal, haciendo que la función torque maximal se comporte como la función inversa del cuadrado de la velocidad. Esto se resume en la Fig. 3.4.

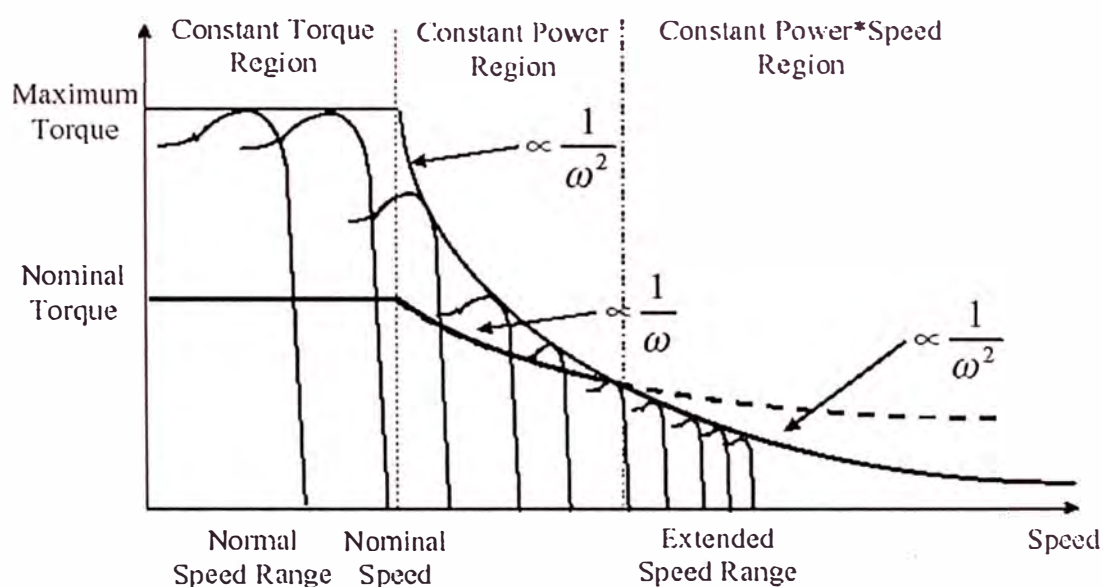


Fig. 3.4. Comportamiento de la función torque nominal y de la función torque maximal en los diversos rangos de la velocidad

Notemos que la curva del torque nominal interseca a la curva del torque máximo.

Sin embargo, la técnica Debilitamiento de Campo tiene limitaciones. Éstas son las tensiones de fase y las corrientes de fase.

Dado que las tensiones de fase se incrementan con la velocidad, y dado que éstas no pueden ser mayores que la tensión nominal, lo que debe hacerse para alcanzar la velocidad deseada es reducir la componente del flujo del rotor y mantener la tensión de fase en su valor nominal.

Puesto que las corrientes de fase se incrementan con la carga, el máximo torque resistivo al trabajar en el rango extendido de velocidad debe asegurar para las corrientes de fase un valor no mayor que el valor nominal de éstas. Por lo tanto, el máximo torque resistivo disminuye como función de la velocidad.

Se podría representar en un esquema a las tensiones de fase máximas y a los flujos de referencia para el rango normal de velocidad y para el rango extendido de velocidad. Esto se puede ver en la Fig. 3.5.

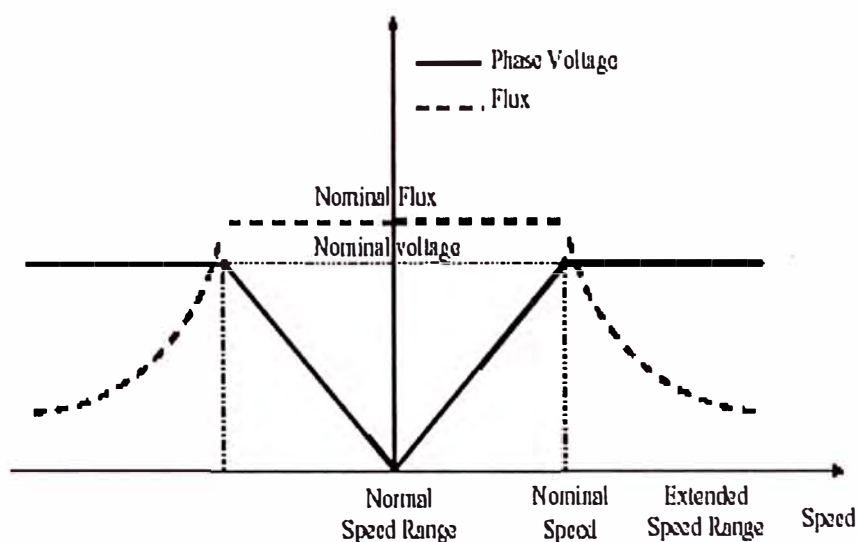


Fig. 3.5. Comportamiento del flujo y de la tensión en los diversos rangos de la velocidad

3.2.5 El controlador PI de velocidad[3]

Se sabe que un controlador PI discreto puede ser determinado por la ecuación 3.11.

$$U_k = K_{pi}e_k + K_i e_k + \sum_{n=0}^{k-1} e_n \quad (\text{Ec. 3.11})$$

la cual puede ser representada por el esquema de la Fig. 3.6.

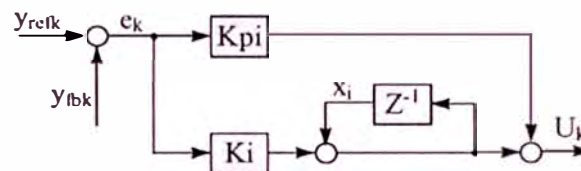


Fig. 3.6. Regulador PI básico

El algoritmo de integración aquí definido es conocido como Éuler hacia atrás.

Debido a que la referencia que podemos establecer puede cambiar muy bruscamente, es muy probable que se genere sobreflujo o saturación. Estas no linealidades podrían afectar muy seriamente el desempeño dinámico del sistema. Por ello es importante la modificación del esquema de este controlador PI discreto clásico, introduciendo un factor de corrección llamado factor de corrección integral.

El sistema con el que deberíamos trabajar junto con el algoritmo que lo definiría se podría representar en el esquema de la Fig. 3.7.

Se hará un par de modificaciones al esquema presentado. Primeramente, se implementará una integración tipo trapezoidal en lugar de Éuler hacia atrás. Luego, se incluirá un saturador más en la rama integral.

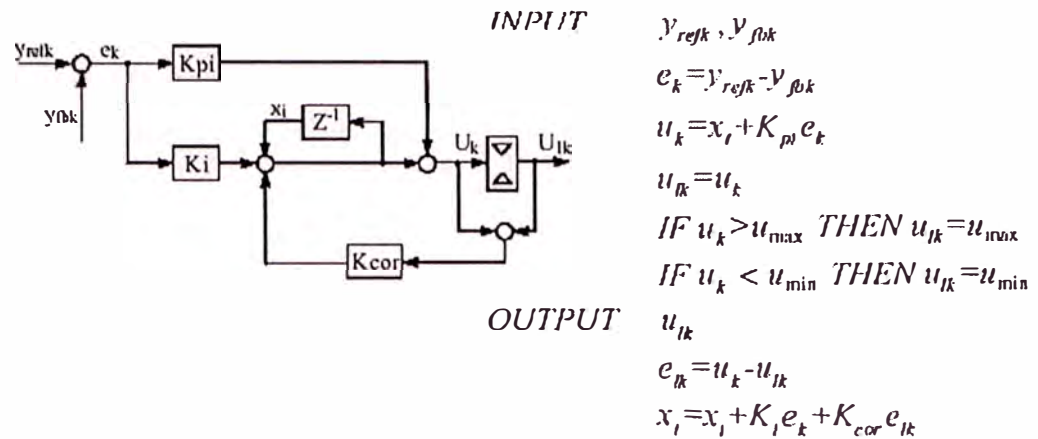


Fig. 3.7. Diagrama de un regulador PI con saturación y componente de corrección del factor integral

En este controlador, las entradas y son velocidades; y la salida U, corriente.

3.2.6 El controlador PI de corriente[3]

El algoritmo es idéntico al caso anterior. Las entradas son corrientes; y la salida, tensión.

3.2.7 La transformación inversa de Park[3]

Permite mudar de un sistema de referencia ortogonal que gira siguiendo al flujo del rotor a otro ortogonal y fijo.

Las ecuaciones que definen a esta transformación son:

$$v_{s\alpha ref} = v_{s dref} \cos\theta - v_{s qref} \operatorname{sen}\theta \quad (\text{Ec.3.12})$$

$$v_{s\beta ref} = v_{s dref} \operatorname{sen}\theta + v_{s qref} \cos\theta \quad (\text{Ec.3.13})$$

3.2.8 El modulador SVPWM[5]

A partir de la tensión continua de la cual se dispone, se deberá obtener tres ondas de tensión sinusoidal desfasadas 120°. Esto se conseguirá transformando las componentes de tensión del sistema de referencia Clarke(α - β) en tres pares de pulsos.

Existen varios algoritmos que pueden hacer esto. Se utilizará el llamado Space Vector Pulse Width Modulation(SVPWM).

Para tal fin, primero, se halla las tensiones de referencia V_{ref1} , V_{ref2} y V_{ref3}

$$V_{ref1} = V_s \beta_{ref}$$

$$V_{ref2} = \frac{1}{2}(\sqrt{3}V_s \alpha_{ref} - V_s \beta_{ref})$$

$$V_{ref3} = \frac{1}{2}(-\sqrt{3}V_s \alpha_{ref} - V_s \beta_{ref})$$

Segundo, se determina el sector en el que se encuentra el vector

$$\text{Si } V_{ref1} > 0 \Rightarrow A := 1, \text{ caso contrario } A := 0$$

$$\text{Si } V_{ref2} > 0 \Rightarrow B := 1, \text{ caso contrario } B := 0$$

$$\text{Si } V_{ref3} > 0 \Rightarrow C := 1, \text{ caso contrario } C := 0$$

$$\text{Sector} := A + 2B + 4C$$

Tercero, se determina el tiempo de duración de cada uno de los dos vectores que forman el sector en el que se encuentra el vector \mathbf{U}_{out}

$$[\mathbf{T}_1 \ \mathbf{T}_2]^t = \mathbf{T}_{PWM} [\mathbf{U}_x \ \mathbf{U}_{x\pm 60}]^{-1} \mathbf{U}_{out}$$

En donde:

$$[\mathbf{U}_x \ \mathbf{U}_{x\pm 60}]^{-1} \text{ es la descomposición normalizada del sector}$$

El valor de cada uno de estos vectores base está definido en el hexágono de la Fig. 3.8.

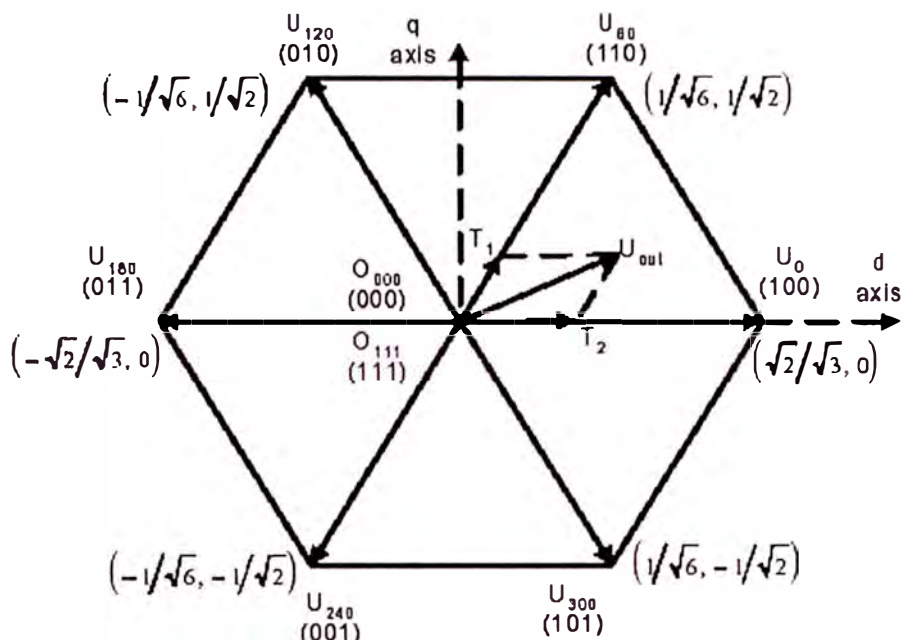


Fig. 3.8. Vectores base utilizados para la modulación SVPWM

\mathbf{U}_{out} es el vector voltaje de referencia; es el resultado de la suma vectorial de las salidas de tensión de las tres fases mapeadas en el marco de referencia d-q a través de la transformación de Clarke, primero, y de la transformación de Park, después. Cuando las tensiones de salida deseadas son sinusoidales desfasadas 120° de la siguiente cada una, \mathbf{U}_{out} se convierte en un vector que gira con la misma frecuencia y magnitud correspondiente a los valores eficaces de las tensiones de línea. La circunferencia inscrita al hexágono y su interior constituyen el lugar geométrico del vector \mathbf{U}_{out} . Esto da una magnitud máxima de $V_{dc} / \sqrt{2}$ para \mathbf{U}_{out} .

Se tendrá, entonces, que los valores eficaces máximos de las tensiones de línea a línea y las fases de salida son $V_{dc}/\sqrt{2}$ y $V_{dc}/\sqrt{6}$, respectivamente. Estos valores son $2/\sqrt{3}$ veces mayor que aquéllos que genera la técnica PWM sinusoidal. Por esta misma razón, la tensión de entrada necesaria para un motor con tensión nominal V_{rate} se determina de $V_{dc} = \sqrt{2}V_{rate}$ para la técnica SVPWM.

Luego, con los valores de T_1 y T_2 determinados, se debe generar una secuencia de pulsos dentro de un periodo. Un ejemplo(Fig. 3.9) dejaría mucho más claro este concepto.

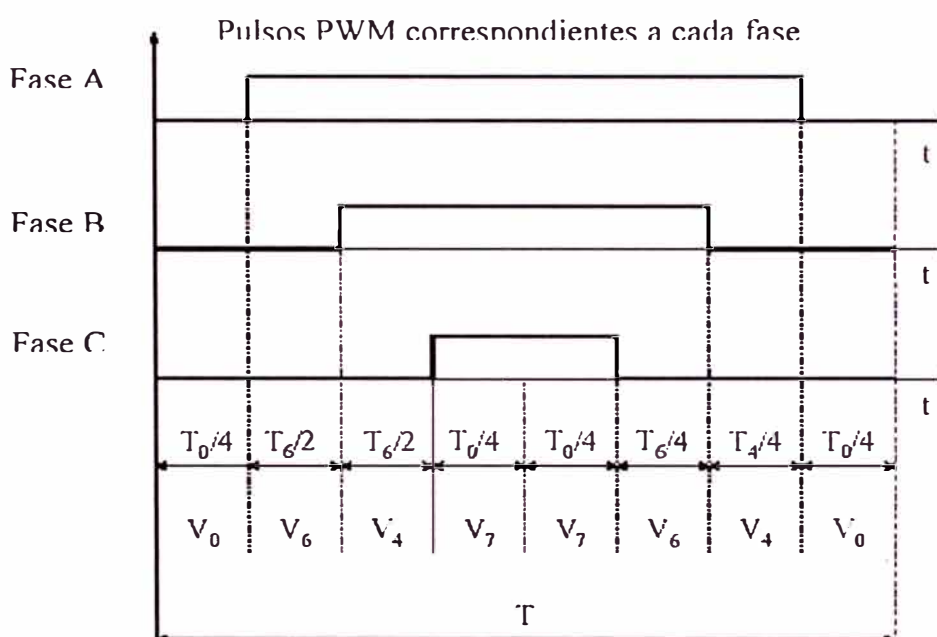


Fig. 3.9. Secuencia de pulsos SVPWM generada

Además, tenemos que T_0 es el intervalo de tiempo durante el cual los vectores V_0 y V_7 (vectores cero) son aplicados. Por lo tanto, se tendrá: $T = T_4 + T_6 + T_0$.

En el diagrama de la Fig. 3.10 se muestra la secuencia de pulsos para cada sector.

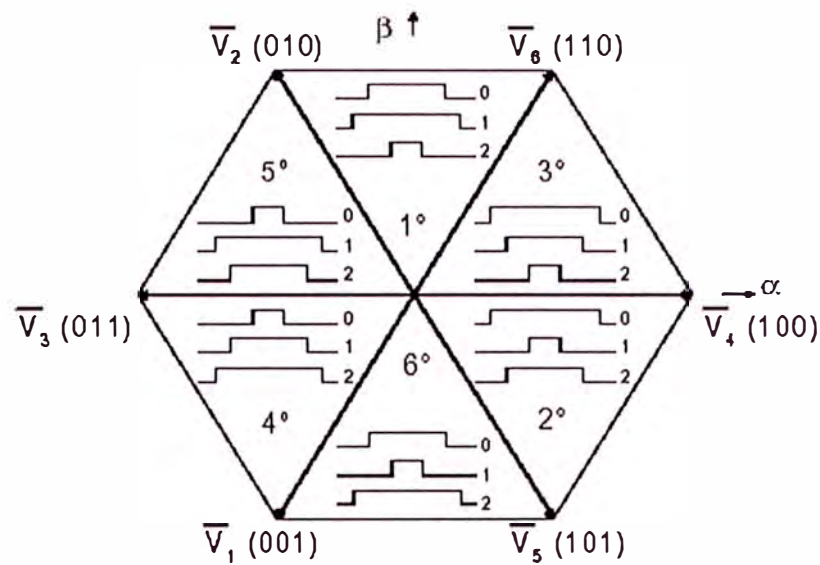


Fig. 3.10. Secuencia de pulsos SVPWM para cada sector hexagonal definido por cada par de vectores base

Para poder implementar dicho algoritmo en nuestro DSP, haremos algunas manipulaciones numéricas

Primeramente, definiremos v_{DC} :

$$v_{DC} = \frac{V_{DC}}{V_{maxporfase}}$$

Donde, V_{DC} es la tensión DC que alimenta al inversor.

También, definiremos:

$$V_{DC_{invT}} = \frac{T}{2v_{DC}}$$

Donde, T es el periodo de muestreo.

Finalmente, se definirá:

$$V_{ref1} = V_{s\beta_{ref}}$$

$$V_{ref2} = \frac{1}{2} (\sqrt{3}V_{s\alpha_{ref}} - V_{s\beta_{ref}})$$

$$V_{ref3} = \frac{1}{2} (-\sqrt{3}V_{s\alpha_{ref}} - V_{s\beta_{ref}})$$

$$X = \sqrt{3}V_{DC_{invT}} V_{s\beta_{ref}}$$

$$Y = \frac{\sqrt{3}}{2} V_{DC_{invT}} V_{s\beta_{ref}} + \frac{3}{2} V_{DC_{invT}} V_{s\alpha_{ref}}$$

$$Z = \frac{\sqrt{3}}{2} V_{DC_{invT}} V_{s\beta_{ref}} - \frac{3}{2} V_{DC_{invT}} V_{s\alpha_{ref}}$$

Si $V_{ref1} > 0 \Rightarrow A := 1$, caso contrario $A := 0$

Si $V_{ref2} > 0 \Rightarrow B := 1$, caso contrario $B := 0$

Si $V_{ref3} > 0 \Rightarrow C := 1$, caso contrario $C := 0$

$$Sector := A + 2B + 4C$$

Ahora, dependiendo del sector en que se encuentre \mathbf{U}_{out} , se dará valores a un par de variables t_1 y t_2 . Esto se observa en la tabla 3.1.

Sería conveniente recordar en este punto que el sistema de control carece del conocimiento de los recursos que dispone. Es muy probable que el sistema de control exija del modulador implementado más de lo que tiene que es respuesta correcta en la zona lineal. En caso de que nuestro vector de tensión estática abandonara esta región, el algoritmo implementado tendría un desempeño incierto. Para asegurar que el modulador a implementar trabaje en la zona lineal, habrá que saturar t_1 y t_2 en los límites de cada sector. Este pequeño proceso es especificado por:

Si $(t_1 + t_2) > T/2$

Tendremos :

$$t_{1_{SAT}} = t_1 \frac{T}{2(t_1 + t_2)}$$

$$t_{2_{SAT}} = t_2 \frac{T}{2(t_1 + t_2)}$$

Sector	t ₁	t ₂
1	Z	Y
2	Y	-X
3	-Z	X
4	-X	Z
5	X	-Y
6	-Y	-Z

Tabla 3.1. Definición de los valores de t₁ y de t₂

Finalmente, se halla los instantes de disparo de cada uno de los tres pulsos de la secuencia SVPWM.

$$t_{aon} = \frac{\frac{T}{2} - t_1 - t_2}{2}$$

$$t_{bon} = t_{aon} + t_1$$

$$t_{con} = t_{bon} + t_2$$

Gráficamente, se observa esto la Fig. 3.11.

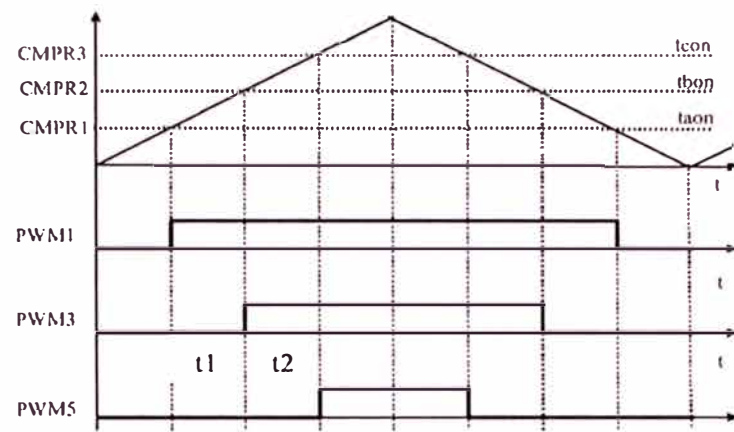


Fig. 3.11. Instantes de disparo de los pulsos SVPWM

CAPÍTULO IV

SIMULACIÓN DEL SISTEMA DE CONTROL POR CAMPO ORIENTADO

4.1 Consideraciones

Hasta aquí, se conoce los elementos del algoritmo de control a implementarse. Los resultados de la simulación satisfacen los requerimientos teóricos que se tiene sobre los sistemas de control por campo orientado, tal como se verá, casi inmediata respuesta de torque e inmutación de la corriente de campo, lo que significa un perfecto desacoplamiento de tales corrientes; y por ende, magnífico desempeño dinámico. Sin embargo, debido a las limitaciones del simulador ante la enorme cantidad de cálculo que significa un modulador SVPWM se ha optado por dividir el sistema en dos partes.

La primera parte considera una retroalimentación directa del motor desde la etapa de procesamiento de señales o parte digital, dejando de lado a la etapa de potencia(modulador e inversor). A esta parte se le llama Lazos de control; y su desarrollo en el apartado 4.3.1 mostrará cómo está constituido cada uno de sus bloques funcionales.

La segunda parte es simplemente el modulador SVPWM; y está descrita en el apartado 4.3.2.

Previamente, se mostrará el esquema completo a simular.

4.2 El esquema general del sistema a simular

Se ha definido un esquema de sistema de control por campo orientado. Éste se muestra en la Fig. 4.1.

Como ya se dijo, se ha optado por dividir este esquema en dos. La primera parte mostrará lo que corresponde a los lazos de control mientras que la segunda parte se encargará del modulador SVPWM.

4.3. Los bloques funcionales que comprende la simulación del sistema

Esta sección contempla: El detalle de cada uno de los bloques que componen los lazos de control de velocidad y de corriente, el detalle del bloque modulador SVPWM y el detalle del bloque funcional Motor trifásico de inducción.

4.3.1. Bloques de Lazos de control

Primeramente, se presentará el esquema que enfoca su atención en los lazos cerrados de control de la máquina de inducción trifásica empleada. Ello lo veremos en la Fig. 4.2.

A continuación, la descripción de cada bloque funcional de la parte de control del sistema a simular.

4.3.1.1 Bloque Transformación de Clarke

La figura 4.3. muestra el bloque funcional Transformación de Clarke.

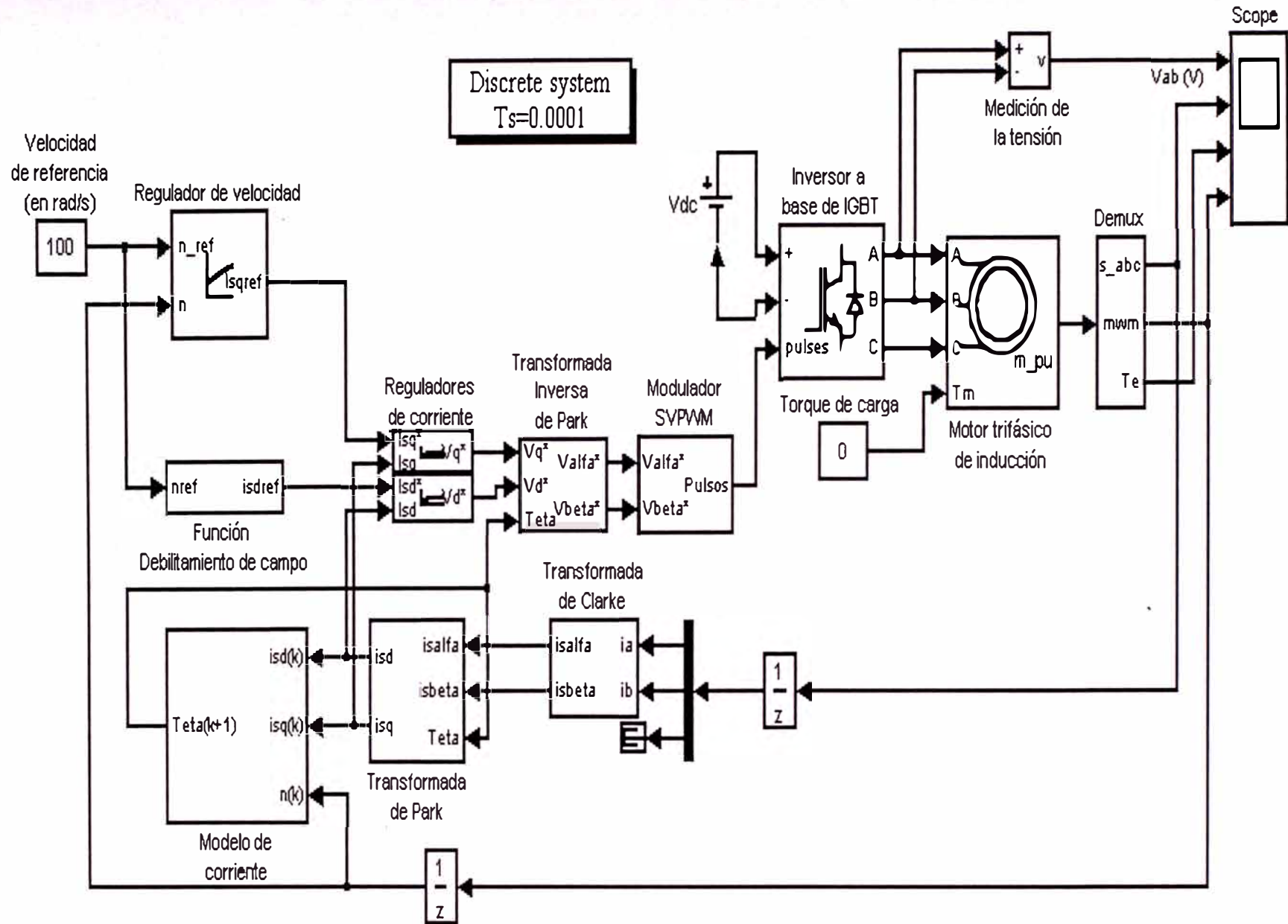


Fig. 4.1. Esquema general de control por campo orientado a simular

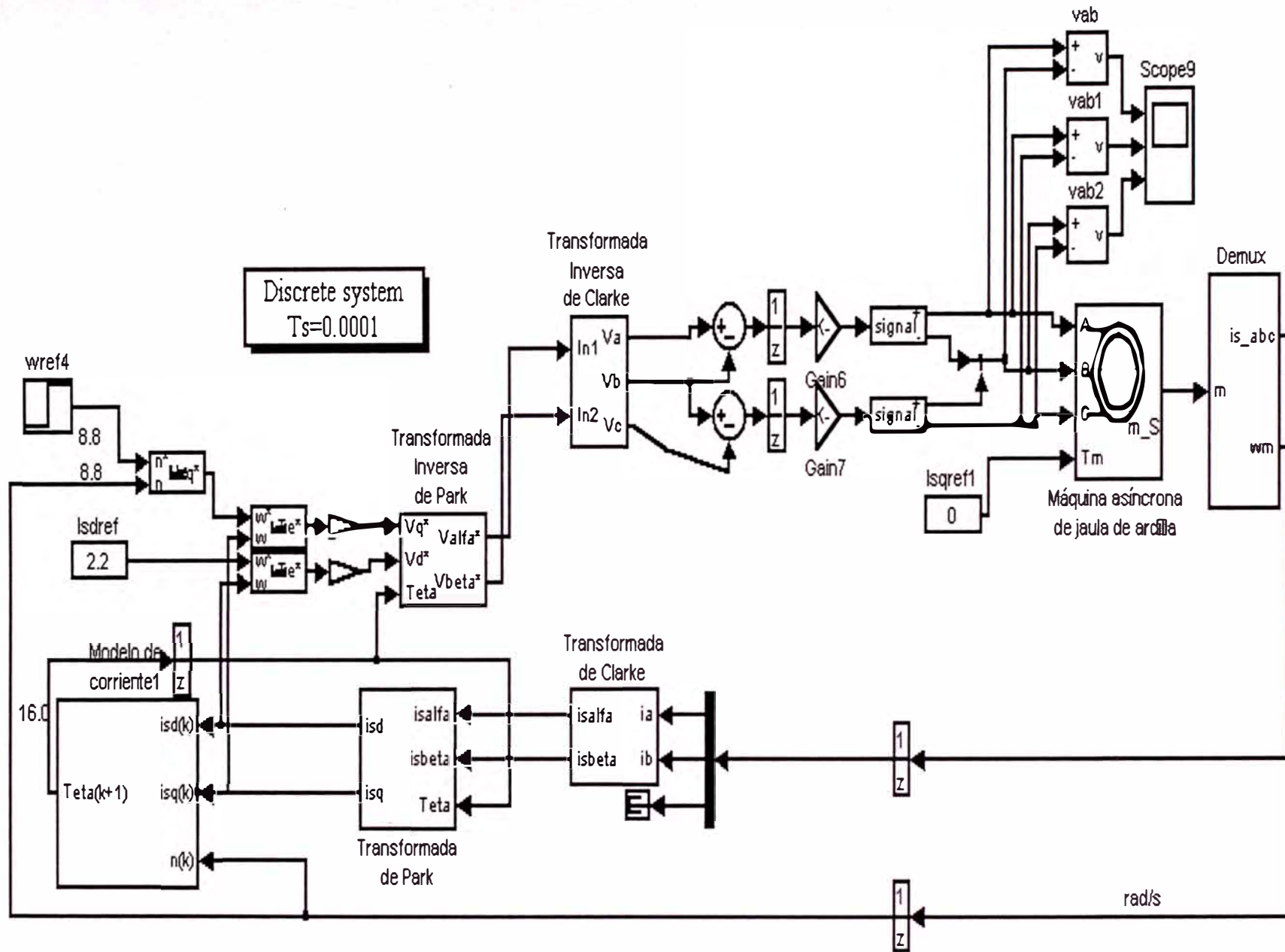


Fig.4.2. Esquema general de la parte de control del sistema



Fig. 4.3. Bloque funcional Transformación de Clarke

Implementa las ecuaciones:

$$i_{s\alpha} = i_a$$

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

cuya estructura interna se muestra en la Fig. 4.4.

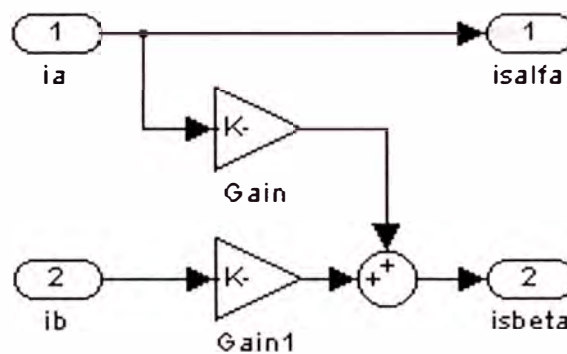


Fig. 4.4. Estructura del bloque funcional Transformación de Clarke

4.3.1.2 Bloque Transformación de Park

La figura 4.5 muestra el bloque funcional Transformación de Park.



Fig. 4.5. Bloque funcional Transformación de Park

Implementa las ecuaciones:

$$\begin{cases} i_{sd} = i_{s\alpha} \cos \theta + i_{s\beta} \sin \theta \\ i_{sq} = -i_{s\alpha} \sin \theta + i_{s\beta} \cos \theta \end{cases}$$

cuya estructura se muestra en la Fig. 4.6.

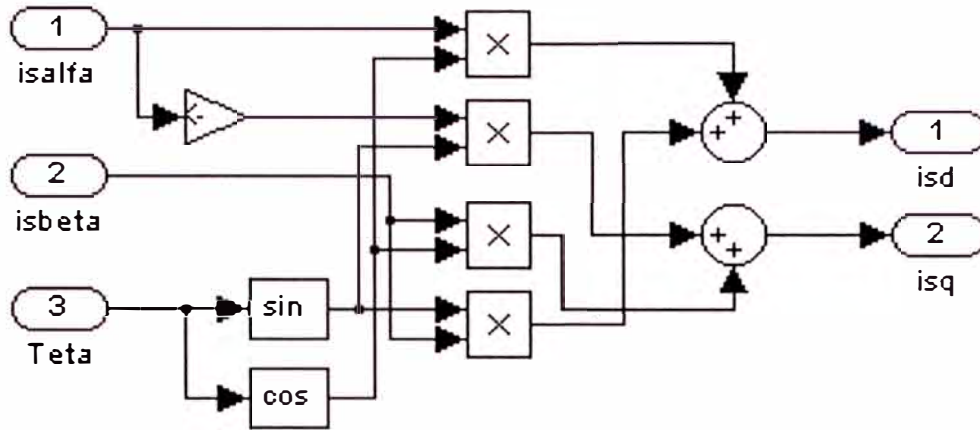


Fig. 4.6. Estructura del bloque funcional Transformación de Park

4.3.1.3 Bloque Modelo de corriente

La figura 4.7 muestra el bloque funcional Modelo de corriente.

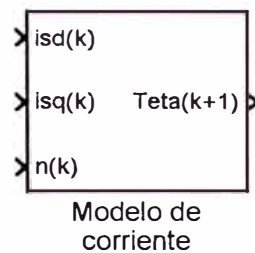


Fig. 4.7. Bloque funcional Modelo de corriente

Este bloque funcional implementa las ecuaciones:

$$i_{d_s} = T_r \frac{di_{m_R}}{dt} + i_{m_R}$$

$$\frac{d\theta_{cm}}{dt} = Z_p n + \frac{i_{q_s}}{T_r i_{m_R}}$$

$$T_r = \frac{L_r}{R_r}$$

que discretizadas toman la forma:

$$i_{m_{R_{k+1}}} = i_{m_{R_k}} + \frac{T_s}{T_r} (i_{d_{s_k}} - i_{m_{R_k}})$$

$$\theta_{cm_{k+1}} = \theta_{cm_k} + T_s Z_p n_k + \frac{T_s i_{q_{s_k}}}{T_r i_{m_{R_k}}}$$

Donde:

i_{d_s} : Corriente estática en el eje directo

i_{q_s} : Corriente estática en el eje en cuadratura

i_{m_R} : Corriente de magnetización del motor

θ_{cm} : Ángulo del eje del flujo del rotor

n : Velocidad mecánica del motor

T_r : Constante de transitorios del motor

Z_p : Número de pares de polos

T_s : Periodo de muestreo

y presenta la estructura de la Fig. 4.8.

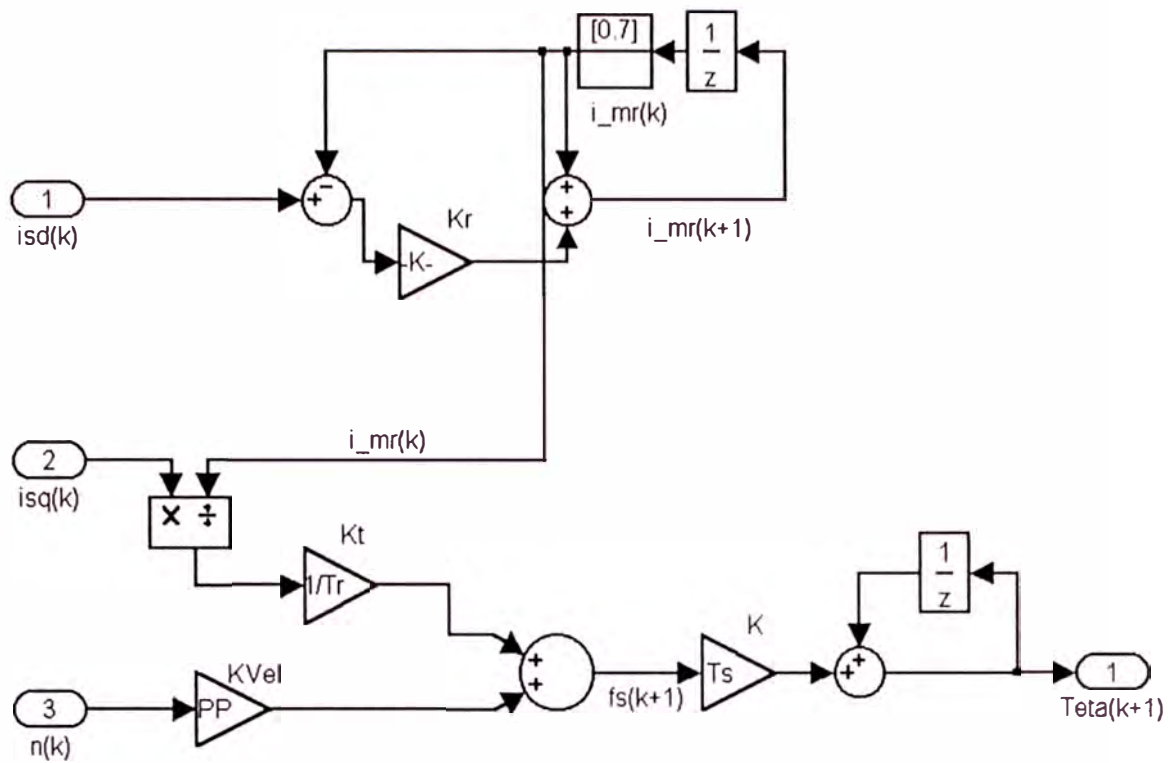


Fig. 4.8. Estructura del bloque funcional Modelo de corriente

4.3.1.4 Bloque Regulador PI

La figura 4.9 nos muestra el bloque funcional Regulador PI.

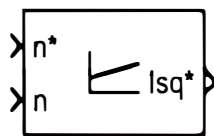


Fig. 4.9. Bloque funcional Regulador PI

Estructuralmente este bloque funcional contempla lo esquematizado en la Fig. 4.10.

Este esquema es idéntico para el regulador de velocidad y para los reguladores de corriente.

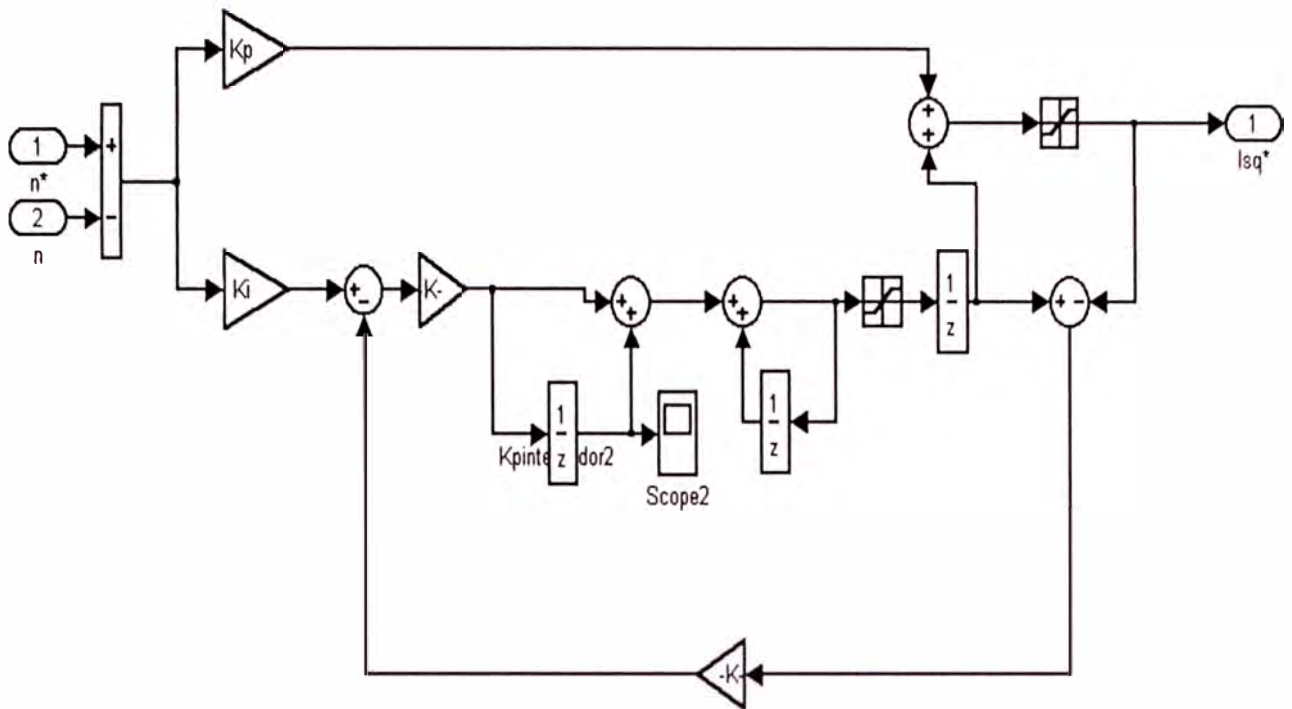


Fig. 4.10. Estructura del bloque funcional Regulador PI

4.3.1.5 Bloque Función Debilitamiento de campo

La figura 4.11 muestra el bloque funcional Debilitamiento de campo

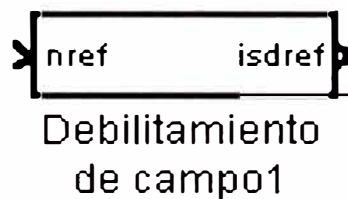


Fig. 4.11. Bloque funcional Debilitamiento de campo

Este bloque funcional implementa el polinomio

$$i_{sdref} = -0.0195 * n_{ref}^3 + 0.2196 * n_{ref}^2 - 0.8158 * n_{ref} + 1.17$$

4.3.1.6 Bloque Transformación inversa de Park

La figura 4.12 muestra el bloque funcional Transformación inversa de Park.



Fig. 4.12. Bloque funcional Transformación inversa de Park

Este bloque funcional implementa las ecuaciones que transforman el sistema d-q en el sistema α - β :

$$Valfa^* = Vd^*(\cos(teta)) - Vq^*(\sen(teta))$$

$$Vbeta^* = Vd^*(\sen(teta)) + Vq^*(\cos(teta))$$

Estructuralmente este bloque funcional está esquematizado en la Fig. 4.13.

4.3.1.7 Bloque Transformación inversa de Clarke

La figura 4.14 nos muestra el bloque funcional Transformación inversa de Clarke

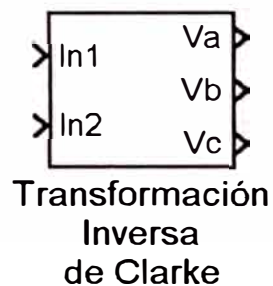


Fig. 4.14. Bloque funcional Transformación inversa de Clarke

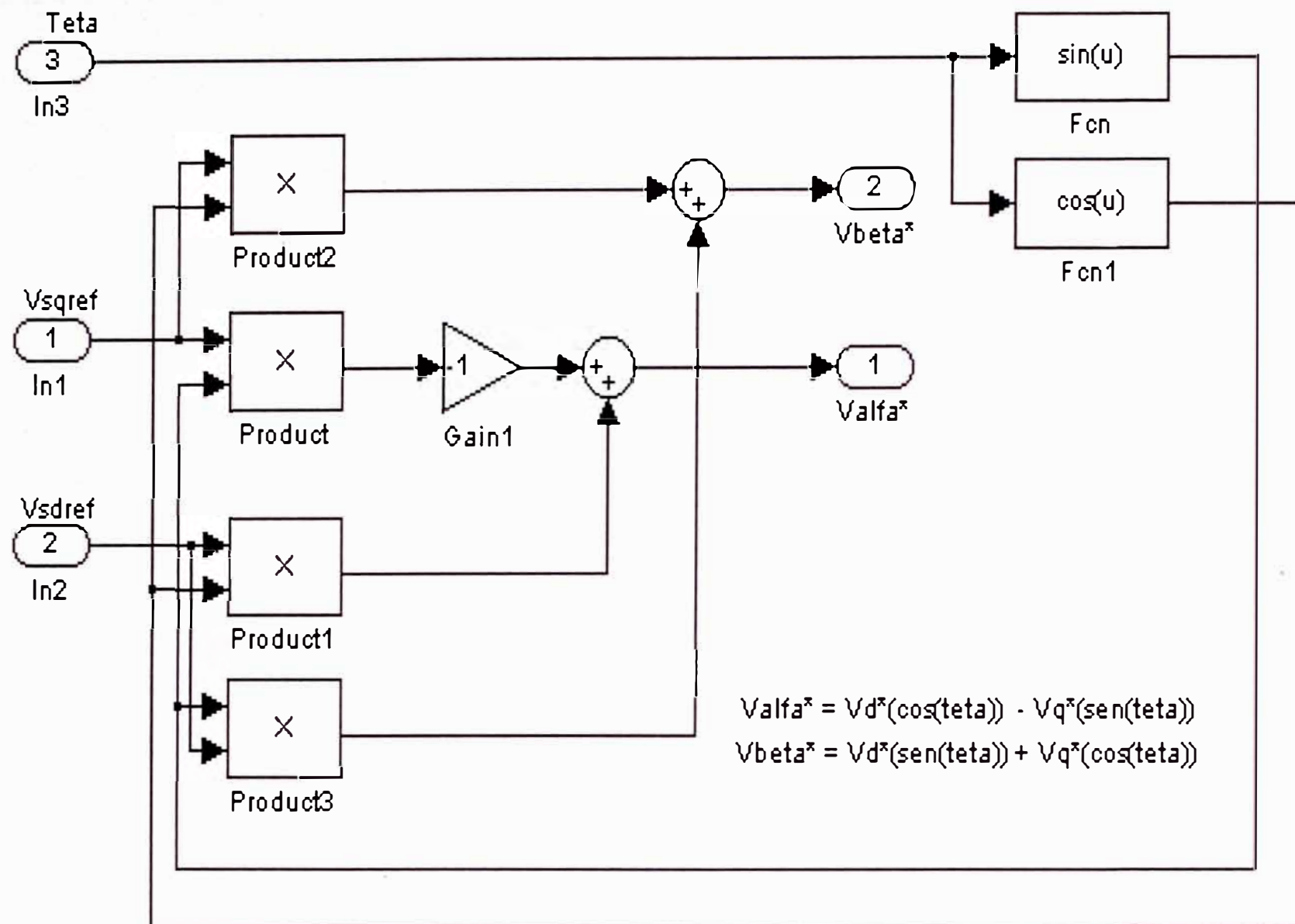


Fig. 4.13. Estructura del bloque funcional Transformación inversa de Park

Este bloque funcional implementa las ecuaciones que transforman el sistema α - β en el sistema abc:

$$V_a = V_{\alpha}$$

$$V_b = -V_{\alpha}/2 + V_{\beta} \cdot \sqrt{3}/2$$

$$V_c = -V_{\alpha}/2 - V_{\beta} \cdot \sqrt{3}/2$$

Estructuralmente este bloque funcional está esquematizado en la Fig. 4.15.

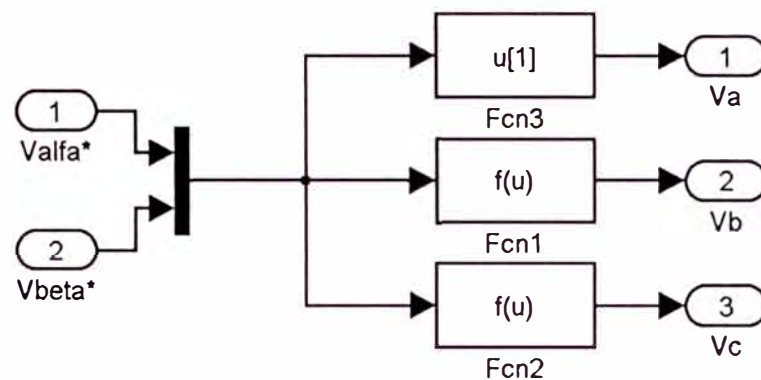


Fig. 4.15. Estructura del bloque funcional Transformación inversa de Clarke

4.3.2. Modulador SVPWM (Space Vector Pulse Width Modulator)

La Fig. 4.16 muestra el bloque funcional modulador SVPWM



Fig. 4.16. Bloque funcional modulador SVPWM

Aquí se ha implementado dos bloques SVPWM. Uno de ellos contiene el cálculo directo de los pulsos especificado en [4] mientras que el otro es el resultado de una

manipulación numérica. Se observó que los resultados eran compatibles; y con ello, se verificó tales resultados numéricos.

El algoritmo del primer modelo viene dado a continuación.

Primero, se halla las tensiones de referencia V_{ref1} , V_{ref2} y V_{ref3} .

$$V_{ref1} = U_q$$

$$V_{ref2} = \text{sen}60^\circ U_d - \text{sen}30^\circ U_q$$

$$V_{ref3} = -\text{sen}60^\circ U_d - \text{sen}30^\circ U_q$$

Segundo, se determina el sector en el que se encuentra el vector

$$\text{Si } V_{ref1} > 0 \Rightarrow A := 1, \text{ caso contrario } A := 0$$

$$\text{Si } V_{ref2} > 0 \Rightarrow B := 1, \text{ caso contrario } B := 0$$

$$\text{Si } V_{ref3} > 0 \Rightarrow C := 1, \text{ caso contrario } C := 0$$

$$\text{Sector} := A + 2B + 4C$$

Tercero, se determina el tiempo de duración de cada uno de los dos vectores que forman el sector en el que se encuentra el vector \mathbf{U}_{out} :

$$[\mathbf{T}_1 \ \mathbf{T}_2]^t = \mathbf{T}_{PWM} [\mathbf{U}_x \ \mathbf{U}_{x\pm 60}]^{-1} \mathbf{U}_{out}$$

En donde $[\mathbf{U}_x \ \mathbf{U}_{x\pm 60}]^{-1}$ es la descomposición normalizada del sector

El valor de cada uno de estos vectores base está definido en el hexágono de la Fig. 4.17.

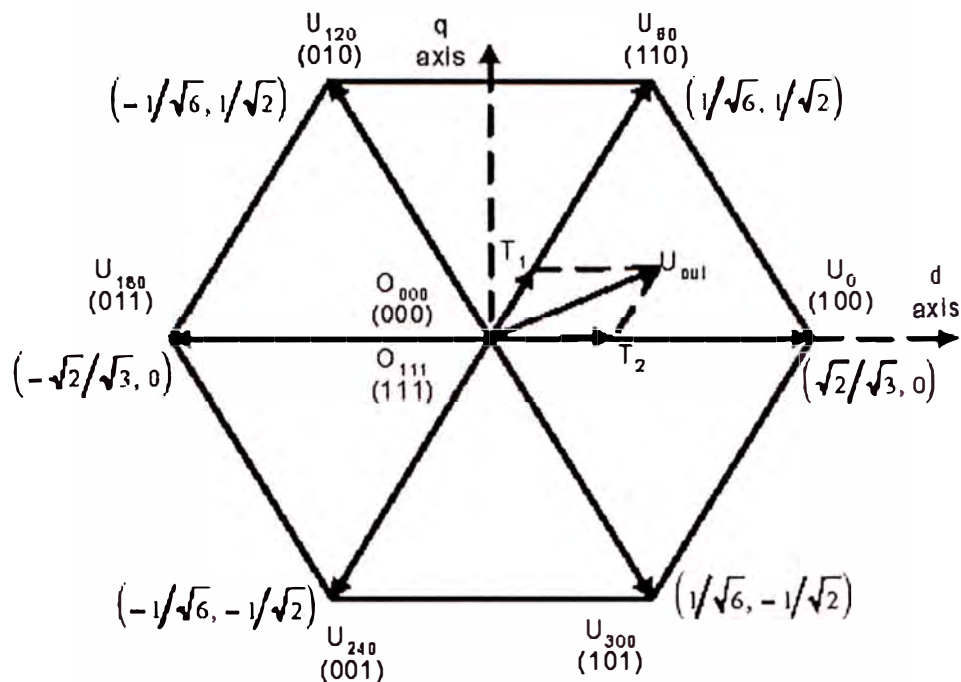


Fig. 4.17. Hexágono en el cual los rayos definidos desde el centro a un vértice son los vectores base que determinan seis sectores

\mathbf{U}_{out} es el vector voltaje de referencia, es el resultado de la suma vectorial de las salidas de tensión de las tres fases mapeadas en el marco de referencia d-q a través de la transformación de Clarke, primero, y de la transformación de Park, después. Cuando las tensiones de salida deseadas son sinusoidales desfasadas 120° de la siguiente cada una, \mathbf{U}_{out} se convierte en un vector que gira con la misma frecuencia y magnitud correspondiente a los valores eficaces de las tensiones de línea. La circunferencia inscrita al hexágono y su interior constituyen el locus del vector \mathbf{U}_{out} . Esto da una magnitud máxima de $V_{dc} / \sqrt{2}$ para \mathbf{U}_{out} .

Se tendrá, entonces, que los valores eficaces máximos de las tensiones de línea a línea y las fases de salida son $V_{dc} / \sqrt{2}$ y $V_{dc} / \sqrt{6}$, respectivamente. Estos valores son $2/\sqrt{3}$ veces mayor que aquéllos que genera la técnica PWM. Por esta misma razón, la tensión de entrada necesaria para un motor con tensión nominal V_{rate} se determina de $V_{dc} = \sqrt{2}V_{rate}$ para la técnica SVPWM.

Todo esto queda dentro del bloque de la Fig. 4.18.

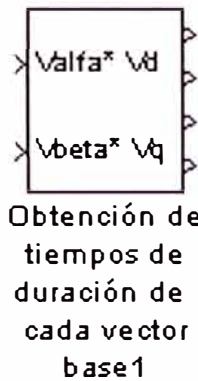


Fig. 4.18. Bloque funcional Obtención de tiempos de duración de cada vector base

Estructuralmente esto se ve en la Fig. 4.19.

Con los valores de T1 y T2 determinados, se debe generar una secuencia de pulsos dentro de un periodo. Un ejemplo dejaría mucho más claro este concepto. Para ello, veamos la Fig. 4.20.

Además, se tiene que T_0 es el intervalo de tiempo durante el cual los vectores V_0 y V_7 (vectores cero) son aplicados. Por lo tanto, tendremos: $T = T_4 + T_6 + T_0$.

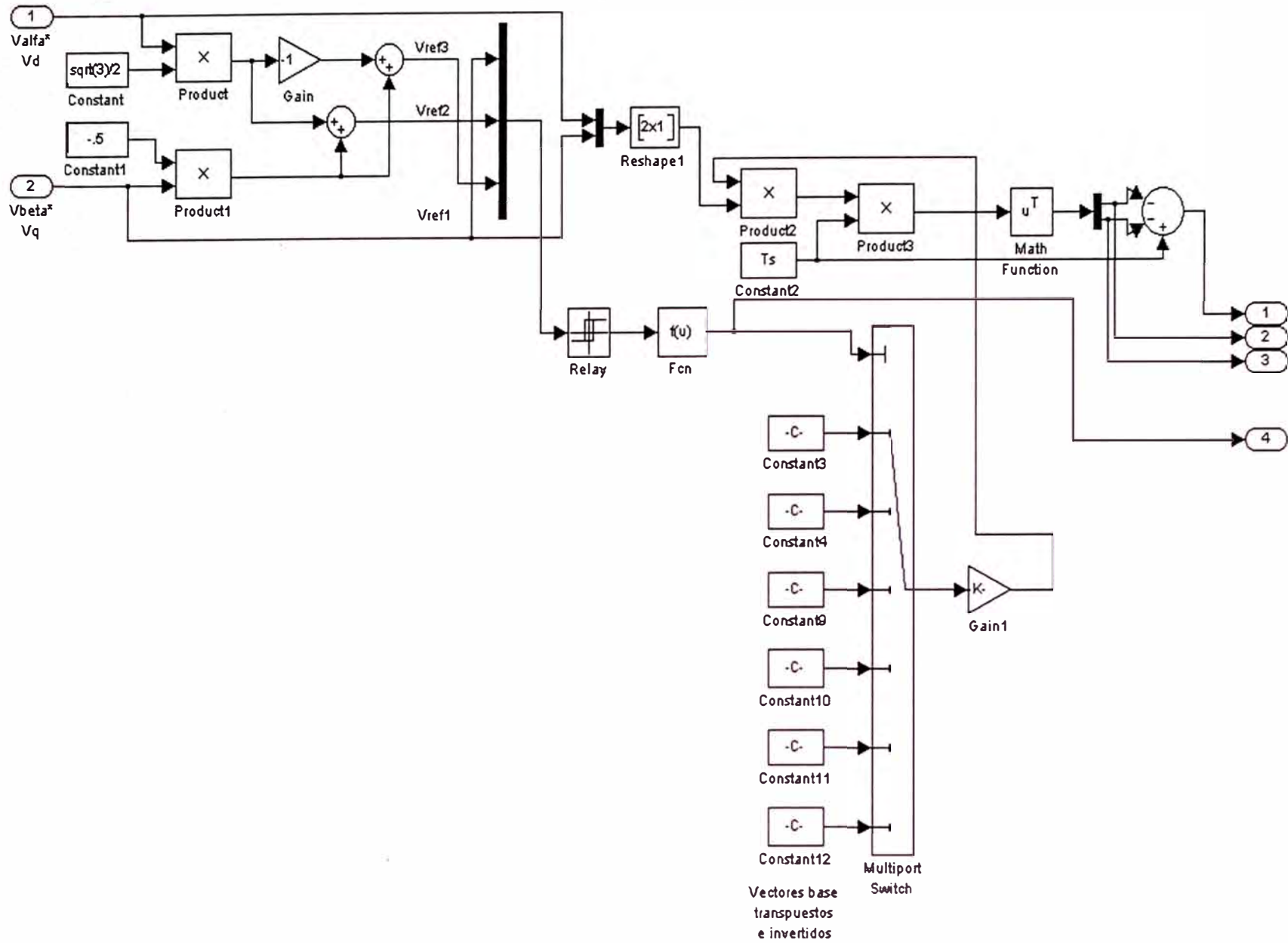


Fig. 4.19. Desglose del bloque Obtención de tiempos de duración de cada vector base

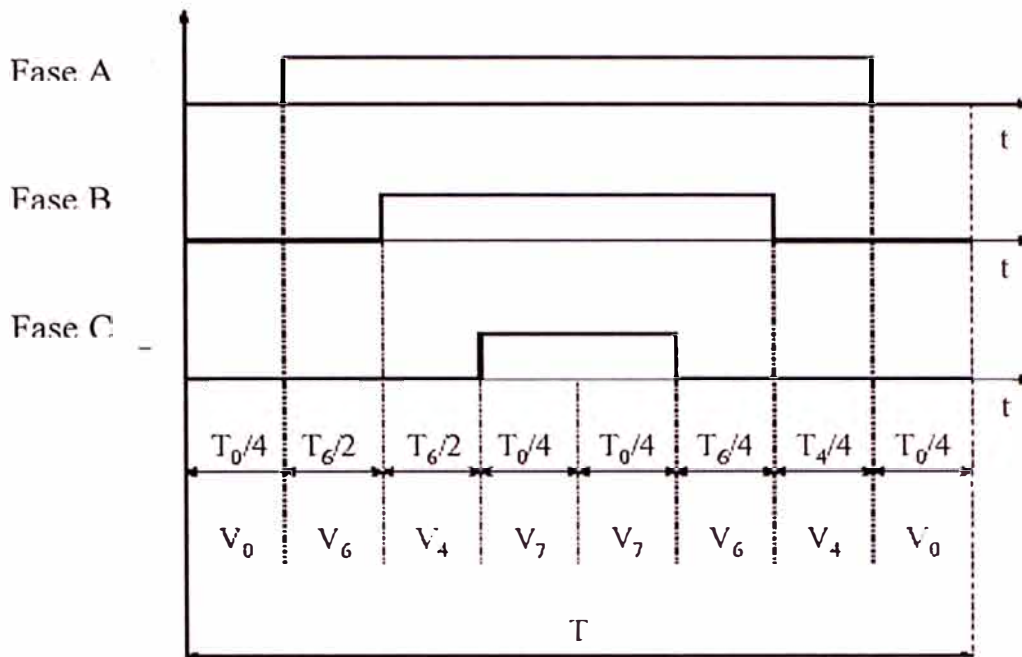


Fig. 4.20. Secuencia de pulsos SVPWM en el 3° cuadrante

En la Fig. 4.21 se muestra el patrón de pulsos SVPWM para cada sector.

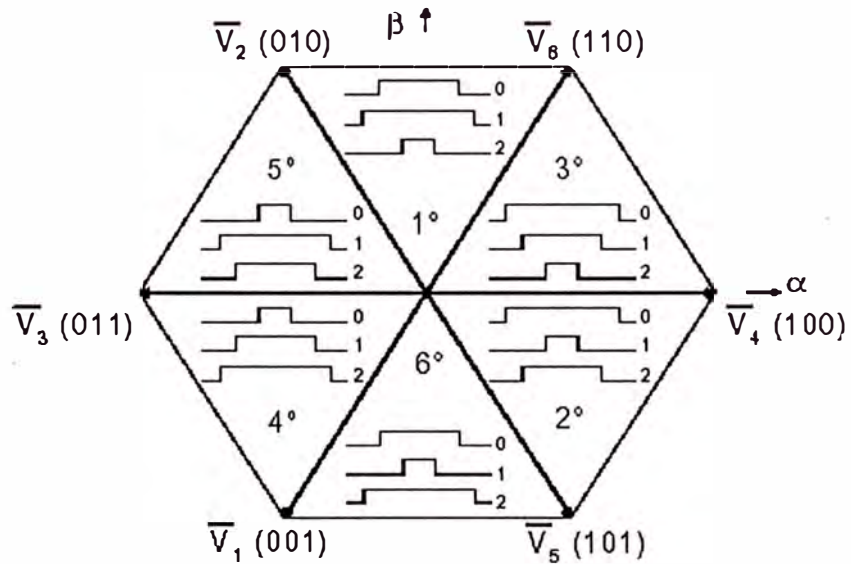


Fig. 4.21. Patrón de la secuencia de pulsos SVPWM para cada sector

Todo esto se observa en la Fig. 4.22.

Se desglosa algunos de los bloques funcionales contenidos en el diagrama de la Fig. 4.22. Así se tiene la Fig. 4.23 y la Fig. 4.24.

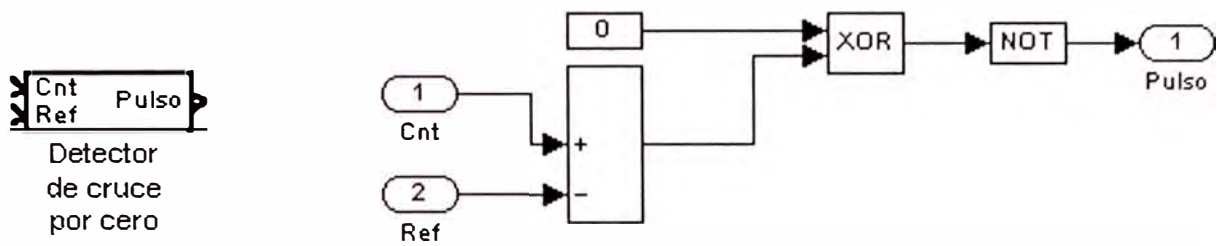


Fig. 4.23. Esquema que muestra al bloque funcional Detector de cruce por cero y su estructura interna

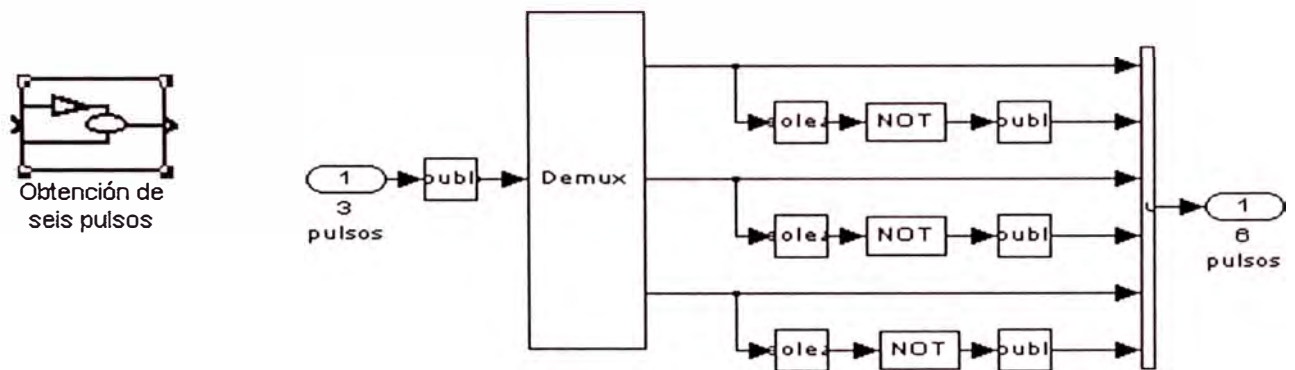


Fig. 4.24. Esquema que muestra al bloque funcional Detector de cruce por cero y su estructura interna

El segundo bloque SVPWM, al igual que el anterior, necesita el par de componentes equivalentes a la tensión del estator en el sistema Clarke($\alpha - \beta$). Además, se considerará su conversión a modelo por unidad.

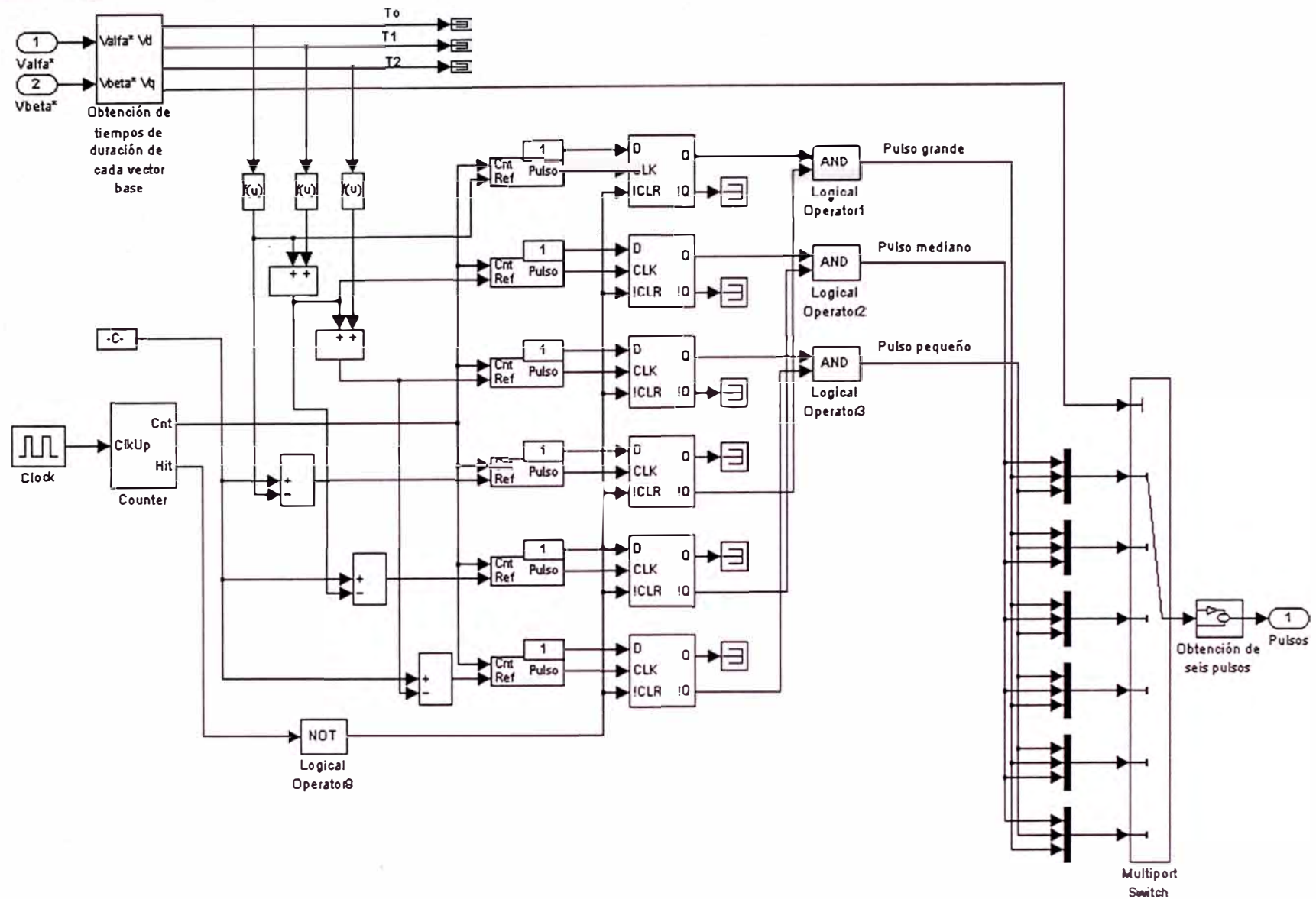


Fig. 4.22. Estructura del primer modelo del modulador SVPWM

Primeramente, se define v_{DC} :

$$v_{DC} = \frac{V_{DC}}{V_{maxporfase}}$$

donde, V_{DC} es la tensión DC que alimenta al inversor.

También, definimos:

$$V_{DC_{invT}} = \frac{T}{2v_{DC}}$$

donde, T es el periodo de muestreo.

Finalmente, definimos:

$$V_{ref1} = V_{s\beta_{ref}}$$

$$V_{ref2} = \frac{1}{2}(\sqrt{3}V_{s\alpha_{ref}} - V_{s\beta_{ref}})$$

$$V_{ref3} = \frac{1}{2}(-\sqrt{3}V_{s\alpha_{ref}} - V_{s\beta_{ref}})$$

$$X = \sqrt{3}V_{DC_{invT}} V_{s\beta_{ref}}$$

$$Y = \frac{\sqrt{3}}{2}V_{DC_{invT}} V_{s\beta_{ref}} + \frac{3}{2}V_{DC_{invT}} V_{s\alpha_{ref}}$$

$$Z = \frac{\sqrt{3}}{2}V_{DC_{invT}} V_{s\beta_{ref}} - \frac{3}{2}V_{DC_{invT}} V_{s\alpha_{ref}}$$

La forma de definir el sector es idéntica a la del algoritmo primero.

Si $V_{ref1} > 0 \Rightarrow A := 1$, caso contrario $A := 0$

Si $V_{ref2} > 0 \Rightarrow B := 1$, caso contrario $B := 0$

Si $V_{ref3} > 0 \Rightarrow C := 1$, caso contrario $C := 0$

$$\text{Sector} := A + 2B + 4C$$

Todo esto se ve dentro del bloque funcional de la Fig. 4.25.

Ahora, dependiendo del sector en que se encuentre el vector estático resultante, se dará valores a un par de variables t_1 y t_2 .

Sector	t_1	t_2
1	Z	Y
2	Y	-X
3	-Z	X
4	-X	Z
5	X	-Y
6	-Y	-Z

Tabla 4.1. Definición de los valores de t_1 y de t_2

Para asegurar un correcto funcionamiento del modulador implementado, tendrá que saturar t_1 y t_2 en los límites de cada sector.

$$\text{Si } (t_1 + t_2) > T/2$$

Tendremos :

por:
$$t_{1SAT} = t_1 \frac{T}{2(t_1 + t_2)}$$

$$t_{2SAT} = t_2 \frac{T}{2(t_1 + t_2)}$$

Finalmente, se halla los instantes de disparo de cada uno de los tres pulsos de la secuencia SVPWM.

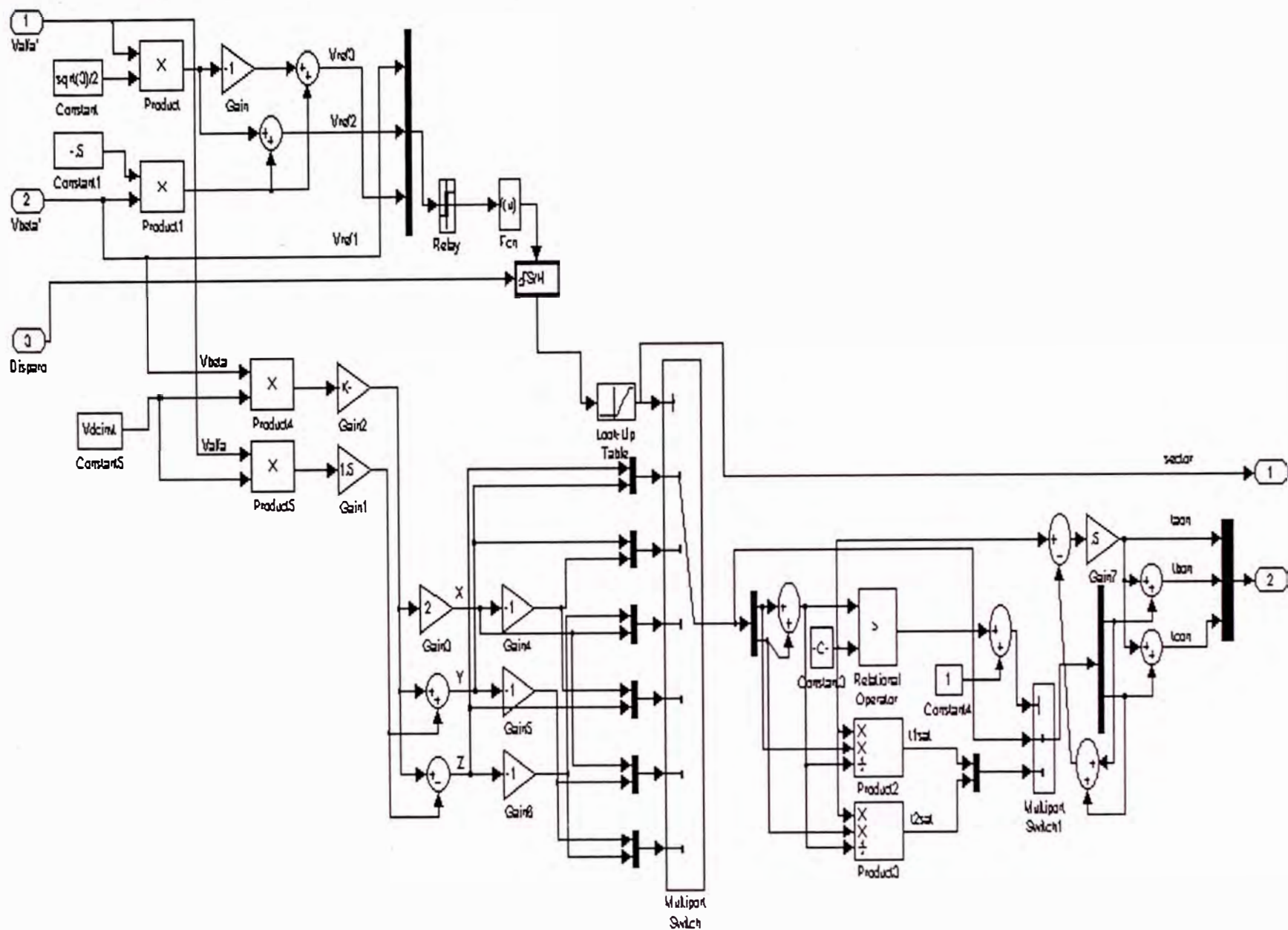


Fig. 4.25. Determinación del sector y de t_1 y de t_2

$$t_{aon} = \frac{\frac{T}{2} - t_1 - t_2}{2}$$

$$t_{bon} = t_{aon} + t_1$$

$$t_{con} = t_{bon} + t_2$$

Gráficamente, se tiene la Fig. 4.26.

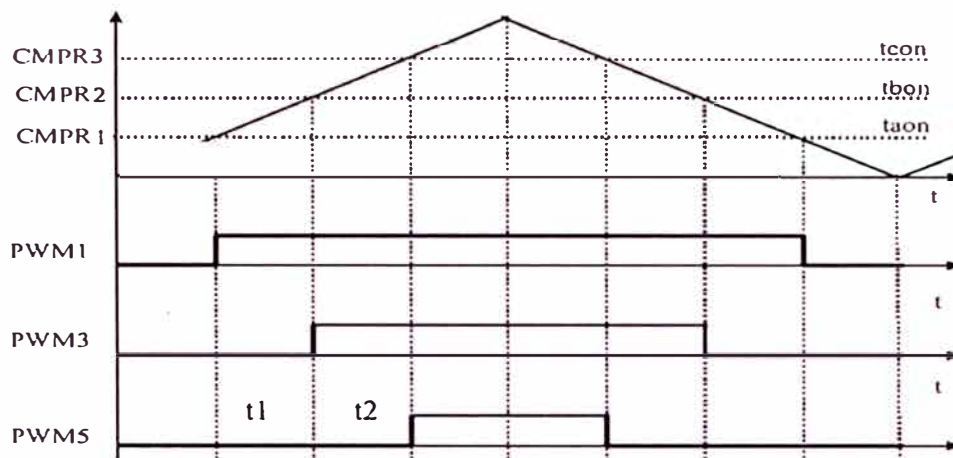


Fig. 4.26. Instantes de disparo de los pulsos SVPWM

Esta parte se puede visualizar en la Fig. 4.27.

4.3.3 Motor de inducción trifásico de jaula de ardilla

La Fig. 4.28 es el bloque de máxima jerarquía del bloque funcional Motor de inducción trifásico de jaula de ardilla.

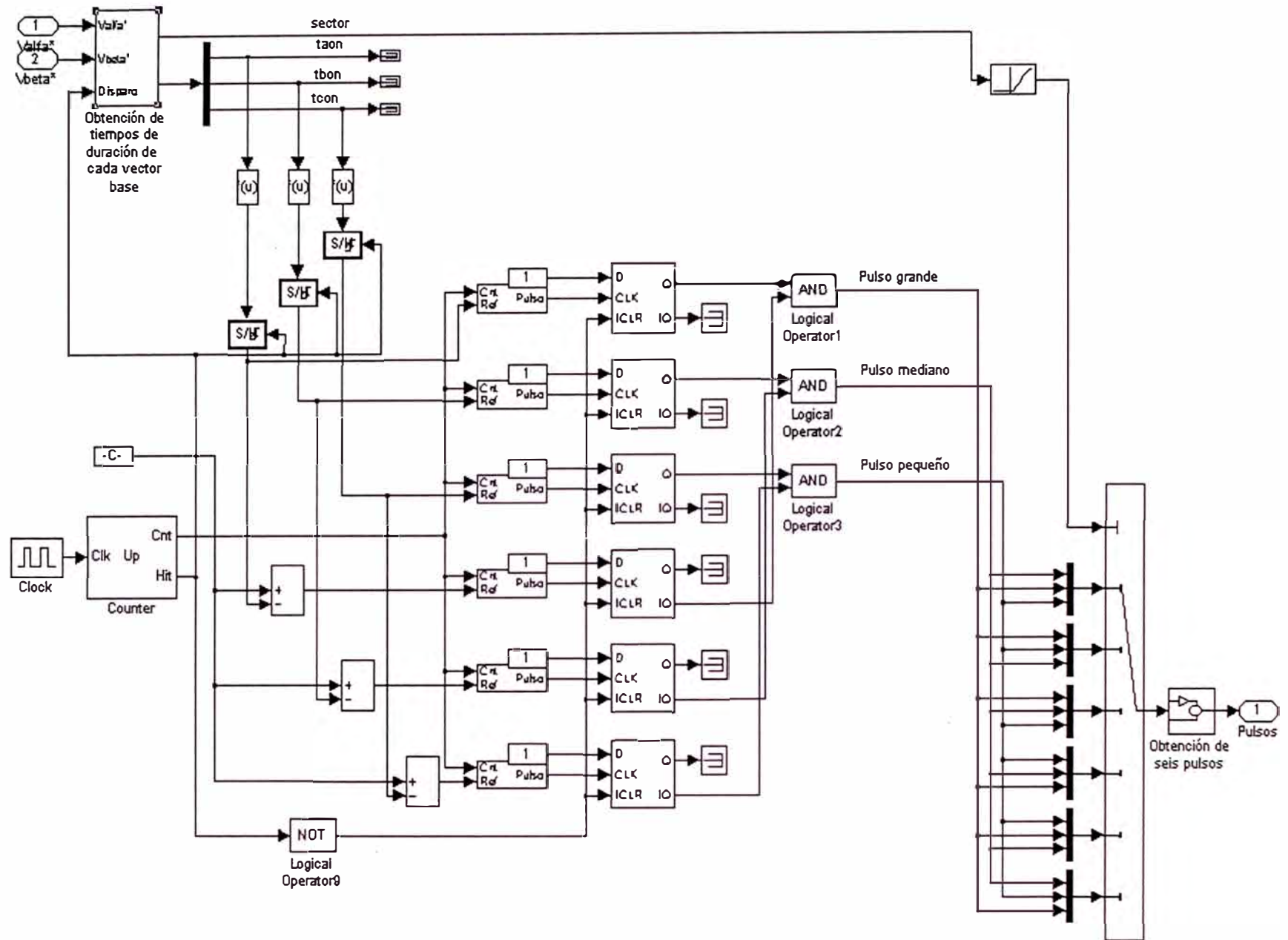


Fig. 4.27. Determinación de los instantes de disparo de los pulsos de la secuencia SVPWM

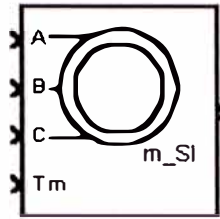


Fig. 4.28. Bloque funcional Motor de inducción trifásico de jaula de ardilla

Por dentro, este modelo contiene al sistema de varios subbloques funcionales. Esto se presenta en la Fig. 4.29.

Para mayor claridad, se mostrará el contenido de cada bloque funcional.

4.3.3.1. Bloque $abc \Rightarrow dq$

Se ve en la Fig. 4.30.

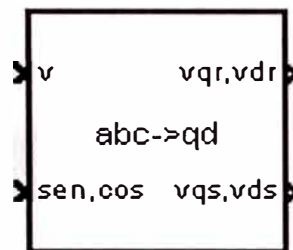


Fig. 4.30. Bloque funcional Transformación $abc \Rightarrow dq$

Por dentro, este bloque implementa el sistema de la Fig. 4.31.

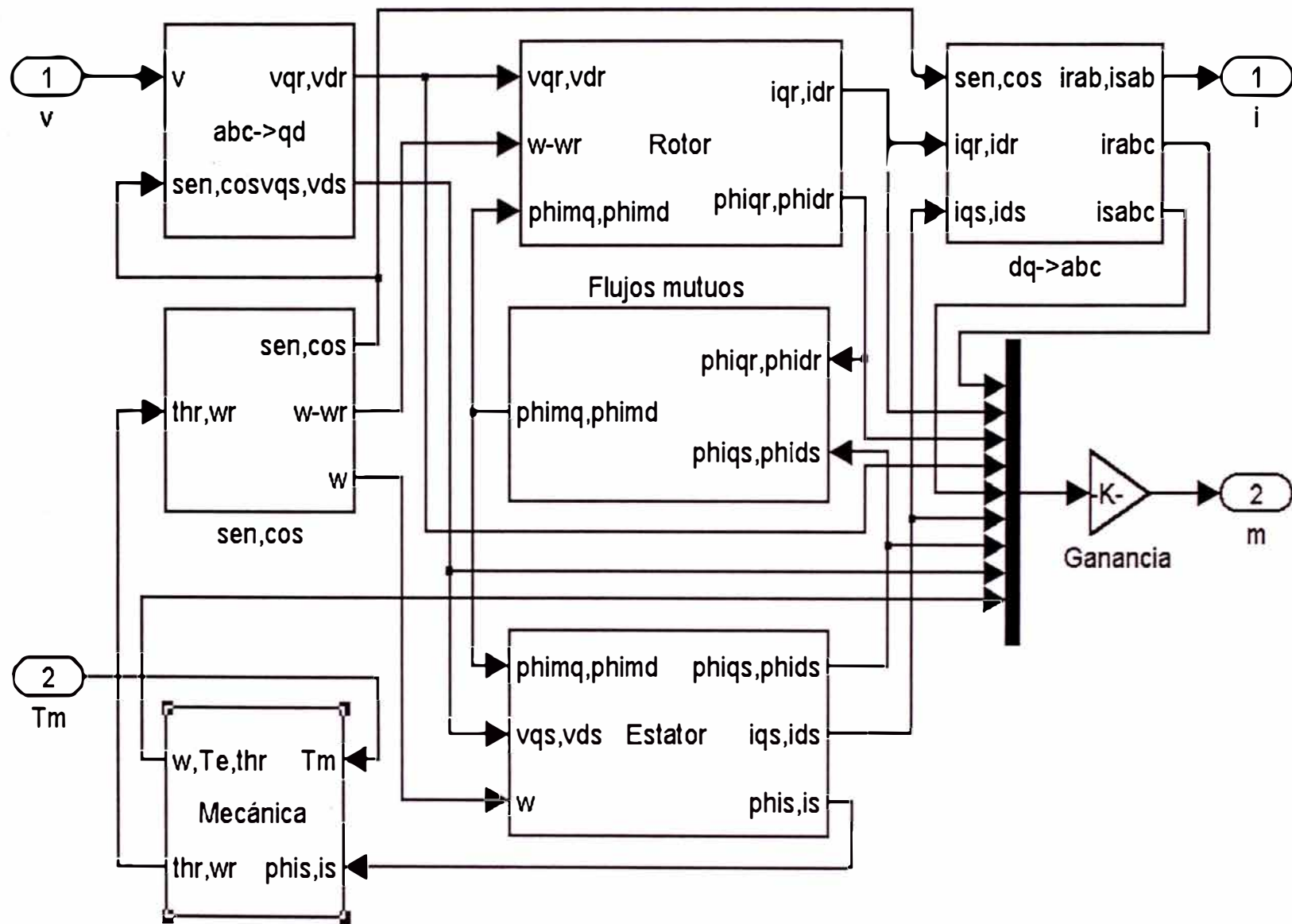


Fig. 4.29. Sistema de subbloques funcionales del bloque funcional Motor de inducción trifásico de jaula de ardilla

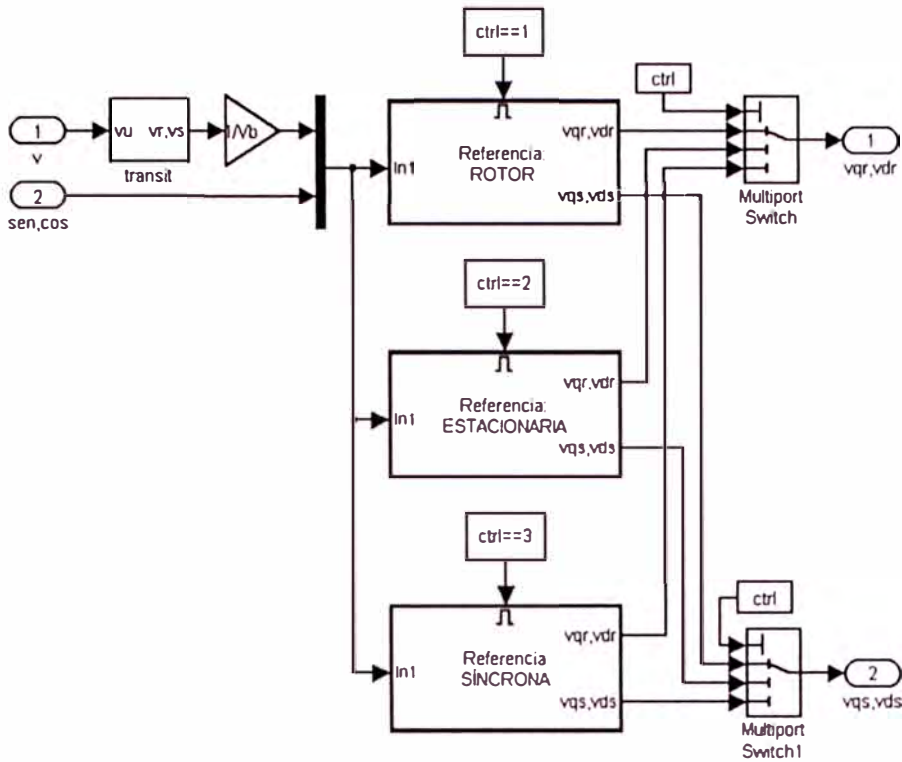


Fig. 4.31. Estructura del bloque Transformación $abc \Rightarrow dq$

4.3.3.2. Bloque sen, cos

En la Fig. 4.32 observamos al bloque funcional sen, cos.

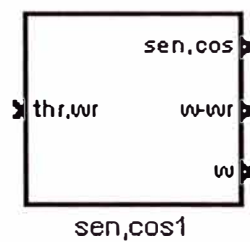


Fig. 4.32. Bloque funcional sen, cos

Por dentro, este bloque implementa el sistema de la Fig. 4.33.

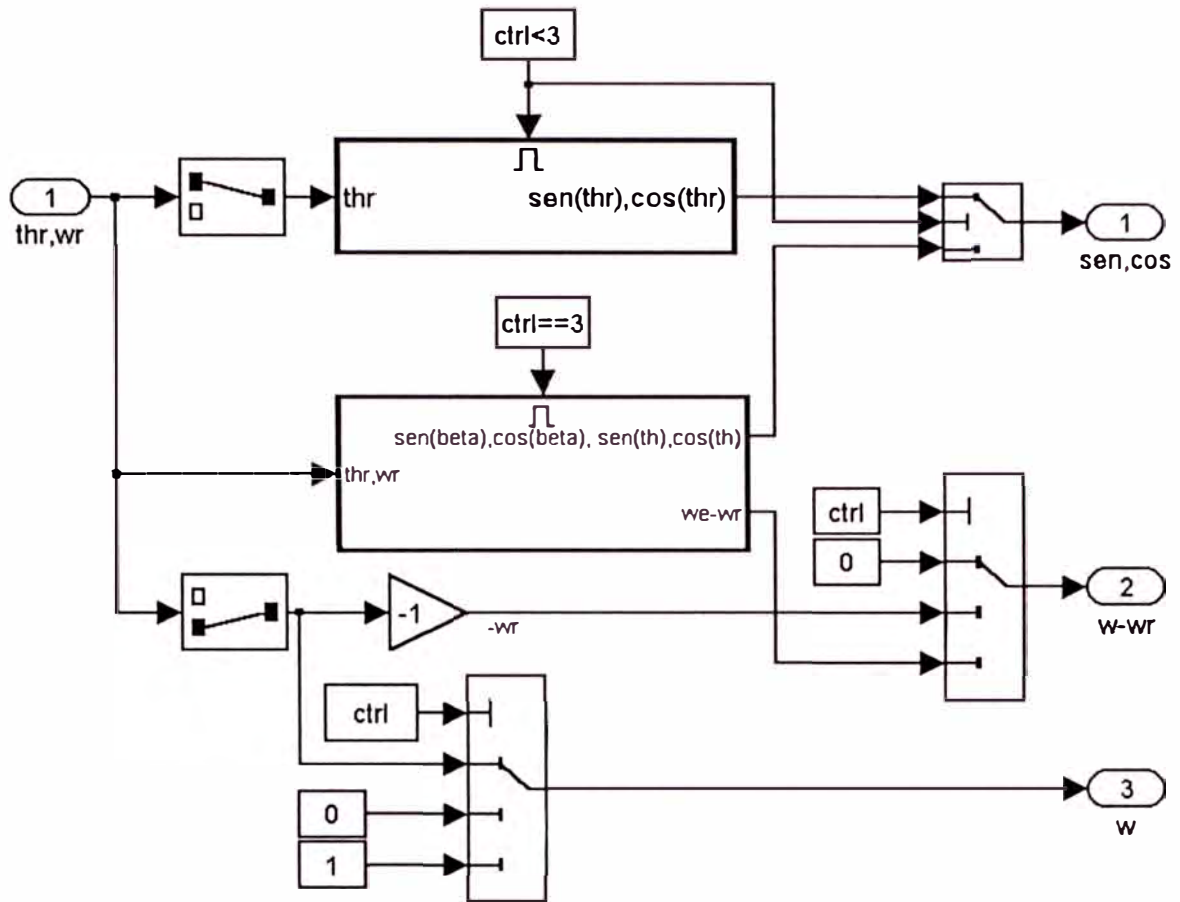


Fig. 4.33. Estructura del bloque funcional sen, cos

4.3.3.3. Bloque Mecánica

En la Fig. 4.34 se observa el bloque funcional Mecánica que implementa las ecuaciones mecánicas del motor de inducción trifásico de jaula de ardilla.

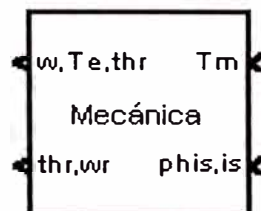


Fig. 4.34. Bloque funcional Mecánica

Por dentro, este bloque implementa el sistema de la Fig. 4.35.

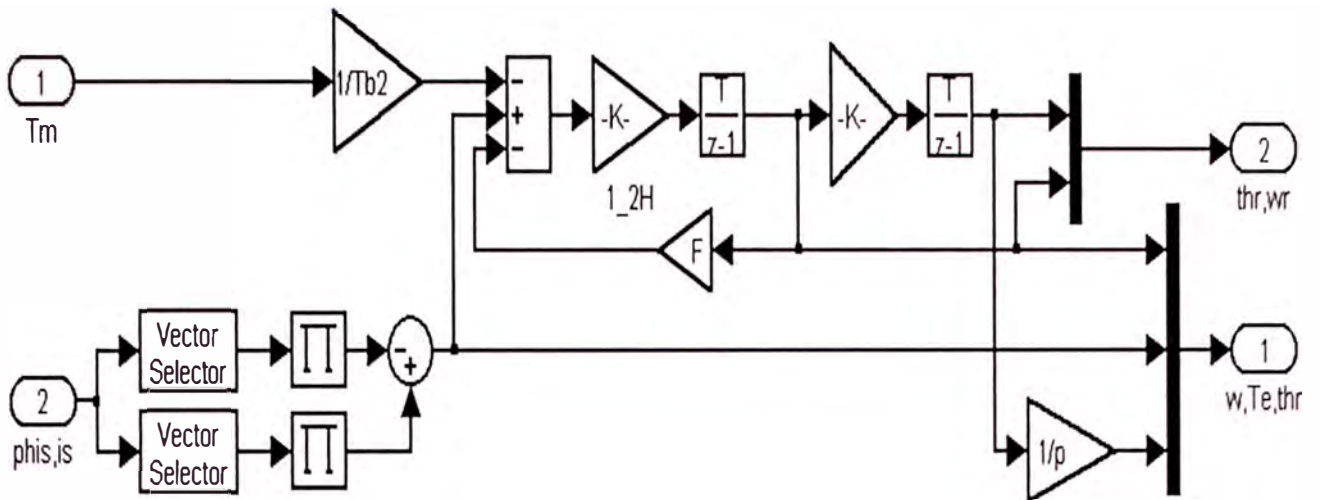


Fig. 4.35. Estructura del bloque funcional Mecánica

4.3.3.4. Bloque Rotor

El bloque rotor se ve en la Fig. 4.36.

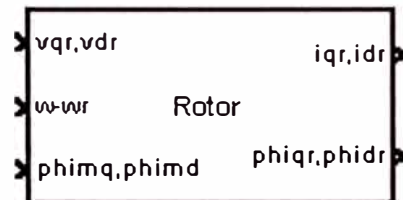


Fig. 4.36. Bloque funcional Rotor

Por dentro, este bloque implementa el sistema que se muestra en la Fig. 4.37.

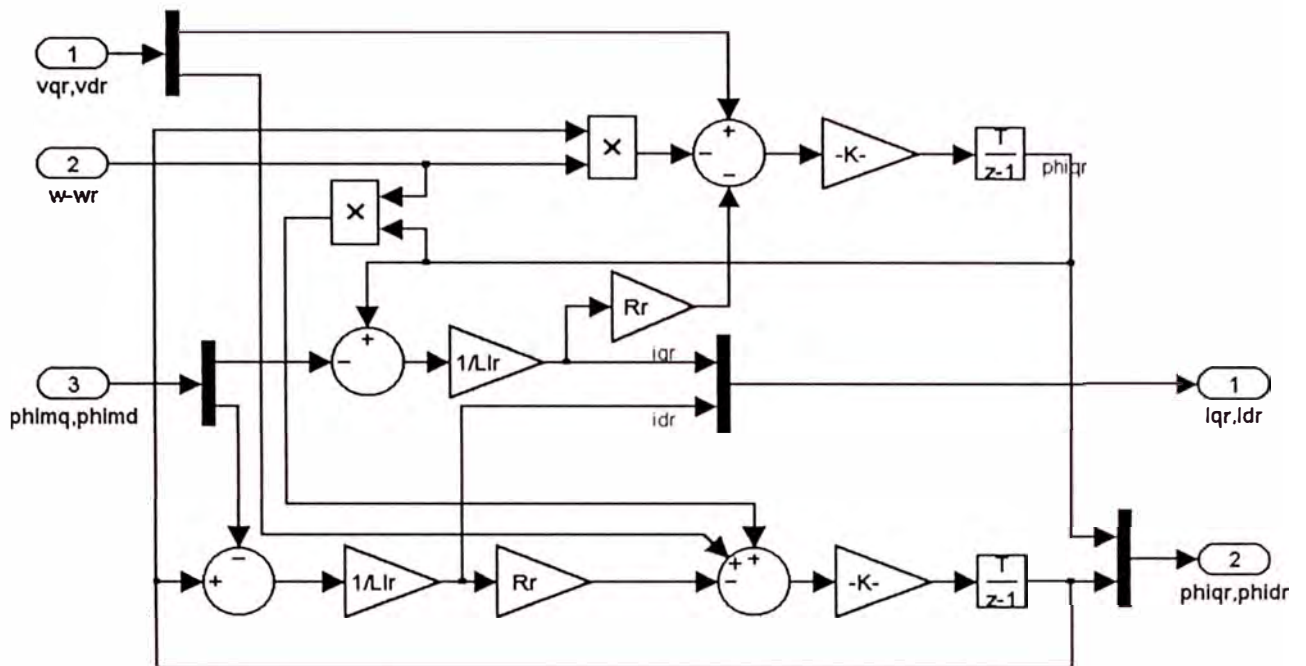


Fig. 4.37. Estructura del bloque funcional Rotor

4.3.3.5. Bloque Flujos Mutuos

El bloque funcional Flujos Mutuos se muestra en la Fig. 4.38.

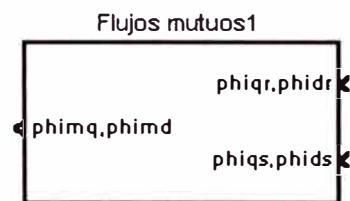


Fig. 4.38. Bloque funcional Flujos Mutuos

Por dentro, este bloque implementa el sistema que se muestra en la Fig. 4.39.

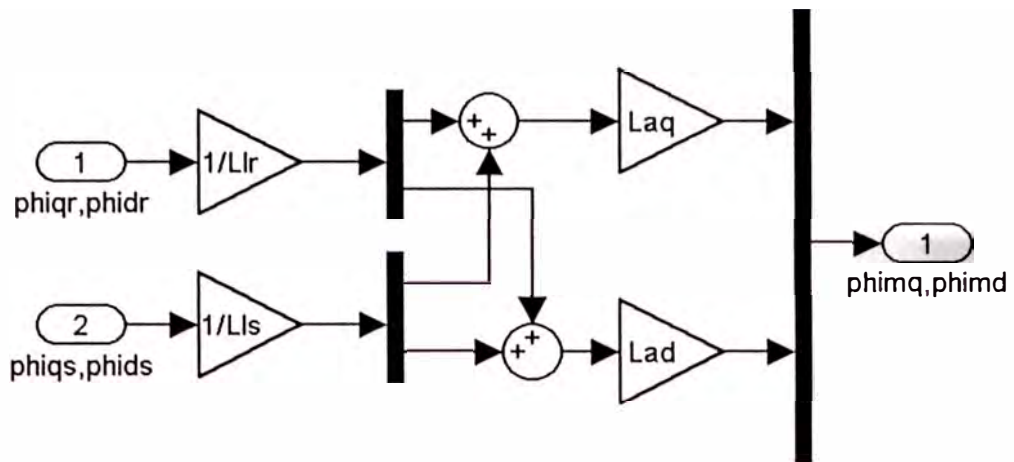


Fig. 4.39. Estructura del bloque funcional Flujos Mutuos

4.3.3.6 Bloque funcional Estator

El bloque funcional Estator se muestra en la Fig. 4.40.

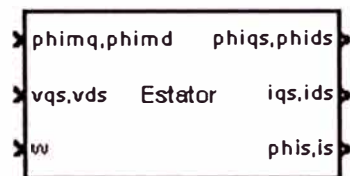


Fig. 4.40. Bloque funcional Estator

Por dentro, este bloque implementa el sistema que se muestra en la Fig. 4.41.

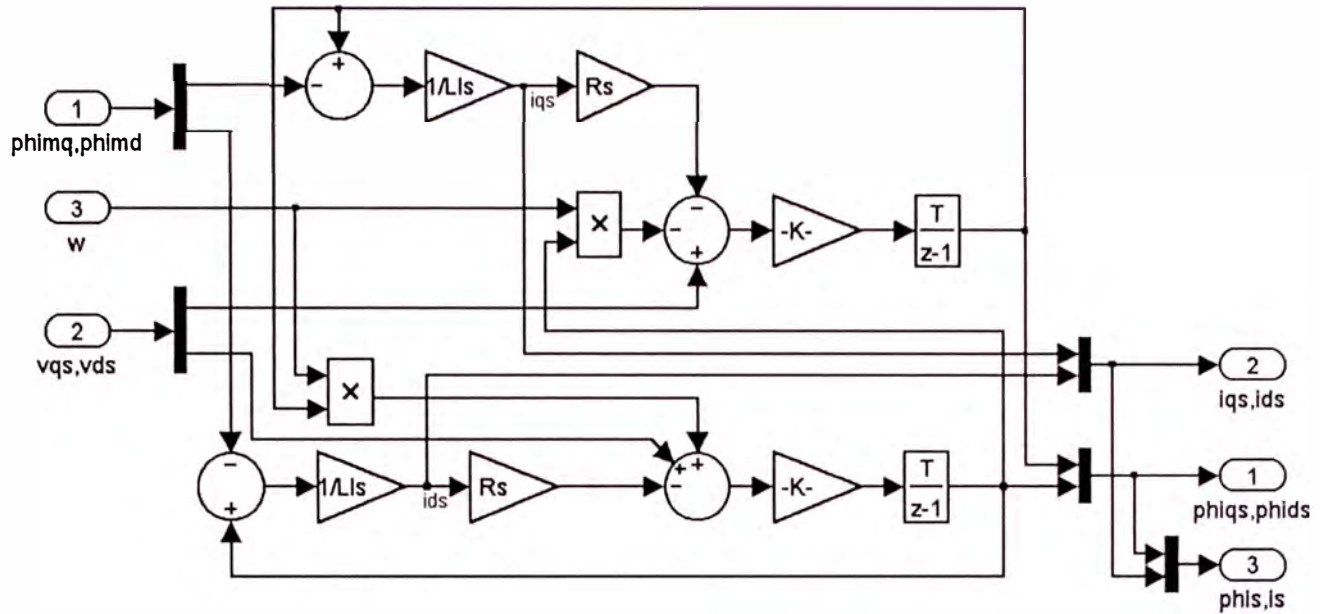


Fig. 4.41. Estructura del bloque funcional Estator

4.3.3.7 Bloque dq => abc

El bloque funcional dq => abc se muestra en la Fig. 4.42.

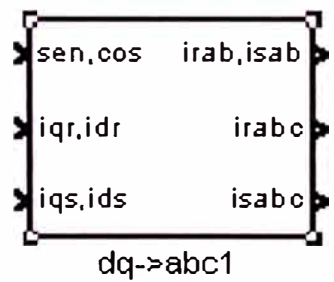


Fig. 4.42. Bloque funcional dq=>abc

Por dentro, este bloque implementa el sistema que se muestra en la Fig. 4.43.

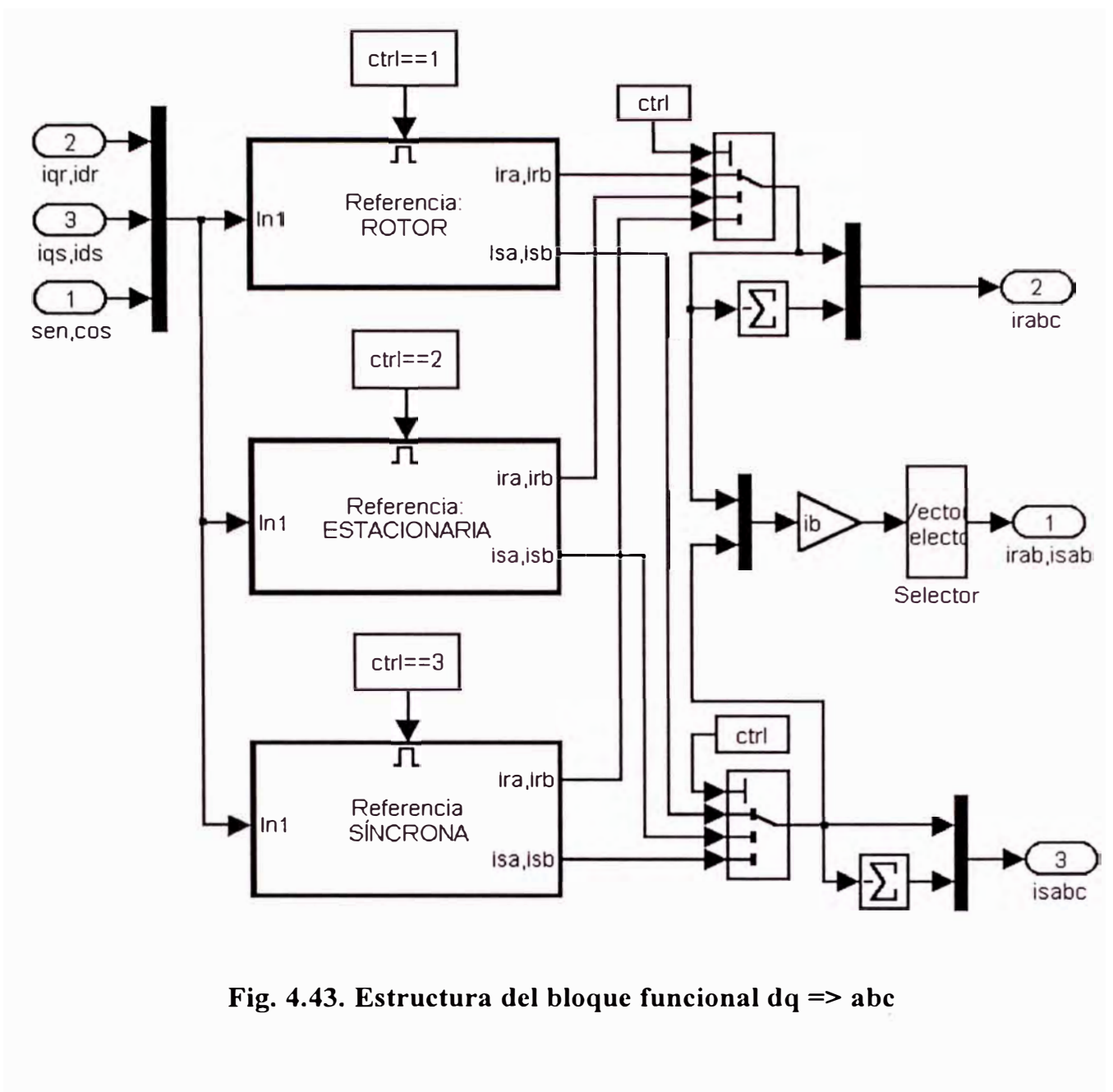


Fig. 4.43. Estructura del bloque funcional dq => abc

4.4. La sintonización de los controladores PI

Se ha visto conveniente desarrollar esto en un apartado, el ANEXO D.

CAPÍTULO V IMPLEMENTACIÓN DEL SISTEMA DE CONTROL

La implementación del sistema de control y del modulador SVPWM se realizó en ASSEMBLER sobre la arquitectura del DSP TMS320F240 de Texas Instruments.

5.1 El motor de inducción trifásico de jaula de ardilla de SIEMENS SCHUCKERTWERKE

Magnitud	Valor
Potencia nominal	3 KW
Tensión nominal	380 V rms
Corriente nominal	6,7 A
Velocidad nominal	1720 rpm
Número de pares de polos	2
Factor de deslizamiento	0,05
Torque nominal	16,6557Nm
Resistencia del estator(R_s)	0,68 Ω
Inductancia mutua(L_H)	84,67 mH
Inductancia propia del estator($L_{\sigma s}$)	13 mH
Inductancia del estator($L_s=L_{\sigma s}+L_H$)	97,97 mH
Inductancia propia del rotor($L_{\sigma R}$)	13 mH
Inductancia del rotor($L_R=L_{\sigma s}+L_H$)	97,97 mH
Resistencia del rotor(R_R)	0,83 Ω
Inercia del rotor	0,002 Kg m^2

Tabla 5.1. Características del motor de inducción trifásico utilizado en nuestra implementación

Se trata de un motor de jaula de ardilla trifásico de conexión en estrella cuyos parámetros se especifican en la tabla 5.1.

5.2 El motor/generador de CC de SIEMENS SCHUCKERTWERKE

Las características de esta máquina se presentan en la tabla Tabla 5.2, en la tabla 5.3 y en la tabla 5.4.

Máquina de péndulo tipo AQG592 - 4	
NoN	619347
CI aislamiento	
Polo paralelo	E
Polo Auxiliar	B
Induc.	B

Tabla 5.2. Primera tabla de características del motor de CC utilizado como carga en nuestra implementación

V	A	rpm	KW
150	24	1300	4,5
136-220	25	1000-1800	2,5-4,5
220	25-26	1800-3600	4,5

Tabla 5.3. Segunda tabla de características del motor de CC utilizado como carga en nuestra implementación

Excitación separada	
220V - 50V	
1,3A - 0,3 A	
Vent. Separada	0,05m ³ /s
n _{máx}	4500rpm

Tabla 5.4. Tercera tabla de características del motor de CC utilizado como carga en nuestra implementación

5.3 El inversor de tensión marca SEMIKRON

Básicamente, es un conjunto de seis IGBT controlados por un driver de SEMIKRON, el SKHI22A. Este driver requiere de una tensión de alimentación de 15 V. Alimentarlo con menos tensión o producir un cruce (intentar encender los dos IGBT de una misma rama al mismo tiempo) causa que el driver se apague, protegiendo a los IGBT. Así mismo, genera un tiempo muerto constante de 3.25 microsegundos, razón por la cual no es necesario generarlo por software.

La tensión de alimentación máxima que acepta este inversor es 600 V y los IGBT soportan una corriente de hasta 35 A.

Algunas otras características importantes de este inversor se pueden revisar en el anexo E de este documento

5.4 El codificador incremental óptico marca IVO

Es un codificador incremental con una resolución de dos canales de 500 pulsos por revolución cada uno.

5.4.1 Cálculo de la velocidad

Se ha hecho de dos formas. La primera consiste en contabilizar el número de pulsos en cuadratura durante un determinado intervalo de tiempo mientras que la segunda, en contar el número de pulsos de reloj del CPU(DSP) preescalado que se produce entre flanco y flanco de uno de los canales de los pulsos en cuadratura que arroja el codificador incremental no absoluto empleado. Esta segunda forma demostraría su eficacia a niveles de baja velocidad. Sin embargo, no se debe olvidar que esta debería ser actualizada en intervalos de tiempo mucho mayores que las corrientes ya que la respuesta de la velocidad de nuestro motor es mucho más lenta que la de sus corrientes; de lo contrario, el PI de la velocidad tendría un desempeño pobrísimo.

Para el primero de nuestros métodos, actualizaremos la velocidad cada diez periodos de muestreo(cada 1ms). El algoritmo consiste en multiplicar la velocidad sensada cada milisegundos por una constante que convertirá los pulsos contabilizados en rad/s. Esta constante es:

$$K_{vel} = \frac{344\pi}{3}$$

5.5 El sensor de corriente marca AMPLOC

Las características del sensor de corriente de efecto Hall de AMPLOC se dan en la tabla 5.5 y en la tabla 5.6.

Características eléctricas	
• Corriente nominal(I_n)	$\pm 50A$ rms
• Rango de corriente	$0 \sim \pm 400A$ pico*
• Corriente de salida nominal	50mA
• Relación de vueltas	1000/1
• Resistencia de medición (R_m)	1000/1
• Precisión global a 25°C	0.5%
• Tensión de alimentación	$\pm 12V \sim \pm 18V$
• Consumo de corriente	15mA + corriente de salida

* Con una alimentación de $\pm 18 V$, con $R_m \leq 1\Omega$, a 25°C

Tabla 5.5. Características eléctricos del sensor de corriente de AMPLOC

Desempeño dinámico	
• Corriente de offset	Max. 0.2mA (25°C)
• Corriente de offset de drenado térmico	Max. 0.25mA (0°C a 70°C)
• Linealidad	Mayor que 0.1%
• Tiempo de respuesta	Mayor que 1 μ s
• di/dt:	Mayor que 50A/ μ S
• Rango de frecuencias	DC a 100KHz

Tabla 5.6. Desempeño dinámico del sensor de corriente de efecto Hall de AMPLOC

5.5.1. Acondicionamiento de las señales de corriente

La estructura FOC que se está desarrollando requiere dos corrientes de fase como entrada. Para ello, se necesita un par de transductores en un par de líneas de alimentación del motor de inducción.

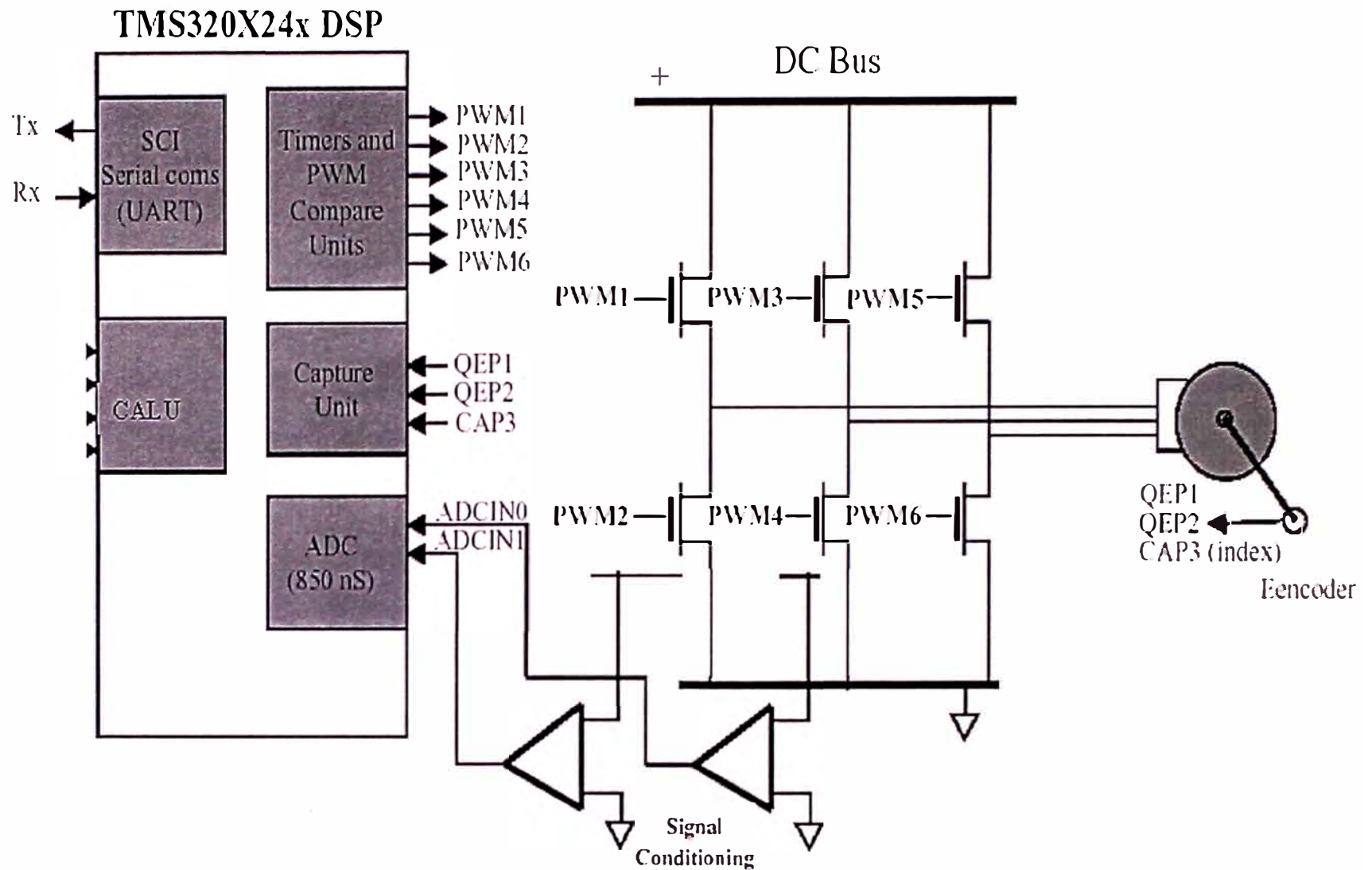


Fig. 5.- Esquema de la implementación del sistema de control por campo orientado

La salida del sensor de corriente necesita ser acondicionada y llevada al formato 4.12 en valor real.

Una ilustración de este hecho se observa en la Fig. 5.1.

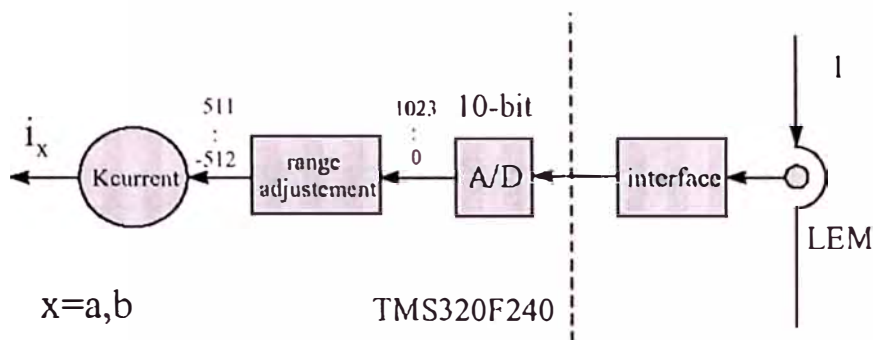


Fig. 5.1. Esquema para el sensado de la velocidad

Se nota que la señal de salida del sensor de efecto Hall puede ser negativa o positiva. Por lo tanto, la interfase en cuestión debería llevar los valores sensados al rango 0 V – 5 V para conseguir que el ADC pueda leer los valores positivos y los valores negativos. Esto se consigue con el circuito de la Fig. 5.2. Es básicamente un circuito de acondicionamiento de señal. Transforma el equivalente a 10 A, en tensión, a una tensión de 0 a 5 V.

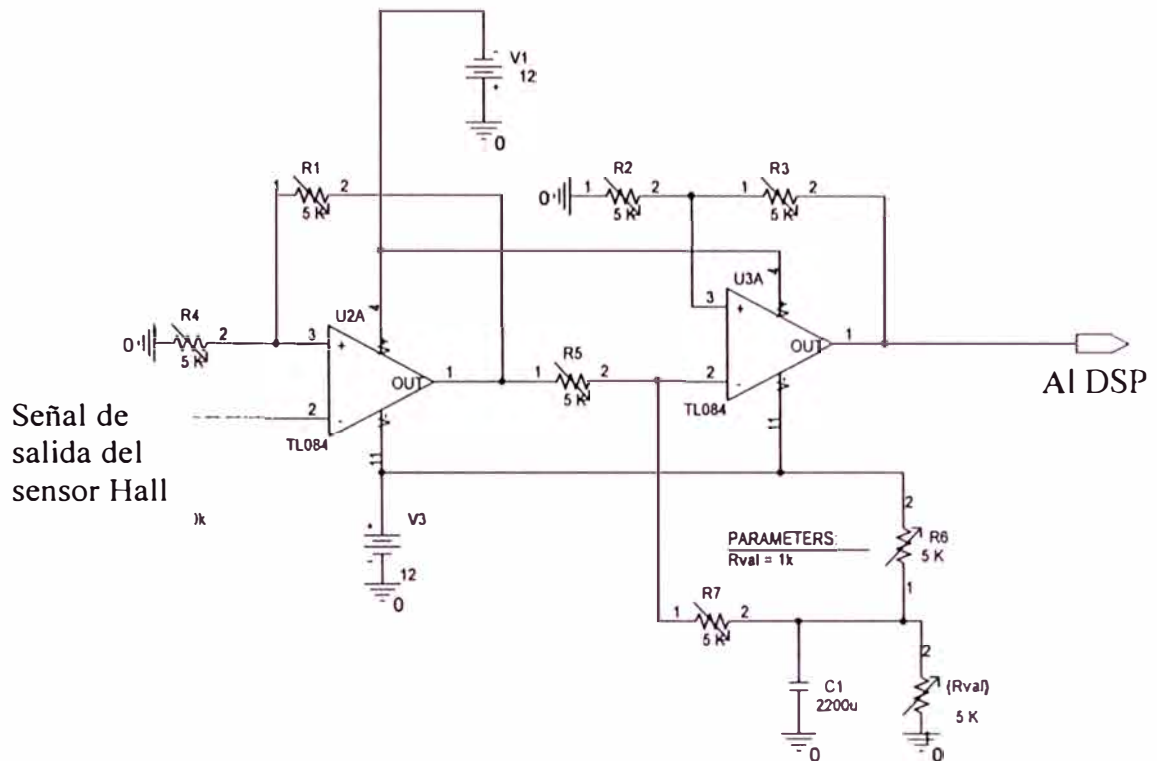


Fig. 5.2. Circuito de acondicionamiento de las corrientes de fase de entrada

Para llevar la corriente sensada al formato 4.12 en valor real, se deberá multiplicarla por una constante de acondicionamiento:

$$K_{current} = \frac{10 * 4096}{512}$$

A continuación, el código que permite hacer el sensado y el acondicionamiento de la señal.

```
*****
* Muestreo de corriente - conversiones AD
* Sólo tomaremos 10 bits(LSB)
*****
```

```
clrc SXM
```

Muestreo:

```
ldp #0e0h
bit ADCTRL1,8
bnd Muestreo,TC
lacc ADCFIFO1,10
```

```

ldp #MisVariables
sach tmp
lacl tmp
and #3ffh
sub #512
sac1 tmp
lt tmp
mpy Kcurrent
pac
sac1 ia
ldp #DP PF1
lacc ADCFIFO2,10
ldp #MisVariables
sach tmp
lacl tmp
and #3ffh
sub #512
sac1 tmp
lt tmp
mpy Kcurrent
pac
sac1 ib

```

* Término del muestreo de corriente - conversiones AD

5.6 La tarjeta de evaluación del DSP TMS320F240 marca VARITEK

5.6.1 El diagrama de flujo del algoritmo implementado

Aquí se deberá revisar al ANEXO B.

5.6.2 El diagrama de tiempos del algoritmo implementado

Aquí se deberá revisar al ANEXO C.

5.6.3 La transformación de Clarke en ASSEMBLER

Ya ha sido extensamente discutida. Sólo se presentará el código en ASSEMBLER correspondiente.

```

*****
* Transformación de Clarke
* (a,b) -> (alfa,beta)
* iSalfa = ia
* iSbeta = (2 * ib + ia) / sqrt(3)
*****
                lacc    ia
                sacl    iSalfa
                sfr
                add    ib
                sacl    tmp
                lt     tmp
                mpy    Sqrt3inv_
                pac
                sach    iSbeta,l
*****
* Fin de la transformación de Clarke
*****

```

5.6.4 La obtención de la función seno y de la función coseno en ASSEMBLER

Para poder generar los valores de seno y de coseno, se requiere de una tabla de senos y de direccionamiento indirecto lo que se hará mediante el registro auxiliar AR5. Teniendo en cuenta el uso de la memoria y de la precisión de la posición, se utilizará una tabla con 256 palabras para representar el rango del intervalo $[0;2\pi]$. Se tendrá que hacer ocho corrimientos hacia la derecha. Esta nueva posición (valor entero de 8 bits) es utilizado como puntero(variable index) para el acceso a la tabla. La salida de la tabla es el $\text{sen}(\theta_{cm})$ en formato 4.12. Todo esto se ve en la Fig. 5.3.

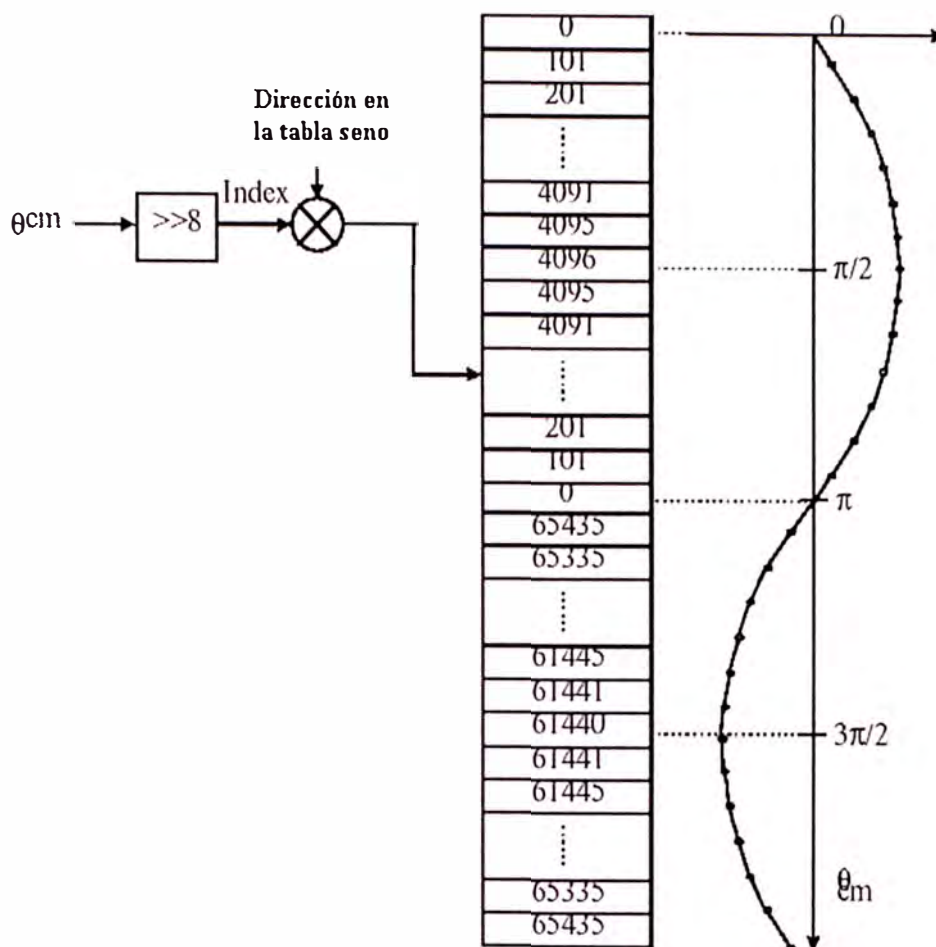


Fig. 5.3. Obtención del seno y del coseno del ángulo del flujo del rotor del modelo de corriente

Nota: Para obtener el valor del coseno, $256/4 = 40h$ se debe sumar Index al valor del seno.

A continuación, el código en ASSEMBLER de esta rutina.

```
*****
* Cálculo del sen(Teta_cm), cos(Teta_cm)
*****
        mar          *,ar5
        lt           Teta_cm
        mpyu        SR8BIT_
        pac
```

```

sach          ndex
lacl         Index
and          #0ffh
add          #sintab
sac1         tmp
lar          ar5,tmp
lacl         *
sac1         sinTeta_cm
lacl         Index
sub          #192
bend        PrimeraParteCoseno,GEQ
lacl         Index
add          #40h
and          #0ffh
add          #sintab
sac1         tmp
lar          ar5,tmp
lacc        *
sac1         cosTeta_cm
b           VisualizamosSenoyCoseno
PrimeraParteCoseno
add          #sintab
sac1         tmp
lar          ar5,tmp
lacc        *
sac1         cosTeta_cm
VisualizamosSenoyCoseno

```

5.6.5 La transformación de Park en ASSEMBLER

Esto ha sido extensamente discutido en el apartado 3.2.2.

Aquí brindaremos el código de su implementación en ASSEMBLER.

```

*****
* Transformación de Park
* (alfa, beta)->(d,q)
* iSd=iSalfa*cos(Teta_cm)+iSbeta*sin(Teta_cm)
* iSq=-iSalfa*sen(Teta_cm)+iSbeta*cos(Teta_cm)
*****
ParkTransformation
          zac
          spm          l
          lt           iSbeta

```

```

        mpy          sinTeta_cm
        lta          iSalfa
        spm          0
        mpy          cosTeta_cm
        mpya         sinTeta_cm
        sach         iSd,4
        zac
        lt           iSbeta
        mpys         cosTeta_cm
        spm          1
        apac
        spm          0
        sach         iSq,4
*****
* Fin de Transformación de Park
*****

```

5.6.6 El modelo de corriente en ASSEMBLER

Ha sido discutido en el apartado 3.2.3 de este documento.

Aquí, el código en ASSEMBLER.

```

*****
* Modelo de corriente
*****
        lacc          n
        sfr
        sfr
        sacl          n
        zac
        sub           i_mr
        rpt           #3
        sfr
        add           iSd
        sacl          tmp
        spm           2
        lt            tmp
        mpy           Kr_
        pac
        spm           0
        sach          tmp,4
        lacc          i_mr
        sacl          i_mrshadow
        abs

```

```

rpt #3
sfr
sacl tmp1
lacc tmp
add i_mr
sacl i_mr
lacc i_mr
bcnd i_mrKplus1DiferenteaCero,NEQ
zac
sacl tmp
b i_mrCero
i_mrKplus1DiferenteaCero
lacc iSq
abs
sacl tmp
lacc tmp,10
rpt #15
subc tmp1
sacl tmp
bit iSq,0
bcnd i_mrCero,NTC
lacc tmp
neg
sacl tmp
i_mrCero
ldp #MisVariables
lt Kt_ ;5.11(positivo)
mpy tmp ;6.10(positivo)
pac
sach fsmenosvelocidad
lacc fsmenosvelocidad
add n
sacl fs
lacc fs
abs
sacl tmp
lt tmp
mpy K_
pac
rpt #2
sfr
sach tetaincr
bit fs,0
bcnd fs_neg,TC
lacc tetaincr
adds Teta_cm

```


	sacl	Teta_cm
	b	DebilitamientodeCampo
fs_neg	lacl	Teta_cm
	subs	tetaincr
	sacl	Teta_cm

5.6.7 Los reguladores PI en ASSEMBLER

Los reguladores PI son implementados con saturación en la rama integral, saturación a la salida y con componente integral de corrección (tal y como aparece en la parte teórica y en la parte de simulación). Se tiene que las constantes K_{pi} , K_i y K_{cor} son seleccionadas basadas en el periodo de muestreo de la señal (100 us) y en los parámetros del motor. Así, se tiene para los lazos de corriente

$$K_{pi_q} = 4000 \quad ; \text{en formato 8.8}$$

$$K_{i_q} = 4000 \quad ; \text{en formato 1.15}$$

$$K_{cor_q} = 1000h \quad ; \text{en formato 1.15}$$

$$K_{pi_d} = 20480 \quad ; \text{en formato 8.8}$$

$$K_{i_d} = 8000 \quad ; \text{en formato 1.15}$$

$$K_{cor_d} = 8000 \quad ; \text{en formato 1.15}$$

De la misma forma, para el lazo de velocidad:

$$K_{pi_n} = 2000 \quad ; \text{en formato 8.8}$$

$$K_{i_n} = 12000 \quad ; \text{en formato 1.15}$$

$$K_{cor_n} = 12000 \quad ; \text{en formato 1.15}$$

A continuación, la rutina correspondiente del regulador de velocidad uno de ellos.

* Regulador PI

* Se utiliza el método de integración trapezoidal.

	lacc	iSqref,6	
	sac1		tmp
	lacc		tmp
	sub		iSq
	sfr		
	sfr		
	sac1		epiq
	lacc		xiq,14
	lt		epiq
	mpy	Kpiq_	
	apac		
	sach		upi,2
	bit		upi,0
	bcnd		upiMayorqueCeroq,NTC
	lacc		Vmin_
	sfr		
	sfr		
	sub		upi
	bcnd		SatNegq,GT
	lacc		upi
SatNegq	b		Salidasq
	lacc		Vmin_
	sfr		
	sfr		
upiMayorqueCeroq	b		Salidasq
	lacc		Vmax_
	sfr		
	sfr		
	sub		upi
	bcnd		SatPosq,LT
	lacc		upi
SatPosq	b		Salidasq
	lacc		Vmax_
	sfr		
Salidasq	sfr		
	sac1		vSqref
	sub		upi
	sac1		elpi

	lt	epiq
	mpy	Kiq_
	pac	
	sach	tmp,2
	lacc	tmp
	add	Kpi2q
	sac1	tmp
	lt	elpi
	mpy	Kcorq_
	pac	
	sach	tmp1,6
	lacc	tmp1
	add	tmp
	add	xiq
	sac1	xiq
	bit	xiq,0
	bend	MayorqueCeroxiq,NTC
	lacc	xiqCorsatmin_
	sub	xiq
	bend	SatNegxiq,GT
	lacc	xiq
	b	Salidasxiq
SatNegxiq		
	lacc	xiqCorsatmin_
	b	Salidasxiq
MayorqueCeroxiq		
	lacc	xiqCorsatmax_
	sub	xiq
	bend	SatPosxiq,LT
	lacc	xiq
	b	Salidasxiq
SatPosxiq		
	lacc	xiqCorsatmax_
Salidasxiq		
	sac1	xiq
	lt	epiq
	mpy	Kiq_
	pac	
	sach	Kpi2q,2

* Fin de Regulador PI

5.6.8 La transformada inversa de Park en ASSEMBLER

Esto ha sido discutido en el apartado 3.2.6.

Aquí se dará el código correspondiente

```
*****
* Transformación inversa de Park
* (d,q) -> (alfa,beta)
* vSbe_ref = vSqref * cos(Teta_cm) + vSdref * sen(Teta_cm)
* vSal_ref = -vSqref * sen(Teta_cm) + vSdref * cos(Teta_cm)
*****
                                lacc          #0
                                lt            vSdref
                                mpy          sinTeta_cm
                                lta          vSqref
                                mpy          cosTeta_cm
                                mpya         sinTeta_cm
                                sach         vSbe_ref,4
                                lacc          #0
                                lt            vSdref
                                mpys        cosTeta_cm
                                apac
                                sach         vSal_ref,4
```

5.6.9 El modulador SVPWM en ASSEMBLER

El basamento teórico referido a esta parte fue dado en el punto 3.2.8.

Se necesita como entradas a las tensiones de referencia $V_{s_{a_{ref}}}$ y $V_{s_{\beta_{ref}}}$ y a

la tensión de alimentación del inversor expresadas en cantidades por unidad(formato 4.12).

Se tendrá:

$$v_{DC} = \frac{V_{DC}}{V_{maxporfase}} = \frac{311}{311} = 1 = 2^{12}$$


```

pac
sach          X
lacc          X
sac1          tmp1
sac1          X,1
lt            VDCinvT
splk          #06000h,tmp
mpy          tmp
pac
sach          tmp
lt            tmp
mpy          vSal_ref
pac
sach          tmp,2
lacc          tmp
add           tmp1
sac1          Y
sub           tmp,1
sac1          Z

```

* Fin de Cálculo de las constantes X, Y y Z

*** Determinación de los sectores de sesenta grados

```

zac
sac1          sector
lacc          Vref1
bcnd          Vref1_neg,LEQ
lacc          sector
or            #1
sac1          sector
Vref1_neg
lacc          Vref2
bcnd          Vref2_neg,LEQ
lacc          sector
or            #2
sac1          sector
Vref2_neg
lacc          Vref3
bcnd          Vref3_neg,LEQ
lacc          sector
or            #4
sac1          sector
Vref3_neg

```

*** Fin de Determinación de los sectores de sesenta grados

*** T1 y T2 (= t1 y t2) Cálculo dependiendo del sector

```

lac1          sector

```

no1	sub	#1
	bcnd	no1,NEQ
no2	lacc	Z
	sac1	t1
no3	lacc	Y
	sac1	t2
no4	b	t1t2out
	lacc	sector
no1	sub	#2
	bcnd	no2,NEQ
no2	lacc	Y
	sac1	t1
no3	lacc	X
	neg	
no4	sac1	t2
	b	t1t2out
no1	lacc	sector
	sub	#3
no2	bcnd	no3,NEQ
	lacc	Z
no3	neg	
	sac1	t1
no4	lacc	X
	sac1	t2
no1	b	t1t2out
	lacc	sector
no2	sub	#4
	bcnd	no4,NEQ
no3	lacc	X
	neg	
no4	sac1	t1
	lacc	Z
no1	sac1	t2
	b	t1t2out
no2	lacc	sector
	sub	#5
no3	bcnd	no5,NEQ
	lacc	X
no4	sac1	t1
	lacc	Y
no1	neg	
	sac1	t2
no2	b	t1t2out

```

no5          lacc          Y
             neg
             sacl          t1
             lacc          Z
             neg
             sacl          t2

t1t2out

*** FIN de cálculo de t1 y t2
             lacc          t1
             add           t2
             sacl          tmp
             sub           #PWMPRD
             bcnd          nosaturation,LEQ

*** Saturación de t1 y de t2

             lacc          #PWMPRD,6
             rpt           #15
             subc          tmp
             sacl          tmp
             spm           3
             lt            tmp
             mpy           t1
             pac
             sacl          t1
             spm           3
             mpy           t2
             pac
             sacl          t2
             spm           0

*** Fin de saturación de t1 y de t2

nosaturation
*** Cálculo de taon, de tbon y de tcon
             lacc          #PWMPRD
             sub           t1
             sub           t2
             sfr
             sacl          taon
             add           t1
             sacl          tbon
             add           t2
             sacl          tcon

*** Fin del cálculo de taon, tbon y tcon

```


*** Cambio de sector

```

                                lacl          sector
                                sub            #1
                                bcnd          nosect1,NEQ
                                bldd          tbon,#CMPR1          ;sector 1
                                bldd          taon,#CMPR2
                                bldd          tcon,#CMPR3
                                b              restaurar

```

nosect1

```

                                lacl          sector
                                sub            #2
                                bcnd          nosect2,NEQ
                                bldd          taon,#CMPR1          ;sector 2
                                bldd          tcon,#CMPR2
                                bldd          tbon,#CMPR3
                                b              restaurar

```

nosect2

```

                                lacl          sector
                                sub            #3
                                bcnd          nosect3,NEQ
                                bldd          taon,#CMPR1          ;sector 3
                                bldd          tbon,#CMPR2
                                bldd          tcon,#CMPR3
                                b              restaurar

```

nosect3

```

                                lacl          sector
                                sub            #4
                                bcnd          nosect4,NEQ
                                bldd          tcon,#CMPR1
                                bldd          tbon,#CMPR2
                                bldd          taon,#CMPR3
                                b              restaurar

```

nosect4

```

                                lacl          sector
                                sub            #5
                                bcnd          nosect5,NEQ
                                bldd          tcon,#CMPR1
                                bldd          taon,#CMPR2
                                bldd          tbon,#CMPR3
                                b              restaurar

```

nosect5

```

                                bldd          tbon,#CMPR1
                                bldd          tcon,#CMPR2
                                bldd          taon,#CMPR3

```

*** Fin de Cambio de sector

5.7 La interfase DSP – INVERSOR(driver de tensión)

Básicamente, se trata de un circuito que convierte los pulsos TTL de entrada (salida SVPWM del DSP) en pulsos de salida de 15 V. Esto se consigue utilizando negadores a base de transistores polarizados a 15 V. El esquemático de tal circuito se presenta en la figura 5.4.

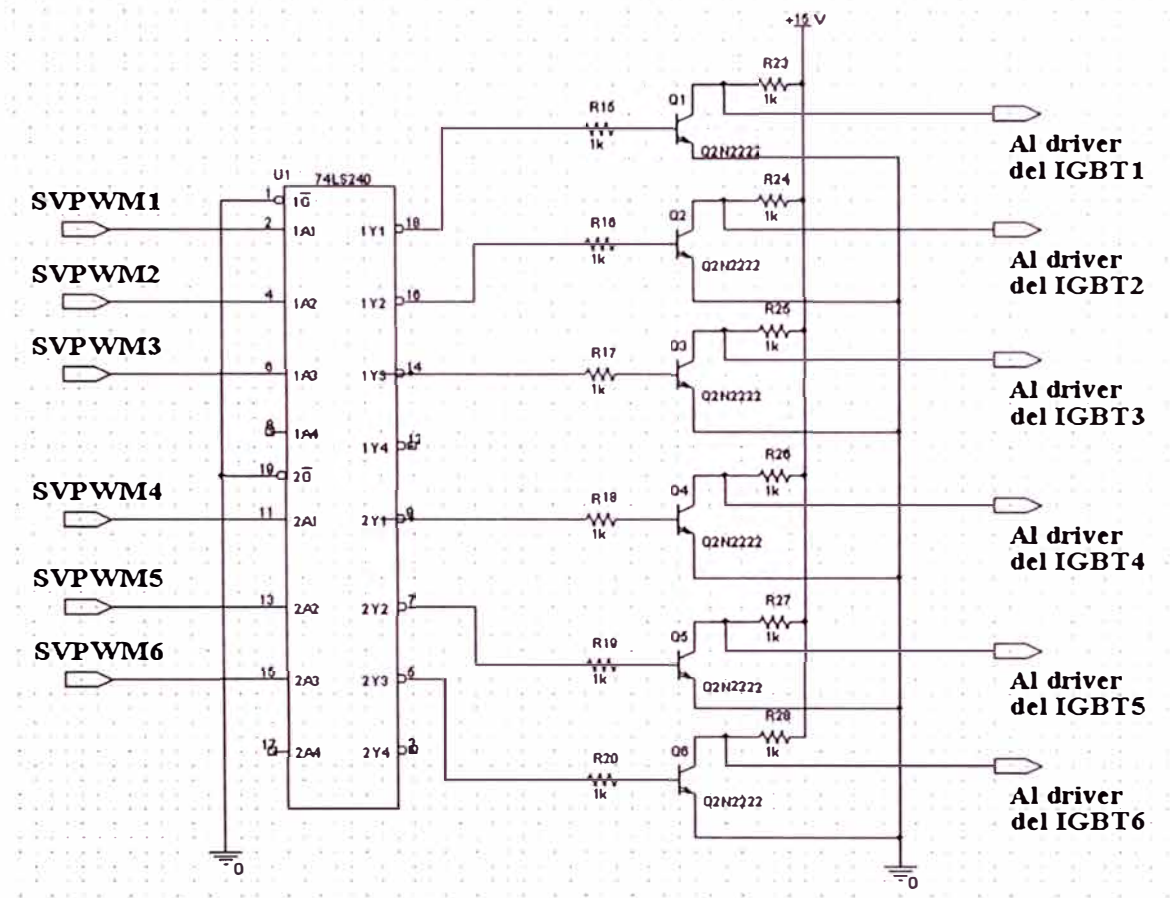


Fig. 5.4. Interfase DSP - Inversor

CAPÍTULO VI

RESULTADOS

En esta sección, presentaremos los resultados de la simulación y de la implementación.

El apartado 6.1 estará dedicado a los resultados de la simulación del sistema FOC. El apartado 6.2 abarcará los resultados de la implementación del sistema FOC. Finalmente, el apartado 6.3 comprenderá los resultados tanto de la simulación como de la implementación del modulador SVPWM.

6.1 Resultados de la simulación del sistema FOC

Someteremos a nuestro esquema de simulación a algunas pruebas fundamentales para confirmar su correcto funcionamiento.

Estas pruebas serán:

- Modificación de la velocidad de referencia en vacío con doble inversión en vacío
- Modificación de la velocidad de referencia en vacío con doble inversión con

carga

6.1.1 Modificación de la velocidad de referencia en vacío con doble inversión

Primeramente, aplicaremos una referencia de velocidad tal como se muestra en la Fig. 6.1. Las unidades de esta referencia están en rad/s.

En la Fig. 6.2 visualizamos el comportamiento de las corrientes estáticas ante este comportamiento de la velocidad, así como el de la velocidad retórica. Notamos que existe un pequeño error de estado estable.

En la Fig. 6.3 visualizamos el comportamiento de la corriente de flujo y de la corriente de torque. El desacoplamiento de ambas corrientes es evidente y óptimo. Viendo las figuras 6.1-3 podemos decir que tanto el desempeño dinámico como el desempeño de estado estable de nuestro sistema implementado son bastante buenos; sin lugar a dudas, nos encontramos frente a un esquema de control de alta performance.

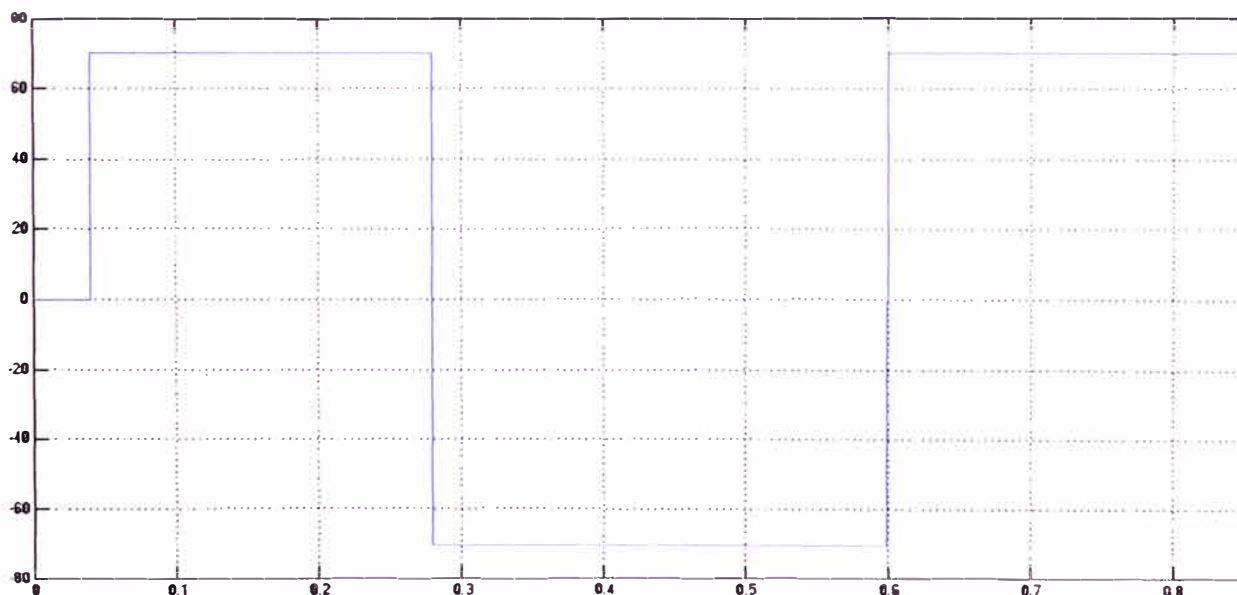


Fig. 6.1. Definición de la velocidad de referencia de nuestro esquema de control sin carga

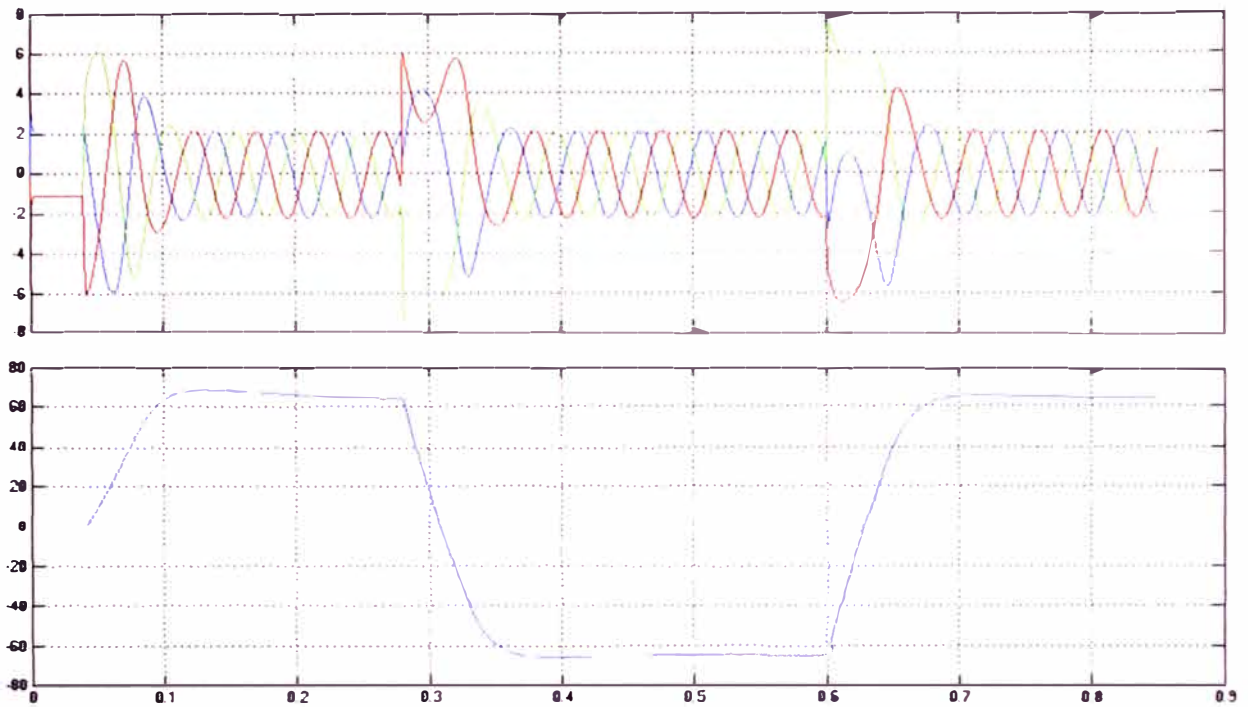


Fig. 6.2. Comportamiento de las corrientes estáticas y de la velocidad del rotor

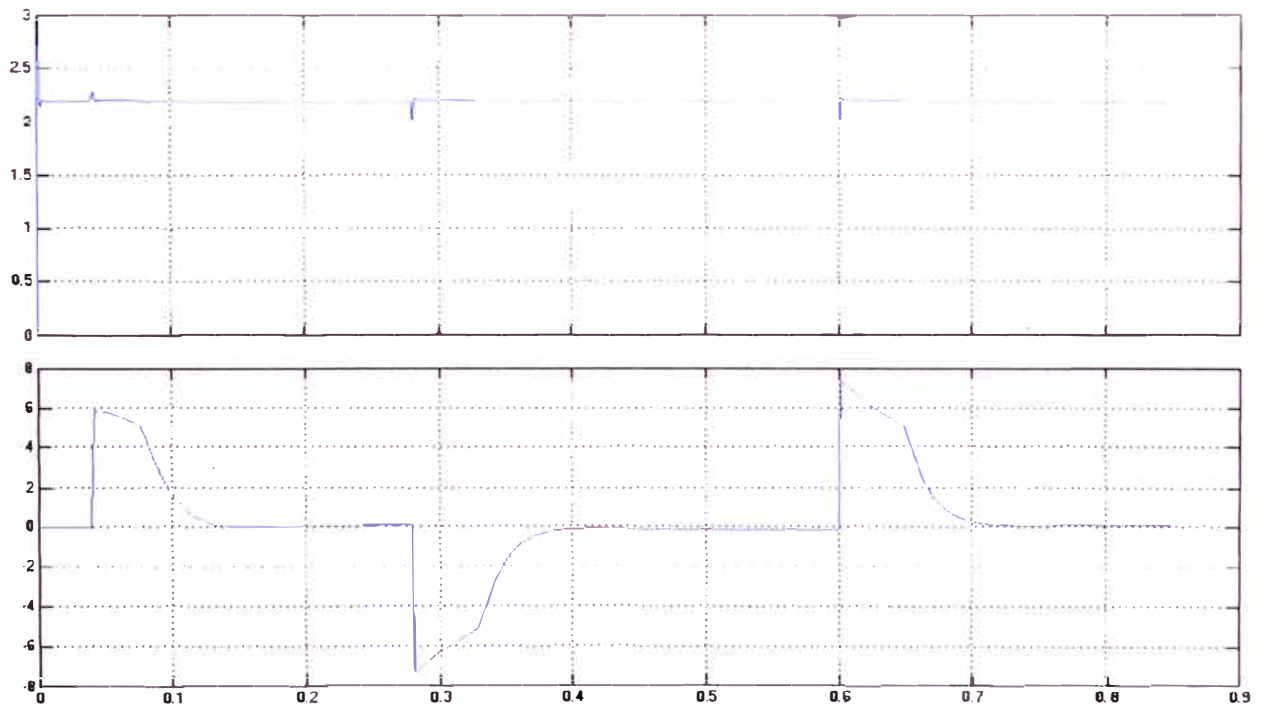


Fig. 6.3. Comportamiento de la corriente de flujo y de la corriente de torque

6.1.2 Modificación de la velocidad de referencia en vacío con doble inversión con carga

Mostraremos el comportamiento de la corriente de campo, de la corriente de torque, de la velocidad, de las corrientes de fase, del torque eléctrico. Todo esto lo veremos en las figuras siguientes (Fig. 6.4, Fig. 6.5 y Fig. 6.6.)

La Fig. 6.4 muestra el comportamiento de la corriente de flujo y de la corriente de torque. El comportamiento de tal corriente de torque en estado estable, es indicativo de la presencia de carga.

La Fig. 6.5 muestra el comportamiento de las corrientes estáticas y de la velocidad. Notamos que ésta presenta un error en estado estable ligeramente mayor que cuando el rotor no era afectado de una carga.

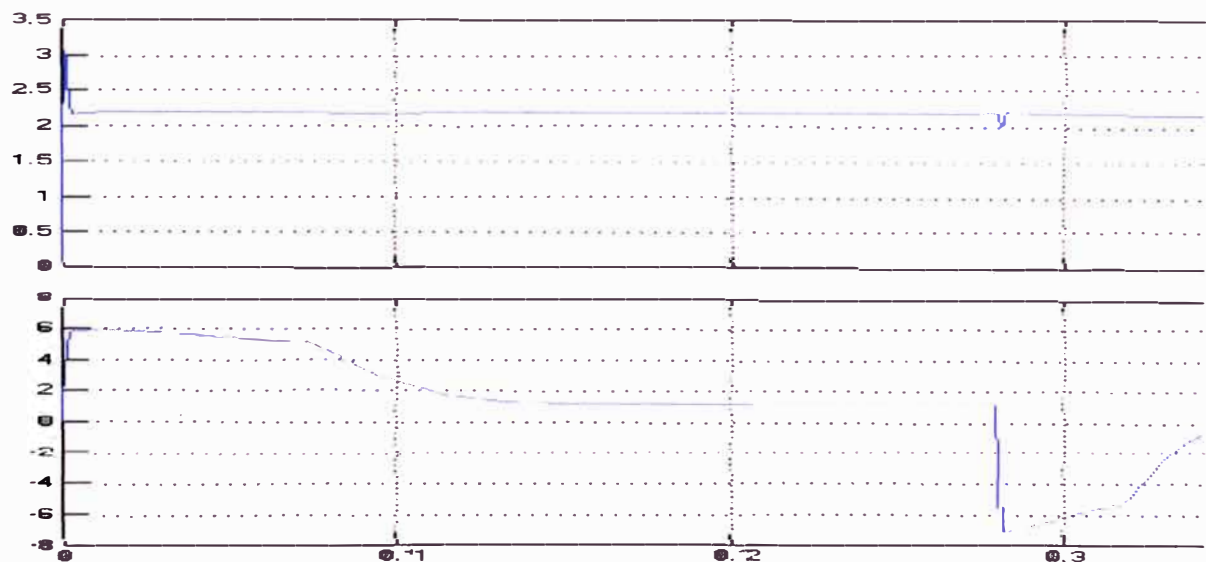


Fig. 6.4. Comportamiento de la corriente de flujo y de la corriente de torque

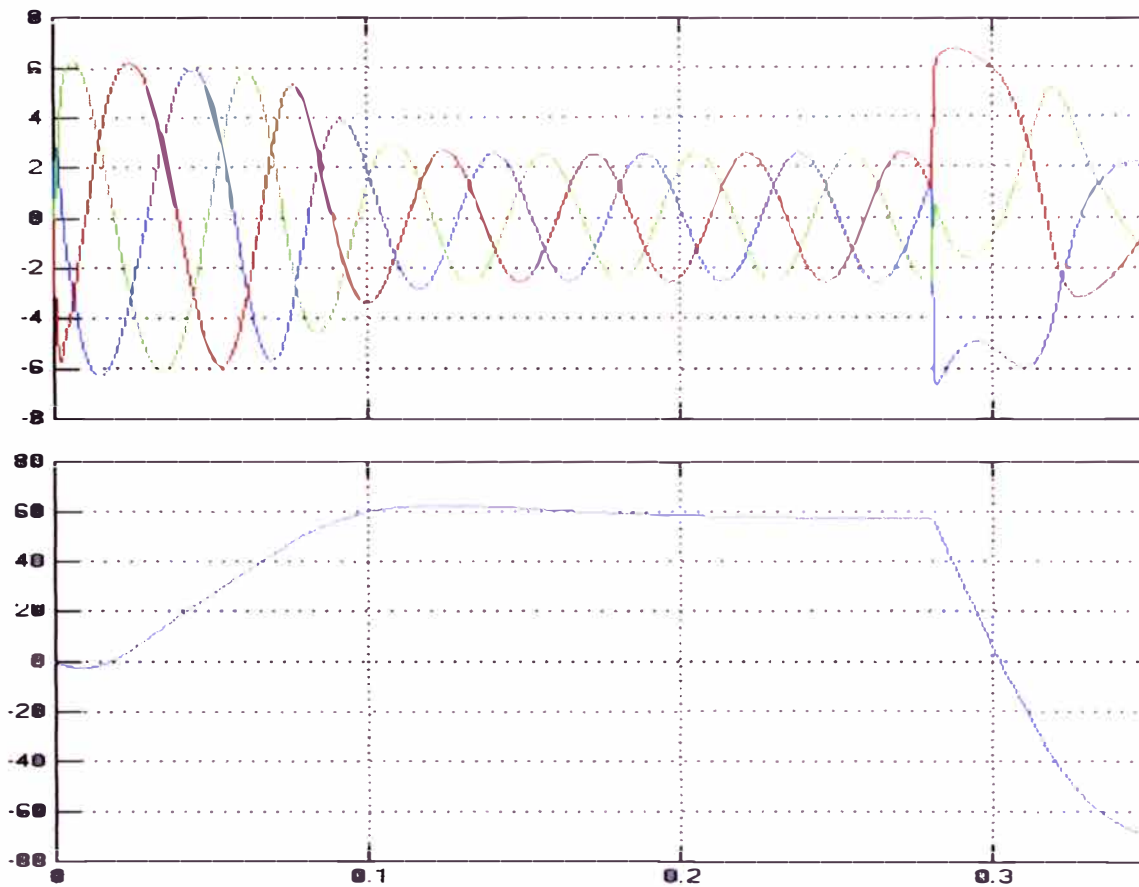


Fig. 6.5. Comportamiento de las corrientes estáticas y de la velocidad rotórica

Observamos que los resultados obtenidos resultan satisfactorios. Todos nuestros requerimientos han sido satisfechos: Altísimo desempeño dinámico y muy buen desempeño en estado estacionario. Tenemos que la inversión de la velocidad tuvo una duración de cuatro ms habiendo sido aplicada un torque de carga de 5 Nm al rotor.

La siguiente parte mostrará los resultados de la implementación. Veremos si todos nuestros requerimientos quedan satisfechos.

6.2 Resultados de la implementación del sistema FOC

Los resultados que tienen importancia para comprobar el correcto funcionamiento del sistema de control implementado son la respuesta dinámica del sistema y la respuesta de estado estable del mismo. En tres pruebas se podría visualizar esto:

- Desacoplamiento de la corriente de torque y de la corriente de flujo.- Para esto se abrirá el lazo de velocidad; y se establecerá una referencia de corriente de torque, tal y como se muestra en la Fig. 6.6. de 3.6621 amperios(formato 4.12) inicialmente

- Verificación de la velocidad al establecer una referencia en presencia de carga.- Esto lo apreciamos en la Fig. 6.7. La referencia de velocidad que se ha aplicado es 150 rad/s(formato 9.7). El comportamiento de la corriente de flujo y de la corriente de torque es el esperado. La corriente de torque se eleva casi instantáneamente(1.5 ms); y empieza a decaer conforme se va alcanzando la velocidad de referencia; y permanece estable a un determinado nivel, asegurando que el torque sea el conveniente para la carga que se aplica sobre el rotor. Además, la Fig. 6.8 muestra el comportamiento en estado estable de dos corrientes de fase.

- Inversión de giro.- La figura correspondiente a esta situación es la Fig. 6.9. Aquí hubo un problema que luego se verificó; el QEP del DSP presentaba un comportamiento extraño, ya que sólo contaba positivamente en ambos sentidos de giro. Por lo tanto, sólo se presenta el comportamiento de la corriente de flujo y de torque.

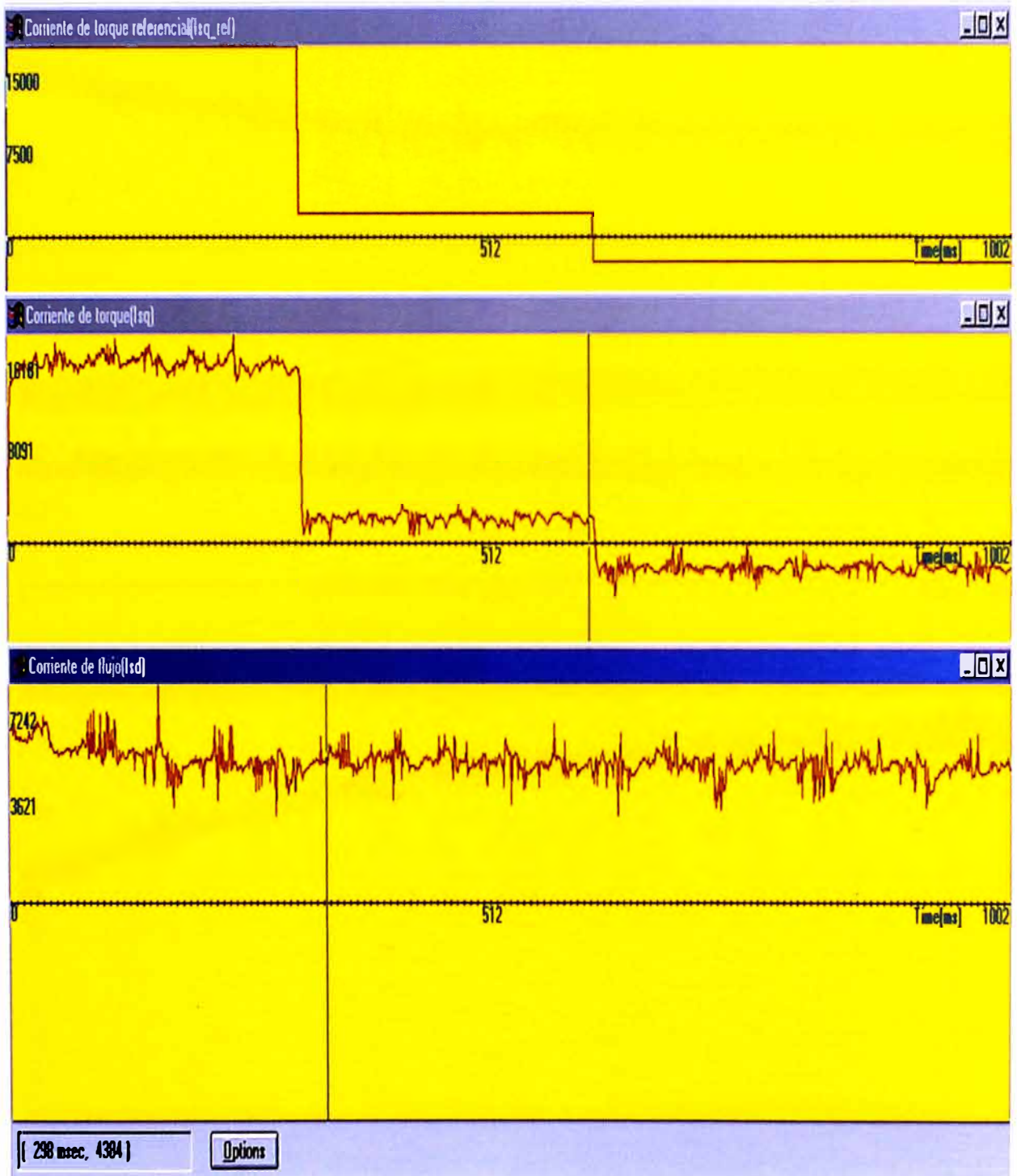


Fig. 6.6. Comportamiento de la corriente de torque y de la corriente de flujo al modificar la referencia de corriente de torque

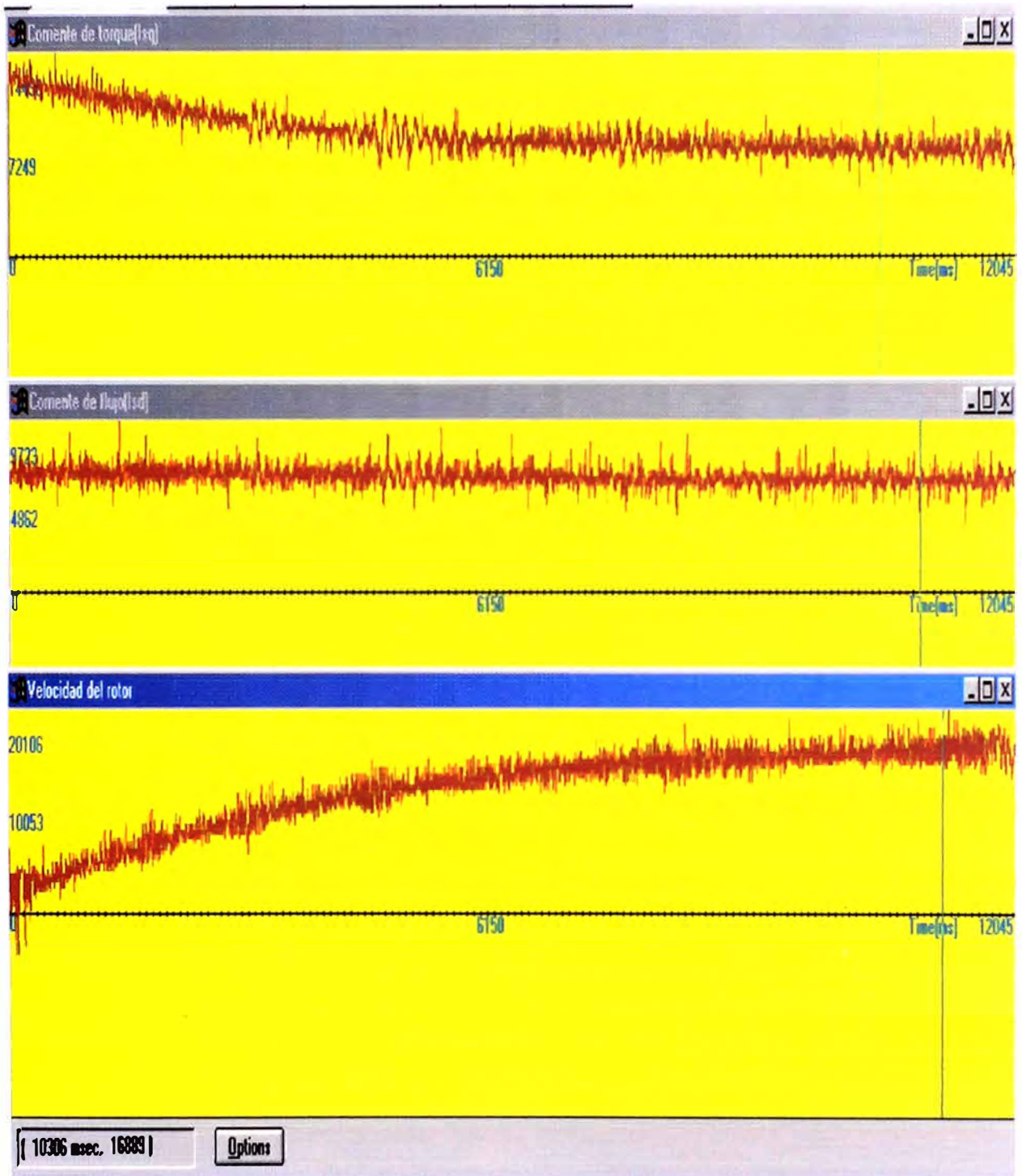


Fig. 6.7. Respuesta dinámica y respuesta de estado estable de la corriente de torque, de la corriente de flujo y de la velocidad con carga

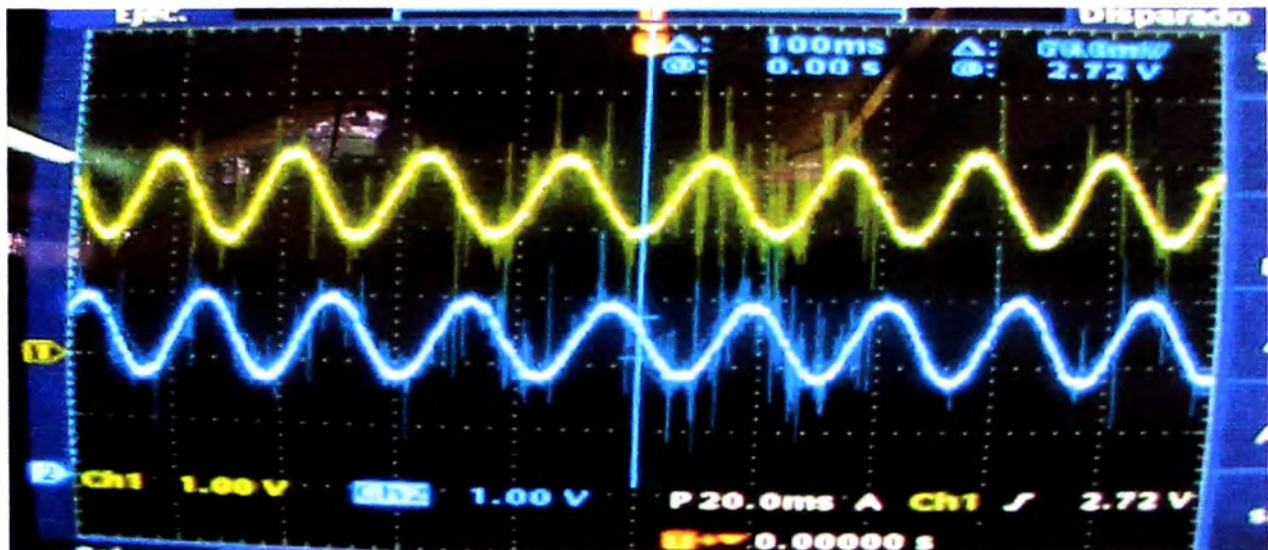


Fig. 6.8. Corrientes de fase en estado estable para una referencia de velocidad de 150 rad/s

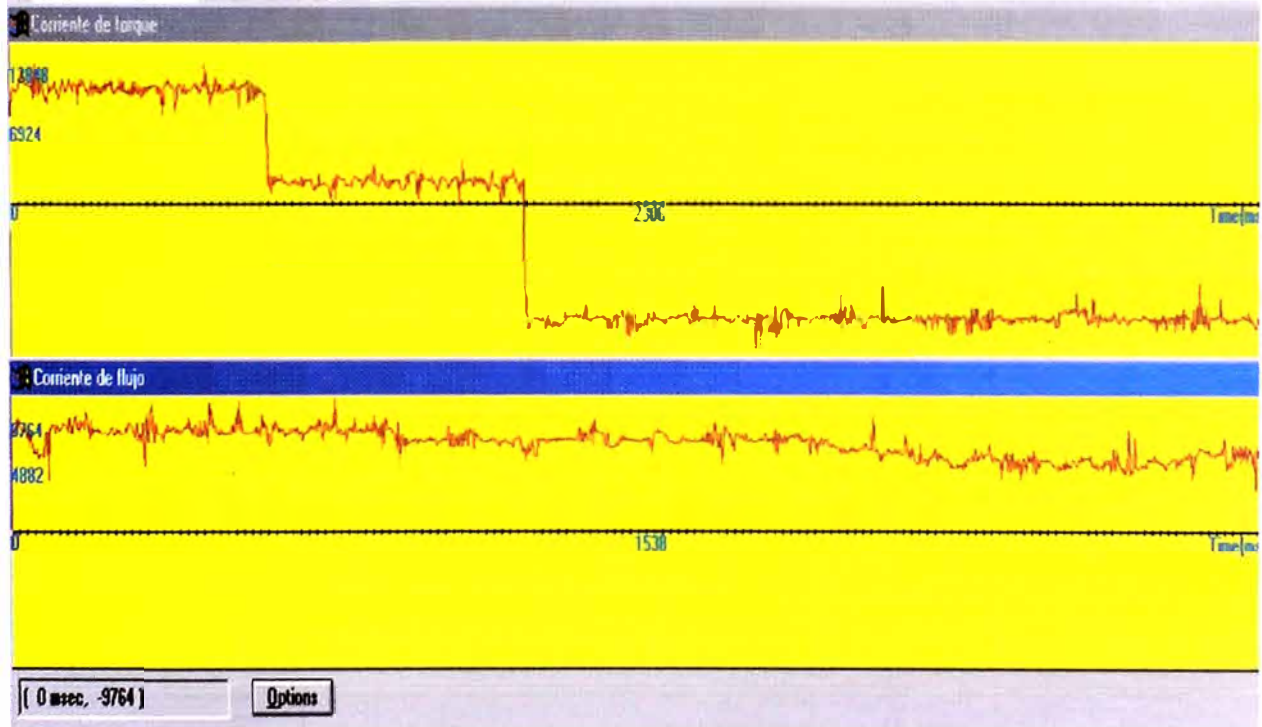


Fig. 6.9. Comportamiento de la corriente de flujo y de la corriente de torque al producirse la inversión de giro

6.3 Modulador SVPWM

En esta sección se presenta los resultados de la simulación y de la implementación del modulador SVPWM. El esquema para llevar a cabo tanto la simulación como la implementación se presenta en la Fig. 6.10

Las ondas de prueba en el caso de la simulación del modulador vectorial han sido un seno y un coseno de frecuencia 45 Hz. El tiempo de muestreo es 1 ms. Esto con la finalidad de poder apreciar el detalle del comportamiento del modulador implementado.

El esquema de dicha simulación lo presentamos en la Fig. 6.11.

En el caso de la implementación, las señales de entrada al modulador vectorial implementado tuvieron una frecuencia de 39.0625 Hz. La salida de una fase en el osciloscopio la observamos en la Fig. 6.12.

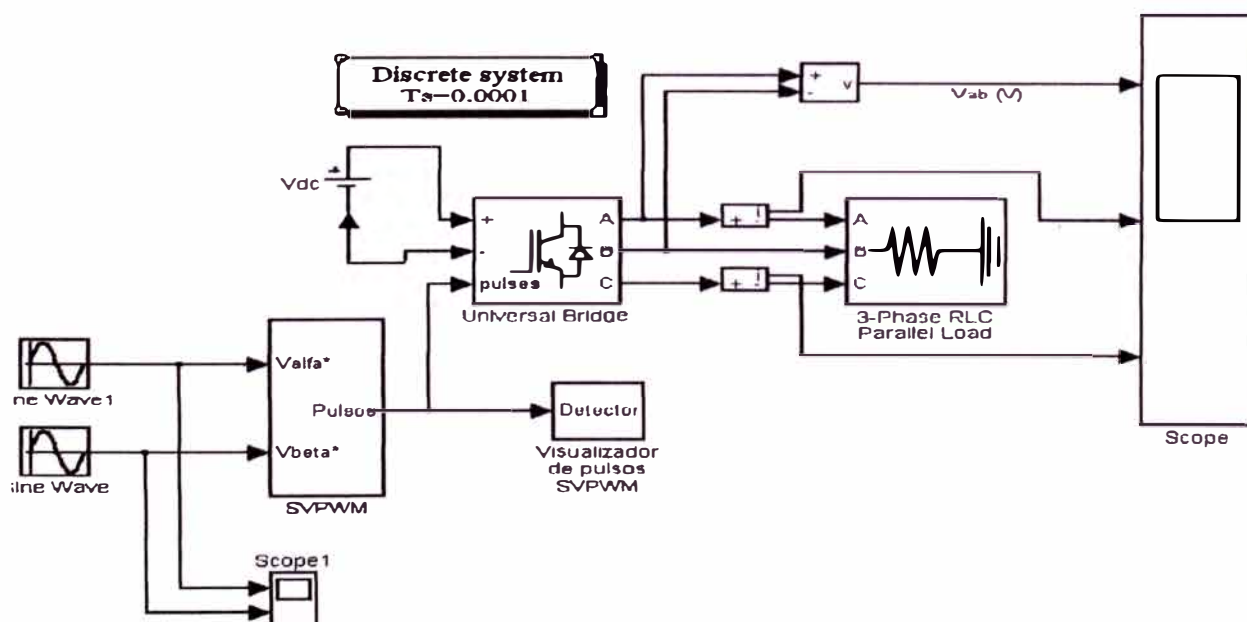


Fig. 6.10.- Esquema de prueba para el modulador SVPWM implementado

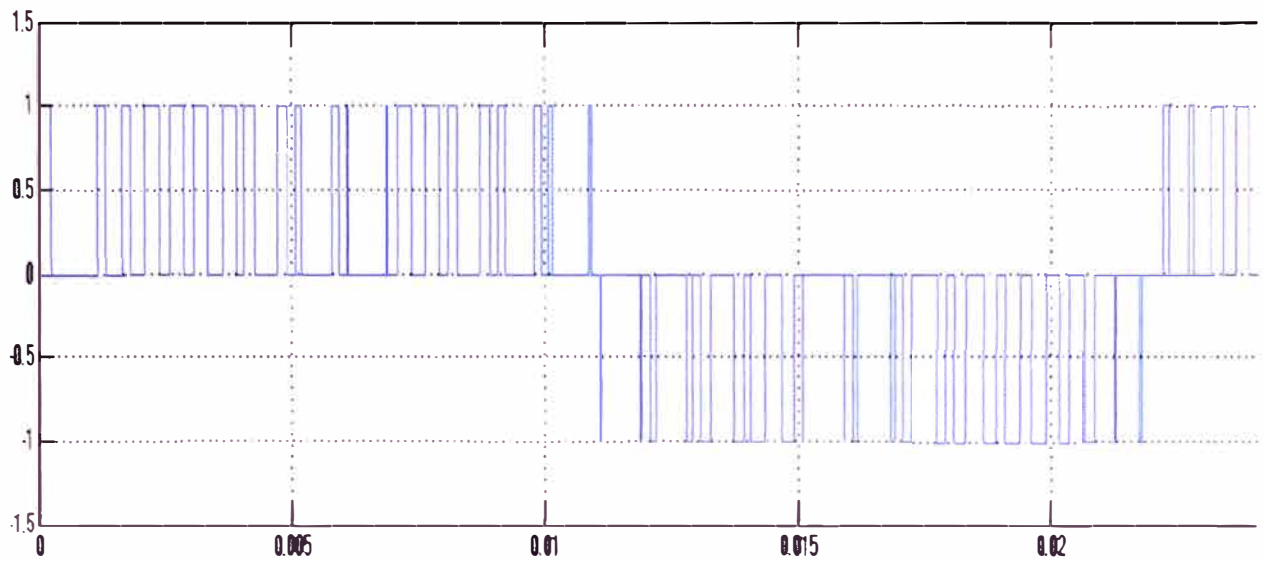


Fig. 6.11. Salida de la simulación del modulador SVPWM implementado

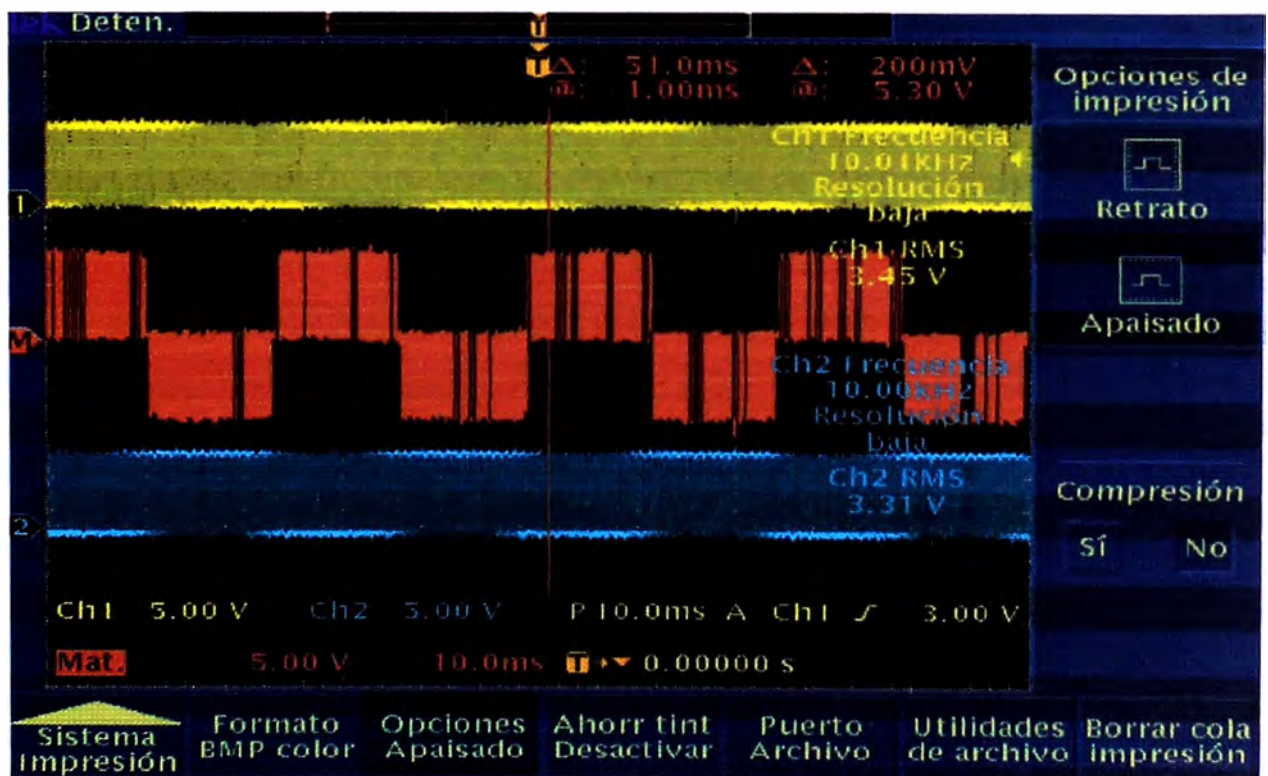


Fig. 6.12. Comportamiento de una fase de tensión a la salida del modulador implementado

CONCLUSIONES Y RECOMENDACIONES

- La frecuencia de conmutación de 10 KHz utilizada para el cálculo instantáneo de las magnitudes del sistema implementado resultó ser suficiente para desacoplar completamente las corrientes en coordenadas de campo.
- La rapidez de respuesta del sistema de control implementado que para una inversión de velocidad fue de unos cuantos milisegundos hace creíble que el control por campo orientado sea uno de los sistemas más avanzados y de más alto desempeño que pudiera implementarse para el control de máquinas trifásicas.
- El ruido generado por la magnetización del motor principalmente, la falta de estabilidad del driver utilizado para alcanzar el offset requerido por el conversor AD de nuestro DSP, el pequeño rango sobre el que tuvo que traducirse corrientes relativamente grandes fueron obstáculos difíciles de sortear antes de la conclusión satisfactoria de este trabajo.
- La enorme capacidad de cálculo del DSP utilizado que sobradamente cubrió todas las necesidades de nuestro algoritmo hace posible pensar en implementar sistemas de control mucho más complejos, tal vez con modelos de referencia del

motor, neuronas artificiales, observadores; lo que será motivo de próximos trabajos y publicaciones.

ANEXO A
PROGRAMA COMPLETO DEL CONTROL DE LA VELOCIDAD DE UN
MOTOR DE INDUCCIÓN TRIFÁSICO


```
b    LazoPrincipal
b    LazoPrincipal
b    LazoPrincipal
b    LazoPrincipal
b    LazoPrincipal
b    LazoPrincipal
b    LazoPrincipal
b    LazoPrincipal
b    LazoPrincipal
b    LazoPrincipal
b    LazoPrincipal
b    LazoPrincipal
b    LazoPrincipal
b    LazoPrincipal
b    LazoPrincipal
b    LazoPrincipal
b    LazoPrincipal
b    LazoPrincipal
b    LazoPrincipal
```

```
stack    .usect "blockb2",15    ;Pila para guardar al acumulador
                                         ;y al registro de estado
```

```
*****
```

```
* Tabla de búsqueda: Incluye 256 elementos
```

```
*****
```

```
    .sect    "table"
```

```
sintab    .include MiOndaSeno.dat    ;Onda seno obtenida de una LUT
                                         ;Tabla para la generación de las ondas seno y coseno
                                         ;En formato 1.15.
```

```
*****
```

```
* Inicialización de constantes y de variables
```

```
*****
```

```
    .data
```

```
*** Constantes del muestreo de corrientes
```

```
;ADCIN0 (ia)
```

```
;ADCIN8 (ib)
```

```
ModuleA    .set    1672
```

```
ModuleB    .set    1672
```

```
;Definamos aquí los parámetros que necesitará la Velocidad.
```

```

aCuadraturan .set 10000
bCuadraturan .set 10000
altoaPIn     .set 10000 ;8.8
altobPIn     .set 0 ;8.8
altocPIn     .set 0 ;8.8

```

;Definamos aquí los parámetros que necesitará Isdref

```

aCuadraturad .set 10000 ;16.0
bCuadraturad .set 10000 ;16.0
altoaPIId    .set 8100 ;6.10 5939
altobPIId    .set 8100 ;6.10
altocPIId    .set 8100 ;4.12

```

;Definamos aquí los parámetros que necesitará Isqref

```

aCuadraturaq .set 1000 ;16.0
bCuadraturaq .set 2000 ;16.0
altoaPIq     .set 10000 ;4.12
altobPIq     .set 10000 ;4.12
altocPIq     .set 10000 ;4.12

```

```

Kcurrent     .set 80 ;Constante de normalización de corrientes
              ;En formato 16.0(80)
              ;10*4096/512

```

```

Kr           .equ 38h ;4h ;Kr=Ts/Tr
              ;1.15
              ;Tr=.0585

```

```

Kt           .equ 17504 ;4700h ;Kt=1/Tr
              ;6.10

```

```

K           .equ 42c1h ;K=65536*Ts/(2*pi)
              ;2.14

```

```

KVel        .equ 168h ;KVel=1720*pi/15
              ;16.0

```

*** Constantes de transformación de coordenadas

```

SQRT3inv    .equ 049e7h ;1/SQRT(3) en formato 1.15

```

```

SQRT32      .equ 06edah ;SQRT(3)/2 en formato 1.15

```

```

SR8BIT      .equ 0100h ;utilizado para desplazar 8 bits a la derecha

```

*** Constante de modulación SVPWM

```

PWMPRD      .equ 1000 ;PWM Period=2*1000 ->
              ;Tc=2*1000*50ns=100us (50ns de resolución)

```

* Consideraciones a tener en cuenta para algunas de nuestras diversas variables

* Las constantes de los parámetros de nuestros controladores PI están en formato 6.10.

* Las constantes de saturación de las tensiones están en formato 10.6.

* Las constantes de saturación de las corrientes están en formato 6.10.

* Las constantes de saturación de nuestros xi están en formato 12.4.

*** Parámetros del PI regulador de corriente en el eje directo

Kid	.set	20000	;1.15	000h	
Kpid	.set	20400	;8.8	;8.8	20000
Kcord	.set	100	;1.15	00h	

*** Parámetros del PI regulador de corriente en el eje en cuadratura

Kiq	.set	4000	;1.15	000h	
Kpiq	.set	4000	;8.8	-30000	
Kcorq	.set	200	;1.15	00h	

*** Parámetros de los PI reguladores de la velocidad

Kin	.set	12000	;1.15	666h	
Kpin	.set	2500	;8.8	5000	
Kcorn	.set	200	;1.15	50h	

*** Coeficientes polinomiales de la función Debilitamiento de Campo

p3	.set	-50	;en formato 8.8		
p2	.set	87			
p1	.set	-256			
p0	.set	125			

*** Límites de saturación de vSqref y VdSref

Vmin	.equ	-28149	;8.8	220 V	Valor de saturación por fase
Vmax	.equ	28149	;8.8	220 V	

*** Límites de saturación de iSqref

Isqrefmin	.equ	-200	;12.4	-20*sqrt(2) A	
Isqrefmax	.equ	200	;12.4	20*sqrt(2) A	

*** Límites de saturación de xin

xinVelsatmin	.equ	-32767	;9.7		
xinVelsatmax	.equ	32767	;9.7		

*** Límites de saturación de xinCord

xidCorsatmin	.equ	-32767	;9.7		
--------------	------	--------	------	--	--

xidCorsatmax .equ 32767 ;9.7

*** Límites de saturación de xinCorq

xiqCorsatmin .equ -32767;9.7

xiqCorsatmax .equ 32767 ;9.7

*** Límites de saturación de xinCorq

*** Cálculo de las constantes de velocidad

Kspeed .equ 25736 ;3.13(pi)
;((1000)/(500*4))*2*pi

VENTANA .equ 10

inv220 .equ 0d3h

factor .equ 0b6h ;sqrt(3)/311
;1.15

MisVariables ;Etiqueta de la página Variables de control
.bss tmp,1 ;Variable temporal(para usar, sólo, con ISR)
.bss tmp1,1 ;Variable temporal
.bss n_ref8_8,1 ;8.8 formato de referencia de la velocidad
;para el debilitamiento de campo
.bss ia,1 ;corriente de fase ia
.bss ib,1 ;corriente de fase ib
.bss ic,1 ;corriente de fase ic
.bss t1,1 ;SVPWM T1
.bss t2,1 ;SVPWM T2
.bss Vref1,1 ;Variable para el cálculo del sector
.bss Vref2,1 ;Variable para el cálculo del sector
.bss Vref3,1 ;Variable para el cálculo del sector
.bss VDC,1 ;Tensión DC de alimentación al inversor
.bss taon,1 ;Instante de conmutación de la fase 1 del PWM
.bss tbon,1 ;Instante de conmutación de la fase 2 del PWM
.bss tcon,1 ;Instante de conmutación de la fase 3 del PWM
.bss iSalfa,1 ;Corriente en el eje alfa
.bss iSbeta,1 ;Corriente en el eje beta
.bss vSal_ref,1 ;Tensión de referencia del eje alfa
.bss vSbe_ref,1 ;Tensión de referencia del eje beta
.bss iSdref,1 ;Corriente de referencia del eje directo
.bss iSqref,1 ;Corriente de referencia del eje en cuadratura
.bss iSd,1 ;Corriente en el eje directo

```

.bss  iSq,1      ;Corriente en el eje en cuadratura
.bss  vSdref,1   ;Tensión de referencia en el eje directo
.bss  vSqref,1   ;Tensión de referencia en el eje en cuadratura
.bss  epiq,1     ;Error regulador de la corriente en el eje q
.bss  epid,1     ;Error regulador de la corriente en el eje d
.bss  xiq,1      ;Componente integral reguladora de la corriente
                ;en el eje en cuadratura.
.bss  xid,1      ;Componente integral reguladora de la corriente
                ;en el eje directo
.bss  n,1        ;Velocidad
.bss  n_ref,1    ;Velocidad de referencia
.bss  epin,1     ;Error de velocidad(utilizado en el regulador de
                ;velocidad)
.bss  xin,1     ;Componente integral reguladora de la velocidad
.bss  X,1       ;Variable SVPWM
.bss  Y,1       ;Variable SVPWM
.bss  Z,1       ;Variable SVPWM
.bss  sector,1  ;Sector SVPWM
.bss  Teta_cm1,1 ;Posición del flujo del rotor con el modelo de
                ;corriente utilizado, sólo, con el programa de
                ;comunicación

.bss  Teta_cm2,1

.bss  sinTeta_cm,1 ;Seno de la posición del flujo del rotor en el
                ;modelo de corriente, en formato 4.12
.bss  cosTeta_cm,1 ;Coseno de la posición del flujo del rotor en el
.bss  Teta_cm,1   ;Posición real del flujo del rotor, salida del
                ;modelo de corriente
                ;modelo de corriente, en formato 4.12
.bss  i_mr,1     ;Corriente de magnetización(utilizada, sólo, en
                ;el modelo de corriente), en formato 4.12

.bss  i_mrshadow,1

.bss  fs,1       ;Velocidad del flujo del rotor en formato 4.12

```

*** Fin de la tabla que muestra los valores del DAC

```

.bss  run,1      ;Bandera de inicialización
.bss  serialtmp,1 ;Variable temporal de comunicación serial
.bss  VDCinvT,1  ;VDCinv*(T/2)(utilizado en el SVPWM)
.bss  tetaincr,1 ;Variable utilizada en el modelo de corriente
.bss  Index,1    ;Puntero utilizado en el acceso a la tabla de

```

```

;búsqueda del seno
.bss IndexML,1
.bss Index1,1 ;Caso coseno
.bss SR8BIT_,1
.bss SQRT32 ,1

```

* Variables reguladoras del PI

```

.bss upi,1 ;Salida de los reguladores PI(corriente y
;velocidad)
.bss upi1,1
.bss elpi,1 ;Error de limitación de los reguladores PI de
;corriente y de velocidad
;Error de limitación
.bss encincr,1 ;Incremento en el número de pulsos del codificador
;entre dos periodos de muestreo consecutivos
.bss contadordeVENTANAtmp,1 ;Utilizado para acumular incrementos de
pulsos del
;codificador(para calcular la velocidad de cada
;periodo de muestreo)
.bss contadordeVENTANA,1 ;Contador de periodos del contador descendente
.bss Kcurrent_,1
;Utilizado para definir la velocidad del periodo de muestreo
.bss Vmax_,1
.bss Vmin_,1
.bss Isqrefmax_,1
.bss Isqrefmin_,1
.bss VENTANA_,1
.bss Kspeed_,1
.bss Kr_,1
.bss SQRT3inv_,1
.bss Kt_,1
.bss ADCindex,1
.bss nindex,1
.bss Clarkeindex,1
.bss iaibindex,1
.bss K_,1
.bss Kpid_,1
.bss Kid_,1
.bss Kcord_,1
.bss Kpiq_,1
.bss Kiq_,1
.bss Kcorq_,1
.bss Kpin_,1
.bss Kin_,1

```

```
.bss    Kcorn_,1

.bss    Kpi2q,1
.bss    Kpi2d,1
.bss    Kpi2n,1

.bss    xinVelsatmin_,1
.bss    xinVelsatmax_,1

.bss    xidCorsatmin_,1
.bss    xidCorsatmax_,1

.bss    xiqCorsatmin_,1
.bss    xiqCorsatmax_,1

.bss    KVel_,1
.bss    iSd1,1

.bss    ModuleA_,1
.bss    ModuleB_,1

.bss    inv220_,1

.bss    fsmenosvelocidad,1
.bss    Velocidad,1

.bss    aCuadraturan_,1
.bss    bCuadraturan_,1
.bss    aCuadraturad_,1
.bss    bCuadraturad_,1
.bss    aCuadraturaq_,1
.bss    bCuadraturaq_,1

.bss    iSqentrei_mr,1
.bss    iSdmenosi_mr,1
.bss    Aumentoi_mr,1
.bss    factor_,1
```

*** Fin de la sección Inicialización de variables y constantes

.text

_c_int0:

* Seteos generales de la tarjeta

```
ldp    #DP_PF1
splk   #006Fh,WD_CNTL
Kickdog
DINT
clrc   XF
clrc   TC
```

* Función para inicializar al Event Manager

* GPTimer 1 => Full PWM

* Activamos el Timer 1==> interrupción en INT2

* Todos los otros pines son de IO

```
                ;Setemos SYSCLK y PLL para C240 EVM con 10MHz
                ;Reloj externo
```

```
ldp    #DP_PF1
splk   #10110001b,CKCR1 ;Reloj de 10MHz para ACLK
                ;Reloj de 10MHz para el SYSCLK
                ;No dividimos al PLL
                ;Tasa del PLL x2
splk   #10000001b,CKCR0 ;PLL activado
                ;LPM0
```

LockPLL:

```
bit    CKCR0,10
bcnd   LockPLL,NTC                ;ACLK activado
                ;SYSCLK=10MHz(CPUCLK/2)
                ;CLKIN*2=PLL(20MHz)
                ;Setemos CLKOUT para que sea SYSCLK
                ;Clear a todas las variables de RESET
                ;Sin estados de espera para los espacios de memoria
                ;Limpiamos todos los registros EV.
```

```
splk   #1000b,WSGR
out    WSGR,0ffffh
```

```
zac
ldp    #DP_EV
sacl   GPTCON
```

```

sacl  T1CNT
sacl  T1CMP
sacl  T1PER
sacl  T1CON
sacl  T2CNT
sacl  T2CMP
sacl  T2PER
sacl  T2CON
sacl  T3CNT
sacl  T3CMP
sacl  T3PER
sacl  T3CON
sacl  COMCON
sacl  ACTR
sacl  SACTR
sacl  DBTCON
sacl  CMPR1
sacl  CMPR2
sacl  CMPR3
sacl  SCMPR1
sacl  SCMPR2
sacl  SCMPR3
sacl  CAPCON
sacl  CAPFIFO
sacl  FIFO1
sacl  FIFO2
sacl  FIFO3
sacl  FIFO4
splk  #0ffff,IVRA
splk  #0ffff,IVRB
splk  #0ffff,IVRC
splk  #080h,GPTCON

```

```

;Inicializamos al módulo ADC por medio
;de la interrupción de subflujo del EVM.

```

```

sacl  IMRA
sacl  IMRB
sacl  IMRC

```

```

;Inicializamos el PWM
;Sin banda muerta por software
;Los bits 15-12 no son utilizados,
;Sin acciones de comparación del SVPWM
;PWM6/PWM5 - Activo bajo/Activo alto
;PWM4/PWM3 - Activo bajo/Activo alto
;PWM2/PWM1 - Activo bajo/Activo alto

```

```

splk  #0666h,ACTR

```

```

splk  #100,CMPR1

```

```

splk #250,CMPR2
splk #380,CMPR3
splk #0207h,COMCON ;Primero, activamos la operación del PWM
;Recargamos el Full Compare cuando T1CNT=0
;Desactivamos SVPWM
;Recargamos al Full Compare cuando T1CNT=0
;Activamos las salidas del Compare
;Desactivamos las salidas del Simple Compare
;Full Compare Units in PWM Mode

splk #08207h,COMCON
splk #0e842h,T1CON ;Ignoramos la suspensión de la emulación
;Modo de conteo Continuo Arriba/Abajo
;preescalador x/1
;Utilizamos nuestro propio TENABLE
;Desactivamos el TIMER; lo activaremos luego.
;Fuente de reloj interno
;Recargamos el registro de comparación cuando
T1CNT=0
;Desactivamos la operación del Timer Compare
;Activamos al Timer 1

splk #PWMPRD,T1PER ;Set T1 period
splk #0,T1CNT
splk #0ffffh,T2PER

```

* Activación del PWM

```

ldp #DP_PF2 ;Página #0e1h
splk #0009h,OPCRA ;Configuramos a todos los puertos A/B como E/S,
excepto los ADCs
splk #0030h,OPCRB ;Configuramos al puerto B como no función de IO,
excepto a IOPC2&3

```

* Fin de activación del PWM

* Inicializamos ar7 como la pila para guardar el contexto en él.

* Espacio reservado: DARAM B2 60h-80h (página 0)

```
lar ar7,#79h
```

* Inicialización del codificador incremental

* Utilizamos el capture para la corrección del
* codificador incremental con Xint2

```
    ldp    #DP_EV
    ;splk  #0c8f0h,T2CON           ;Activamos al QEP y a T2.
    splk   #9870h,T2CON
    splk   #0e000h,CAPCON        ;Seleccionamos a T3 como base de tiempo para
QEP.
    ldp    #MisVariables
    splk   #10,contadordeVENTANA
```

*** Fin de Inicialización del codificador incremental

* Inicialización de los DACs

```
    ldp    #DP_PF1
    splk   #09800h,ADCTRL1
    splk   #0403h,ADCTRL2        ;Seteamos al preescalador para un oscilador de
10MHz
                                ;Configuramos al ADC para que sincronice la
                                ;conversión con el subflujo producido en el GPTIMER1.

    ;splk  #0bf81h,ADCTRL1
    ;splk  #0003h,ADCTRL2
```

*** Fin de Inicialización de los DACs

* Inicialización de variables

```
    ldp    #MisVariables        ;Cargamos la página de las variables de control
    zac
    sacl   vSal_ref
    sacl   vSbe_ref
    sacl   Index
    sacl   xid
    sacl   xiq
    sacl   xin
    sacl   upi
    sacl   elpi
    sacl   Vref1
    sacl   Vref2
    sacl   Vref3
```

```

sac1  Teta_cm

sac1  Teta_cm2

sac1  iSd
sac1  iSq
sac1  n
sac1  Velocidad
sac1  Kpi2d
sac1  Kpi2q
sac1  Kpi2n
sac1  vSqref
sac1  vSdref

splk  #01000h,VDC    ;La tensión en el bus DC es 311 V .
                        ;Vdc=1 en formato 4.12 con una Vbase=311V

splk  #03e80h,VDCinvT ;T/(Vdc*2) o PWMPRD/VDC=1000
                        ;Esto está en formato 12.4.

sub   #1
sac1  IndexML
sac1  Index1
      sac1  ADCindex
      sac1  nindex
      sac1  Clarkeindex
      sac1  iaibindex
splk  #Kpid,Kpid_
splk  #Kid,Kid_
splk  #Kcord,Kcord_
splk  #Kpiq,Kpiq_
splk  #Kiq,Kiq_
splk  #Kcorq,Kcorq_
      splk  #Kpin,Kpin_
      splk  #Kin,Kin_
      splk  #Kcorn,Kcorn_
      splk  #Kspeed,Kspeed_
      splk  #Kcurrent,Kcurrent_
      splk  #SQRT3inv,SQRT3inv_
      splk  #VENTANA,VENTANA_
      splk  #Isqrefmin,Isqrefmin_
      splk  #Isqrefmax,Isqrefmax_
      splk  #SR8BIT,SR8BIT_
      splk  #Kr,Kr_
      splk  #Kt,Kt_

```

```

splk #K,K_
splk #Vmin,Vmin_
splk #Vmax,Vmax_
splk #1000,vSdref
splk #xinVelsatmax,xinVelsatmax_
splk #xinVelsatmin,xinVelsatmin_
splk #xidCorsatmax,xidCorsatmax_
splk #xidCorsatmin,xidCorsatmin_
splk #xiqCorsatmax,xiqCorsatmax_
splk #xiqCorsatmin,xiqCorsatmin_
splk #aCuadraturan,aCuadraturan_
splk #bCuadraturan,bCuadraturan_
splk #aCuadraturaq,aCuadraturaq_
splk #bCuadraturaq,bCuadraturaq_
splk #aCuadraturad,aCuadraturad_
splk #bCuadraturad,bCuadraturad_
splk #100,upi1
splk #KVel,KVel_
splk #8192,i_mr
splk #SQRT32,SQRT32_
splk #factor,factor_

```

```

setc OVM ;Modo de sobreflujo
spm 0 ;No hay desplazamiento después de la multiplicación.
setc SXM ;Modo de extensión de signo

```

* Fin de Inicialización de variables

* Activación de interrupciones

```

ldp #DP_EV
lacl IFRA
sacl IFRA
lacl IFRB
sacl IFRB
lacl IFRC
sacl IFRC

```

;Activamos la interrupción de subflujo de T1.

```

splk #0200h,IMRA ;Desactivamos a PDPINT. Se activa con 0201h.
splk #0000h,IMRB

```

```

splk    #0000h,IMRC
banderas
;Seteamos IMR para INT2; y borramos todas las
;INT2(interrupción PWM) es utilizada para la
;sincronización con el control del motor.

ldp     #0h
lacl    IFR
sacl    IFR

splk    #0012h,IMR
EINT
;Activamos dos niveles de interrupción:
;El nivel dos(PWM) y el nivel cinco que nos
;permitirá la comunicación con el computador.
;Seteamos la página de variables de control correcta.
;Activamos a todas las interrupciones; ahora, podemos
;servir a las interrupciones
*****
* Fin de Activación de interrupciones
*****

main
nop
nop
nop
nop
b       main

LazoPrincipal
b       LazoPrincipal

Rut_FOC:
;ldp    #DP_PF1
;splk   #006Fh, WD_CNTL
;Kickdog
DINT
clrc    XF
ldp     #0e8h
lacl    IVRA
sub     #29h
bcond   contexto,EQ
b       SpuriousInt2

*****
* Guardamos el contexto

```

contexto:

```
larp ar7 ;Guardamos el contexto
mar *-
sst #1,*- ;Registro de estado 1
sst #0,*- ;Registro de estado 0
sach *- ;Guardamos la parte menos significativa del acumulador
sac1 *- ;Guardamos la parte más significativa del acumulador
```

* Fin de Guardamos el contexto *

* Muestreo de corriente - conversiones AD

* Sólo tomaremos 10 bits(LSB)

```
clrc SXM
Muestreo:
ldp #0e0h
bit ADCTRL1,8
bcnd Muestreo,TC ;Esperamos aproximadamente 6 us.
lacc ADCFIFO1,10 ;Ponemos a la cantidad muestreada en formato
10.6.
ldp #MisVariables ;Aquí tenemos al valor muestreado.
sach tmp
setc SXM
lacl tmp
and #3ffh
sub #512 ;Restamos el offset (2.5V) para tener
;valores positivos y valores negativos de la
;corriente muestreada.

sac1 tmp
lt tmp
mpy Kcurrent_
pac
sac1 ia ;Debido a Kcurrent
;Por lo tanto, la corriente ia está en valor
;real.

clrc SXM
ldp #DP_PF1
lacc ADCFIFO2,10
ldp #MisVariables
sach tmp
```



```

    lacl    tmp
    and     #3ffh
    sub     #512
    sacl    tmp
    lt      tmp
    mpy     Kcurrent_
    pac
    sacl    ib

```

```

;Puesto que ésa era la misión
;de Kcurrent. Por lo tanto, la corriente ib está en valor
;real.

```

```

    setc    SXM

```

```

*****

```

```

* Término del muestreo de corriente - conversiones AD

```

```

*****

```

ClarkeTransformation

```

*****

```

```

* Transformación de Clarke

```

```

* (a,b) -> (alfa,beta)

```

```

* iSalfa = ia

```

```

* iSbeta = (2 * ib + ia) / sqrt(3)

```

```

*****

```

```

    lacc    ia
    sacl    iSalfa
    add     ib
    add     ib
    sacl    tmp

```

```

    lt      tmp
    mpy     Sqrt3inv_
    pac
    sach    iSbeta,1

```

```

*****

```

```

* Fin de la transformación de Clarke

```

```

*****

```

```

    lacc    ia
    add     ib
    neg
    sacl    ic

```

```

* Referencia de velocidad

```

```

    ldp #MisVariables
ParteaVelocidaddereferencia
    lacc aCuadraturan_
    sub #1
    sacl aCuadraturan_
    bcnd ParteVelocidaddereferencia,LEQ
    splk #altoaPIn,n_ref
    b Velocidaddereferencia
PartebVelocidaddereferencia
    splk #1,aCuadraturan_
    lacc bCuadraturan_
    sub #1
    sacl bCuadraturan_
    bcnd PartecVelocidaddereferencia,LEQ
    splk #altobPIn,n_ref
    b Velocidaddereferencia
PartecVelocidaddereferencia
    splk #1,bCuadraturan_
    splk #altocPIn,n_ref
Velocidaddereferencia

```

* Referencia de Isd

```

    ldp #MisVariables
ParteaIsddereferencia
    lacc aCuadraturad_
    sub #1
    sacl aCuadraturad_
    bcnd ParteIsddereferencia,LEQ
    splk #altoaPIId,iSdref
    b Isddereferencia
PartebIsddereferencia
    splk #1,aCuadraturad_
    lacc bCuadraturad_
    sub #1
    sacl bCuadraturad_
    bcnd PartecIsddereferencia,LEQ
    splk #altobPIId,iSdref
    b Isddereferencia
PartecIsddereferencia
    splk #1,bCuadraturad_
    splk #altocPIId,iSdref

```

Isddereferencia

CalculamoslaVelocidad

* Medición y control de la velocidad

;Lectura de los pulsos del codificador incremental

;Esto lo repetiremos cada periodo.

ldp #DP_EV

lacc #4502h

tblw T2CNT

splk #0h,T2CNT

splk #0e000h,CAPCON

ldp #MisVariables

;Página de las variables de control

blpd #4502h,encincr

*** Fin de Lectura de los pulsos del codificador incremental

* Cálculo de la velocidad y actualización de las referencias de velocidad

lacl contadordeVENTANA

sub #1

sacl contadordeVENTANA

bcnd NoCalculamoslaVelocidad,GT ;Si no estamos, saltamos al
;no Cálculo de la velocidad.

lacc #4500h

tblw contadordeVENTANAtmp

* Cálculo de la velocidad haciendo uso de los pulsos del codificador

spm 2

blpd #4500h,tmp

lt tmp

;Éste es el número de pulsos almacenados luego de
;diez intervalos de muestreo.

mpy Kspeed_

pac

spm 0

sach Velocidad,6

lacc #4501h

```
tblw Velocidad
mar *,ar3
```

SeguirCalculandon

```
splk #0h, contadordeVENTANAtmp ;Hacemos cero a
contadordeVENTANAtmp
;para el siguiente cálculo.
lacl VENTANA_
;Restauramos contadordeVENTANA al valor
VENTANA
sacl contadordeVENTANA ;para el siguiente lazo de control de la
velocidad.
```

* Fin de Cálculo de la velocidad haciendo uso de los pulsos del
* codificador

* Regulador de velocidad con componente de corrección integral

```
lacc n_ref ;rad/s
sub Velocidad ;rad/s
sacl epin
lacc xin,9
lt epin
mpy Kpin_
apac
sach upi,4 ;upi=xin+epin*Kpin
;Empezamos a saturar
bit upi,0
bcnd upiMayorqueCeron,NTC ;Si upi>0, saltamos a ver si
;tendremos que saturar positivamente.
```

```
lacc Isqrefmin_
rpt #5
sfr
sub upi
bcnd SatNegn,GT ;Si upi<Isqrefmin, saturamos.
lacc upi ;El valor de upi es válido.
b Salidasn
SatNegn
lacc Isqrefmin_
```

```

;Poner en el acumulador el valor de
; saturación negativa.
rpt #5
sfr
b Salidasn
upiMayorqueCeron ;El valor es positivo
lacc Isqrefmax_
rpt #5 ;Saturación positiva
sfr
sub upi
bcnd SatPosn,LT ;Si upi>Isqrefmax, saturamos.
lacc upi ;Valor válido de upi
b Salidasn
SatPosn
lacc Isqrefmax_ ;Poner en el acumulador el valor de
; saturación positiva
rpt #5
sfr
Salidasn
sac1 iSqref
sub upi
sac1 elpi,3 ;elpi=iSqref-upi
lt epin ;k-1
mpy Kin_ ;Haremos que este Kin_ represente al producto de Ki
;y Ts/2.
;Esto tendremos que tenerlo en cuenta al momento de
;definir nuestras constantes.
pac ;k-1
sach tmp,4
lacc tmp
add Kpi2n
sac1 tmp
;sach eli,4
;lt eli
;mpy MedioTs_
;pac
spm 2
lt elpi
mpy Kcorn_
pac
spm 0
sach tmp1,4

```

```

lacc tmp1          ;tmp1=elpi*Kcom
add  tmp          ;tmp=epin*Kin+Kpi2n

rpt  #3
sfr
add  xin
sac1 xin

bit  xin,0
bcnd MayorqueCeroxin,NTC      ;Si xin>0, saltamos a ver si
                                   ;tendremos que saturar positivamente.

lacc xinVelsatmin_
sub  xin
bcnd SatNegxin,GT             ;Si upi<Isqrefmin, saturamos.
lacc xin                    ;El valor de upi es válido.
b    Salidasxin

SatNegxin
lacc xinVelsatmin_          ;Poner en el acumulador el valor de
                                   ;saturación negativa.
b    Salidasxin

MayorqueCeroxin            ;El valor es positivo
lacc xinVelsatmax_          ;Saturación positiva
sub  xin
bcnd SatPosxin,LT           ;Si upi>Isqrefmax, saturamos.
lacc xin                    ;Valor válido de upi
b    Salidasxin

SatPosxin
lacc xinVelsatmax_          ;Poner en el acumulador el valor de
                                   ;saturación +ve

Salidasxin
sac1 xin                    ;Almacenar el acumulador como valor de
                                   ;referencia

lt  elpi
mpy Kcom_
pac
sfr
lt  epin                    ;k-2
mpy Kin_
apac
sach Kpi2n

```

* Fin de regulador de velocidad con componente de corrección integral

NoCalculamoslaVelocidad: ;Saltamos aquí si no tenemos que calcular la
;velocidad. Aún no hemos repasado al lazo el número de
veces que indica VENTANA.

lacc contadordeVENTANAtmp ;Actualizamos al número de pulsos temporal
haciendo uso del valor de encincr.

add encincr ;Éste es el número de pulsos que hemos contado en el
presente periodo.

sac1 contadordeVENTANAtmp

;contadordeVENTANAtmp=contadordeVENTANAtmp+encincr

* Fin de Medición y control de la velocidad

* Cálculo del sen(Teta_cm), cos(Teta_cm)

mar *,ar5

lt Teta_cm ;Esto está en formato 16.0 sin signo.

mpyu SR8BIT_ ;Multiplicamos sin signo puesto que Teta_cm

;está en el rango de 0 a 65535.

pac

sach Index

lacl Index

and #0ffh ;Nos quedamos con los 8 bits menos significativos.

add #sintab ;Le sumamos la dirección origen de la tabla del seno.

sac1 tmp

lar ar5,tmp

lacl *

sac1 sinTeta_cm

lacl Index ;Lo mismo para el coseno

;cos(teta)=sin(teta+90°)

sub #192

bcnd PrimeraParteCoseno,GEQ

lacl Index

add #40h ;90° = 40h elementos de la tabla

and #0ffh

add #sintab

sac1 tmp

lar ar5,tmp

```

    lacc    *
    sacl   cosTeta_cm
    b      VisualizamosSenoyCoseno
PrimeraParteCoseno
    add    #sintab
    sacl   tmp
    lar    ar5,tmp
    lacc   *
    sacl   cosTeta_cm
VisualizamosSenoyCoseno

```

```

*****
* Fin de cálculo del sen(Teta_cm), cos(Teta_cm)
*****

```

```

*****
* Transformación de Park
* (alfa, beta)->(d,q)
* iSd=iSalfa*cos(Teta_cm)+iSbeta*sin(Teta_cm)
* iSq=-iSalfa*sin(Teta_cm)+iSbeta*cos(Teta_cm)
*****

```

```

ParkTransformation
    zac

    lt     iSbeta
    mpy    sinTeta_cm
    lta    iSalfa
    mpy    cosTeta_cm
    mpya   sinTeta_cm
    sach   iSd,l
    zac

    lt     iSbeta
    mpys   cosTeta_cm
    apac

    sach   iSq,l

```

```

*****
* Fin de Transformación de Park
*****

```

```

*****
* Modelo de corriente
*****

```



```

zac
sub   i_mr
sfr
sfr
add   iSd
sac1  tmp      ;tmp=(iSd(k)-i_mr(k))
sac1  iSdmenos_i_mr
spm   2
lt    tmp      ;tmp=(iSd(k)-i_mr(k))
mpy   Kr_
pac
spm   0
sach  tmp      ;tmp=Kr*(iSd(k)-i_mr(k))
      ;Esto debería ser siempre positivo.
lacc  i_mr
sac1  i_mrshadow ;Éste lo utilizaremos para determinar si
      ;i_mr(k) era positivo o, negativo.
abs
sfr
sfr
sac1  tmp1     ;tmp1=abs(i_mr(k))
lacc  tmp
sfr
sac1  Aumento_i_mr
add   i_mr
sac1  i_mr     ;i_mr(k+1)=i_mr(k)+Kr*(iSd(k)-i_mr(k))

lacc  i_mr
bcnd  i_mrKplus1DiferenteaCero,NEQ ;Tenemos a i_mr en el acumulador.
zac   ;Hacemos esto si i_mr es cero.
sac1  tmp     ;Si i_mr=0, tendremos que tmp=iSq/i_mr=0
b     i_mrCero
i_mrKplus1DiferenteaCero
lacc  iSq
abs
sac1  tmp
lacc  tmp,12
rpt   #15
subc  tmp1
sac1  tmp     ;tmp(positivo)=iSq(k)/i_mr(k)

;ltiSq
;mpy  i_mrshadow
;pac  ;iSq(k)*i_mr(k)=+ o -

```

```

    bit    iSq,0
    bcnd  i_mrCero,NTC
    lacc  tmp
    neg
    sacl  tmp          ;tmp(negativo)=iSq(k)/i_mr(k)

```

```

;iSqpos

```

```

i_mrCero

```

```

*** Fin de la división ***

```

```

    sacl  iSqentrei_mr
    ;ldp  #MisVariables
    lt    Kt_
    mpy  tmp
    pac
    lacc  fsmenosvelocidad
    add  Velocidad
    sacl  fs          ;Velocidad del flujo del rotor
                    ;fs=n*PP+Kt*(iSq/i_mr)

```

```

*** Cálculo de la posición del flujo del rotor ***

```

```

    lacc  fs
    abs
    sacl  tmp
    lt    tmp
    mpy  K_
    pac
    rpt  #3
    sfr
    sach  tetaincr
    bit   fs,0          ;Verificamos si fs era negativo.
    bcnd  fs_neg,TC    ;Saltamos si fs era negativo.

```

```

    lacc  tetaincr
    adds  Teta_cm
    sacl  Teta_cm
    b     DebilitamientodeCampo

```

```

fs_neg

```

```

    lacl  Teta_cm
    subs  tetaincr
    sacl  Teta_cm          ;Teta_cm=Teta_cm+K*fs=Teta_cm+tetaincr
                    ;(0;360)<->(0;65535)

```

```

*****

```

```

* Fin del modelo de corriente

```

```

*****

```

* Debilitamiento de campo

* Entrada: n_ref - Salida: iSdref en formato 4.12

DebilitamientodeCampo

```
    spm    2
    lacc   n_ref

    abs
    rpt    #3
    sfr
    sacl   n_ref8_8
    sub    #100h
    bcnd   noFieldWeakening,LEQ
    lacc   p0,12
    lt     n_ref8_8
    mpy    p1
    apac
    sach   tmp,4           ;tmp=p0+p1*n_ref
    sqra   n_ref8_8
    pac
    sach   tmp1,4
    lacc   tmp,12
    lt     tmp1           ;tmp1=n_ref^2
    mpy    p2
    apac
    sach   tmp,4           ;tmp=p0+p1*n_ref+p2*(n_ref^2)
    lt     tmp1
    mpy    n_ref8_8
    pac
    sach   tmp1,4         ;tmp1=n_ref^3
    lacc   tmp,12
    lt     tmp1
    mpy    p3
    apac
    sach   tmp,4         ;tmp=p0+p1*n_ref+p2*(n_ref^2)+p3*(n_ref^3)
    lacc   tmp,4
    sacl   iSdref
    b      endFW
noFieldWeakening
    lacc   #2458
    sacl   iSdref
```

```

endFW
    spm    0                ;PM=0

*** PI d
    lacc   iSdref
    sub    iSd
    sacl   epid
    lt     epid
    mpy    Kpid_
    pac
    sach   upi,3
                                ;upi=xid+epid*Kpi

                                ;sach   vSdref,3

    bit    upi,0
    bcnd   upiMayorqueCerod,NTC
    lacc   Vmin_
    sfr
    sub    upi
    bcnd   SatNegd,GT    ;Si upi<Vmin, saltamos a saturar.
    lacc   upi            ;Valor válido de upi
    b      Salidasd
SatNegd
    lacc   Vmin_
    sfr
    b      Salidasd
upiMayorqueCerod    ;El valor era positivo
    lacc   Vmax_
    sfr
    sub    upi
    bcnd   SatPosd,LT    ;Si upi>Vmax saltamos a saturar
    lacc   upi            ;Valor válido de upi
    b      Salidasd
SatPosd
    lacc   Vmax_
    sfr
Salidasd
    sacl   vSdref

```

```

*** PI q
    lacc  iSqref
    sub   iSq
    sacl  epiq
    lt    epiq
    mpy   Kpiq_
    pac
    add   xiq,8

    sach  upi,3

```

```

* Rutina para evitar el sobreflujo
    ;lt    iSqref
    ;mpy   upi
    ;pac
    ;sfr
    ;sfr
    ;sach  tmp
    ;bit   tmp,0
    ;bcnd  EsCorrecto,NTC
    ;lacc  upi1
    ;sac1  upi

```

* Hasta aquí

```

EsCorrecto
    bit   upi,0
    bcnd  upiMayorqueCeroq,NTC
    lacc  Vmin_
    sfr
    sub   upi
    bcnd  SatNegq,GT           ;Si upi<Vmin, saltamos a ver
                                ;si tendremos que saturar negativamente.

    lacc  upi                 ;El valor de upi es válido.
    b     Salidasq

```

```

SatNegq
    lacc  Vmin_
    sfr
    b     Salidasq

```

```

upiMayorqueCeroq
    lacc  Vmax_
    sfr

```

```

    sub    upi
    bcnd   SatPosq,LT      ;Si upi>Vmax, saltamos a saturar.
    lacc   upi             ;El valor de upi es válido.
    b      Salidasq
SatPosq
    lacc   Vmax_
    sfr
Salidasq
    sacl   vSqref

```

* Ésta es la parte del factor integral

```

    sub    upi
    sacl   elpi           ;elpi=vSqref-upi
    lt     elpi
    spm    2
    mpy    Kcorq_
    pac
    spm    0
    sfl
    lt     epiq
    mpy    Kiq_
    apac
    add    Kpi2q,15
    add    xiq,15
    sach   xiq,1
    lt     epiq
    mpy    Kiq_
    pac
    sach   Kpi2q,1
    spm    2
    lt     factor_
    mpy    vSdref
    pac
    sach   vSdref,5
    mpy    vSqref
    pac
    sach   vSqref,5
    spm    0

```

* Transformada de Park inversa

* (d,q) -> (alfa,beta)

* $vSbe_ref = vSqref * \cos(Teta_cm) + vSdref * \sen(Teta_cm)$

* $vSal_ref = -vSqref * \sen(Teta_cm) + vSdref * \cos(Teta_cm)$

```

*****
    zac
    lt    vSdref
    mpy   sinTeta_cm
    lta   vSqref
    mpy   cosTeta_cm
    mpya  sinTeta_cm
    sfr
    sfr
    sach  vSbe_ref      ;vSbe_ref=vSqref*cosTeta_cm+vSdref*sinTeta_cm
    zac
    lt    vSdref
    mpys  cosTeta_cm
    apac
    sfr
    sfr
    sach  vSal_ref      ;vSal_ref=vSdref*cosTeta_cm-vSqref*sinTeta_cm
*****
* Fin de Transformada de Park inversa
*****

```

Modulador_Vectorial:

```

*****
* Modulador Vectorial por ancho de pulso(SVPWM)
*****
*** Cálculo del sector
*****
* Vref1 = vSbe_ref* Vref2 = (-vSbe_ref + sqrt(3) * vSal_ref)/2
* Vref3 = (-vSbe_ref - sqrt(3) * vSal_ref)/2
*****
    ldp   #MisVariables
    lacl vSbe_ref
    sacl Vref1
    lt   vSal_ref
    mpy  Sqrt32_
    pac
    sub  vSbe_ref,14
    sach Vref2,1
    pac
    neg
    sub  vSbe_ref,14
    sach Vref3,1
*****

```

* Fin de tensión de referencia para el cálculo del sector

* Cálculo de las constantes X, Y y Z

```
lt    VDCinvT
mpy   SQRT32_
pac
sach  tmp,1
lt    tmp
mpy   vSbe_ref
pac
sach  X
lacc  X
sac1  tmp1
sac1  X,1
lt    VDCinvT
splk  #06000h,tmp
mpy   tmp
pac
sach  tmp
lt    tmp
mpy   vSal_ref
pac
sach  tmp,2
lacc  tmp
add   tmp1
sac1  Y
sub   tmp,1
sac1  Z
```

* Fin de Cálculo de las constantes X, Y y Z

*** Determinación de los sectores de sesenta grados

```
zac
sac1  sector
lacc  Vref1
bcnd  Vref1_neg,LEQ           ;Si Vref1<0, no hacer 1 bit 1 del sector
lacc  sector
or    #1
sac1  sector
Vref1_neg
lacc  Vref2
bcnd  Vref2_neg,LEQ         ;Si Vref2<0, no hacer 1 bit 2 del sector
```



```

    lacc    sector
    or      #2
    sacl    sector
Vref2_neg
    lacc    Vref3
    bcnd    Vref3_neg,LEQ           ;Si Vref3<0, no hacer 1 bit 3 del sector
    lacc    sector
    or      #4
    sacl    sector
Vref3_neg
    lacl    sector
    sub     #1
    bcnd    no1,NEQ
    lacc    Z
    sacl    t1
    lacc    Y
    sacl    t2
    b       t1t2out
no1
    lacl    sector
    sub     #2
    bcnd    no2,NEQ
    lacc    Y
    sacl    t1
    lacc    X
    neg
    sacl    t2
    b       t1t2out
no2
    lacl    sector
    sub     #3
    bcnd    no3,NEQ
    lacc    Z
    neg
    sacl    t1
    lacc    X
    sacl    t2
    b       t1t2out
no3
    lacl    sector
    sub     #4
    bcnd    no4,NEQ
    lacc    X
    neg

```

```

    sacl  t1
    lacc  Z
    sacl  t2
    b     t1t2out
no4    lacl  sector
       sub  #5
       bcnd no5,NEQ
       lacc  X
       sacl  t1
       lacc  Y
       neg
       sacl  t2
       b     t1t2out
no5    lacc  Y
       neg
       sacl  t1
       lacc  Z
       neg
       sacl  t2
t1t2out
       lacc  t1
       add  t2
       sacl  tmp
       sub  #PWMPRD
       bcnd nosaturation,LEQ
       lacc #PWMPRD,6
       rpt  #15
       subc tmp
       sacl tmp
       spm  3
       lt   tmp
       mpy  t1
       pac
       sacl t1
       spm  3
       mpy  t2
       pac
       sacl t2
       spm  0

```

*** Fin de saturación de t1 y de t2

nosaturation

*** Cálculo de taon, de tbon y de tcon

```

lacc #PWMPRD
sub t1
sub t2
sfr
sac1 taon
add t1
sac1 tbon
add t2
sac1 tcon

```

*** Fin del cálculo de taon, tbon y tcon

*** Cambio de sector

```

lacl sector ;Depende del sector en el que estemos para
sub #1 ;cambiar los valores calculados de taon, tbon y tcon
bcnd nosect1,NEQ ;al canal PWM correcto
bldd tbon,#CMPR1 ;sector 1
bldd taon,#CMPR2
bldd tcon,#CMPR3
b restaurar

```

nosect1

```

lacl sector
sub #2
bcnd nosect2,NEQ
bldd taon,#CMPR1 ;sector 2
bldd tcon,#CMPR2
bldd tbon,#CMPR3
b restaurar

```

nosect2

```

lacl sector
sub #3
bcnd nosect3,NEQ
bldd taon,#CMPR1 ;sector 3
bldd tbon,#CMPR2
bldd tcon,#CMPR3
b restaurar

```

nosect3

```

lacl sector
sub #4
bcnd nosect4,NEQ
bldd tcon,#CMPR1 ;sector 4
bldd tbon,#CMPR2
bldd taon,#CMPR3
b restaurar

```

nosect4

```
    lacl    sector
    sub     #5
    bcnd    nosect5,NEQ
    bldd    tcon,#CMPR1 ;sector 5
    bldd    taon,#CMPR2
    bldd    tbon,#CMPR3
    b       restaurar
```

nosect5

```
    bldd    tbon,#CMPR1 ;sector 6
    bldd    tcon,#CMPR2
    bldd    taon,#CMPR3
```

*** Fin de Cambio de sector

* Fin de Space Vector Pulse Width Modulation

```
    setc    XF
    b       restaurar
```

DesactivarSVPWM:

```
    ldp     #DP_EV
    splk    #0,COMCON
```

restaurar

* Reestablecimiento del contexto y retorno

```
    larp    ar7
    mar     *+
    lacl    *+      ;Acumulador reestablecido para el reestablecimiento del contexto
    add     *+,16
    lst     #0,*+
    lst     #1,*+
    EINT
    ret
```

* Fin de Reestablecimiento del contexto y retorno

SpuriousInt2:

```
    EINT
```

ret

```
*****  
* Fin de la subrutina de interrupción _c_int2  
* Sincronización del algoritmo de control con la  
* interrupción PWM de subflujo  
*****
```

ANEXO B
DIAGRAMA DE FLUJO DEL SISTEMA DE CONTROL IMPLEMENTADO

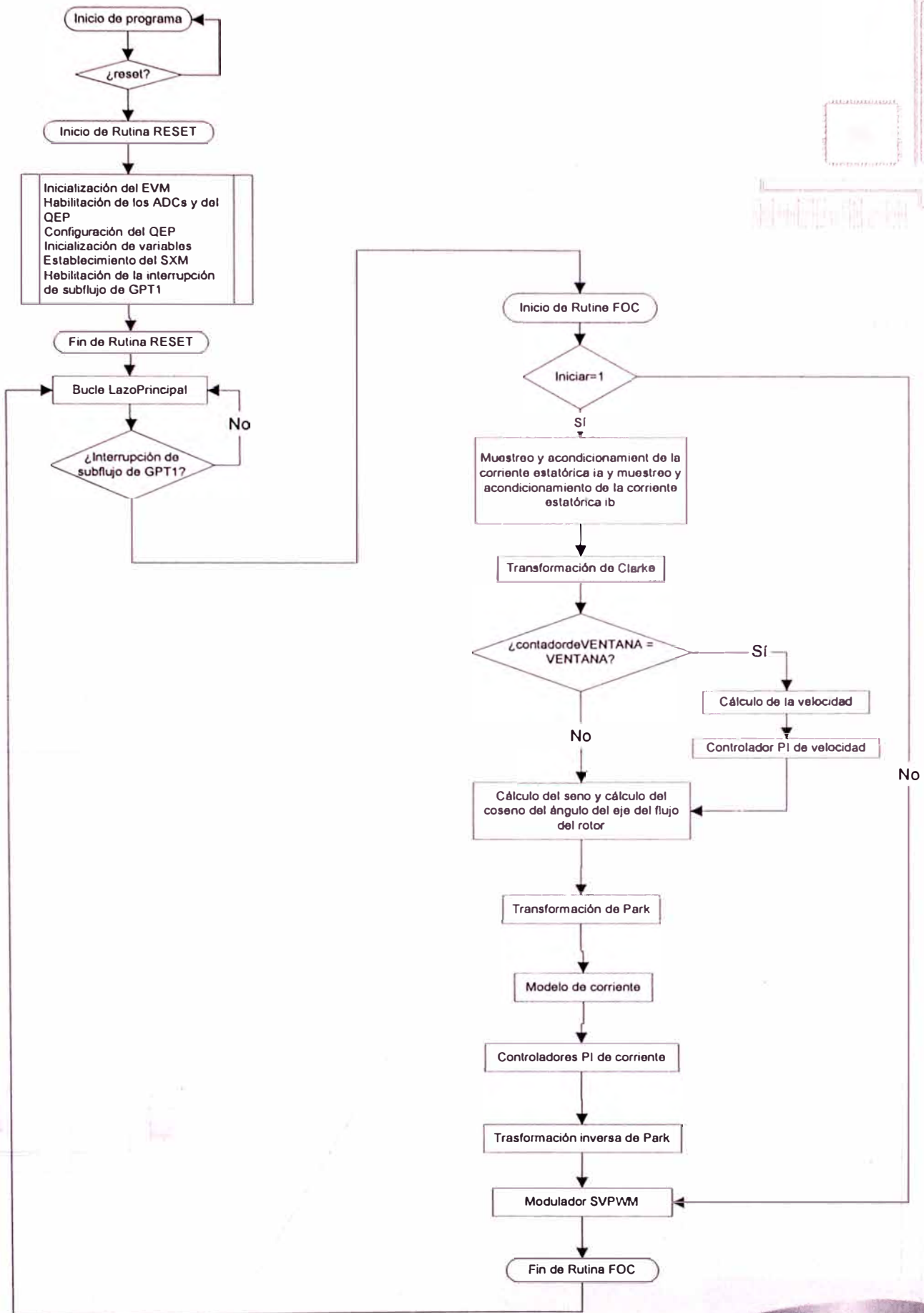


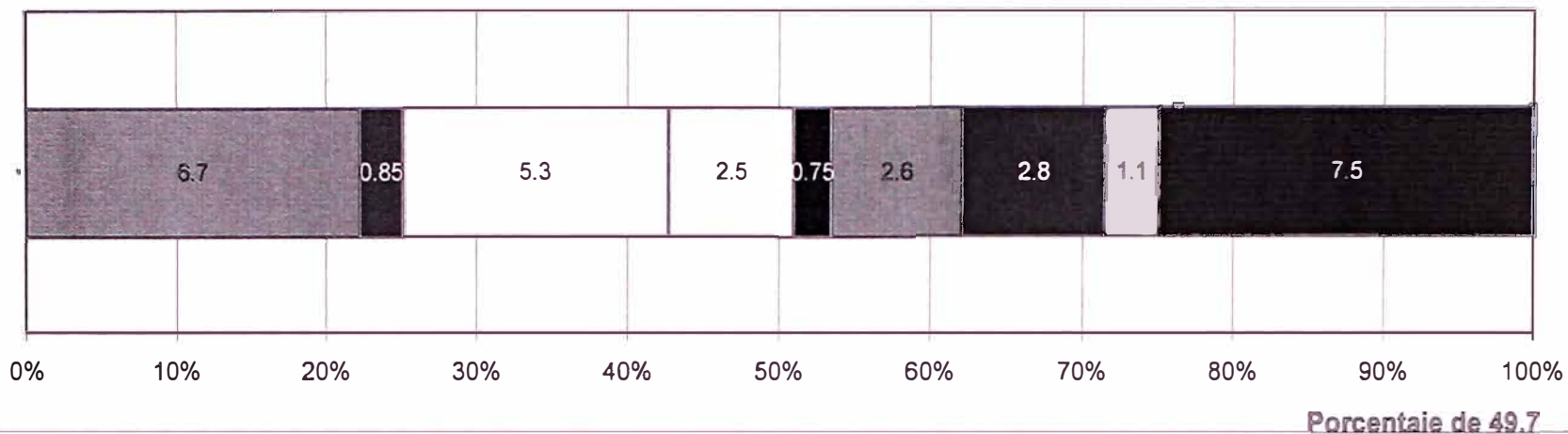
Diagrama de flujo del programa FOC

ANEXO C
DIAGRAMA DE TIEMPOS DEL SISTEMA DE CONTROL IMPLEMENTADO

Rutinas que comprende el programa FOC en ASSEMBLER

Tareas	Tiempo de ejecución (en microsegundos)	Instante en el que se produce
Inicialización de la tarjeta	27	Al darse la interrupción RESET
Muestreo de la corriente	6.7	Al darse la interrupción de subflujo del Timer 1
Transformación de Clarke	0.85	Al darse la interrupción de subflujo del Timer 1
Cálculo de la velocidad/Controlador PI de velocidad	5.3	Al darse la interrupción de subflujo del Timer 1
Cálculo del seno y del coseno	2.5	Al darse la interrupción de subflujo del Timer 1
Transformación de Park	0.75	Al darse la interrupción de subflujo del Timer 1
Modelo de corriente	2.6	Al darse la interrupción de subflujo del Timer 1
Controladores PI de corriente(2)	2.8	Al darse la interrupción de subflujo del Timer 1
Transformación inversa de Park	1.1	Al darse la interrupción de subflujo del Timer 1
Modulador SVPWM	7.5	Al darse la interrupción de subflujo del Timer 1
Tiempo ocioso	69.7	Al darse la interrupción de subflujo del Timer 1

Diagrama de tiempos de las tareas ejecutadas al producirse la interrupción de subflujo



■ Muestreo de corriente

□ Cálculo de la velocidad/PI de velocidad

■ Transformación de Park

■ Controladores PI de corriente

■ Modulador SVPWM

■ Transformación de Clarke

□ Cálculo del seno y del coseno

■ Modelo de corriente

□ Transformación inversa de Park

ANEXO D
ANÁLISIS DE ESTABILIDAD Y SINTONIZACIÓN DE LOS
CONTROLADORES PI DEL SISTEMA DE CONTROL POR CAMPO
ORIENTADO

ANEXO D
ANÁLISIS DE ESTABILIDAD Y SINTONIZACIÓN DE LOS
CONTROLADORES PI DEL SISTEMA DE CONTROL POR CAMPO
ORIENTADO

Haciendo uso de las ecuaciones 2.1-13, el sistema de referencia d-q rotando sincrónicamente queda determinado por las siguientes ecuaciones[]:

$$\begin{bmatrix} v_{qs}^e \\ v_{ds}^e \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} r_s + pL_{ss} & \omega_e L_{ss} & pM & \omega_e M \\ -\omega_e L_{ss} & r_s + pL_{ss} & -\omega_e M & pM \\ pM & (\omega_e - \omega_r)M & r_r' + pL_{rr}' & (\omega_e - \omega_r)L_{rr}' \\ -(\omega_e - \omega_r) & pM & -(\omega_e - \omega_r)L_{rr}' & r_r' + pL_{rr}' \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{qs}^e \\ i_{ds}^e \\ i_{qr}^e \\ i_{dr}^e \end{bmatrix} \quad (d.1)$$

$$T_e = \frac{3}{4} PM (i_{qs}^e i_{dr}^e - i_{ds}^e i_{qr}^e) \quad (d.2)$$

Donde :

- r_s, r_r : Resistencia del estator y resistencia del rotor por fase, referida al estator
- L_{ss}, L_{rr}' : Inductancia del estator e inductancia del rotor por fase, referida al estator
- P : Número de polos
- M : Inductancia de magnetización mutua
- p : Operador diferencial
- $v_{qs}^e (v_{ds}^e)$: Tensión del estator en el eje q(d)
- $i_{qs}^e (i_{ds}^e)$: Corriente del estator en el eje q(d)
- $i_{qr}^e (i_{dr}^e)$: Corriente del rotor referida al eje q(d)
- ω_r : Velocidad angular eléctrica del rotor
- ω_e : Frecuencia del estator(velocidad angular síncrona)
- T_e : Torque eléctrico

El torque generado, la velocidad angular mecánica del rotor(ω_{rm}) y la carga están relacionados por:

$$T_e = J_m p \omega_{rm} + B_m \omega_{rm} + T_L \quad (d.3)$$

donde J_m es la inercia del rotor, B_m es el coeficiente de viscosidad y T_L es el torque de la carga.

Sea $\omega_{sl} \triangleq \omega_e - \omega_r$ la velocidad angular de deslizamiento.

Del modelo de corriente se tiene:

$$\omega_{sl} = \frac{r_r'}{L_{rr}'} \frac{i_{qs}^e}{i_{ds}^e} \quad (d.4)$$

Con ello:

$$i_{dr}^e = 0 \quad (d.5)$$

$$i_{qr}^e = -\frac{M}{L_{rr}'} i_{qs}^e \quad (d.6)$$

Utilizando d.5 y d.6, el torque T_e en la ecuación d.2 toma la forma:

$$T_e = \frac{3}{4} P \frac{M^2}{L_{rr}'} i_{ds}^e i_{qs}^e = K_T i_{qs}^e \quad (d.7)$$

donde: $K_T = \frac{3}{4} P \frac{M^2}{L_{rr}'} i_{ds}^e$

La ecuación para la tensión del estator en el eje q descrita en la ecuación d.1, toma la forma:

$$v_{qs}^e = (r_s + pL_{ss})i_{qs}^e + \omega_e L_{ss} i_{ds}^e + pM \left(-\frac{M}{L_{rr}'} \right) i_{qs}^e \quad (d.9)$$

En el control por campo orientado para un motor de inducción trifásico, el ω_e puede ser representado por:

$$\omega_e = \omega_r + \omega_{sl} = \omega_r + \frac{r_r' i_{qs}^e}{L_{rr}' i_{ds}^e} = \frac{P}{2} \omega_{rm} + \frac{r_r' i_{qs}^e}{L_{rr}' i_{ds}^e} \quad (d.10)$$

Sustituyendo d.10 en d.9, tendremos:

$$v_{qs}^e = R_\sigma i_{qs}^e + L_\sigma \frac{di_{qs}^e}{dt} + K_E \omega_{rm} \quad (d.11)$$

Donde:

$$R_\sigma = r_s + \frac{L_{ss}}{L_{rr}'} r_r'$$

$$L_\sigma = L_{ss} \left(1 - \frac{M^2}{L_{ss} L_{rr}'} \right)$$

$$K_E = \frac{P}{2} L_{ss} i_{ds}^e$$

El hecho de utilizar el modulador SVPWM puede ser representado por la ganancia

$K_A = \frac{2}{\sqrt{3}}$. La ganancia del regulador de corriente sería g_i y la ganancia de

retroalimentación de la corriente, K_C . Con todo esto, tendríamos el diagrama de

bloques que se muestra en la Fig. d.1.

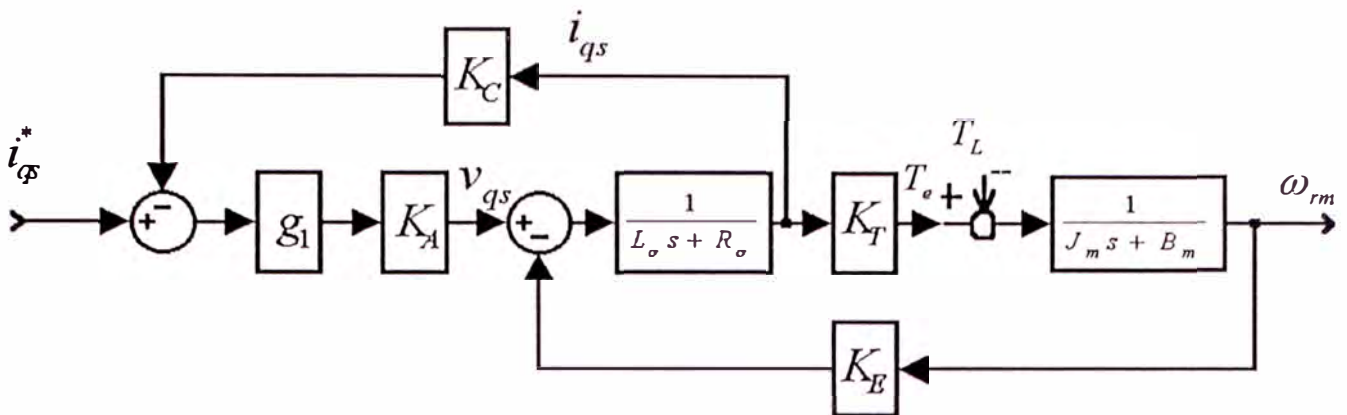


Fig. d.1.- Diagrama de bloques del diagrama de control por campo orientado con retroalimentación de corriente para un motor de inducción trifásico utilizando modulación SVPWM

Con este esquema simplificado se puede fácilmente estudiar la estabilidad del sistema y determinar los valores de las constantes para el controlador PI de corriente de torque. Para ello, se hallará la función de transferencia del sistema en función de la entrada y del torque de carga.

Se hará uso del toolbox de matemática simbólica del MATLAB para reducir cálculos.

El código se presenta a continuación.

```

syms s g1 Ka Lo Ro Kc Jm Bm Kt Ke real;
A=g1*Ka*Kc*(Jm*s+Bm*s)/(Kt*(Lo*s+Ro));
B=Ke/(Lo*s+Ro);
C=(Jm*s+Bm)/Kt;
D=g1*Ka/(Lo*s+Ro);
FunTransCorTorRef= collect(simple(D/(A+B+C)));           %wrm/iqs*

A=g1*Ka*Kc*Ke*Kt/((Lo*s+Ro)*(Lo*s+Ro+g1*Ka*Kc));
B=(Jm*s+Bm);
FunTranTL=collect(simple(1/(A-B)));                     %wrm/TL

```

Las variables FunTranCorTorRef y FunTranTL representan a la función de transferencia del sistema cuya entrada es la corriente de torque de referencia con torque de carga nulo y a la función de transferencia del sistema cuya entrada es el torque de carga con corriente de torque de referencia nula respectivamente.

Analizaremos la estabilidad del sistema en vacío (torque de carga nulo.) Para ello, aún falta conocer el momento de inercia del rotor del motor empleado; para su determinación, se hará uso del método llamado run-out test o coasting test descrito en [1].

Run-out test o Coasting test

Previamente, la potencia de entrada $p_M(\omega)$ del motor en vacío y en estado estable se mide a diversas velocidades angulares ω . De la ecuación $p_M = p_L + J\omega \frac{d\omega}{dt}$, puesto que la velocidad en estado estable es cero, la potencia suministrada es igual a la potencia de pérdidas (potencia desperdiciada por pérdidas eléctricas y por el pequeño torque negativo del rotor en tales condiciones ($p_M = p_L$)). Puesto que no nos interesa considerar el efecto de las pérdidas eléctricas, modificamos la potencia de pérdidas quedándonos únicamente con la potencia suministrada debido al torque negativo del rotor. De esto, el torque de carga efectivo en estado estable es $T'_l = p'_l / \omega$. Se repite el proceso a diversas velocidades; e interpolando, se obtiene la curva $T'_l(\omega)$ que se muestra en la Fig. d.2.

Para el run-out test, se acelera al motor hasta alcanzar una determinada velocidad ω_0 , momento en el cual cortamos la alimentación al motor. Éste desacelerará debido únicamente al torque negativo del rotor con la velocidad como función del tiempo,

$\omega(t)$. Y de la ecuación $T_M = T_l + J \frac{d\omega}{dt}$, obtenemos $J \approx \frac{-T_l'(\omega)}{\frac{d\omega}{dt}(\omega)}$, $T_M = 0$. Por ende, la

inercia puede ser determinada de la pendiente de la curva de desaceleración de la velocidad que se muestra en la Fig. d.2.

Debido al error de las mediciones y al hecho de trabajar gráficamente, el error es considerable. Por ello, la inercia debe ser calculada a diferentes velocidades, a fin de obtener un promedio. Por suerte, los requerimientos de la exactitud de la inercia para el diseño de controladores de velocidad no son muy exigentes. Un error de $\pm 10\%$ es bastante aceptable.

En un par de casos, la obtención de la inercia sería particularmente sencilla.

Tendremos:

a) En el caso de que el torque de pérdidas corregido T_l' fuera aproximadamente constante en un intervalo limitado de velocidad, tendríamos:

$$T_l' \approx \text{constante para } \omega_1 < \omega < \omega_2$$

Entonces, $\omega(t)$ se aproximaría a una línea recta; la inercia sería la pendiente de ésta.

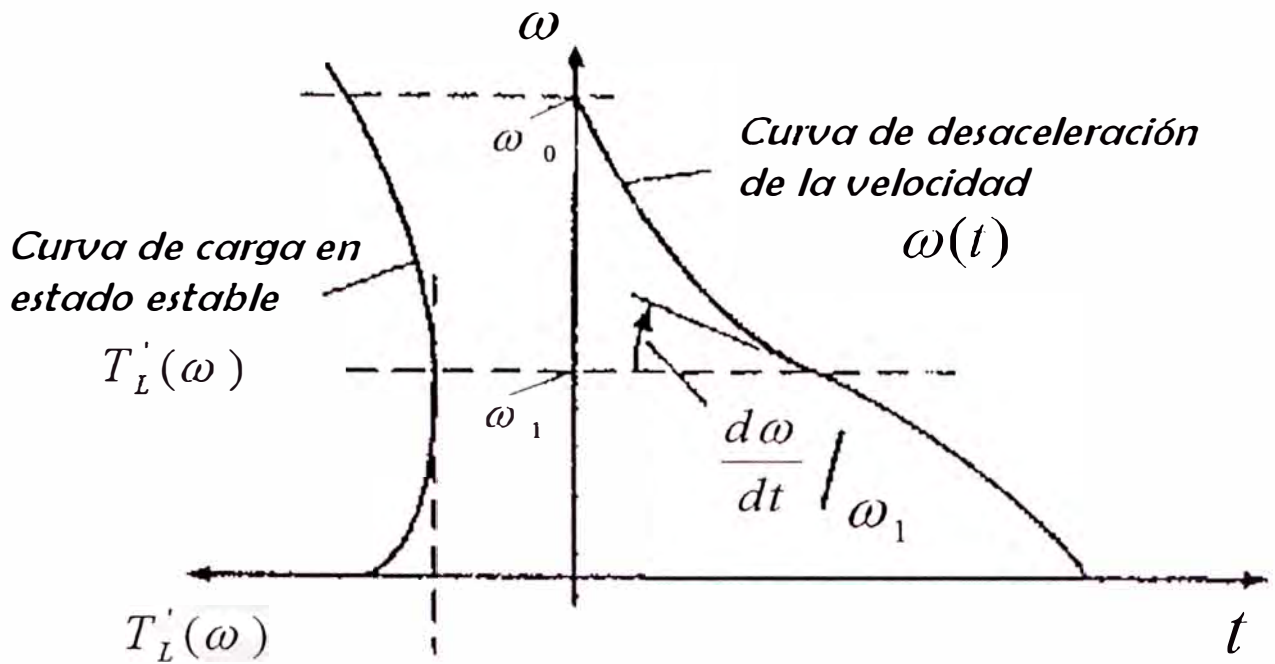


Fig. d.2.- Curvas para el run-out test

b) Si una sección del torque de pérdidas pudiera ser aproximada por una línea recta, tal como $T_L' \approx a + b\omega$ para $\omega_1 < \omega < \omega_2$; entonces, se obtendría una ecuación diferencial de

la forma $J \frac{d\omega}{dt} + b\omega = -a$. Considerando $\omega(t_2) = \omega_2$, tendríamos que la solución sería

$$\omega(t) = -\frac{a}{b} + \left(\omega_2 + \frac{a}{b}\right)e^{-b(t-t_2)/J}, \quad t \geq t_2.$$

Graficando esta curva en papel semilogarítmico se obtendría una línea recta de pendiente $-b/J$, de lo cual se podría estimar el valor aproximado de J .

Para el coeficiente de fricción viscoso se tomará el calculado para máquinas de similares características. Así, para los diversos parámetros del motor se tendrá:

$$r_s = 8,25 \Omega$$

$$r_r' = 11,21 \Omega$$

$$L_{ss} = 0,6557 H$$

$$L_{rr}' = 0,6557 H$$

$$M = 0,6280 H$$

$$P = 4 \text{ polos}$$

$$i_{ds}^e = 2,2 A$$

El programa en MATLAB utilizado para calcular las variables es:

```
syms s real;
rs=8.25;
rr=11.21;
Lss=0.6557;
Lrr=0.6557;
M=0.628;
P=4;
ieds=2.2;

g1=8;
Kc=1;
Lo=Lss*(1-M*M/(Lss*Lrr));
Ro=rs+Lss*rr/Lrr;
Ka=2/sqrt(3);
Ke=P*Lss*ieds/2;
Kt=3*P*M*M*ieds/(4*Lrr);
Jm=0.01;
Bm=0.009;

A=g1*Ka*Kc*(Jm*s+Bm*s)/(Kt*(Lo*s+Ro));
B=Ke/(Lo*s+Ro);
C=(Jm*s+Bm)/Kt;
D=g1*Ka/(Lo*s+Ro);
FunTransCorTorRef=vpa(collect(simple(D/(A+B+C)))); %wrm/iqs*

A=g1*Ka*Kc*Ke*Kt/((Lo*s+Ro)*(Lo*s+Ro+g1*Ka*Kc));
B=(Jm*s+Bm);
FunTranTL=1/(A-B); %wrm/TL
```

```

C=1;
F=1;
G=vpa(collect(simple((1-FunTransCorTorRef)/FunTransCorTorRef)));
H=1;

NumG=[.0000147883844 .0101062726083 -.682904888558];

Gp=tf(NumG,1);

```

Ahora, haciendo uso de la rltool, se analizará la estabilidad del sistema.

Los polos están en -650 y en -33 . El lugar geométrico de las raíces y los diagramas de Bode nos muestran la estabilidad del sistema. Esto se ve en la Fig. d.3.

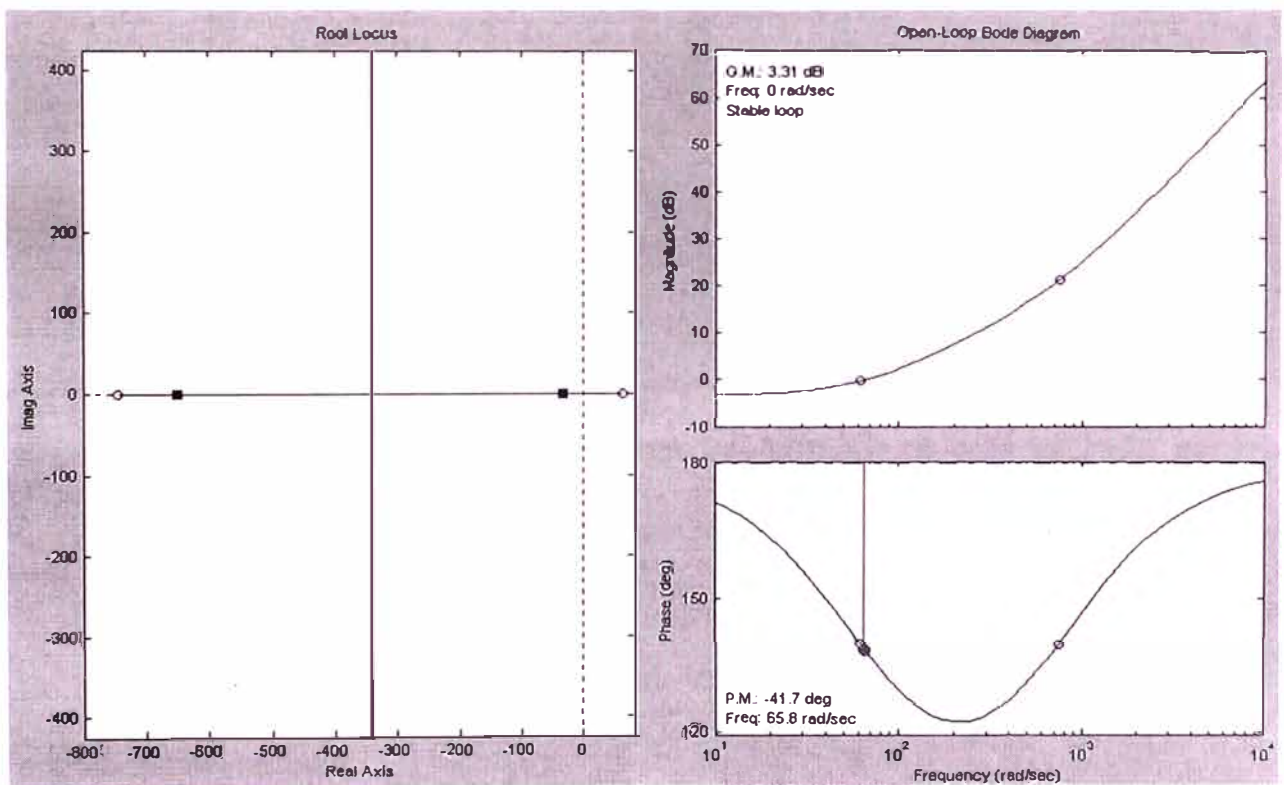


Fig. d.3.- Lugar geométrico de las raíces del sistema en lazo cerrado para la corriente de torque de referencia en el dominio de Laplace

Vemos que el sistema es estable en el dominio de Laplace. Equivalentemente, en el dominio de Z tendremos la Fig. d.4. En este caso, los polos se encuentran en 0,937 y 0,997.

Para la obtención del sistema discretizado se hizo uso de un $T_s=0.0001$ s

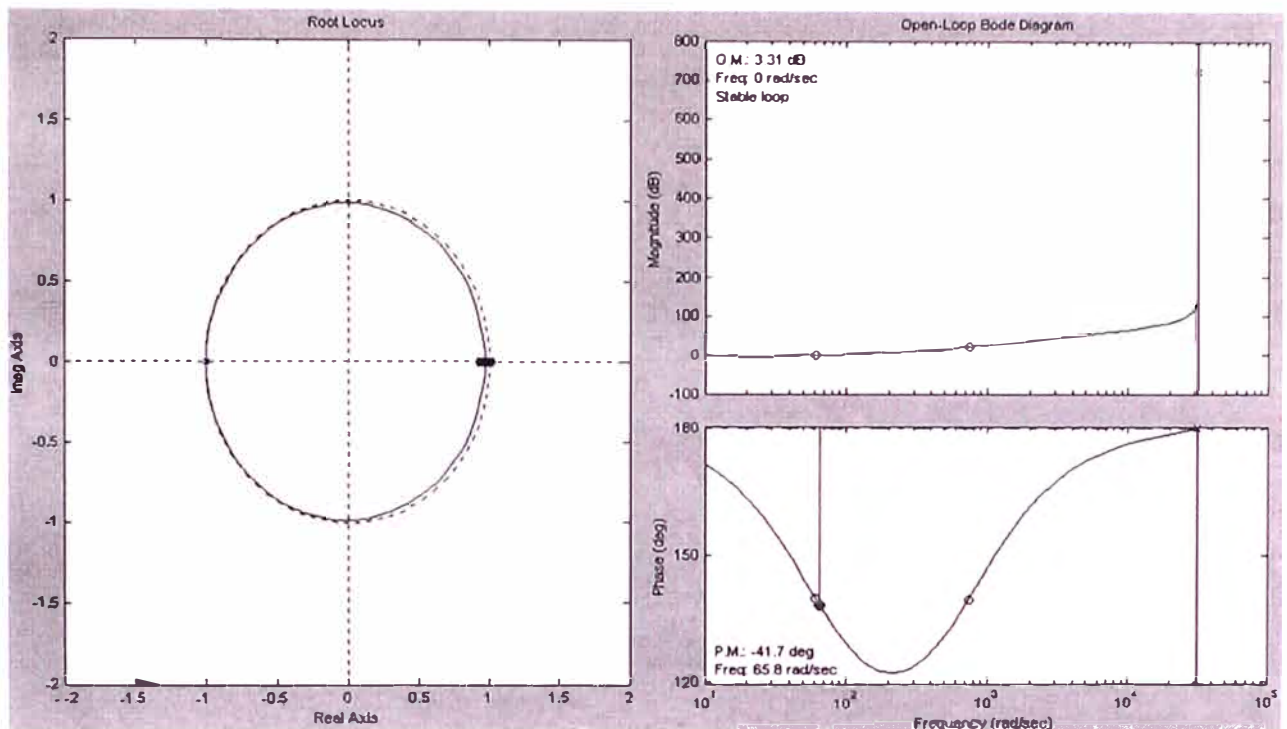


Fig. d.4.- Lugar geométrico de las raíces del sistema en lazo cerrado para la corriente de torque de referencia en el dominio de Z

De la misma forma, los diagramas de Bode en lazo cerrado del sistema muestran la estabilidad del sistema.

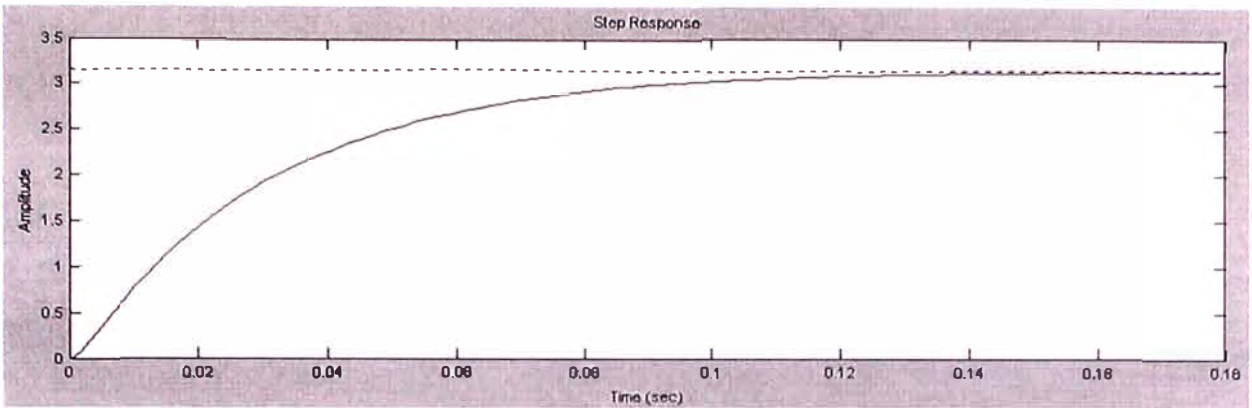


Fig. d.5.- Respuesta al escalón del sistema en lazo cerrado(comportamiento de la velocidad)

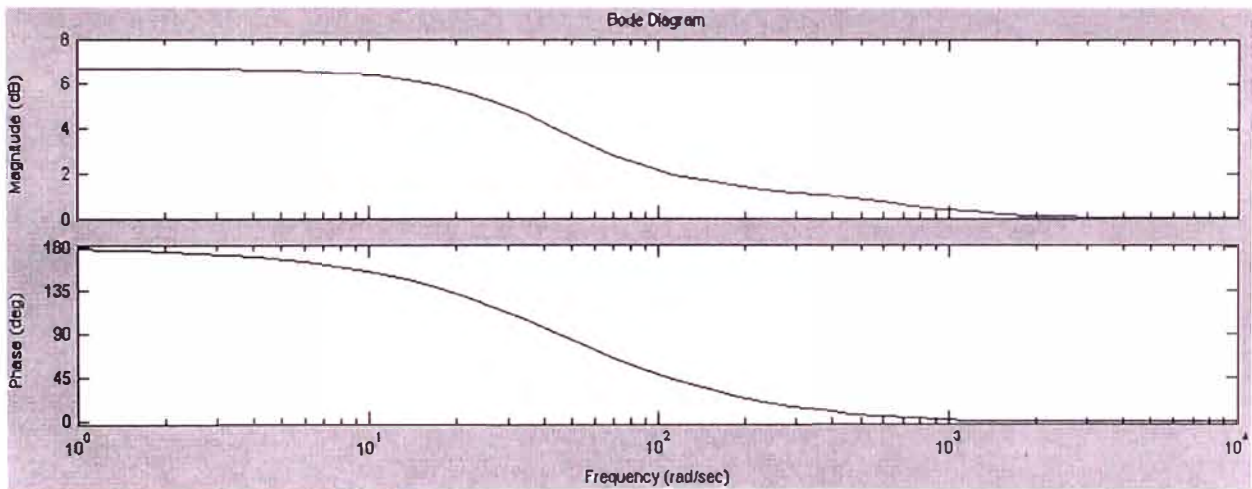


Fig. d.5.- Diagramas de Bode del sistema en lazo cerrado

BIBLIOGRAFÍA

1. Leonhard, Werner
Control of Electrical Drives
Ed. Springer-Verlag
Capítulos 2-7, 10-12
2. Matlab
Power System Blockset Manual
The MathWorks
1998-2002 TransEnergie Technologies Inc.
Capítulos 1-10
3. Texas Instruments documentation
BPRA073
4. Texas Instruments documentation
BPRA524
5. Texas Instruments documentation
BPRA076
6. Chen, Chi-Tsong
Linear System Theory and Design
Oxford University Press, New York
Third Edition
Capítulos 1-7
7. Polderman, Jan Willen - Willems, Jan C.
Introduction to Mathematical Systems Theory – A behavioral approach
Ed. Springer Verlag, 1998
8. De Carlo, Raymond
Linear Systems Theory
Capítulos 1-18

9. Khrisnan
Electrical Drives - Analysis and Control
Capítulo 8
10. Moreno Rodolfo
Aplicaciones de electrónica de potencia
Páginas 51-64
11. Chern – Liu – Jong - Yan
Discrete integral variable structure model following control for induction motor drives
IEE Proceedings-Electr. Power Appl., Vol. 143, No. 6, November 1996
12. Khambadkone, Holtz
Vector controlled induction motor drive
13. Seifert D.
Stromregelung der Asynchronousmaschine
ETZ-Archiv
14. Schumacher, W., Heinemann, G.
Fully digital control of induction motor
Proceedings of the 1st European Power Electronics Conference, Aachen, Germany, 1987
15. Cheng, Se-Kyo
A phase tracking system for three phase utility interface inverters
16. Boldea, Ion, Nasar S. A.
Electric Drives
CRC Press
Capítulo 7
17. Von Zuben, Fernando
Redes Neurais Aplicadas ao Controle de Máquina de Indução
18. Vásárhelyi, József
Run-time reconfiguration of AC drive controllers
19. Córcoles López, Felipe
Estudio y caracterización de la máquina de inducción – Aplicación de métodos analíticos y aproximados para el análisis transitorio
Barcelona, 1998

20. Oppenheim, Alan – Willsky, Alan
Señales y sistemas
Ed. Prentice Hall PTR, 1996
21. Texas Instruments documentation
SPRU161c
22. Texas Instruments documentation
SPRU160c
23. Texas Instruments documentation
SPRU018d
24. Texas Instruments documentation
SPRU024d
25. Texas Instruments documentation
TMS320C240/'F240 Data Sheet SPRS042D
26. Texas Instruments documentation
TMS320C24x DSPs: Optimized for Motor Control SPRB1309
27. Texas Instruments documentation
Creating a Pulse Width Modulated Signal with a Fixed Duty Cycle Using the
TMS320F240 EVM SPRA410
28. Texas Instruments documentation
Implementation of a Speed Field Oriented Control o 3-phase PMSM Motor Using
TMS320F240
29. Texas Instruments documentation
Configuring PWM Outputs of 'F240 with Dead Band Different Power Devices
SPRA289
30. Texas Instruments documentation
Using the 'C24x DSP Controller for Optimal Digital Control SPRA295
31. Texas Instruments documentation
DSP Solutions for Motor Control Using the 'F240 DSP Controller SPRA345
32. Texas Instruments documentation

Detecting the RESET Source on the TMS320x240 DSP Controller SPRA356A*
Demonstrating C2xx Pipeline Operation During an Interrupt SPRA357

33. Texas Instruments documentation
Using the Capture Units for Low Speed Velocity Estimation on a C240 SPRA363
34. Texas Instruments documentation
Generating Efficient Code with TMS320 DSP : Style Guidelines SPRA366
35. Texas Instruments documentation
TMS320C24x General Purpose Timer 1 Asymmetric Mode SPRA367
36. Texas Instruments documentation
3-phases current measurement using a single line resistor on the F240 BPRA077
37. Texas Instruments documentation
Design of Active Noise Control System SPRA042
38. Texas Instruments documentation
TMS320C2xx Application Report SPRA068
39. Texas Instruments documentation
Calculation of C2xx Power Dissipation SPRA088
40. Ed Ramsden, Cherry Electrical Products, Pleasant Prairie, Wisconsin
Hall effect speed sensor offer reliable operation in severe environments
PCIM Magazine, 1998