

UNIVERSIDAD NACIONAL DE INGENIERIA

FACULTAD DE INGENIERIA ELECTRICA Y ELECTRONICA



CONTROL DE MOTORES BRUSHLESS CON SEGUIMIENTO DE
MODELO DE ESTRUCTURA VARIABLE INTEGRAL MEDIANTE EL
USO DEL PROCESADOR DIGITAL DE SEÑALES

TESIS

Para optar el Grado de Maestro en Ciencias

Mención: Automática e Instrumentación

Presentado por:

VICTOR MANUEL SOTELO NEYRA

LIMA-PERU

2000

**UNIVERSIDAD NACIONAL DE INGENIERIA
FACULTAD DE INGENIERIA ELECTRICA Y ELECTRONICA**

DSP-Based Integral Variable Structure Model Following Control for a Brushless Motor

THESIS

Requirement for the Master in Science degree

Field:Electronics Engineering

Major: Automatic and Control

Author:

Victor Manuel Sotelo Neyra

Lima-Perú

ABSTRACT

This work deals with the design, simulation and implementation of a digital signal processor (DSP)- based speed controller. The method applied is known as “Integral Variable Structure Model Following Control” (IVSMF), which takes the error between the state of the model and the controlled plant, this error is to be minimized using the boundaries defined in the sliding mode plane. The Control has been design to drive a permanent magnet motor with back sinusoidal field, known as a brushless AC motor, obtaining accurate speed regulation and the tracking of a prestablished trayectory.

The implementation is developped using two DSP’s sharing a common memory, one of them dedicated to implement the control algorithm , and the other devoted to control the current controlled inverter (PWM) , process the signals comming from the hall effect current sensors , calculate the real position with a encoder and control the memory transfer data between both processors.

The control algorithm used is such it considers the variations of the the plant parameters , those parameters can have variations due to different factors such as core manufacture,

temperature, friction, etc. Several methods have been proposed in last years, most commonly used is the "variable structure control" (VSC), but it has steady state problems when load disturbances are applied. Then Integral variable structure control (IVSC) was added to enhance VSC to achieve a zero steady state and for last a model following control (MFC) was introduced to specify a trajectory.

The results obtained on this work shows the robustness and the reliability of the controller when used with IVSMFC algorithm in AC Brushless motors. It can achieve a rather servo-tracking when different models are tested, with different parameters and proportional constants or when external loads are applied.

UNIVERSIDAD NACIONAL DE INGENIERIA
FACULTAD DE INGENIERIA ELECTRICA Y ELECTRONICA

CONTROL DE MOTORES BRUSHLESS CON SEGUIMIENTO DE MODELO DE ESTRUCTURA VARIABLE INTEGRAL MEDIANTE EL USO DEL PROCESADOR DIGITAL DE SEÑALES DSP

TESIS

Para optar el grado de Maestro en Ciencias

Mención: Ingeniería Electrónica

Especialidad: Automatización y Control

Autor:

Victor Manuel Sotelo Neyra

Lima-Perú

EXTRACTO

Este trabajo trata sobre el diseño, simulación e implementación de un controlador de velocidad basado en el uso del procesador digital de señales (DSP). El método aplicado para el control es conocido con el nombre de "Control Seguidor de Modelo de Estructura Variable Integral" (IVSMFC), el cual utiliza el error entre las variables de estado de un modelo y de la planta a controlar para definir una función de control, de modo que la trayectoria del error tome el camino que lo haga converger a cero a través de un plano llamado de deslizamiento "sliding motion".

El Control ha sido diseñado para manejar un motor de Imán permanente trifásico de campo magnético sinusoidal, conocido con el nombre de Brushless AC, este control debe obtener una regulación de velocidad bastante precisa, y debe seguir la trayectoria de velocidad establecida por el modelo.

La implementación se ha desarrollado utilizando dos procesadores DSP's compartiendo una memoria común, uno de los procesadores esta dedicado a resolver el algoritmo de control, y el otro está dedicado al control del inversor de corriente PWM, también procesa las señales que vienen de los sensores de corriente de efecto de campo, calcula la posición real con los pulsos del encoder y controla el tráfico de datos de la memoria compartida.

El algoritmo de control debe tener en cuenta de que pueden haber variaciones en los parámetros antes y después del arranque, estas variaciones pueden provenir de los defectos de fabricación, materiales utilizados, temperatura, fricción, etc.

En los últimos años se han propuesto varios métodos para la solución de este problema, se empezó con los métodos de control de estructura variable (VSC), pero estos tuvieron algunos inconvenientes cuando llegaban al estado estable, sobretodo en el caso en el que se le adicionaban cargas externas. Para solucionar este defecto se introdujo la integración del error de modo que se podía esperar una convergencia a cero haciendo el sistema más robusto (IVSC). Luego, para especificar una trayectoria de velocidad de modo que ésta en el tiempo pueda ser controlada en cada estado, se aumentó el control seguidor de modelo (MFC), la unión de estas formas de control dieron como resultado un control mas robusto denominado control de seguimiento de modelo de estructura variable integral (IVSMFC).

Los resultados obtenidos en este trabajo demuestran que el controlador es confiable y que es robusto ante la variación de los parámetros. El sistema es capaz de seguir con gran precisión las velocidades definidas por diferentes modelos, y es capaz de resolver los efectos producidos por la aplicación de perturbaciones externas.

Tabla de Contenido

Capítulo 1

Introducción	Página
1.1 Planteamiento del Problema.	2
1.2 Sistemas utilizados actualmente.	2
1.3 Solución al Problema.	3
1.4 Objetivo de la Tesis.	4
1.5 Metodología.	5
1.6 Organización de la Tesis.	6

Capítulo 2

Modelamiento matemático del motor Brushless

2.1 El Motor Brushless.	8
2.2 Clasificación de los motores Brushless.	10
2.3 El Motor Brushless de campo Trapezoidal y Senoidal.	11
2.4 Beneficios del motor Brushless.	13
2.5 Desventajas del Motor Brushless.	13
2.6 Materiales utilizados en los Imanes Permanentes.	14
2.7 Aplicaciones típicas del motor Brushless.	14
2.8 Modelamiento matemático del motor Brushless senoidal.	15
2.8.1 Magnitud de la fuerza contraelectromotriz	15
2.8.2 Torque Electromagnético.	15
2.8.3 El Torque Dinámico.	16
2.8.4 Ecuaciones de Tensiones y Corrientes.	16
2.9 Modelo simplificado y convertidor Seno-DC.	18

Capítulo 3

Control de Seguimiento de Modelo con Estructura Variable Integral (IVSMFC)

3.1	Sistemas de Estructura Variable.	21
3.2	VSC de un sistema de segundo orden.	22
3.3	El controlador de seguimiento de modelo IVSMFC.	24
3.4	Síntesis del IVSMFC.	25
3.5	Diseño del controlador IVSMFC para aplicaciones de Velocidad.	30

Capítulo 4

Simulaciones

4.1	Simulación del modelo trifásico del motor Brushless	33
4.2	Simulación del modelo simplificado Seno-Dc en Matlab	35
4.2.1	Pruebas de Corriente	36
4.2.2	El Controlador proporcional K	38
4.2.3	El Controlador proporcional Integral PI	40
4.3	Simulación del controlador de estructura variable integral IVSMFC	42
4.3.1	Definición de Parámetros.	42
4.3.2	Velocidad del modelo vs. Velocidad real del motor	47
4.3.3	Corriente de comando U_p	48
4.3.4	Error entre la velocidad del modelo y la velocidad real del motor	48
4.3.5	Robustez del Sistema	49
4.3.5.1	Variación de la Resistencia.	49
4.3.5.2	Variación del momento de inercia J_m y cambio de N.	51
4.3.5.3	Variación de la fricción B_m y la inductancia L.	53
4.3.5.4	Variación aleatoria de los parámetros B_m, J_m, L y R.	55
4.3.6	Cambios de Velocidad.	57
4.3.7	Perturbaciones Externas.	60

Capítulo 5

Implementación del sistema utilizando los DSPs TMS320C542 y el TMS320F240

5.1	Elementos del Sistema de Desarrollo.	62
5.2	El Procesador Digital de Señales TMS320F240.	66
5.2.1	Introducción.	66
5.2.2	Características del CPU TMS320F240	67

5.2.3	Estructura de los Buses.	67
5.2.4	Memoria y espacios de I/O.	68
5.2.5	Periféricos I/O del F240	68
5.3	El Procesador Digital de Señales TMS320C542.	69
5.3.1	Introducción.	69
5.3.2	Características del CPU TMS320C542.	70
5.3.3	Estructura de los Buses.	70
5.3.4	Memoria y espacios de I/O.	71
5.3.5	Periféricos I/O del C542	71
5.4	La Memoria Compartida.	72
5.4.1	Problema del Diseño.	72
5.4.2	Solución del Diseño de la Memoria Compartida.	72
5.5	El Inversor de corriente PWM.	75
5.5.1	El Inversor de Corriente.	75
5.5.2	El Inversor de Corriente PWM.	77
5.5.3	Voltaje neutro a tierra	79
5.6	Sensores.	80
5.6.1	Sensores de Corriente.	80
5.6.2	Sensor de Posición Encoder.	81
Capítulo 6		
Organización del Software.		
6.1	Descripción de los Módulos del TMS320F240.	82
6.1.1	Inicialización de Tabla de Vectores de Interrupción.	82
6.1.2	Inicialización de Variables y Punteros.	83
6.1.3	Inicialización de Registros de periféricos	84
6.1.4	Inicialización de Interrupciones	85
6.1.5	Calibración de Sensores.	85
6.1.6	Programas de Interrupción.	85
6.2	Descripción de los Módulos del TMS320C542.	86
6.2.1	Inicialización de Tabla de Vectores de Interrupción	87
6.2.2	Inicialización de Variables.	87
6.2.3	Inicialización de Interrupciones.	87
6.2.4	Programa Inicial.	87

6.2.5	Programa de Interrupción INT1.	88
6.3	Diagramas de Flujo del TMS320F240 y TMS320C542.	88
6.3.1	Diagrama de flujo del TMS320F240.	89
6.3.2	Diagramas de Flujo de las Interrupciones del TMS320F240.	91
6.3.3	Diagrama de flujo del TMS320C542.	96
6.3.4	Diagrama de Flujo de la Interrupción 1.	98
6.4	Sincronización de los procesadores DSPs.	100
6.4.1	Diagrama de Sincronización de los DSPSs	100
6.4.2	Diagrama de Tiempos del TMS320F240.	101
6.4.3	Diagrama de Tiempos del TMS320C542.	102

Capítulo 7

Experimentación

7.1	Pruebas de Corriente.	103
7.2	Pruebas de Velocidad.	105
7.3	Arranque rápido.	108
7.4	Cambios de Velocidad.	112
7.5	Robusto ante variación de Parámetros.	115
7.6	Perturbaciones Externas.	117
7.6.1	Cargas Nominales.	117
7.6.2	Cargas Mayores.	120

Capítulo 8

Conclusiones

8.1	Conclusiones de los resultados.	121
8.2	Recomendaciones para trabajos futuros.	122

Apéndice A

A.1	Programa de Software en ensamblador del TMS320F240.	124
A.2	Programa de Software en ANSI C del TMS320C542.	146
A.3	Diseño del filtro pasabajo para los sensores de corriente.	151

Bibliografía.	154
-----------------------	-----

Capítulo 1

Introducción

En los últimos años los costos de producción y las exigencias en la fabricación de motores de alta performance, llevaron al diseñador de sistemas de control hacia nuevas estrategias y nuevos modelos, de manera que en la implementación se lleguen a valores de eficiencia más elevados y con mayor rendimiento, además de contar con sistemas robustos que permitan garantizar la confiabilidad del sistema.

La nueva tecnología de motores sin escobillas (Brushless) es una buena alternativa por las características que presenta, como son el bajo ruido, alto torque de arranque, pérdidas magnéticas bajas y pocas pérdidas por rozamiento, además de su alto nivel de respuesta para aplicaciones de velocidad y servomecanismos.

En la actualidad el uso de procesadores de señales digitales DSPs en el control de motores va ganando más representatividad debido a la disminución progresiva del costo de los dispositivos electrónicos, tanto como herramienta de desarrollo como controlador de alta velocidad. Los procesadores digitales permiten ajustar los parámetros de los motores o utilizar estrategias de control más sofisticadas en tiempo real.

La utilización del Control moderno nos lleva a la par con los cambios tecnológicos y nos permite satisfacer los requerimientos de motores más rápidos y menos sensibles a las perturbaciones externas, el avance en las nuevas estrategias de control como los de control de deslizamiento de estructura variable integral, nos permite realizar estas tareas donde un control lineal no puede alcanzar un alto nivel de respuesta.

1.1 Planteamiento del Problema

Se requiere controlar la velocidad de un motor, de modo que se pueda precisar en el tiempo la velocidad dinámica de su eje, ya sea desde un estado de reposo o desde una velocidad inicial, y que pueda ser capaz de mantener el nuevo estado con bastante precisión. El motor deberá seguir las características de un modelo preestablecido, controlando las perturbaciones que puedan surgir después del arranque como son la aplicación de cargas externas, vibraciones, cambios de temperatura, deterioro de las partes mecánicas, o variaciones en los parámetros.

Se debe tener en cuenta que en los procesos de fabricación pueden existir diferencias en la manufactura de los componentes, ya sean mecánicos o eléctricos, y que estos pueden llevar a diferenciar el rendimiento en cierto grado. Si se hace la comparación escogiendo dos motores de una misma muestra, el control deberá ser capaz de detectar estas diferencias y llevará a cabo las acciones correspondientes de modo que los motores trabajen de la misma manera.

1.2 Sistemas utilizados actualmente

El sistema utilizado en la actualidad consiste básicamente de un motor de escobillas conectado al dispositivo que se desea controlar, si se requiere variar la velocidad o mejorar el torque se hace la conexión mediante un convertidor de faja y polea, o en algunos casos se cuenta con una caja de cambios de engranaje o cambios hidráulicos. El control utilizado generalmente es del tipo proporcional y/o integrador construido análogamente con el uso de operacionales y elementos pasivos. En el caso de los servo-motores se cuenta con un detector de posición o encoder, el cual esta conectado a un sistema de fase PLL que maneja el sistema de Potencia, éste a su vez controla la intensidad de corriente que le debe llegar al devanado, se hace una comparación de una velocidad de referencia fija con la velocidad de cambio o la dirección de los pulsos que llegan del encoder, y de acuerdo a esta comparación se entrega un valor proporcional de corriente al dispositivo que maneja la intensidad de corriente del motor.

En el caso de los motores de escobillas donde se requiere controlar una velocidad estable se aprovecha la frecuencia de la red eléctrica para llegar a un estado continuo, de modo que la velocidad de operación sea una frecuencia submúltiplo de la frecuencia de la red de 60Hz, por ejemplo de 1800 RPM en el caso de un motor de 4 polos.

Para algunas aplicaciones donde se requiere controlar la posición y la velocidad se utilizan los motores de paso (stepper motor), los que son controlados mediante puentes de llaves y por lo general son manejados por un sistema digital de control por comparación, este tipo de motores es utilizado en aplicaciones donde el control del torque y la velocidad son de poca precisión y donde solo interesa el estado final en un tiempo definido.

1.3 Solución al Problema

Los motores de escobillas utilizados en la actualidad presentan desventajas comparados con los motores de Imán permanente, principalmente por el montaje que se requiere para tener un devanado en el rotor y por otras características térmicas y de fricción que deterioran la performance requerida.

Se propone la utilización de un motor Brushless de campo senoidal, por tratarse de un motor bastante aceptable en cuanto a sus características dinámicas, este tipo de motores tienen la particularidad de presentar una forma de onda de corriente limpia, poco ruido y buena estabilidad al presentar un torque constante. Gracias a que este tipo de motores Brushless tiene el devanado en el estator y de que la parte móvil esta formada por el imán permanente y el sistema de suspensión; se le puede construir de modo que el momento de inercia del rotor sea bastante pequeño, lo cual permite mejores respuestas de aceleración y de cambios de dirección; de la misma forma se puede construir un sistema de refrigeración mas adecuado porque la parte giratoria no debe estar dentro del cilindro del estator, sino más bien externamente, y se puede prescindir de rodamientos utilizando métodos de suspensión por aire o métodos de suspensión magnéticos.

Para el sistema de alimentación del motor se prefieren las fuentes de corriente para poder controlar mas fácilmente el torque electromagnético, se propone el uso de las fuentes inversoras de corriente de modulación de ancho de pulso PWM, mediante la utilización de tres pares de llaves o puentes. Existen varias alternativas para la implementación de las llaves, como es el uso de IGBTs, transistores bipolares etc., pero la velocidad de trabajo requiere de variaciones grandes de corrientes en tiempos bastante cortos, menores a los 200ns, por esta razón se deben utilizar puentes de MOSFETS que tiene un elevado nivel de respuesta con valores de cambio de corriente mayores a los 0.5 amperios por nanosegundo.

El sistema de control desarrollado en esta Tesis es del tipo de seguidor de modelo con estructura variable integral (IVSMFC). El seguidor de modelo significa que se puede escoger la forma como va a trabajar el motor independientemente de las diferencias que puedan existir entre un motor y otro, siempre y cuando no se excedan los límites de variación de parámetros. En primer lugar se plantea el modelo del motor a seguir lo cual permite que se anticipe la trayectoria de los estados por los que debe pasar, y luego mediante el control se obliga al motor a seguir las mismas características de velocidad del modelo. El control de estructura variable integral ha logrado gran aceptación en la Teoría de control moderno, la particularidad principal es de que permite la convergencia rápida del error a cero mediante el cambio de su estructura de control, provocando el deslizamiento "sliding motion" del error a través del plano que lo lleva a su mínimo valor. La unión del control de seguidor de modelo con el de estructura variable integral permite asegurar un sistema bastante robusto y de respuesta rápida ante variaciones de parámetros.

1.4 Objetivo de la Tesis

- Este trabajo de Tesis tiene por objetivo el estudio de una estrategia de control de velocidad denominada seguidor de modelo de estructura variable integral aplicada a motores Brushless.
- Simulación del modelo y del controlador mediante el uso del paquete matemático Matlab, utilizando parámetros variables de motores y su comparación con el sistema real.
- Diseño del Software de Programación para la aplicación del control del motor Brushless, mediante el uso de dos procesadores DSPs, utilizando la programación en lenguaje ensamblador para el TMS320F240 y ANSI C para el TMS320C542.
- Implementación de un sistema de desarrollo, utilizando el control de seguimiento de modelo de estructura variable integral (IVSMFC), utilizando los dos procesadores de señales digitales DSPs. Este sistema permitirá realizar la evaluación del comportamiento del controlador y se analizará el uso práctico en la Ingeniería de motores eléctricos.

- Estudio del Inversor de Corriente de modulación de ancho de pulso PWM y sus aplicaciones como controlador de corriente.
- Diseño de las Interfaces y dimensionamiento de los sensores que intervienen en la construcción del sistema de control, así como el diseño del sistema de Potencia de control del PWM.
- Diseño de una memoria compartida para la transmisión de datos entre los procesadores en tiempo real, utilizando búfferes aislados de la memoria externa.

1.1 Metodología

La Metodología seguida para el desarrollo de esta Tesis sigue los siguientes pasos:

- Modelamiento matemático del motor Brushless senoidal.
- Estudio de las técnicas de modulación del inversor de ancho de pulso PWM.
- Estudio de las estrategias de control de estructura variable integral IVSMFC.
- Estudio y análisis de la simulación del modelo del motor.
- Simulación matemática del modelo con un controlador de estructura variable IVSMFC.
- Implementación del sistema de desarrollo.
- Experimentación con el sistema de desarrollo y análisis de la respuesta del motor real.
- Conclusiones de los datos obtenidos.

1.6 Organización de la Tesis

En el Capítulo 2 se hace un estudio del comportamiento del motor Brushless y el modelamiento matemático que lo representa, se hace una comparación entre el motor de campo trapezoidal y el senoidal, se muestran los distintos tipos de Brushless que existen y sus aplicaciones en la industria, así como los materiales que lo conforman, además se hace una comparación entre el motor de escobillas y el motor sin escobillas.

El Capítulo 3 trata sobre el desarrollo de los sistemas de estructura variable, primero se presenta una introducción de los sistemas de estructura variable (VSC) y la forma como llega a producirse el deslizamiento "sliding motion", luego se detalla la evolución de los sistemas VSC hacia los de seguimiento de modelo y de estructura variable integral (IVSMFC), por último se presentan las ecuaciones que definen un sistema de IVSMFC y su uso en las aplicaciones de control de velocidad.

En el Capítulo 4 se hacen las simulaciones correspondientes al modelo del motor y se realiza la simulación de un sistema de control IVSMFC, tomando los valores de los parámetros que corresponden al motor de la experimentación. Se efectúan diversos análisis para mostrar que el control en mención es robusto en cuanto a la variación de los parámetros y también para probar que se trata de un controlador confiable como seguidor de modelo.

En el Capítulo 5 se describe la implementación de todo el sistema de desarrollo para la experimentación del IVSMFC, se hace una introducción a la arquitectura de los procesadores y el rol de cada uno en el funcionamiento del control, la memoria compartida es descrita con los diagramas de tiempo de acceso, se hace una explicación de los periféricos de ambos procesadores, la adición de memorias de programas y datos, el desarrollo del diseño del filtro antialiasing, la implementación del inversor de corriente PWM y la descripción de los sensores e interfaces utilizadas.

En el Capítulo 6 se muestra el desarrollo del software y la explicación de cada uno de los módulos que son parte del programa para cada uno de los procesadores DSPs, también se muestra los diagramas de flujo de la cadena de procesamientos y la explicación de cada una

de las interrupciones del sistema. Por último se presenta los diagramas de sincronización de cada uno de los procesadores y el tiempo de ejecución de los bloques principales del programa.

En el Capítulo 7 se desarrolla la experimentación del control de seguimiento de modelo IVSMFC, se realizan diferentes pruebas de velocidad, aceleración y de corriente, así como pruebas de variación de parámetros y cargas externas. Cada una de las pruebas son comparadas con los resultados de las simulaciones teniendo en cuenta que se utilizan los mismos valores de los parámetros del motor real.

En el Capítulo 8 se hace un análisis de los resultados y se presentan las conclusiones finales sobre los datos obtenidos en la experimentación, haciendo una comparación con los valores obtenidos de la simulación. Se dan algunas recomendaciones para trabajos futuros.

En el Apéndice se encuentra el desarrollo del programa de software de control de los procesadores digitales y la teoría del filtro antialiasing utilizado.

Capítulo 2

Modelamiento matemático del motor Brushless

La nueva tecnología de motores de Imán permanente ha logrado desarrollar en los últimos años un serio competidor para los motores de corriente alterna, este es el caso del motor sin escobillas Brushless, el cual puede trabajar en rangos de potencia desde una fracción de HP hasta algunas decenas como los motores de inducción. Estos motores son alimentados típicamente por moduladores de ancho de pulso de corriente (PWM) y se caracterizan por tener una rápida respuesta de acción a los cambios de velocidad y de posición, además de tener una gran inmunidad al ruido.

2.1 El Motor Brushless

Los motores sin escobillas Brushless son considerados del tipo sincrónico de imán permanente, similares en performance y aplicaciones como la de los motores con escobillas, ambos tipos de motores tienen un comportamiento similar en cuanto a su característica de velocidad vs torque, sin embargo difieren en cuanto a su construcción y el método de conmutación. La diferencia más importante es que los motores de escobillas utilizan por lo general un campo de imán permanente externo y un rotor con el devanado interno, mientras que el Brushless utiliza un estator con el devanado interno y un rotor externo con el imán permanente.[1].

Con el sistema electrónico apropiado, las características de control son similares para ambos tipos de motores, de esta manera el diseñador puede familiarizarse fácilmente con el control de uno u otro tipo, ya que las simplificaciones presentan el mismo modelo, en algunos casos con diferencias por la conversión a motores de corriente continua, con algunas pequeñas modificaciones como las proporciones de las constantes de torque, esto se debe a la simplificación de un modelo trifásico a uno monofásico.

En los motores de escobillas se utiliza el ángulo del rotor como medio para conmutar el campo, en el Brushless se utilizan sensores de posición, de tipo Hall Effect, encoders o

mediante algoritmos de control sin sensor "sensorless", de modo que estos proveen la señal de conmutación que excitarán electrónicamente el devanado del estator generando un campo giratorio.[2].

La estructura del rotor también puede ser externa, ésta ofrece una inercia mucho menor del rotor y una mejor disipación de calor, pero en ambos casos la eliminación de las escobillas disminuye la fricción y el tiempo de mantenimiento, aumenta la vida útil del motor y reduce el ruido y la generación de ondas electromagnéticas indeseables.

En contraste con los motores de escobillas, los motores Brushless están libres de la interacción entre el campo del imán permanente y la desmagnetización del campo cruzado de la armadura, en el caso de escobillas tienen que utilizar núcleos de hierro de alta permeabilidad los que producen el debilitamiento de este campo causando una caída pronunciada en las características de velocidad-torque, mientras que el Brushless al tener un imán permanente con una baja permeabilidad mantiene el campo constante, esto permite una operación lineal en todo el rango de operación de velocidad-torque.

Gracias a la interacción de la armadura, los Brushless pueden generar torques momentáneos bastante altos, típicamente del orden de 10 a 12 veces el torque de trabajo, así que se le utiliza para aplicaciones que requieren un gran torque de arranque mas no de operación, puesto que las temperaturas generadas por altos torques pueden desmagnetizar el imán y hacer de este proceso una desmagnetización permanente.[1][2]

Los Brushless mas utilizados son del tipo trifásico, por el número reducido de fases y por la simplicidad que requiere su control. Dentro de los Brushless trifásicos se encuentran los de fuerza contraelectromotriz o voltaje autoinducido de tipo trapezoidal y los del tipo senoidal. Los del tipo trapezoidal cuentan con un imán permanente que genera un campo aproximadamente constante y el núcleo del estator tiene forma de U [3], mientras que en los de tipo senoidal el campo es generado por el imán permanente enrollado de forma cilíndrica, el estator tiene el devanado alrededor de un núcleo bastante delgado de forma que el campo imita el flujo del rotor el cual es senoidal.

2.2 Clasificación de los motores Brushless

Los motores brushless son construidos usando una, dos o tres fases:

Motores Brushless de una fase.- Este tipo de Brushless es conocido como motores de ángulo de torque limitado, son utilizados donde la excursión del ángulo de giro es pequeño o limitado a una fracción de toda una vuelta. Típicamente trabajan con giros de menos de 80 grados, pero teóricamente pueden llegar a trabajar con ángulos de 180 grados. El control se realiza mediante la aplicación de tensión a sus dos bornes, tal como si se tratara de un motor DC con escobillas. Este tipo de motor tiene una amplia variedad de aplicaciones como son los scanners, válvulas, instrumentos de precisión, etc.

Motores Brushless de dos fases.- Este tipo de motor tiene la tensión contraelectromotriz f.c.e.m. de forma senoidal, cada fase invertida en 180 grados, por lo cual requiere de una excitación senoidal para producir un torque eléctrico constante, también puede trabajar a más de 180 grados.

Motor Brushless de tres fases.- Los motores Brushless trifásicos pueden ser de dos tipos de tensión f.c.e.m., puede ser de forma senoidal ó de forma trapezoidal, cada fase separada de la otra por un desfase de 120 grados eléctricos. Los motores trifásicos son los que más se utilizan debido a que estos ofrecen una mejor performance por costo.

2.3 El Motor Brushless de campo Trapezoidal y Senoidal

Existen dos clases de motores Brushless de acuerdo al campo magnético inducido que se produce en los devanados, uno es de f.c.e.m. trapezoidal y el otro de f.c.e.m. senoidal, la diferencia principal se encuentra en la forma como se debe excitar el campo del estator para producir un torque electromagnético constante [4]. Para un motor de f.c.e.m. trapezoidal sólo se necesita disponer de 3 sensores de posición de tipo Hall-Effect y un control proporcional para controlar el flujo de corriente en el PWM, el control se realiza con un juego de 6 interruptores Mosfet para producir el flujo de corriente por los devanados de forma que los campos se intercambien cada 60 grados eléctricos, aproximándose de esta manera a la acción de los conmutadores en los motores de corriente continua, estos motores pueden trabajar con un torque aproximadamente constante y pueden servir para aplicaciones de potencia donde la precisión no es crítica.[1] [3].

La forma de excitar el Brushless de campo trapezoidal se muestra en la figura 2.1, donde se puede observar que cada fase es intercambiada cada 60 grados eléctricos, por lo general este tipo de Brushless cuenta con tres sensores de Efecto de Campo, los que están dispuestos en ángulo separados 120 grados eléctricos uno del otro (para un motor de 4 polos la separación es de 60 grados reales). Las señales que provienen de estos sensores son decodificada y convertidas en las señales de excitación que se ven en la figura 2.1, y que van a producir las corrientes de fase I_a, I_b é I_c . Estas corrientes producen el campo magnético que va a interactuar con el campo trapezoidal del Imán permanente.[1], se trata de que las tensiones y las corrientes se encuentren en fase para crear el par de movimiento.

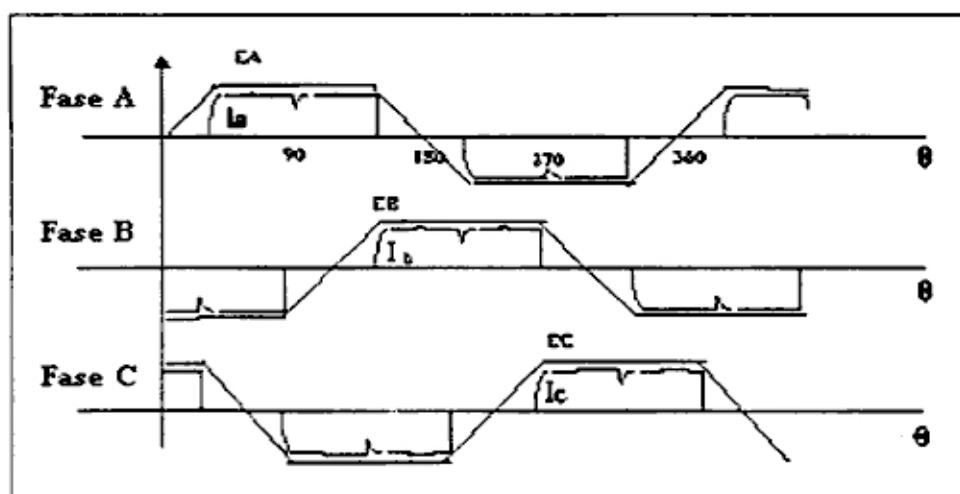


Figura 2.1. Forma de onda trapezoidal de tensiones y corrientes.

Se pueden hallar los polos del modelo de referencia con la ecuación (4.2):

$$s^2 + am_2 \cdot s + am_1 = 0 \quad (4.2)$$

Las raíces dan como resultado los polos del modelo:

$$sm1 = -3158.65$$

$$sm2 = -0.059$$

Para el segundo caso de manera inversa a la anterior se escoge la ecuación característica deseada con los polos respectivos y luego se hallan los parámetros. Por ejemplo se requiere que el motor siga el modelo que corresponde a la ecuación característica con polos $sm1=-0.059$ y $sm2=-3158.65$ (cualquiera de los polos puede ser primero):

Entonces la ecuación característica es:

$$s^2 + 3159.2 \cdot s + 1863.6$$

Los parámetros serían:

$$am2 = 3159.2$$

$$am1 = 1863.6$$

bm se puede escoger igual a $am1$ de modo que la velocidad Um ya no tiene que ser multiplicada por $am1/bm$ para hallar el valor de velocidad en el estado estable, por ejemplo si se quiere llegar a 40 Hz entonces el valor de Um de entrada al modelo debe ser multiplicado por $am1/bm$, si $bm = am1$ entonces el valor de Um se puede hallar directamente de $Um=40$ amperios. Para efectos de las simulaciones se va a utilizar el valor del primer método $bm=1'615,300$.

2.4 Beneficios del motor Brushless

Larga vida operativa.- Al no tener escobillas ni conmutadores metálicos, se puede prolongar el tiempo de operación con mantenimiento reducido.

Alto nivel de respuesta.- La alta relación de torque vs inercia permite que el motor responda rápidamente a los comandos de operación.

Baja resistencia Térmica.- Debido a que el devanado del motor está ubicado en el estator es posible extraer el calor mediante conducción térmica directa, colocando sistemas de refrigeración en la extensión del núcleo del rotor.

Operación Limpia.- El motor Brushless no emite polvo proveniente de la fricción de las escobillas, por lo que se puede utilizar en ambientes donde las impurezas son críticas.

Ambientes Inflamables o Líquidos.- El motor Brushless no produce chispas porque no tiene contactos de escobillas, lo que permite que puedan trabajar en ambientes expuestos a gases inflamables. Incluso el motor puede trabajar dentro del agua.

2.5 Desventajas del Motor Brushless

Torque bajo después del Arranque.- Los motores Brushless están diseñados para trabajar con altos torques de arranque por sus propiedades magnéticas.

Baja temperatura para evitar desmagnetización.- Debido a que trabaja con un Imán permanente debe evitarse el recalentamiento para no perder sus propiedades magnéticas.

Requiere de Encoders y Controlador.- El sistema de control es mas complicado compare con la simplicidad de los motores de corriente alterna.

Compatibilidad al Reemplazar motores con escobillas.- Debido a que el Brushless requiere de sistemas adicionales es más difícil el cambio de tecnología entre uno con escobillas que ha sido perfeccionado y uno del tipo Brushless que requiere de otro sistema de alimentación y controladores sofisticados.

2.6 Materiales utilizados en los Imanes Permanentes

A continuación se presenta una tabla de los materiales que se utilizan en la fabricación de los imanes permanentes de acuerdo a la aplicación del motor:

Tipo	Costo	Resistencia	Energía
Alnico	Medio	Bajo	Medio
Ferrita de Cerámica	Alto	Medio	Bajo
Samario de Cobalto	Alto	Alto	Alto
Neodymo de Hierro Boro	Alto	Alto	Alto

Tabla 2.1. Materiales utilizados en la construcción del Imán permanente

2.7 Aplicaciones típicas del motor Brushless

Algunas de las aplicaciones de este tipo de motor son:

- Discos Duros
- Robótica
- Bombas y Compresores
- Ventiladores
- Herramientas
- Unidades de Cintas
- Equipos Médicos
- Válvulas
- Instrumentos de Precisión

2.8 Modelamiento matemático del motor Brushless senoidal

2.8.1 Magnitud de la fuerza contraelectromotriz (f.c.e.m.):

La ecuación que define la tensión autoinducida o fuerza contraelectromotriz f_{cem} es:

$$E = 2NlrBw \quad (2.1)$$

Donde E es la f.c.e.m. en voltios, N es el número de espiras del devanado por fase, l es la longitud del rotor, r es el radio interno del motor, B es la densidad de flujo magnético del rotor y w la velocidad angular del rotor.

2.8.2 Torque Electromagnético

La ecuación que define el Torque electromagnético producido por la interacción del devanado del estator y el campo magnético del imán permanente es [1]:

$$T = \frac{1}{2} i^2 \frac{dL}{d\theta} - \frac{1}{2} B^2 \frac{dR}{d\theta} + 4NBrlI \quad (2.2)$$

donde T es el torque electromagnético, I es la corriente de fase, L inductancia de la fase, θ ángulo del rotor y R la resistencia de fase.

Los dos primeros términos son los torques debidos a reluctancias parásitas, pero en el caso de los motores Brushless estos valores se pueden considerar despreciables por su poca influencia, el último término es el torque producido por la interacción entre los campos debido a la corriente del estator y el campo del rotor.

El Torque electromagnético también esta definido eléctricamente por [3]:

$$T_e = \frac{e_a \cdot i_a + e_b \cdot i_b + e_c \cdot i_c}{w} \quad (2.3)$$

donde $e_x \cdot i_x$ ($x=a,b,c$) es la potencia ejercida en cada fase y w es la velocidad angular.

Para un sistema trifásico balanceado se tiene [2]:

$$T_e = k_t \cdot [i_a \cdot \sin(\theta) + i_b \cdot \sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) + i_c \cdot \sin(\theta + \frac{2\pi}{3})] \quad (2.4)$$

donde k_t es la constante de proporción entre el torque electromagnético y la corriente de fase y θ el ángulo de giro magnético del rotor.

2.8.3 El Torque Dinámico

El torque se define dinámicamente por:

$$T_e = Jm \cdot (\frac{2}{P}) \frac{dw}{dt} + Bm(\frac{2}{P}) \cdot w + TL \quad (2.5)$$

donde Jm es el momento de Inercia, P el número de polos, Bm el coeficiente de fricción y TL el torque externo.

2.8.4 Ecuaciones de Tensiones y Corrientes

Para un sistema trifásico las ecuaciones que definen las tensiones y corrientes son [3]:

$$\begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R & 0 & 0 \\ 0 & R & 0 \\ 0 & 0 & R \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} L_a & L_{ba} & L_{ca} \\ L_{ba} & L_b & L_{cb} \\ L_{ca} & L_{cb} & L_c \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} e_a \\ e_b \\ e_c \end{bmatrix} \quad (2.6)$$

donde v_x denota las tensiones de fase a neutro, i_x las corrientes de fase, R la resistencia de cada devanado, L_x y L_{xy} las inductancias propias y mutuas respecto a cada fase, y e_x las tensiones autoinducidas por la fuerza contraelectromotriz f.c.e.m.

La tensión autoinducida es proporcional a la velocidad de rotación del eje y al seno del ángulo de posición de la fase:

$$e_x = k_e \cdot \omega \cdot \sin(\theta) \quad (2.7)$$

donde e_x es la tensión autoinducida, k_e es la constante de proporcionalidad de tensión vs velocidad y θ es el ángulo de la fase.

Si consideramos que no hay cambios en las reluctancias de los devanados y que todas son iguales, entonces la ecuación de voltajes fase neutro puede ser expresado de la forma [3] :

$$L_a = L_b = L_c = L_{fase} \quad (2.8)$$

$$L_{ab} = L_{bc} = L_{ca} = M \quad (2.9)$$

Se tiene:

$$\begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R & 0 & 0 \\ 0 & R & 0 \\ 0 & 0 & R \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} L_{fase} - M & 0 & 0 \\ 0 & L_{fase} - M & 0 \\ 0 & 0 & L_{fase} - M \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} e_a \\ e_b \\ e_c \end{bmatrix} \quad (2.10)$$

La inductancia de fase y mutua puede ser reemplazada por:

$$L = L_{fase} - M \quad (2.11)$$

De esta manera se puede lograr representar cada fase por separado. Para el caso de la experimentación se utiliza el modelo de un motor Brushless de campo senoidal, con tres fases y de imán permanente.

$$v_x = R \cdot i_x + L \frac{di_x}{dt} + \omega \cdot k_e \cdot \sin(\theta + \text{defase}_x) \quad (2.12)$$

Por lo tanto se llega a simplificar los voltajes de fases a neutro, reemplazando la tensión autoinducida de cada fase se tiene:

$$\begin{aligned} v_a &= R i_a + L \frac{di_a}{dt} + \omega \cdot k_e \cdot \sin(\theta) \\ v_b &= R i_b + L \frac{di_b}{dt} + \omega \cdot k_e \cdot \sin\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) \\ v_c &= R i_c + L \frac{di_c}{dt} + \omega \cdot k_e \cdot \sin\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \end{aligned} \quad (2.13)$$

2.9 Modelo simplificado y convertidor Seno-DC

El diagrama de bloques trifásico que se muestra en la figura 2.3 describe la simplificación dinámica que se produce mediante el controlador de transformación Seno-DC que consiste en desplazar la señal de control U_p en fase con el ángulo que le corresponde a cada polo, esto es mediante el uso de un inversor de corriente y un sistema seguidor de fase [5].

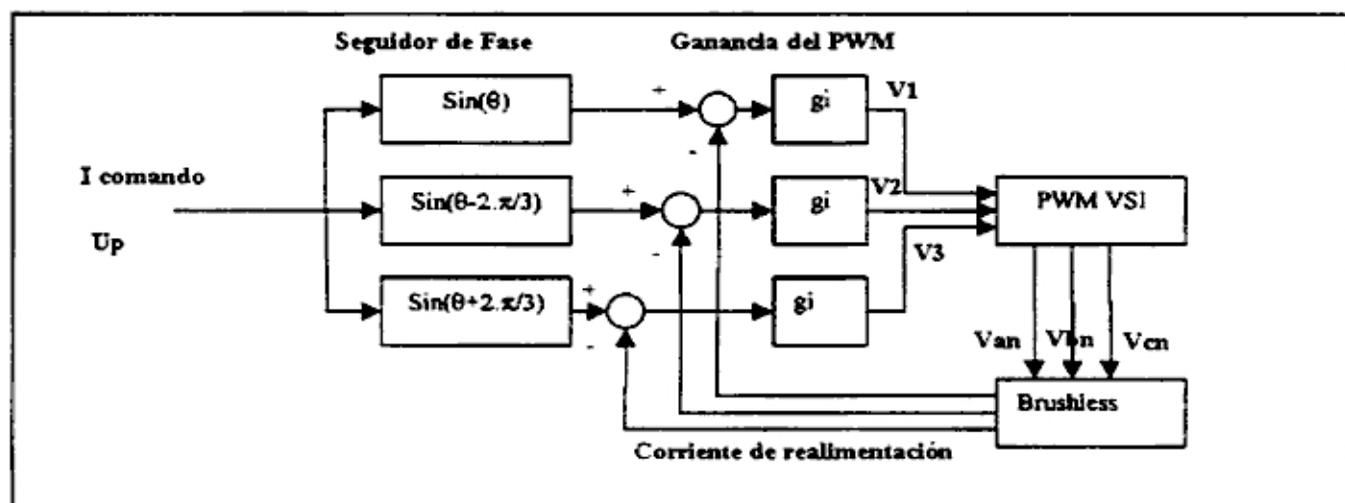


Figura 2.3. Diagrama de Bloques del seguidor de fase y del PWM

De la ecuación (2.4) de torque electromagnético se puede hallar una simplificación de manera que este sea constante e independiente del ángulo del rotor, para esto se debe imponer la forma de corriente mediante el uso del inversor PWM, de modo que las corrientes de cada fase este desplazada en el mismo ángulo de su posición eléctrica (grados eléctricos), de la forma [2]:

$$i_a = I_{com} \cdot \sin(\theta) \quad (2.14)$$

$$i_b = I_{com} \cdot \sin(\theta - 120)$$

$$i_c = I_{com} \cdot \sin(\theta + 120)$$

La ecuación resultante de reemplazar (2.4) en (2.14) es [5]:

$$Te = k_t \cdot I_{com} \cdot [\sin^2(\theta) + \sin^2(\theta - \frac{2\pi}{3}) + \sin^2(\theta + \frac{2\pi}{3})] \quad (2.15)$$

Por identidad trigonométrica de la suma cuadrática de senos resulta:

$$Te = 1.5 \cdot k_t \cdot I_{comando} \quad (2.16)$$

donde $I_{comando}$ es la magnitud de corriente que debe ser impuesta por el PWM, y para el caso del controlador IVSMFC es la corriente de referencia U_p ($I_{com}=U_p$) que el controlador del PWM debe alcanzar con bastante precisión. En la figura 2.3 se observa la disposición de cada fase y la forma como debe de controlarse el PWM por medio del error entre la corriente de referencia y la corriente real.

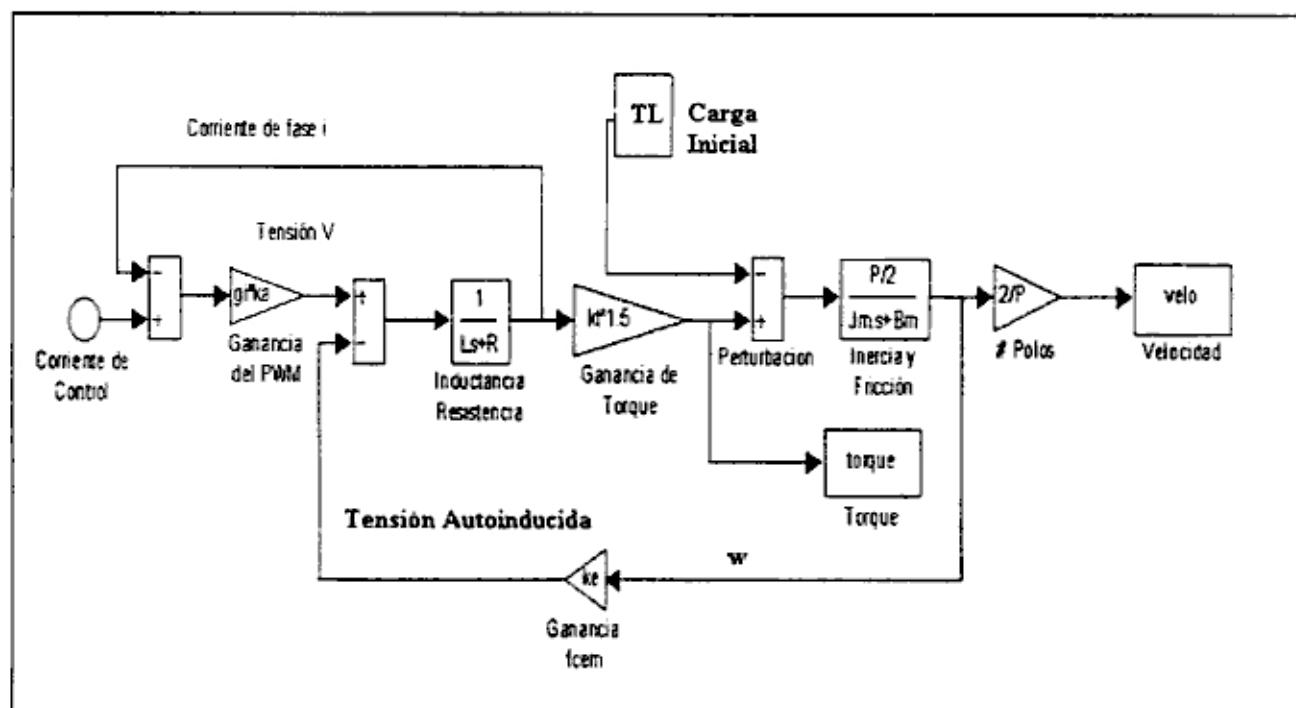


Figura 2.4. Modelo simplificado seno-Dc del motor Brushless

El lazo de corriente debe de estar diseñado para alcanzar un seguimiento rápido y preciso, bajo estas condiciones el modelo de lazo de corriente controlado se puede representar como un sistema de una entrada y una salida.

El circuito PWM VSI puede ser simplificado como una ganancia constante ($k_a=0.5 \cdot V_{dc}/E_d$), donde V_{dc} es la tensión de entrada al inversor y E_d es el valor pico de la señal triangular de control [5].

De la ecuación de torque eléctrico obtenida podemos sustituir el modelo no lineal visto en la figura 2.3 por un modelo lineal en la figura 2.4. De esta manera estamos convirtiendo la ecuación 2.13 que representa el sistema de un motor trifásico a uno DC con la ecuación simplificada:

$$v = R \cdot i + L \frac{di}{dt} + w \cdot k_e. \quad (2.17)$$

donde no aparecen los subíndices de las fases ni es dependiente del ángulo eléctrico del motor, resultando en un modelo lineal.

Capítulo 3

Control de Seguimiento de Modelo con Estructura Variable Integral (IVSMFC)

Se presenta el controlador de estructura variable integral como solución para el problema de control de motores Brushless, los nuevos sistemas emplean algoritmos complejos para la determinación de variaciones de parámetros y son capaces de compensar las perturbaciones que se presentan en condiciones reales, lográndose alcanzar de esta manera sistemas robustos y bastante confiables.

3.1 Sistemas de Estructura Variable

Los sistemas de estructura variable (VSC) son estructuras o topologías de control que son cambiadas intencionalmente en el tiempo mientras que se desarrolla la dinámica del movimiento, de acuerdo a una ley de control pre-establecida. El instante de tiempo donde debe ocurrir este cambio no está determinado con anterioridad, sino que depende del estado de las variables del sistema en dicho momento.[6].

La teoría del VSC consiste de un grupo de estructuras lineales o no lineales que pueden estar divididas en subestructuras, con una lógica de cambio bien definida; el número de subestructuras independientes da el número mínimo posible de conmutadores (switching) de control del sistema.

El VSC permite la definición de un sistema mediante variables discontinuas, conocidas como variables de cambio ("switching variables"). La acción de control es el cambio de la estructura siguiendo la ley de control que permite que el sistema trabaje en condiciones estables. Por ejemplo si se tiene una entrada al sistema, sea una velocidad específica de un motor que hace que el sistema se haga inestable o oscilatorio, entonces una o varias de las subestructuras deben de cambiar de modo que se recupere la estabilidad de dicho sistema, esto se logra cambiando la posición de los conmutadores de modo que se consigue una estructura de control diferente y estable para esa región de operación [7].

En el caso general un sistema de estructura variable puede ser gobernado por:

$$\dot{x} = f(x, t, u), x \in \mathbb{R}^n, u \in \mathbb{R}^m \quad (3.1)$$

3.2 VSC de un sistema de segundo orden

Se define la ecuación de estado de segundo orden por [7]:

$$x'' + a_2 \dot{x}' - a_1 x = u \quad (3.2)$$

Y para cada componente la ley de control se define:

$$u = \begin{cases} u^+(x, t) \xrightarrow{s} s(x) > 0 \\ u^-(x, t) \xrightarrow{s} s(x) < 0 \end{cases} \quad (3.3)$$

Con las funciones que definen las subestructuras:

$$s(x)^T = (s_1(x), \dots, s_m(x)) \quad (3.4)$$

Entonces se puede decir que las funciones f , s , u^+ , u^- consisten de 2^m subsistemas y sus subestructuras varían en m superficies del espacio de estado.

Suponiendo en este ejemplo que la función de control está definida por:

$$s = cx + \dot{x}' \quad (3.5)$$

Y "u" puede tomar los valores:

$$u = -M \cdot \text{signo}(S) \quad (3.6)$$

Analizando el plano de estado (\dot{x}', x) de la figura 3.1, en la vecindad del segmento de la línea de cambio $s = 0$ las trayectorias van en direcciones opuestas, lo que permite que ocurra un deslizamiento (sliding mode) a lo largo de esta línea, en este caso M no es dependiente de las variables de estado. La ecuación de la línea recta de cambio para $s = 0$ puede ser tratada como si fuera una ecuación con soluciones que solo dependen de la constante "c" la cual es invariante a los parámetros de la planta y a perturbaciones.

Para $s = 0$ se tiene:

$$c.x + x' = 0 \quad (3.7)$$

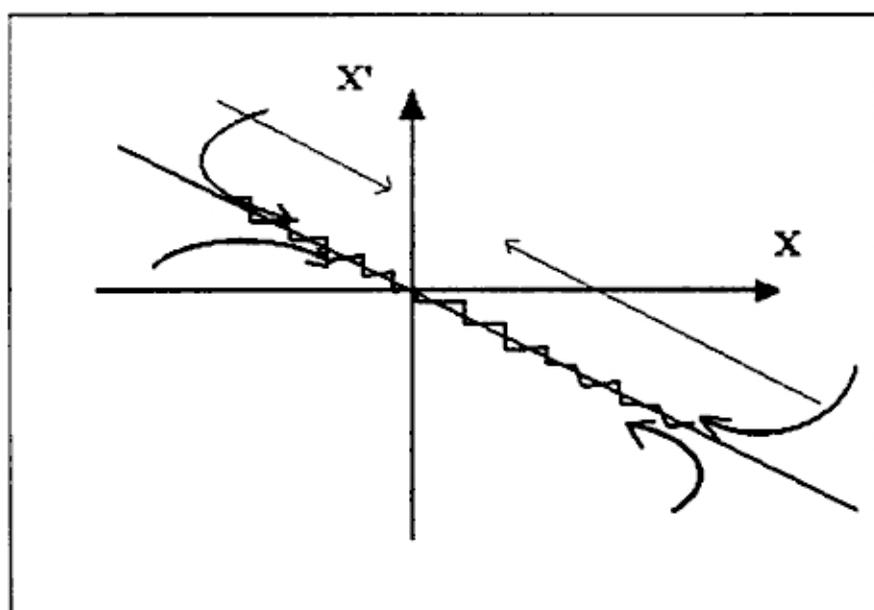


Figura 3.1. Desplazamiento por la recta $S = 0$ Sliding Motion.

Para el caso en que M depende de las variables de estado:

$$u = k.x \quad \text{con } k = \text{constante} \quad (3.8)$$

El sistema entonces consiste de dos estructuras lineales ($u = k.x$ y $u = -k.x$). En la figura 3.2 se muestra dos estructuras lineales (A) y (B) para $a_1=0$ y $a_2<0$ respectivamente, de acuerdo a la ley de control definida el deslizamiento "sliding" va escogiendo la línea a seguir por cada región de modo que llegue de forma estable a la recta $s=0$, en la figura (C) se muestra como decae a través de la recta $s=0$. Debido al deslizamiento ("sliding motion") después de que el estado alcanza el espacio de la recta $s = 0$, éste decae exponencialmente por la línea recta de acuerdo a la ecuación $c.x+x'=0$ [7].

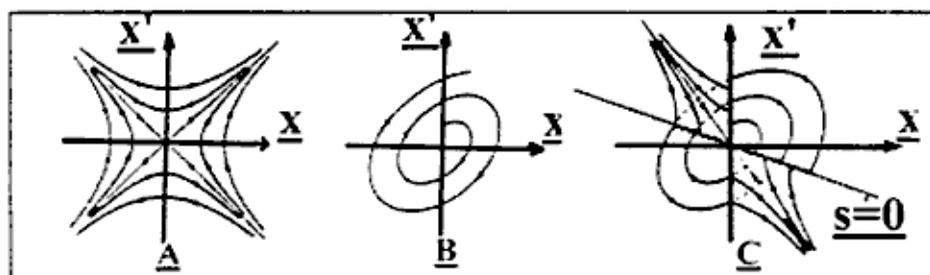


Figura 3.2. A) y B) Planos de Estado C) Deslizamiento (sliding) en un VSC.

Los sistemas que tienen control discontinuo son utilizados para generar el deslizamiento (sliding motion) con trayectorias de estado que viajan por superficies discontinuas. De la misma forma a este ejemplo se le pueden definir vectores de estado para velocidades y estos pueden ser dirigidos hacia una de las superficies de deslizamiento sliding para alcanzar el punto cero a través de arcos de intersección de los planos donde $s=0$, en realidad el deslizamiento (sliding motion) no solamente se puede dar en planos o intersección de planos sino también puede darse en multidimensiones.

3.3 El controlador de seguimiento de modelo con estructura variable integral IVSMFC.

El controlador de seguimiento de modelo de estructura variable integral (IVSMFC) está basado en las ecuaciones de error de las variables de estado. Tienen la característica de presentar un servo-seguimiento bastante preciso, es robusto en cuanto a variaciones de carga y variaciones de los parámetros de la planta [5].

La ventaja de los controladores (IVSMFC) es que se puede anticipar la trayectoria del error de acuerdo al diseño, con esto podemos lograr un servo-seguimiento de acuerdo a las necesidades y características del motor.

En el caso de controladores de estructura variable (VSC) estos pueden presentar errores de inestabilidad para casos donde la carga no es constante. Para ello se propone el controlador de estructura variable de control Integral (IVSC) de modo que se asegure la tendencia a cero del error en el estado estable.

Por último para asegurarse de que tenemos un control robusto se presenta un controlador de deslizamiento "sliding motion", de modo que podemos aplicar la teoría del controlador (IVSC) a un controlador seguidor de modelo (MFCS) para lograr uno del tipo (IVSMFC).

En este diseño comprende la búsqueda de una función de control adecuada de modo que se garantice el deslizamiento "sliding motion", que induce a seguir el camino que naturalmente conduce al error a su valor mínimo, y la determinación de la función de cambio $\sigma(k)$ y la ganancia de control integral de modo que el sistema tenga las propiedades deseadas [8][9].

3.4 Síntesis del IVSMFC

La planta puede ser descrita con la siguiente ecuación [5][9]:

$$x'_i = xp_{i+1} \quad i = 1 \dots n-1 \quad (3.9)$$

$$x'_n = -\sum_{i=1}^n (ap_i \cdot xp_i) + bp \cdot Up - f \quad (3.10)$$

donde ap_i y bp son los parámetros de la planta, f las perturbaciones y Up es la función de control de la planta.

El modelo puede ser descrita con la siguiente ecuación:

$$x'_m_i = xm_{i+1} \quad i = 1 \dots n-1 \quad (3.11)$$

$$x'_m_n = -\sum_{i=1}^n (am_i \cdot xm_i) + bm \cdot Um \quad (3.12)$$

donde Um es la función de control del modelo, am_i y bm parámetros del modelo.

Se define el error como:

$$e_i = xp_i - xm_i \quad (3.13)$$

$$e'_i = e_{i+1} \quad i = 1 \dots n-1 \quad (3.14)$$

$$e'_n = -\sum_{i=1}^n ap_i \cdot e_i + \sum_{i=1}^n (am_i - ap_i) \cdot xm_i - bm \cdot Um + bp \cdot Up - f \quad (3.15)$$

Ahora se aplica el concepto de aproximación (IVSC) a la dinámica del error para sintetizar la señal de control Up asumiendo que la convergencia a cero del error sea asintótica. Para ello se establece la integración del error con la ecuación:

$$z' = -e_1 \quad (3.16)$$

Up es positivo cuando la función de cambio σ es positiva, y Up es negativa cuando la función de cambio σ es negativa.

$$Up = \begin{cases} Up^+(e,t) \xrightarrow{s} si \sigma > 0 \\ Up^-(e,t) \xrightarrow{s} si \sigma < 0 \end{cases} \quad (3.17)$$

σ es la función de conmutación (switching):

$$\sigma = c_1.(e_1 - ki.Z) + \sum_{i=2}^n c_i.e_i \quad (3.18)$$

donde c_i son constantes y la última c_n es cero., ki es la ganancia de la integral.

Derivando σ se obtiene:

$$\sigma' = c_1.ki.e_1 + \sum_{i=2}^n c_{i-1}.e_i - \sum_{i=1}^n ap_i.e_i + \sum_{i=1}^n (am_i - ap_i).xm_i - bm.Um + bp.Up - f \quad (3.19)$$

Las variaciones de los parámetros se establecen como:

$$ap_i = ap_i^0 + \Delta ap_i \quad i = 1, \dots, n \quad (3.20)$$

$$bp = bp^0 + \Delta bp \quad bp^0 > 0, \quad \Delta bp > -bp^0$$

donde ap_i^0 y bp^0 son los valores nominales y los Δ s son variaciones de los parámetros.

La función de control puede ser descompuesta en:

$$Up = Ueq + Us \quad (3.21)$$

donde Ueq esta definido por la solución del problema $\sigma' = 0$ bajo las condiciones de $f=0$, $ap_i=ap_i^0$, $bp=bp^0$.

$$Ueq = \frac{\left[-c_1.ki.e_1 - \sum_{i=2}^n c_{i-1}.e_i + \sum_{i=1}^n ap_i^0 - \sum_{i=1}^n (am_i - ap_i^0).xm_i + bm.Um \right]}{bp^0} \quad (3.22)$$

En el deslizamiento sliding motion $\sigma = 0$

$$e_n = \left[-c_1 \cdot (e_1 - ki.Z) - \sum_{i=2}^{n-1} c_i \cdot e_i \right] \quad (3.23)$$

La función U_s empleada para eliminar la influencia debido a las variaciones de los parámetros de los Δa_{pi} y Δb_p y las perturbaciones f para garantizar la existencia del deslizamiento sliding mode se construye [5]:

$$U_s = \Psi_1 \cdot (e_1 - ki.Z) + \sum_{i=2}^n \Psi_i \cdot e_i + \Psi_{n+1} \quad (3.24)$$

donde las subestructuras de control se definen por:

$$\Psi_1 = \left\{ \begin{array}{l} \alpha_1 \xrightarrow{s} (e_1 - ki.Z) \cdot \sigma > 0 \\ \beta_1 \xrightarrow{s} (e_1 - ki.Z) \cdot \sigma < 0 \end{array} \right\} \quad (3.25a)$$

$$\Psi_i = \left\{ \begin{array}{l} \alpha_i \xrightarrow{s} e_i \cdot \sigma > 0 \\ \beta_i \xrightarrow{s} e_i \cdot \sigma < 0 \end{array} \right\} \quad (3.25b)$$

$$\Psi_{n+1} = \left\{ \begin{array}{l} \alpha_{n+1} \xrightarrow{s} \sigma > 0 \\ \beta_{n+1} \xrightarrow{s} \sigma < 0 \end{array} \right\} \quad (3.25c)$$

Para poder alcanzar la condición de deslizamiento, es necesario garantizar que la ecuación de conmutación σ exista y converja a cero, esto se logra alcanzando probando que:

$$\sigma \cdot \sigma' < 0 \quad (3.26)$$

Al desarrollar la multiplicación de las ecuaciones (3.18) y (3.19) se pueden agrupar los términos de manera que sean multiplicados por σ , $e_i \cdot \sigma$, y por $(e_1 - ki.Z)$ de modo que las ecuaciones (3.25 a,b y c) que garantizan la convergencia del error a cero puedan quedar acotadas por las inecuaciones.

Agrupando los términos de $\sigma \cdot \sigma'$ se tiene por ejemplo el caso de la agrupación de los términos para σ :

$$[N + bp\Psi_{n+1}]\sigma < 0 \quad (3.27a)$$

Donde N es:

$$N = -kiZ(\Delta ap_1 - apo_1 \frac{\Delta bp}{bpo}) - c_1 ki e_1 \frac{\Delta bp}{bpo} - \sum_{i=1}^n \Delta ap_i x_{m_i} - \left[\sum (am_i - apq) x_{m_i} + bmUm \right] \frac{\Delta bp}{bpo} - f \quad (3.27b)$$

De la misma forma se resuelve para ψ_i con e_i , σ , y ψ_n con $(e_1 - kiZ)$ respectivamente. Haciendo $\alpha = -\beta$ para cada ψ_i se logra demostrar que:

$$\psi_i < -Sup \frac{\Delta ap_i - apo_i \frac{\Delta bp}{b0} + c_{i-1} \frac{\Delta bp}{bpo} - c_i (c_{n-1} - apo_n) \cdot (1 + \frac{\Delta bp}{bpo})}{bp} \quad (3.28a)$$

$$\Psi_n < -Sup \frac{\Delta ap_n + apo_n - c_{n-1}}{bp} \quad (3.28b)$$

$$\Psi_{n+1} < -Sup \frac{N}{bp} \quad (3.28c)$$

Se concluye con la función de control final:

$$Up = \frac{\left[-c_1 ki e_1 - \sum_{i=2}^n c_{i-1} e_i + \sum_{i=1}^n ap_i^v - \sum_{i=1}^n (am_i - ap_i^v) x_{m_i} + bmUm + (c_{n-1} - ap_n^v) \left[c_1 (e_1 - kiZ) + \sum_{i=2}^{n-1} c_i e_i \right] \right]}{bp^v} + \left(\Psi_1 e_1 - kiZ + \sum_{i=2}^n \Psi_i e_i + \Psi_{n+1} \right) \text{sign}(\sigma) \quad (3.29)$$

En la ecuación 3.29 se sintetiza todo el diseño del controlador, se puede observar la función de control Up que esta compuesta por las dos ecuaciones Up1 y Up2. Up1 es el término que esta dividido por bpo y que se encarga de resolver la función de deslizamiento, y Up2 que es el término que esta multiplicado por el signo de la función de conmutación σ , que

resuelve el problema de la variación de parámetros y garantiza la convergencia del error a cero con $\sigma\sigma' < 0$.

En la figura 3.3 se presenta un diagrama simplificado de cómo se realiza el control de la planta, en este caso el del motor Brushless [5][8]. En primer lugar se tiene un modelo con las variables de estado que definen la trayectoria para que el motor siga la velocidad deseada, U_m es la referencia que excita al modelo para establecer la velocidad a la cual se quiere llegar en el estado estable. Luego se tiene el Motor propiamente dicho donde se observan los estado X_{p1} y X_{p2} (pueden haber más estados dependiendo de la aplicación), se observa el bloque que establece el error en las variables de estado y la integración del error "e1", conjuntamente con la ganancia k_i de la integral, todos estos datos son ingresados al controlador de estructura variables y de acuerdo al algoritmo establecido, entrega una solución mediante el valor U_p , que en este caso se trata del nivel de corriente que se debe aplicar al devanado del motor, esto es en lazo cerrado y en modo continuo.

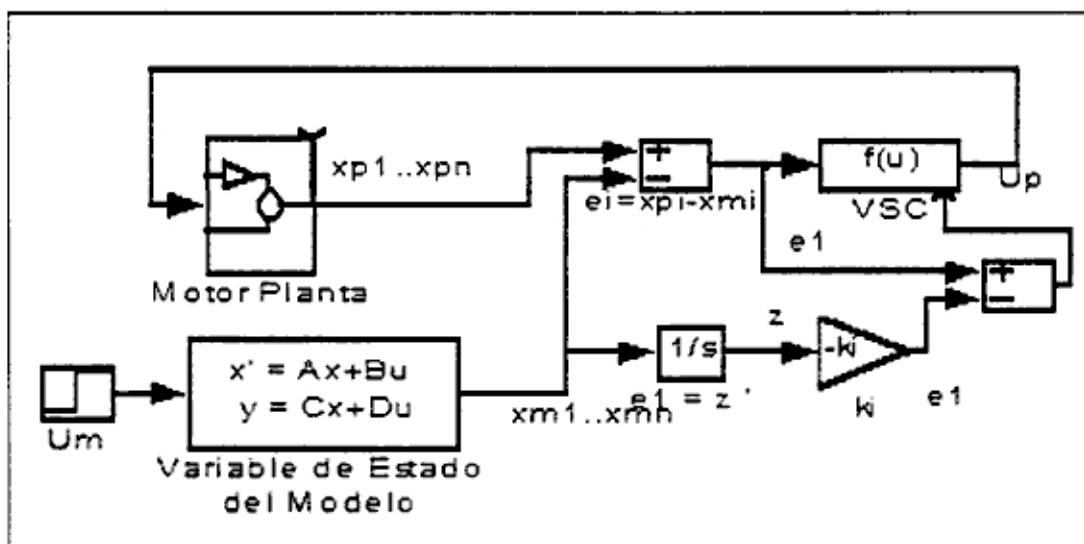


Figura 3.3. Diagrama de bloques del Controlador IVSMFC.

3.5 Diseño del controlador IVSMFC para aplicaciones de Velocidad

Los parámetros de la planta para una aplicación de velocidad provienen de las fórmulas características de las ecuaciones de estado, en el modelo simplificado se tiene:

De la ecuación (2.17):

$$V = Ls.i + R.i + w.ke$$

Resultado del PWM:

$$V = (iref - i).gi.ka \quad (3.30)$$

De las ecuaciones de torque (2.16):

$$Jm.s.w + Bm.w + Tl = 1.5.kt.i$$

Luego se tienen de las ecuaciones (2.17) y (3.30):

$$iref.gi.ka - i.gi.ka - w.ke = L.s.i + R.i$$

$$iref.gi.ka - w.ke = [L.s + R + gi.ka]. \frac{[(Jm.s + Bm).w + Tl]}{1.5kt}$$

$$1.5.iref.gi.ka.kt - w.ke.kt = [L.s + R + gi.ka].[Jm.s + Bm].w + R.Tl + gi.ka.Tl + L.s.Tl$$

Separando la fórmula:

$$s^2.w = -s.w. \left[\frac{R + gi.ka}{L} + \frac{Bm}{Jm} \right] - w. \frac{1.5ke.kt + R.Bm + Bm.gi.ka}{Jm.L} - \frac{L.s.Tl + R.Tl + gi.ka.Tl}{Jm.L} + ..$$

$$.. + 1.5. \frac{gi.ka.kt}{Jm.L} iref$$

Se sabe que las ecuaciones de estado están definidas por (3.9) y (3.10):

$$\frac{dx_{p1}}{dt} = x_{p2}$$

$$\frac{dx_{p2}}{dt} = -a_{p1} \cdot x_{p1} - a_{p2} \cdot x_{p2} + b_p \cdot U_p - f$$

Siendo w velocidad = X_p , $i_{ref} = U_p$ y f = efectos de la carga T_l , entonces podemos hallar las ecuaciones de los parámetros:

$$a_{p1} = \frac{(R + g_i \cdot k_a) \cdot B_m + 1.5 \cdot k_t \cdot k_e}{J_m \cdot L} \quad (3.31)$$

$$a_{p2} = \frac{R + g_i \cdot k_a}{L} + \frac{B_m}{J_m} \quad (3.32)$$

$$b_p = 1.5 \cdot \frac{g_i \cdot k_a \cdot k_t}{J_m \cdot L} \quad (3.33)$$

$$f = \frac{R + g_i \cdot k_a}{J_m \cdot L} T_l + \frac{1 \cdot dT_l}{J_m \cdot dt} \quad (3.34)$$

De esta forma se puede efectuar los cálculos de los parámetros y se puede tener una idea de cómo va a trabajar la planta de acuerdo a la ecuación característica de la ecuación de estado, se puede apreciar que para el cálculo se deben conocer los valores nominales tanto del motor como del inversor de corriente (k_i -constante del triángulo de error), así como las constantes de integración y proporción que utiliza el DSP para manejo del PWM (g_a -ganancia del error).

Para el cálculo de la función de control U_p sabemos que existe a_{p1} y a_{p2} para $n=2$, además que los valores de las constantes ψ_i llegan a 3, por lo que se resuelve la ecuación (3.29):

$$U_p = \frac{\left[-c_1 \cdot ki \cdot e_1 + apo_1 - \sum_{i=1}^n am_i - ap_1^n \right] \cdot xm_i + bm \cdot Um + (c_1 - ap_2^n) [c_1 \cdot (e_1 - ki \cdot Z)]}{bp^n} + (\Psi_1 \cdot e_1 - ki \cdot Z + \Psi_2 \cdot e_2 + \Psi_3) \cdot sign(\sigma) \quad (3.35)$$

De la misma forma para las constantes ψ_i se resuelve 3.28 a, b y c obteniendo:

$$\Psi_1 = -Sup \frac{\Delta ap_1 - apo_1 \frac{\Delta bp}{b0} + c_1 \cdot \frac{\Delta bp}{bpo} - c_1 \cdot (c_1 - apo_2) \cdot (1 + \frac{\Delta bp}{bpo})}{bp} \quad (3.36a)$$

$$\Psi_2 < -Sup \frac{\Delta ap_2 + apo_2 - c_1}{bp} \quad (3.36b)$$

$$\Psi_{n+1} < -Sup \frac{N}{bp} \quad (3.36c)$$

De la función de conmutación (3.18) se tiene:

$$\sigma = cl(e_1 - ki \cdot Z) + e_2 \quad (3.37)$$

Además :

$$e'_1 = -cl \cdot e_1 + cl \cdot ki \cdot Z \quad (3.38)$$

Pero se sabe que $z' = -e_1$ por lo tanto:

$$e''_1 = -cl \cdot e_1 - cl \cdot ki \cdot e_1 \quad (3.39)$$

Por lo que la ecuación característica de (3.39) sería:

$$s^2 + cl \cdot s + cl \cdot ki = 0 \quad (3.40)$$

Capítulo 4

Simulaciones

La simulación del modelo de motor Brushless se realiza utilizando la herramienta Simulink del paquete matemático Matlab, para la comprobación de los parámetros de la planta se construye un diagrama de bloques con el motor real, representando un subsistema, para luego crear otro diagrama de bloques de todo el controlador, representando al sistema completo.

4.1 Simulación del modelo trifásico del motor Brushless

El modelo trifásico que se muestra en la figura 4.1 está dividido en 4 bloques, el bloque que representa el sistema eléctrico, el bloque del sistema magnético y el dinámico, además se tienen las ganancias k_t , k_e y las proporcionales a los senos de los ángulos. En el primer bloque se obtiene la diferencia entre la tensión de fase y la f.c.e.m., luego se representa la función de transferencia entre la diferencia de tensiones y la corriente de cada fase. Cada una de estas corrientes genera un torque electromagnético proporcional al seno del ángulo eléctrico en el que se encuentra el eje, la suma de los torques dan como resultado el torque electromagnético total, luego en el último bloque se obtiene la velocidad como resultado de la función de transferencia del sistema dinámico.

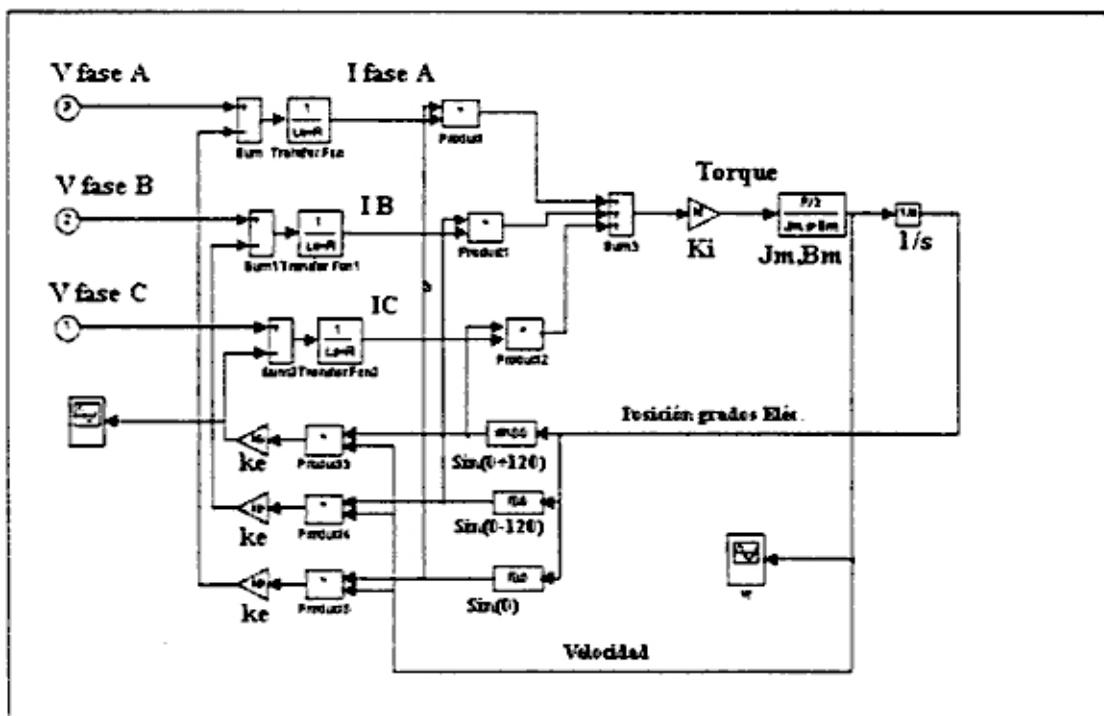


Figura 4.1. Diagrama de bloques del sistema trifásico del motor Brushless.

Este modelo de simulación puede ser utilizado para la comprobación de las ecuaciones (2.5) y (2.13). También se puede utilizar para la visualización de las corrientes de fase de acuerdo a las tensiones de línea que se le aplican, o la orientación del eje cuando se aplican voltajes DC a las fases. Los valores de los parámetros utilizados para la simulación se establece en la tabla 4.1, estos valores corresponden a los parámetros del motor de pruebas:

Parámetro	Valor	Dimensión
P	2	# de polos
R	0.3	Ohmios
L	0.005	Henrios
Jm	0.0016353	Kg-m ²
Bm	1.167e-5	N.m / Hz
k _e	0.01684	V / Hz
k _t	0.022734	N.m / A
g _i	1.09	Adimensional
ka	14.4	Adimensional

Tabla 4.1. Tabla de valores de los parámetros

Para la simulación de todos los modelos se debe tener en cuenta las siguientes premisas:

- Los valores de los parámetros como son la resistencia, la inductancia, el momento de inercia y la fricción, son aproximados según las pruebas del motor que se realizan en el Capítulo 7 de Experimentación.
- El torque de inicio (TLi) producido por las fricciones en los componentes del sistema de suspensión magnético en realidad es No lineal, pero es de poca magnitud, lo que permite representarlo como un torque constante opuesto al movimiento después de que el motor ha alcanzado una velocidad critica mayor a los 4 Hz.
- Todos los valores de los parámetros están en el sistema de unidades métricas UTM, y la velocidad angular esta medida en Hertz para propósitos de investigación.
- El valor de g_i proviene de las características del sistema de lectura de las corrientes, como es el sensor de Hall Effect, el filtro antialiasing y el convertidor A/D del TMS320F240, además contiene la ganancia del error de corrientes para el PWM, la interacción de todas estas partes dan como resultado un valor de g_i=1.09.
- El valor de ka es la constante de la triangular del PWM. Este valor esta definido de tal modo que los valores de corrientes no sobrepasen el máximo tolerado por el motor real.

En la figura 4.2 se muestra un ejemplo de las pruebas de simulación que se pueden realizar con este modelo, por ejemplo se quiere verificar la respuesta de tensiones y corrientes cuando el motor Brushless esta girando a 60Hz. aproximadamente, aplicándole un voltaje de forma senoidal de 12V de amplitud a sus tres fases separadas en 120 grados. Se puede observar en este ejemplo el pequeño desfase entre la tensión y la corriente debido a la inductancia de las bobinas, también se observa la magnitud de la corriente que se obtiene a esa velocidad por efecto de la tensión de autoinducción.

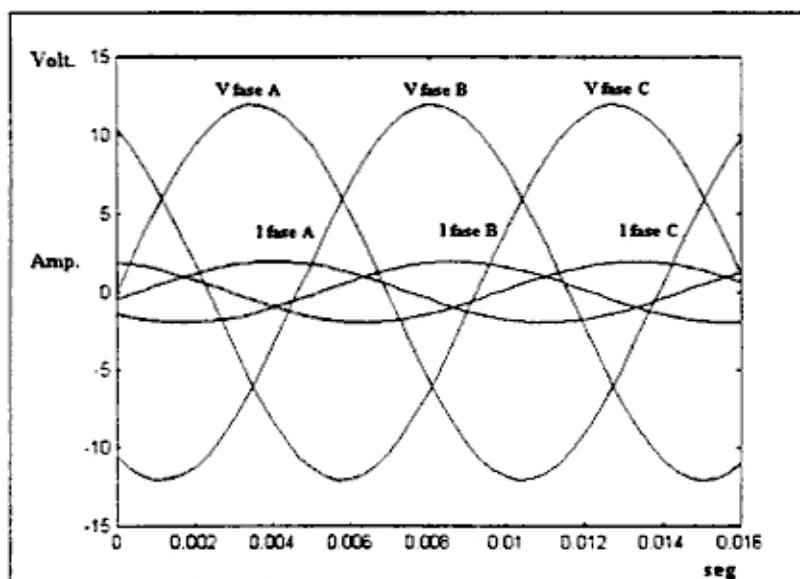


Figura 4.2. Tensiones y Corrientes del sistema trifásico.

4.2 Simulación del modelo simplificado Seno-Dc en Matlab

En la figura 2.4 del Capítulo 2 se demuestra el modelo simplificado Seno-Dc y su representación en bloques después de la transformación del sistema trifásico al sistema lineal, gracias a la transformación Seno-Dc se obtiene el diagrama de la figura 4.3 conteniendo bloques similares al del modelo trifásico pero diferenciándose en la proporción del torque vs corriente (en este caso una sola corriente de fase pero multiplicada por 1.5) y en la ausencia de los senos de ángulos. El sistema esta preparado para trabajar con perturbaciones y cargas externas que pueden ser aplicadas en cualquier instante, además tiene puntos de conexión de modo que este modelo puede ser utilizado como un subsistema para la representación de la planta en el sistema del controlador IVSMFC.

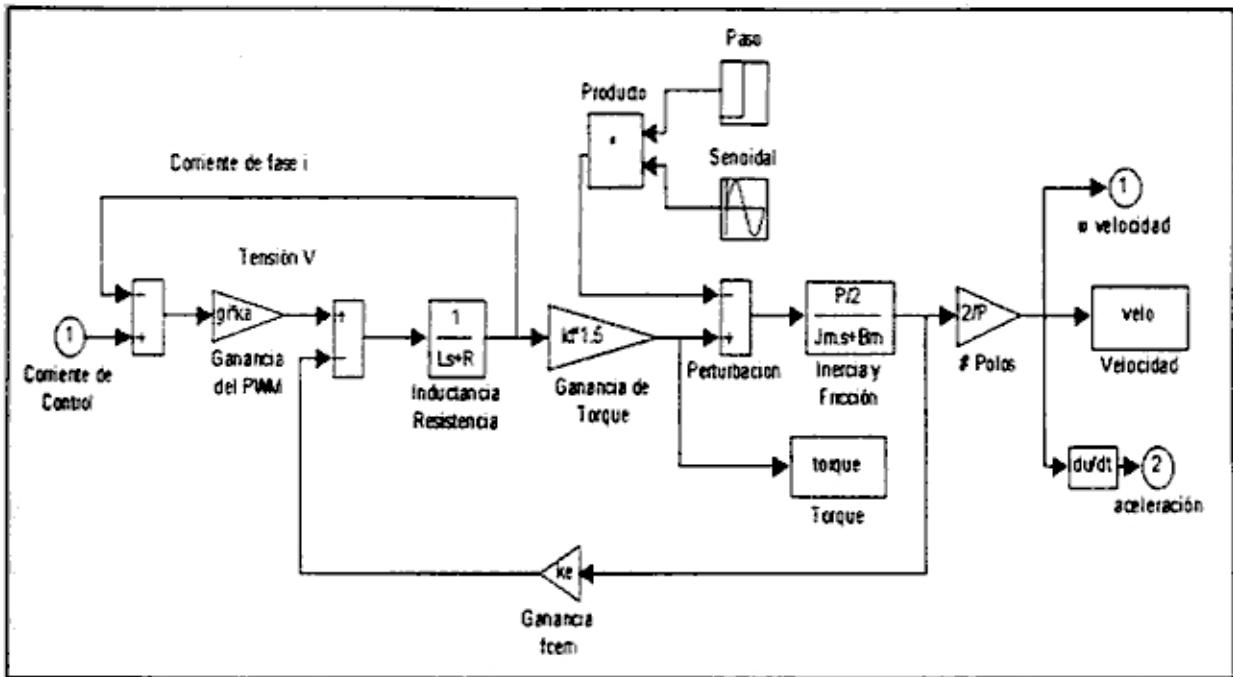


Figura 4.3. Diagrama de simulación del motor Brushless simplificado.

4.2.1 Pruebas de Corriente

Se va a realizar una simulación con el modelo de la figura 4.3 para observar el comportamiento del motor Brushless, los parámetros utilizados son los que se encuentran en la tabla 4.1, las primeras pruebas serán realizadas para una serie de excitaciones de corriente en forma de escalón que varían de 0.2 hasta 1 A., el tiempo de observación es de 10 segundos y la gráfica a analizar es la velocidad vs. tiempo.

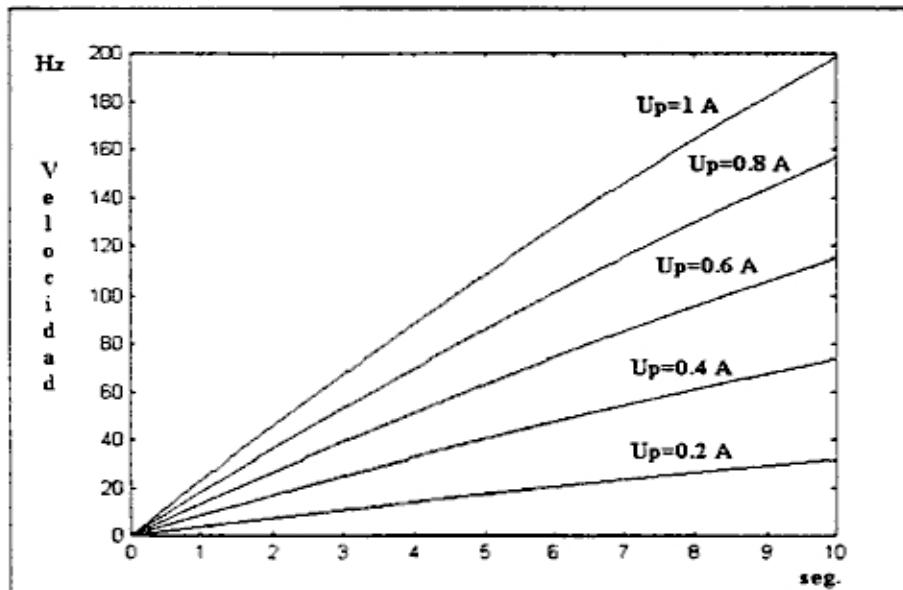


Figura 4.4. Velocidad vs tiempo para diferentes escalones de corriente.

En la figura 4.4 se observa como el motor reacciona ante una corriente de comando en forma de escalón, esta excitación puede ser interpretada como la acción de un torque electromagnético constante debido a que este último es directamente proporcional a la corriente de las fases. La pendiente de la curva es casi directamente proporcional a la intensidad de corriente e inversamente proporcional al momento de Inercia del rotor, solo se diferencia de una recta por acción de la fricción (B_m) y del torque de inicio (T_{Li}).

En las dos últimas curvas es difícil distinguir que no se trata de rectas sino de funciones exponenciales sobreamortiguadas, a medida que el motor va acelerando la fuerza de fricción que actúa sobre el eje va disminuyendo el par de giro generado por el torque electromagnético, la velocidad va disminuyendo hasta llegar a un momento donde el torque electromagnético es empleado casi totalmente para vencer la fuerza de fricción.

En el motor real es difícil conseguir este tipo de excitaciones, en primer lugar por las limitaciones de velocidad y generación de calor y segundo porque las corrientes en el estado estable son mínimas, menores a los 0.5 amperios.

Ahora se va a realizar una prueba donde se excita el motor de manera similar a la anterior con escalones de corriente pero a los 4 segundos esta se disminuye hasta 0.2 A.

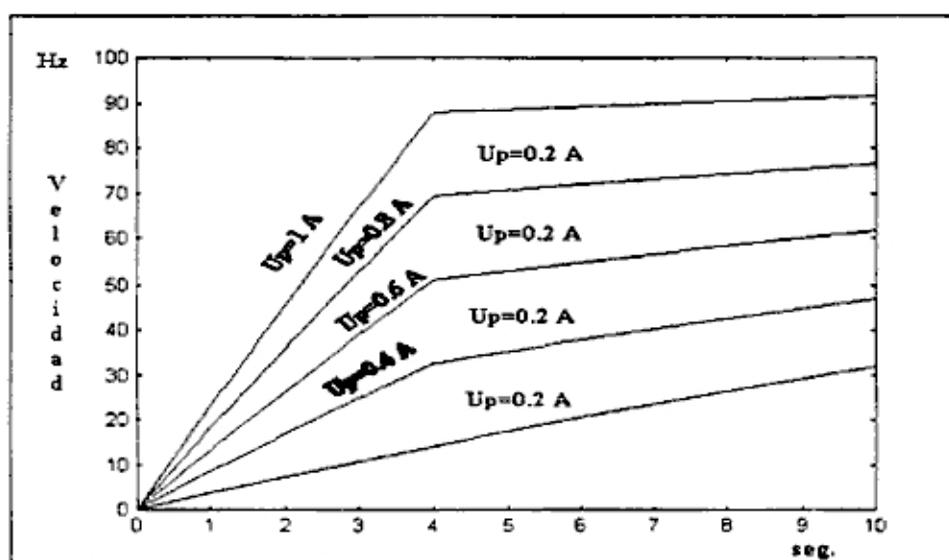


Figura 4.5. Velocidad vs tiempo con cambio de corriente a los 4 segundos.

El motor responde de una manera similar a la experiencia anterior hasta los 4 segundos, luego se puede observar que hay un cambio en la aceleración del eje, las rectas siguen con una

pendiente positiva aunque esto es producto del momento de Inercia y de que aún se esta inyectando corriente, si la corriente fuera cero o negativa entonces es probable que la pendiente de la velocidad se hubiera hecha negativa hasta alcanzar el equilibrio. Para probar estas afirmaciones se puede hacer una simulación con las mismas características que la prueba anterior pero a los 4 segundos la corriente se hace cero, de forma que el torque electromagnético deja de ejercer el par de giro.

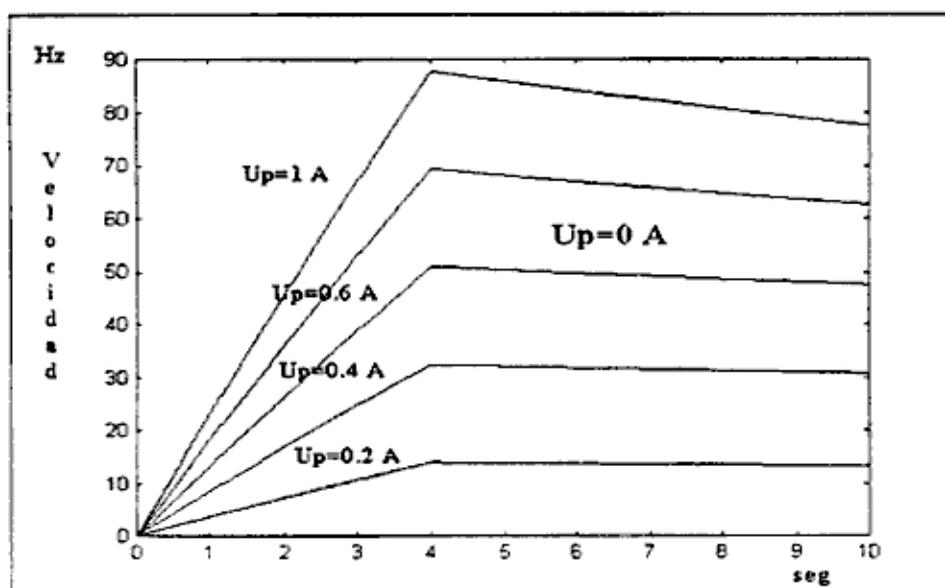


Figura 4.6. Velocidad vs tiempo con cambio de corriente a cero.

En la figura 4.6 se nota la pendiente negativa que se produce cuando la corriente se vuelve a cero después de los 4 segundos, en esta forma de excitación todo el torque producido por el momento de Inercia comienza a interactuar con el torque de inicio T_{Li} y con el torque de fricción, produciendo una reducción de la velocidad hasta llegar a un estado de reposo de forma exponencial, resultado de la ecuación de segundo orden que rige la dinámica del movimiento.

4.2.2 El Controlador proporcional K

En algunos casos los controles proporcionales simplemente comparan el error de velocidad y producen una corriente proporcional. En la figura 4.7 se observa un modelo de controlador general de tipo proporcional e integral, se efectúa simulaciones para probar la respuesta de estos tipos de controladores para luego compararlos con los de tipo de estructura variable integral, la diferencia entre un controlador proporcional y uno integral es el aumento de un

lazo de tipo integral del error de corrientes, para este caso se implementó una ganancia del error proporcional de 0.1 y una ganancia en la integral de 0.002.

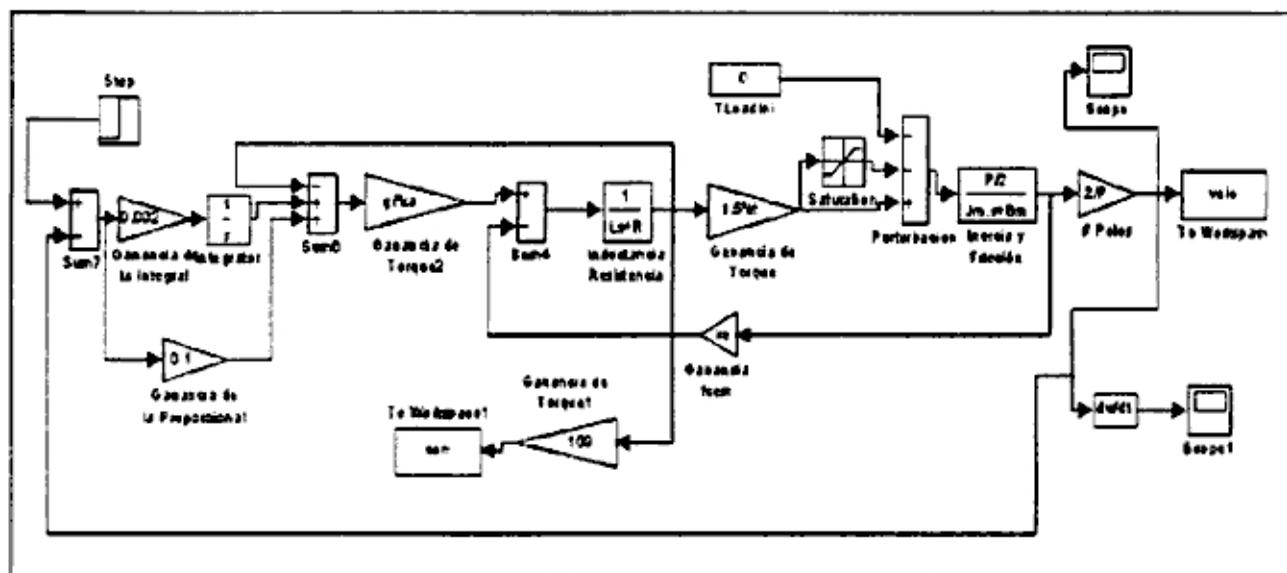


Figura 4.7. Modelo de simulación de un controlador de velocidad PI.

El primer controlador a simular es del tipo proporcional K, se requiere alcanzar una velocidad de 4 Hz. Debido que inicialmente el error de velocidad es bastante grande porque el motor parte de un estado de reposo, entonces se generan grandes corrientes de arranque de acuerdo a la ganancia del error. En la figura 4.8 se puede observar la forma como se presenta la velocidad de referencia en 4 Hz. y como el motor trata de llegar a ese valor.

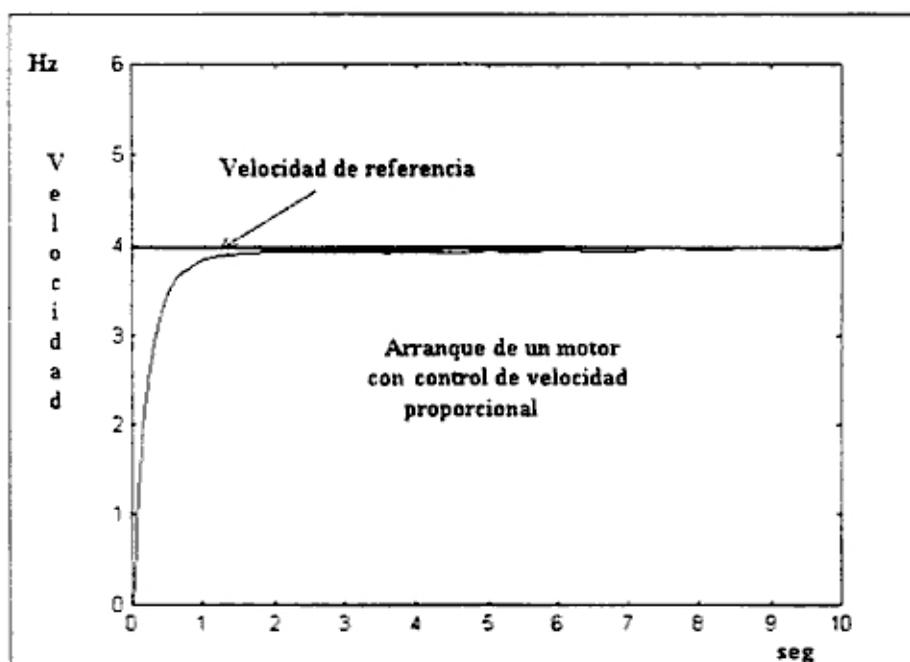


Figura 4.8. Arranque de un motor con control de velocidad proporcional.

La respuesta típica de corriente se observa en la figura 4.9, se muestra el pico de corriente que se produce al inicio. Las oscilaciones de corriente se deben a la falta de estabilidad del controlador, aumentando el valor de K puede suceder de que el sistema mejore o que se vuelva inestable, se deben hacer algunos ajustes de acuerdo a la función característica que se desee lograr.

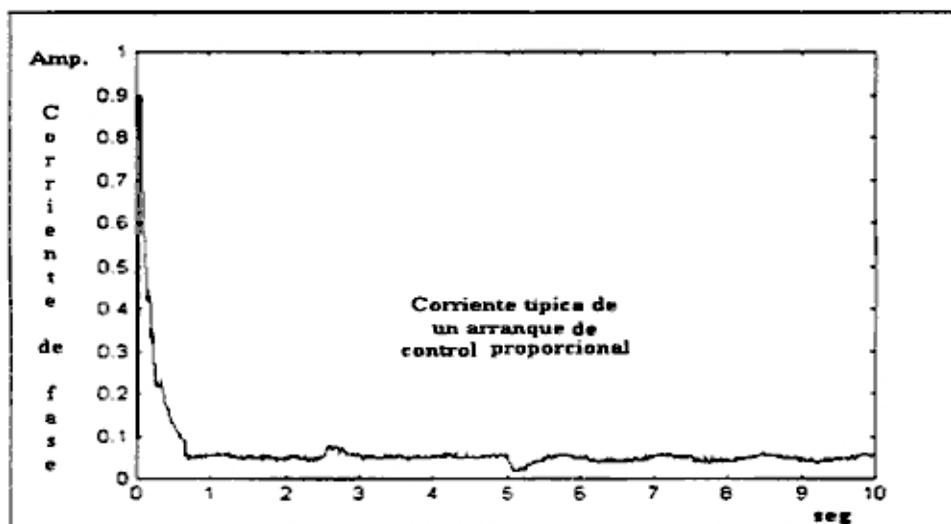


Figura 4.9. Corriente típica de un arranque con control proporcional.

4.2.3 El Controlador proporcional Integral PI

Una de las formas de control de los motores de Imán permanente es que además de establecer una velocidad de referencia y compararla con la velocidad real del motor, el error producido entre las velocidades se integra, y el valor de la integración sirve como base para controlar la corriente del PWM. Si el lazo de error de velocidades se produce antes del lazo de errores de corriente y este se integra entonces se puede decir que se trata de un controlador de tipo PI (Proporcional Integral). El modelo de la figura 4.7 también describe el controlador PI.

La prueba a realizarse es un arranque del motor para alcanzar una velocidad de 10 Hz. De acuerdo a los valores de los parámetros del motor se puede escoger los polos del controlador PI incluyendo los del sistema, ya sea variando la constante de integración como la ganancia de la proporción, de manera que pueda alcanzar la solución en el estado estable. En la simulación del controlador PI se ha escogido valores aproximados, de manera que haciendo un ajuste (tunning) de los valores de la ganancia del control proporcional o la constante de integración, se puede hallar un sistema que de una respuesta rápida para alcanzar el estado estable.

En la figura 4.10 se puede apreciar que el tiempo que demora en llegar el motor al 95 % de la velocidad deseada es menor a 3 segundos. se ha dejado este ejemplo con un tiempo largo de convergencia para notar la diferencia entre alcanzar rápidamente la velocidad final gracias al valor de la ganancia del error proporcional y la velocidad de convergencia del error a cero dominada por la constante de integración.

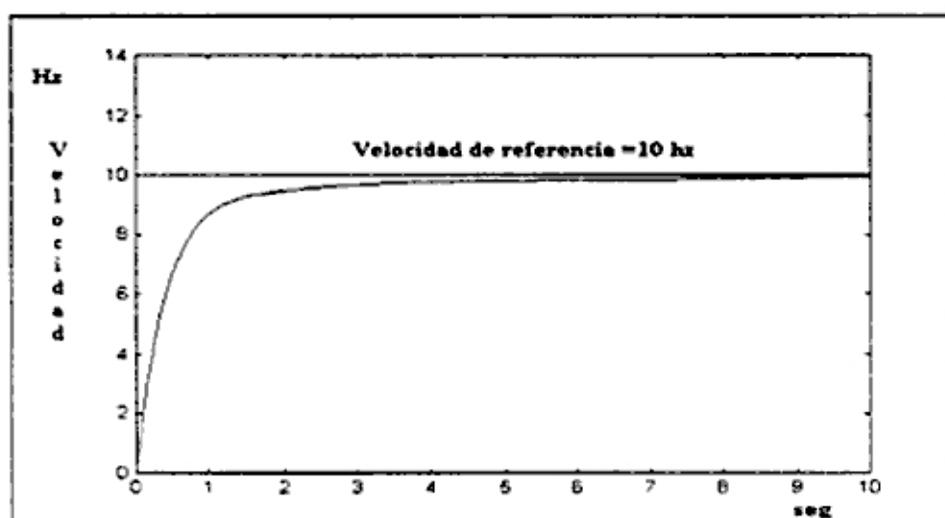


Figura 4.10. Convergencia de la velocidad con el control PI.

En la figura 4.11 se tiene la respuesta de corriente para que el motor logre alcanzar la velocidad deseada, a medida de que el motor comienza a acelerar se produce el subamortiguamiento de la velocidad y la corriente comienza a disminuir suavemente, de acuerdo a las características de los polos escogidos.

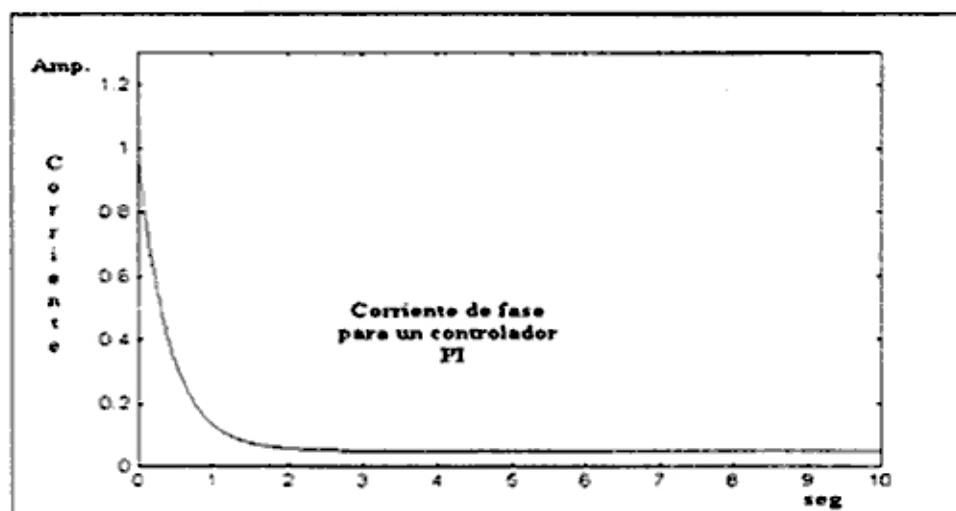


Figura 4.11. Corriente vs. tiempo para un controlador PI

4.3 Simulación del controlador de estructura variable integral IVSMFC

Para la simulación del controlador IVSMFC se utiliza la herramienta Simulink de Matlab de igual forma que en el modelo simplificado del motor, los parámetros de la planta son los de la tabla 4.1. Estos parámetros son los mismos que los del motor real de experimentación por lo que se espera tener respuestas similares en cuando a la performance y los niveles de corriente de control y de velocidad. Se destaca de este hecho que para poder dimensionar los valores de las constantes de integración, de proporción, y la dimensión del inversor de corriente PWM, fue necesario hacer varias simulaciones con este esquema hasta llegar a valores donde el trabajo del motor era óptimo.

4.3.1 Definición de Parámetros

Como primer paso se escoge el nivel de variaciones que pueden haber en los parámetros de la planta de acuerdo con el criterio de error del fabricante, para el caso de las simulaciones se ha escogido un error del 13 -17 % para los parámetros ap_1 y ap_2 respectivamente, y un error del 19% para bp :

$$ap_1 = ap_{10} + \Delta ap_1 \quad \text{donde } \Delta ap_1 < 13 \% \text{ } ap_{10}$$

$$ap_2 = ap_{20} + \Delta ap_2 \quad \text{donde } \Delta ap_2 < 17 \% \text{ } ap_{20}$$

$$bp = bp_0 + \Delta bp \quad \text{donde } \Delta bp < 19 \% \text{ } bp_0$$

Resolviendo las ecuaciones (3.31) - (3.34) con los valores de la tabla 4.1 se obtiene:

$$ap_1 = 93.06$$

$$ap_2 = 3199.2$$

$$bp = 65461.9$$

Con los valores de los parámetros se puede hallar la ecuación característica del sistema. Los polos del motor se pueden encontrar con la siguiente fórmula:

$$s^2 + ap_2s + ap_1 \quad (4.1)$$

Luego los polos encontrados al solucionar la ecuación característica de estado serán:

$$Sp_1 = -3199.17$$

$$Sp_2 = -0.029$$

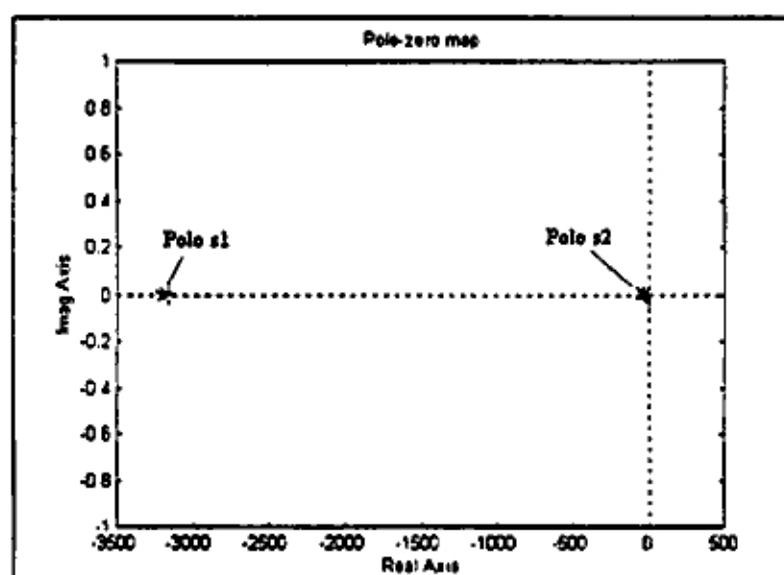


Figura 4.12. Polos del motor real.

Uno de los polos del motor esta bastante cercano al eje imaginario y el otro esta bastante alejado, este modelo es tipico de un sistema de segundo orden sobreamortiguado, ambos polos son negativos y están a la izquierda del eje imaginario, el polo de mayor magnitud decrece rápidamente por lo que se puede despreciar en algunos casos, de manera que el motor de la experimentación se podría considerar como un sistema de primer orden teniendo como polo a la raiz de menor magnitud ($s=0.029$), la razón por la cual este motor esta cercano a uno de primer orden es porque la inductancia es bastante pequeña, cerca de 0.005H o menos, si se hace una inspección visual se pueden ver pocas espiras en el devanado del estator pero el diámetro si es apreciable, se debe tener en cuenta que son motores preparado para trabajar con PWMs con frecuencias de trabajo de 10 KHz. a estas frecuencias la impedancia debe

permanecer pequeña para tener buena respuesta a la excitación de corriente. Para el caso generalizado se pueden encontrar motores con polos s_1 y s_2 de similar magnitud por lo que consideramos todo el sistema como uno de segundo orden.

Otro de los valores estimados es el valor de la constante "N" de las ecuaciones que intervienen en el controlador IVSMFC, este valor asegura la convergencia a cero del valor del error y garantiza la existencia del deslizamiento "sliding motion" de los planos de error. La forma de estimarlo es utilizando un valor inicial, para luego ir experimentando con el motor real, una de las líneas de código de programa debe ir calculando el valor de N en el tiempo, para luego verificar cuál de ellos es el máximo valor.

Un valor inicial de la constante "N" puede comenzar de modo que el valor de Ψ_3 no tenga un valor mayor a ψ_1 o ψ_2 de la ecuación (3.28b), para este caso se escoge:

$$N > 3000 \quad \text{donde N es un valor estimado de la ecuación (3.28b).}$$

Ahora se debe definir la forma de la trayectoria de velocidad y de aceleración en el tiempo, esto se realiza escogiendo el modelo de seguimiento que se desea probar. Existen dos maneras de hacerlo, una es escogiendo los polos del modelo y después encontrar los parámetros de las variables de estado, y otra es escogiendo un motor modelo con sus propios parámetros y constantes y luego encontrar los parámetros del modelo de manera similar al del motor real utilizando las ecuaciones (3.31)-(3.34), en ambos casos se llega a obtener los parámetros para la simulación.

Por ejemplo se desea simular un motor Brushless con los valores de la tabla de parámetros (tabla 4.1). Para la primera simulación se escoge un motor con características similares al motor real, pero que se diferencian en la resistencia de la bobina ($R_{\text{modelo}}=0.1\text{ohm}$), en el momento de Inercia ($J_{\text{modelo}}= 0.0018153 \text{ Kg.m}^2$), el coeficiente de fricción ($B_m= 0.00207$) y la constante de torque electromagnético ($k_t=0.62734$), los demás parámetros son iguales al del motor real. Aplicando las ecuaciones (3.31)-(3.34) referidas al modelo, se pueden obtener los valores de los parámetros del modelo:

$$am1= 1863.6 \ ; \ am2 = 3159.2 \ ; \ bm = 1615300$$

Para obtener los valores de Ψ se aplican las ecuaciones (3.36 a, b y c) y se calcula:

$$\Psi_1 < - 0.0221$$

$$\Psi_2 < - 0.0275$$

$$\Psi_3 < - 0.006$$

Por último se debe obtener los valores de la ecuación característica del error, de modo que se pueda hallar las constantes c_1 y k_i . Según las ecuaciones (3.28) - (3.40) se tiene:

$$c_1 = -(p_1 + p_2) \quad (4.3)$$

Y:

$$k_i = \frac{-p_1 \cdot p_2}{p_1 + p_2} \quad (4.4)$$

Escogiendo dos polos que se encuentren a la izquierda de los polos del motor se puede ir probando en el sistema experimental cuáles son los valores mas adecuados, por ejemplo se puede escoger k_i de manera que el error de velocidad converja rápidamente a cero, el valor de c_1 debe ser un poco mayor al valor de a_{m2} .

De esta forma utilizando las ecuaciones (4.3) y (4.4) se hallaron los valores de:

$$c_1 = 5000$$

$$k_i = 1.4$$

Estos valores provienen de escoger los polos de la ecuación característica del error $p_1 = -1.4$ y $p_2 = -4998.6$, los cuales están a la izquierda de los polos del motor.

Obtenidos todos los valores necesarios para la simulación del controlador IVSMFC, se procede a verificar la convergencia escogiendo el modo de iteración en el Simulink, (el algoritmo utilizado es el de Runge Kutta de orden 4 con paso fijo de $500 \mu\text{s}$), el tiempo de simulación es de 10 segundos y las gráficas que van a ser presentadas para hacer el estudio del comportamiento son la de la salida del controlador U_p , la Velocidad del motor, la Aceleración, el Torque producido por la corriente y los valores de error de las variables de estado. Se debe escoger la velocidad de referencia deseada con la señal de entrada del modelo U_m (step input), la velocidad del eje esta representada en Hz, el error de velocidad angular en Hz. y la señal de control resultante U_p esta en amperios.

4.3.2 Velocidad del modelo vs. Velocidad real del motor

La primera simulación del IVSMFC se realiza con un arranque del motor para alcanzar una velocidad de 40 Hz., el motor debe iniciar el arranque desde el reposo y debe llegar a la velocidad requerida siguiendo el modelo establecido. En la figura 4.13 se puede observar que el motor sigue la velocidad del modelo con bastante precisión, la velocidad final es alcanzada en 7 segundos aproximadamente, la aceleración presenta una curva asintótica con un arranque rápido pero luego se va reduciendo a medida que el eje del motor llega a la velocidad de referencia, casi no hay diferencia perceptible entre la velocidad del motor y la velocidad del modelo.

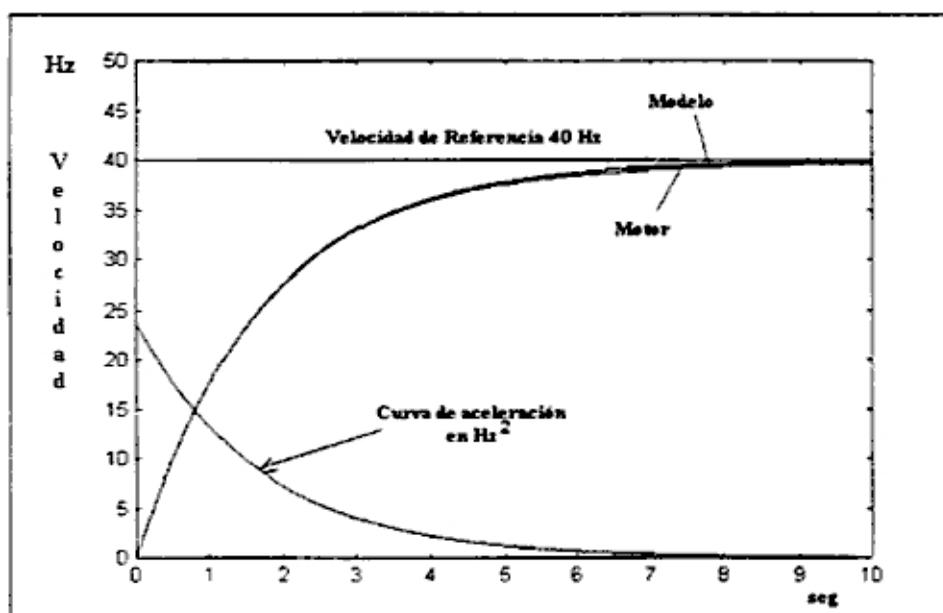


Figura 4.13. Velocidad vs tiempo para el arranque del motor hasta 40 Hz.

4.3.3 Corriente de comando Up

En la figura 4.14 se observa la forma de la corriente de comando Up, la corriente en el arranque es bastante alta, del orden de los 3.2 A., comparada con la corriente nominal cuando el motor se estabiliza que es alrededor de los 0.3 A., también se puede observar los pequeños pulsos que tratan de corregir la velocidad en el trayecto, estos son producidos por los cambios en la estructura del controlador. La corriente en el arranque es alta por la diferencia entre la velocidad de referencia y la velocidad real, después de estabilizarse la corriente sólo trabaja contra la fricción y las perturbaciones.

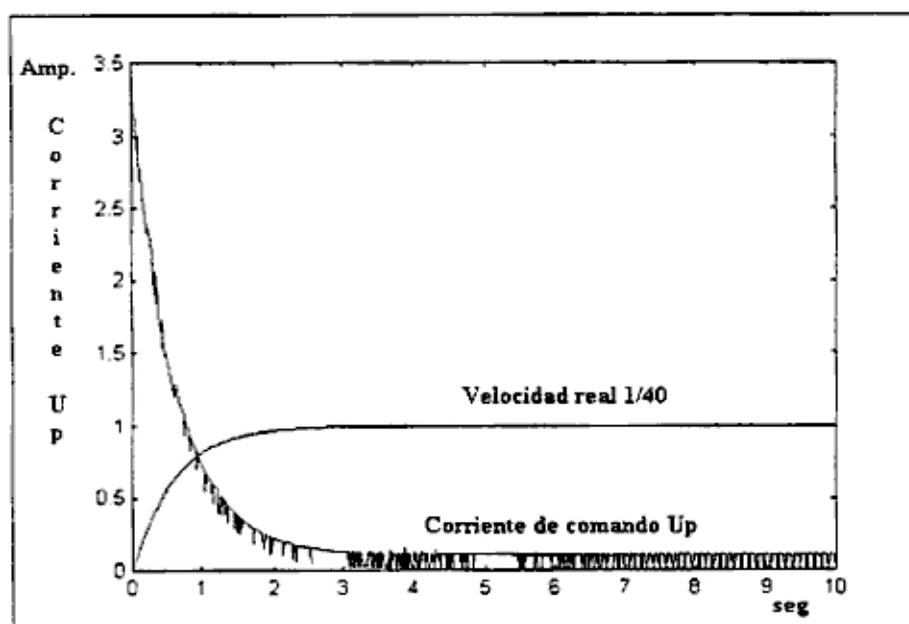


Figura 4.14. Corriente de comando Up vs tiempo y velocidad del motor 1/40.

4.3.4 Error entre la velocidad del modelo y la velocidad real del motor

En las figuras 4.15 y 4.16 se observa la magnitud del error en las velocidades, a la izquierda (4.15) se presenta el error expresado en Hz. y a la derecha (4.16) dividido entre la velocidad del modelo esta el error expresado en porcentaje. Se observa valores muy pequeños menores al 0.001 %, esto indica una rápida respuesta del seguidor de modelo y una tendencia del error hacia un valor mínimo, en los primeros segundo se puede apreciar el aumento del error puesto que el controlador esta compensando la diferencia que existe entre las velocidades de la planta y del modelo.

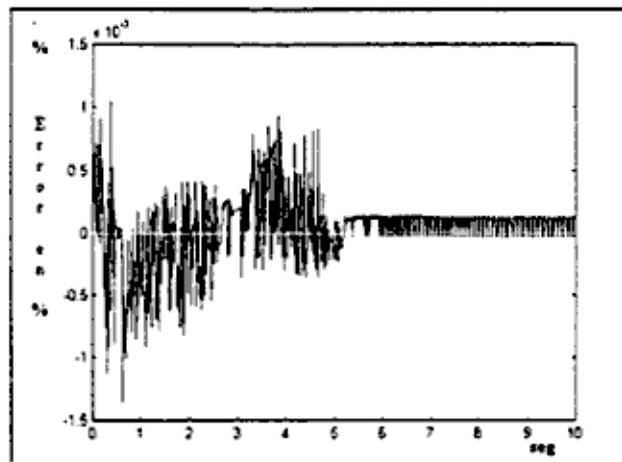
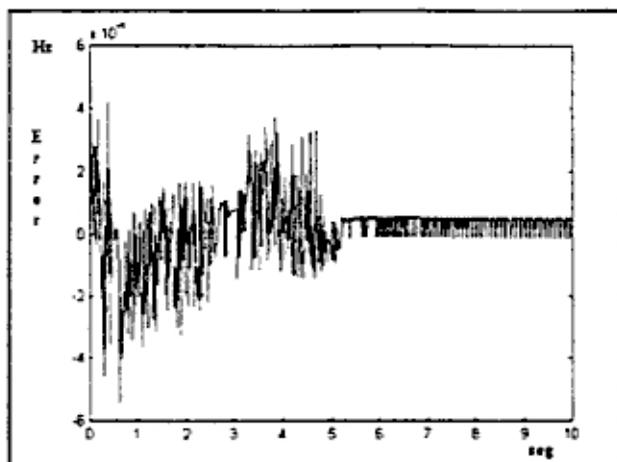


Figura 4.15. Error de velocidades en Hz.

Figura 4.16. Error de velocidad expresado en %.

4.3.5 Robustez del Sistema

En estas pruebas de simulación se varían los valores de parámetros para comprobar la robustez del sistema, durante el trabajo de un motor pueden haber variaciones de la resistencia del devanado por efectos de temperatura, variación del momento de Inercia por movimientos mecánicos etc, se requiere probar como trabaja el controlador ante estas situaciones.

4.3.5.1 Variación de la Resistencia

En las figuras 4.17-4.19 de la siguiente página se han realizado una serie de simulaciones para comprobar la robustez del sistema de control en cuanto a la variación de la resistencia del devanado del motor, esto se realiza variando los parámetros de resistencia desde el 10% del valor real de la resistencia de la bobina hasta el 330% mayor, la simulación es la misma realizada en el ejemplo anterior, para un arranque del motor desde 0 hasta 40Hz. El primer gráfico es el que corresponde al error de velocidad cuando la resistencia tiene el valor nominal del motor similar a la figura 4.15, la segunda corresponde a la variación del parámetro hasta un 10 % del valor nominal $R=0.03\Omega$ figura 4.18, y la última corresponde al gráfico del error para una variación del 330 % aproximadamente donde R varía hasta 1Ω , figura 4.19. La forma de onda de cada una de ellas son muy similares, además que la magnitud del error es bastante pequeña comparado con el valor de la velocidad final 40 Hz, se puede concluir de esta simulación que el control se ha comportado de una manera robusta en cuanto a la variación de la resistencia de la bobina, y que el error no ha aumentado significativamente ante las variaciones, a pesar que estas han variado en altos porcentajes.

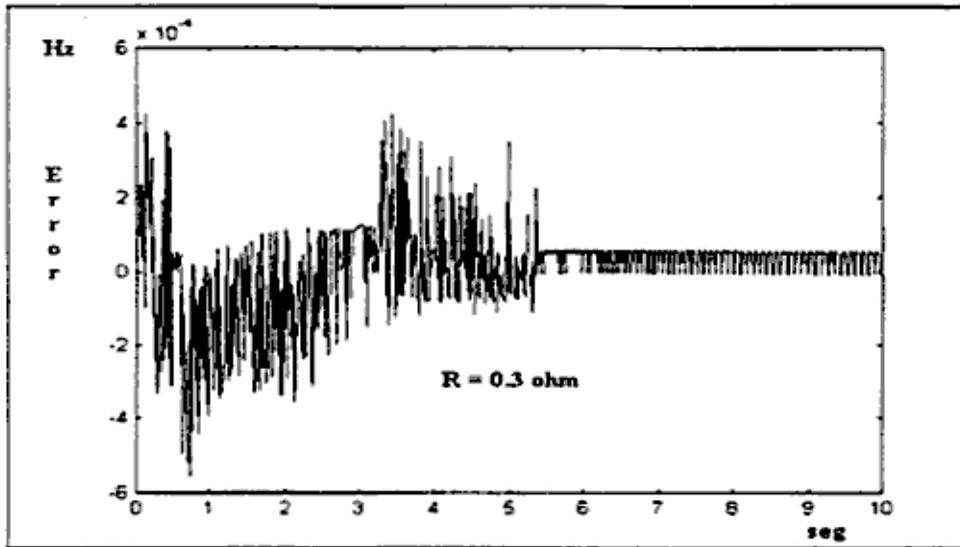


Figura 4.17. Error de velocidad para $R = 0.3$ ohm, resistencia real del motor.

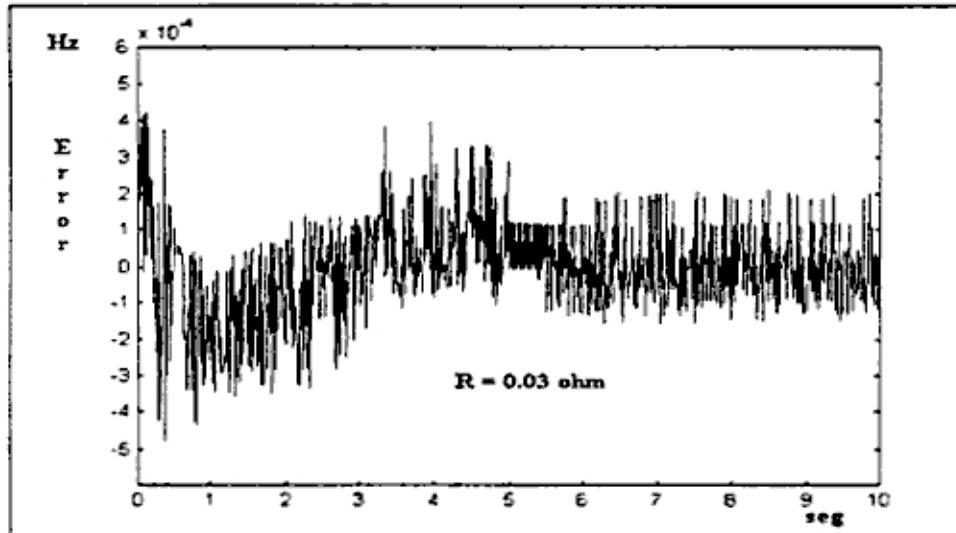


Figura 4.18. Error de velocidad para $R = 0.03$ ohm, 10 % de R_{nom} .

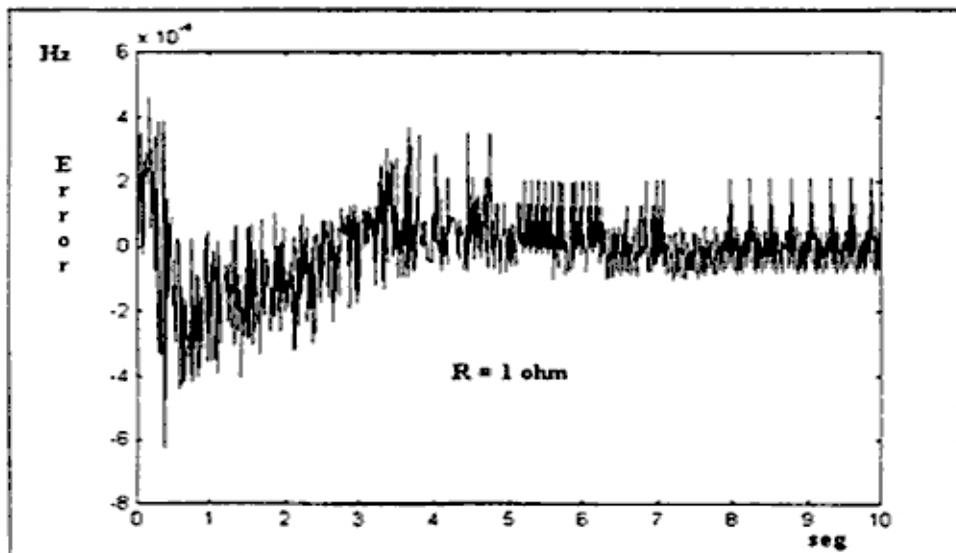


Figura 4.19. Error de velocidad para $R = 1$ ohm, 330 % de R_{nom} .

4.3.5.2 Variación del momento de inercia J_m y cambio de N

En esta prueba se van a simular tres variaciones para el momento de Inercia desde el 87% del valor nominal hasta el 113% del valor del mismo. El valor de N (que es un valor estimado) también se va a cambiar de 3000 a 4000 para propósitos de comparación con la simulación anterior, se debe notar que en las fórmulas para estimar el valor de N este debe ser mayor que el resultado de la estimación, por lo que se esta aumentando en un 33% aproximadamente.

Para la variación de J_m hay que tener en cuenta un detalle importante, y es que la variación máxima de a_{p1} esta inversamente proporcional a la variación de J_m , esto se puede verificar de la ecuación (3.41), esto significa que si la variación máxima de a_{p1} es de 17%, el valor mínimo del momento de inercia sería la inversa del máximo error positivo de a_{p1} , el inverso de 1.17 es 0.855, lo que quiere decir que la variación máxima de J_m hacia el negativo es de -14.5%. Si estamos tomando el ejemplo para J_m nominal = 0.0016353 entonces el mínimo valor de J_m sería 0.001398, para esta prueba se va a variar el valor de J_m en +/- 13%.

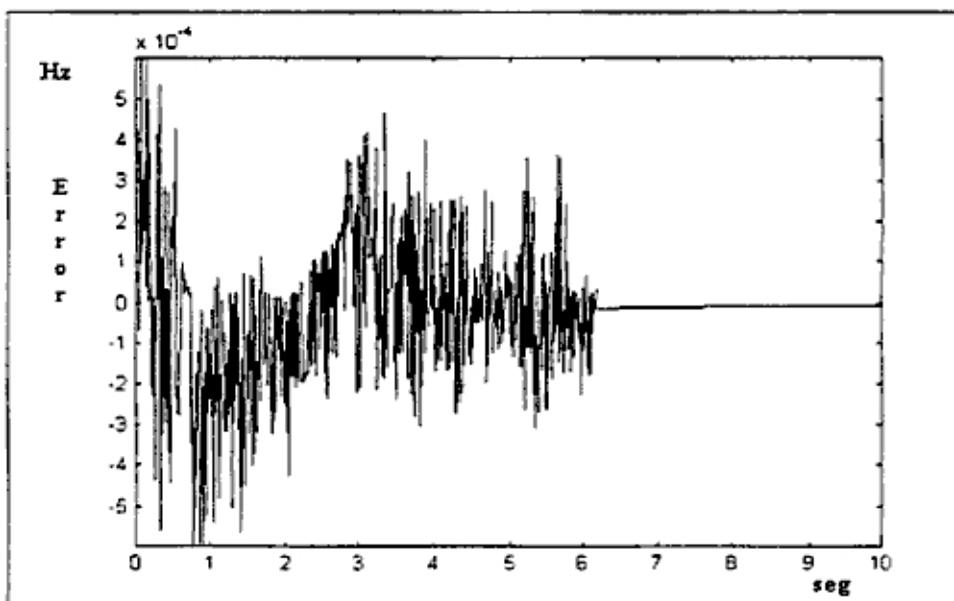


Figura 4.20 Gráfica del error aumentando N en un 33%. $N = 4000$

En la figura 4.20 solamente se ha aumentado el valor de N comparado con la simulación anterior (4.3.5.1. – Figura 4.17), en esta prueba no se ven las conmutaciones que quedan al final de los 6 segundos, esto es debido a que el algoritmo de control se aleja un poco de los

valores marginales, ya que se debe tener en cuenta de que el sistema trabaja con inecuaciones, el valor de N garantiza que el valor de ψ_3 cumpla con la ecuación ($\sigma.\sigma' < 0$). Al variar N entonces también se tiene que ajustar el valor de ψ_3 , en caso de que se haya escogido un valor muy marginal, en el caso de la experimentación se va a notar que estos valores tienen que ser ajustados muy cuidadosamente para que el sistema tenga una rápida respuesta y que la conmutación sea suave y estable. En la siguiente figura 4.21 se observa la forma de onda de U_p para el nuevo valor de N , solamente se diferencia con el ejemplo anterior en disminución de las conmutaciones a partir de los 6 segundos.

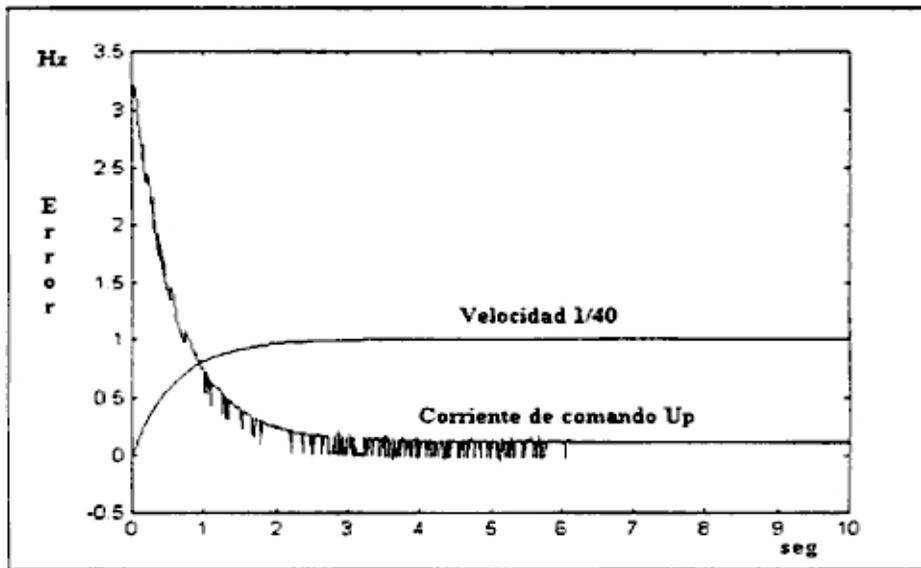


Figura 4.21 Corriente de comando U_p para $N = 4000$.

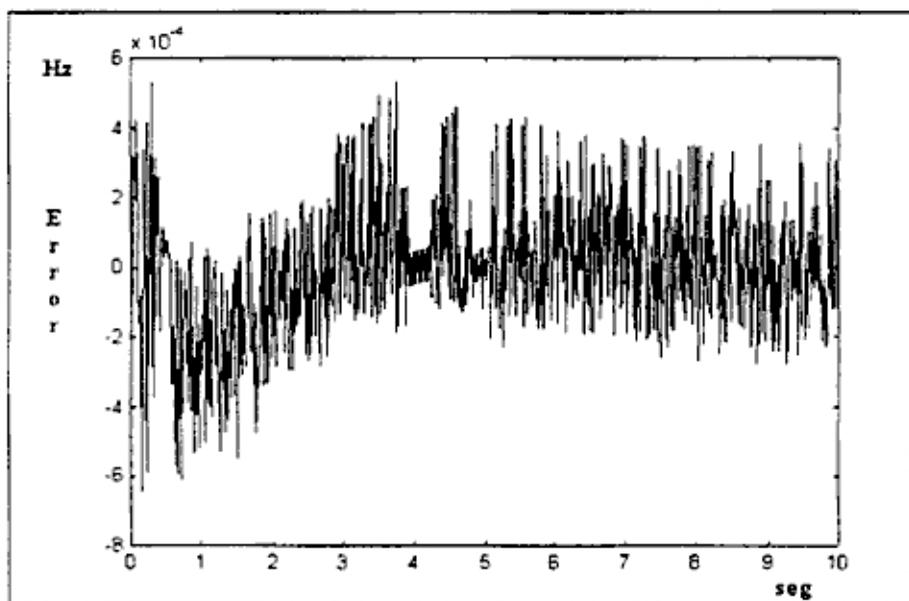


Figura 4.22. Gráfica del error con $J_m = 0.001354$. 87% de J_m nominal.

En la figura 4.22 se puede apreciar el cambio de J_m antes del arranque, nuevamente se observa que las variaciones en el error son mínimas y que en la velocidad la diferencia es casi imperceptible, los porcentajes de error siguen siendo menores al 0.001%.

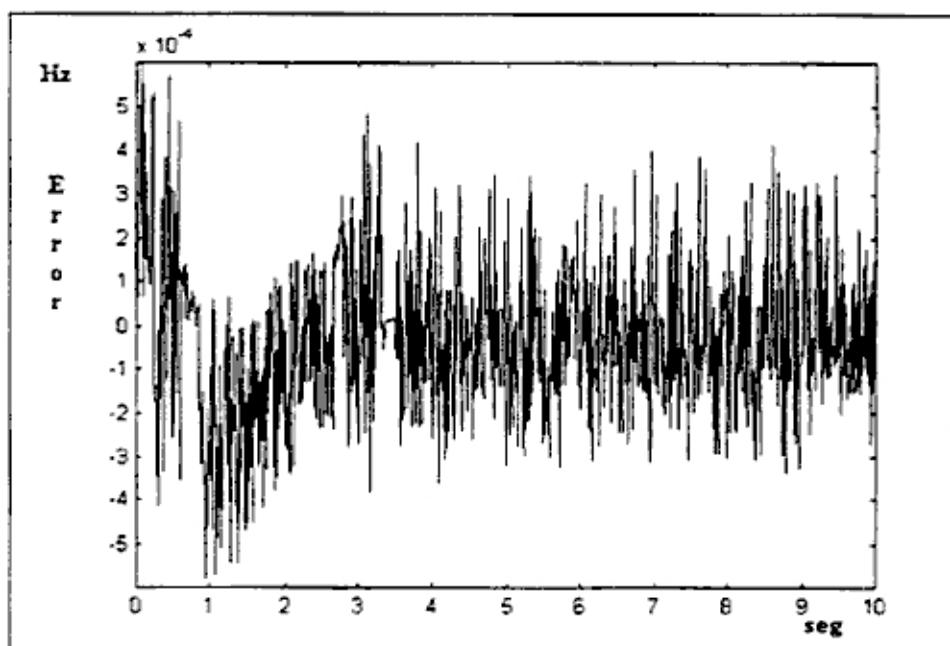


Figura 4.23. Gráfica del error para $J_m = 0.00191$. 113% de J_m nominal.

4.3.5.3 Variación de la fricción B_m y la inductancia L

En esta prueba se va a simular el cambio de los parámetros de fricción y de inductancia, para el caso de la variación de la inductancia se debe tener el mismo cuidado que se tuvo con la variación de J_m , de la misma forma las variaciones de a_{p1} , a_{p2} y b_p son inversamente proporcional a la variación de L , para una variación de 13% 17% y 19% de los parámetros respectivamente, equivalen a variaciones de 11.5%, 14% y 16%. Para este ejemplo se decide variar el valor de la inductancia en $\pm 15\%$. Para el caso de la fricción B_m , su variación es directamente proporcional a la variación de a_{p1} y a_{p2} , por lo que se simulará haciéndolo variar en $\pm 13\%$.

En las figuras 4.24, 4.25 y 4.26 se observan las diferencias del error y las corrientes de comando U_p para la variación de la inductancia L , se puede apreciar el aumento de las conmutaciones de la corriente U_p al aumentar el valor de la inductancia, también se observa que el pico de error es menor cuando L es nominal.

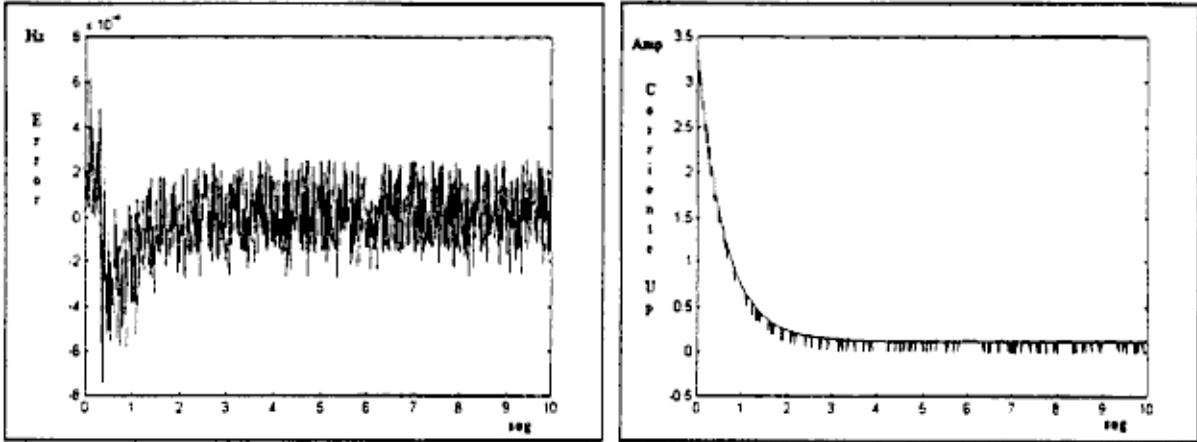


Figura 4.24 Variación de L, 0.85 % $L_{nominal}$ y corriente de comando I_{up} .

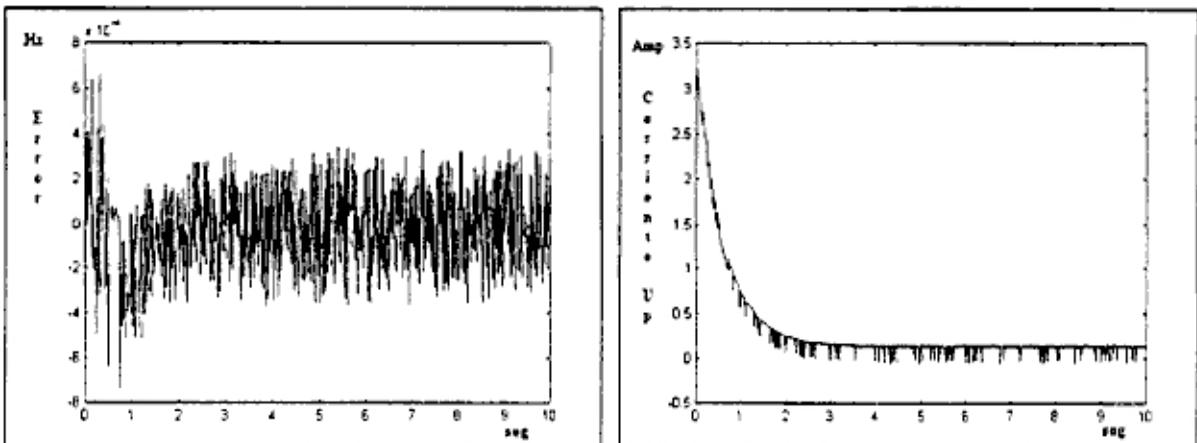


Figura 4.25. Error sin variación de L ($L_{nominal}$) y su corriente de comando I_{up} .

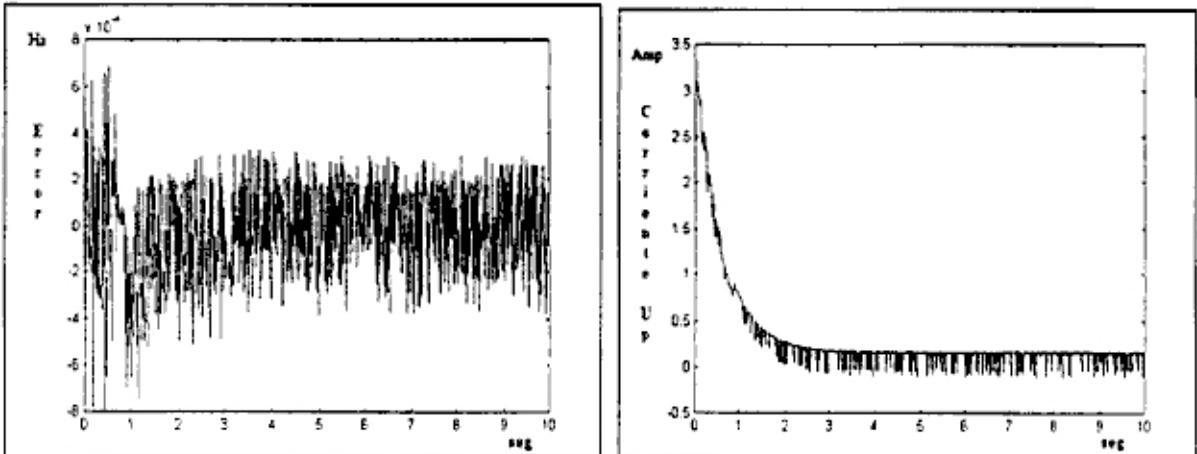


Figura 4.26. Variación de L, 1.15% $L_{nominal}$, y su corriente de comando I_{up} .

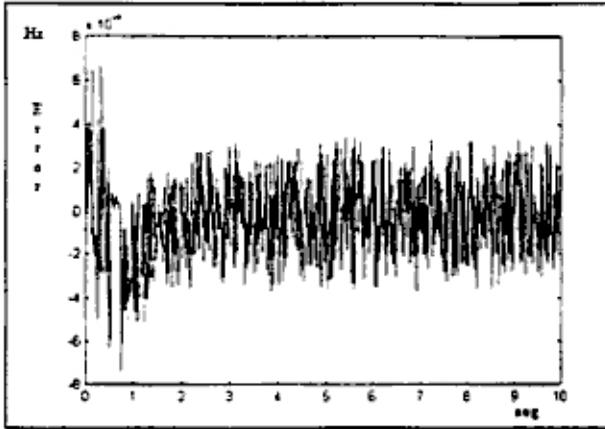


Figura 4.27. Cambio de Bm -13%

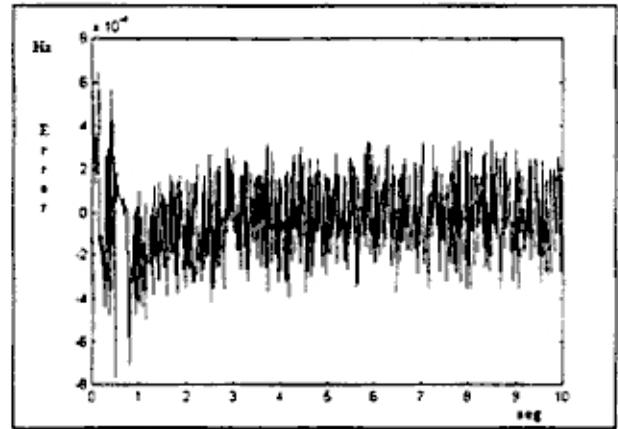


Figura 4.28. Cambio de Bm +13%

En la figura 4.27 y la figura 4.28 se observan el resultado de variar el coeficiente de fricción desde -13% de Bm nominal hasta el aumento de 13%, prácticamente no se visualiza la diferencia, este parámetro no tiene tanta influencia sobre los resultados como lo tienen la inducción y el momento de Inercia.

4.3.5.4 Variación aleatoria de los parámetros Bm, Jm, L y R

En esta simulación se requiere probar lo robusto del sistema ante variación de parámetros de una manera aleatoria cuando el motor esta en movimiento, a diferencia de las pruebas anteriores donde la variación se efectuaba antes del arranque, en esta prueba se realizaran los cambios colocando el programa de simulación en pausa, después se procede a cambiar los parámetros de una forma aleatoria y luego se sigue corriendo el programa hasta alcanzar los 10 segundos. La variación estará dentro de los porcentajes utilizados en las simulaciones anteriores:

$$\Delta L = \pm 15\%$$

$$\Delta Bm = \pm 13\%$$

$$\Delta Jm = \pm 13\%$$

$$\Delta R = \pm 330\%$$

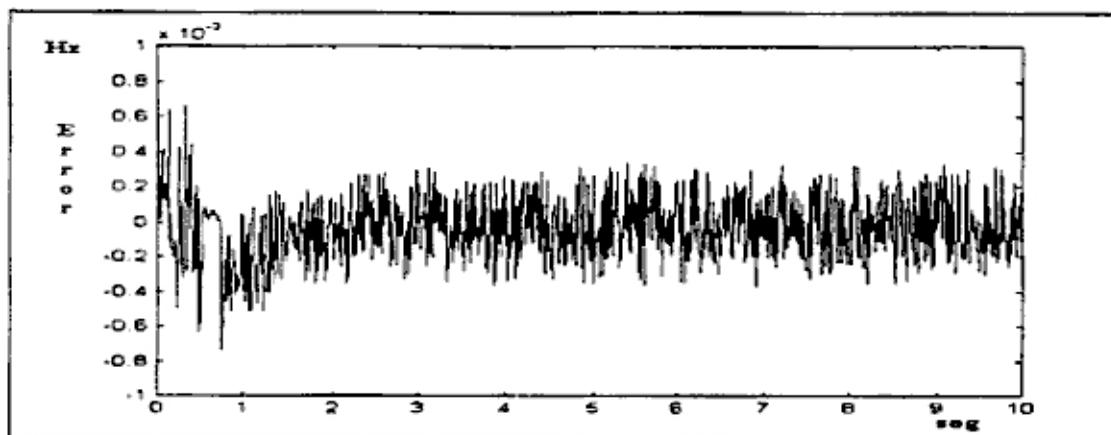


Figura 4.29. Error sin variaciones de parámetros.

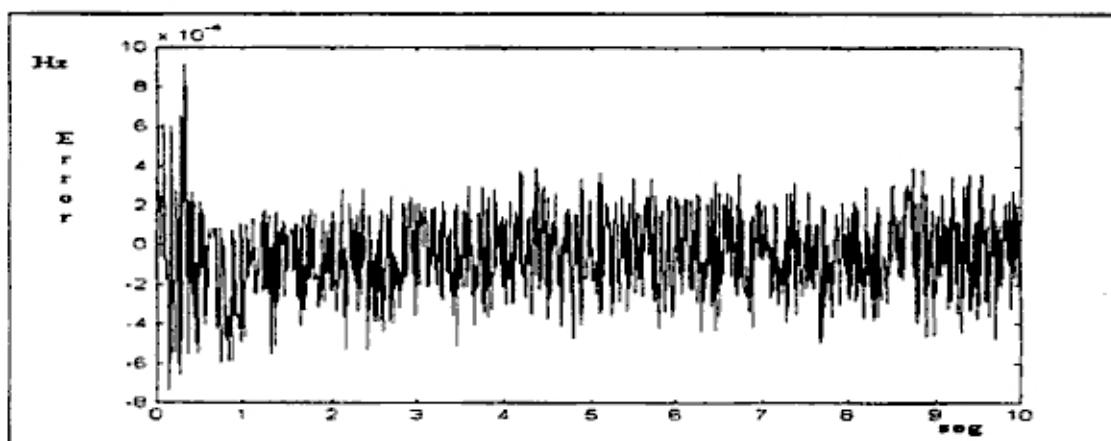


Figura 4.30. Variaciones aleatorias de parámetros según 4.3.5.4.

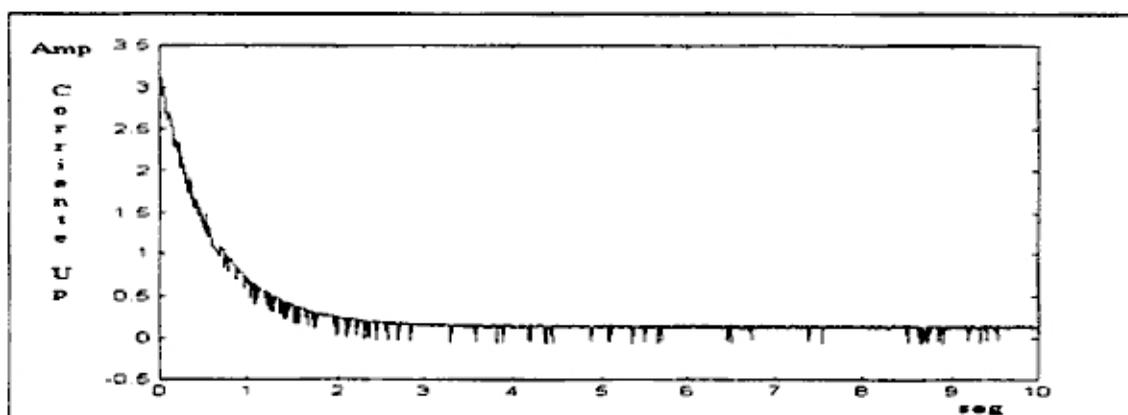


Figura 4.31. Corriente Up ante variaciones de parámetros.

En la figura 4.32 se observa la velocidad del motor ante la variación de parámetros sobrepuesta sobre la velocidad de una simulación sin variaciones, casi no hay diferencia por lo que es mejor examinarlos mediante la gráfica del error. En el momento de la pausa donde

se varían los parámetros se observa pequeñas variaciones del error, de hecho el ancho de las conmutaciones es mayor, por que el control demora algún tiempo en compensar los cambios de corriente generados al cambiar los valores. Los valores de velocidad son muy cercanos a los del modelo del motor, por lo que se puede concluir que el sistema es robusto ante variaciones de parámetros incluso cuando estos varían en el tiempo.

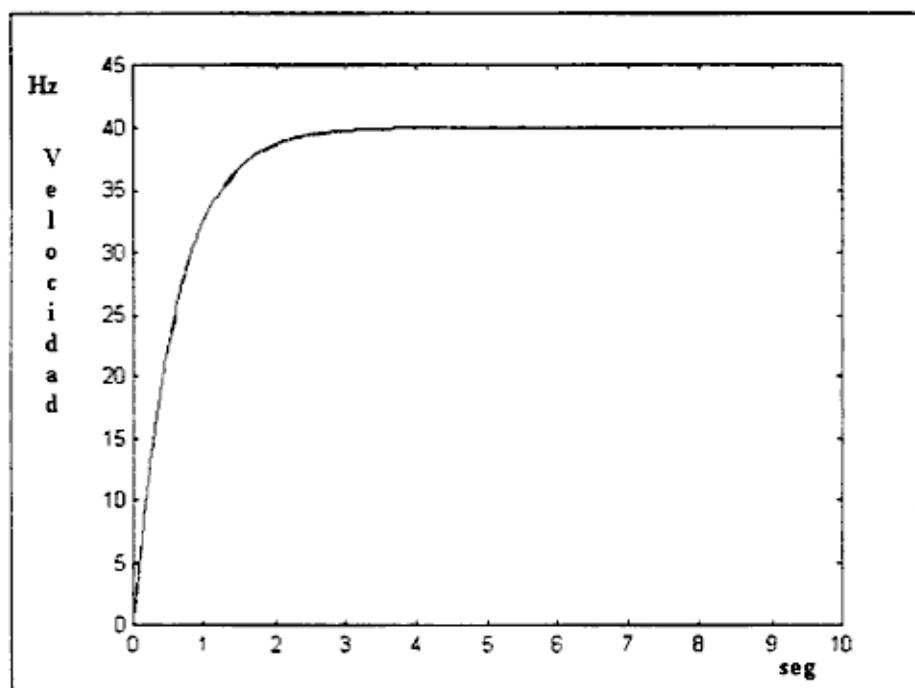


Figura 4.32. Velocidades con y sin variación de parámetros superpuesta.

4.3.6 Cambios de Velocidad

En esta prueba se va a cambiar la velocidad de referencia a los 4 segundos de iniciado el arranque, desde una velocidad de 40Hz a 20 Hz. En la figura 4.33 se observa la trayectoria de velocidad del modelo para un arranque rápido de 0 a 40 Hz., a los 4 segundos de iniciado el arranque el motor esta muy cerca de alcanzar el estado estable, luego se da la orden de comando de bajar la velocidad a 20 Hz, en esta figura 4.33 se graficó tanto la velocidad del modelo como la de la planta, pero no se distingue la diferencia, el error es bastante pequeño y casi no se puede percibir que se trata de dos curvas.

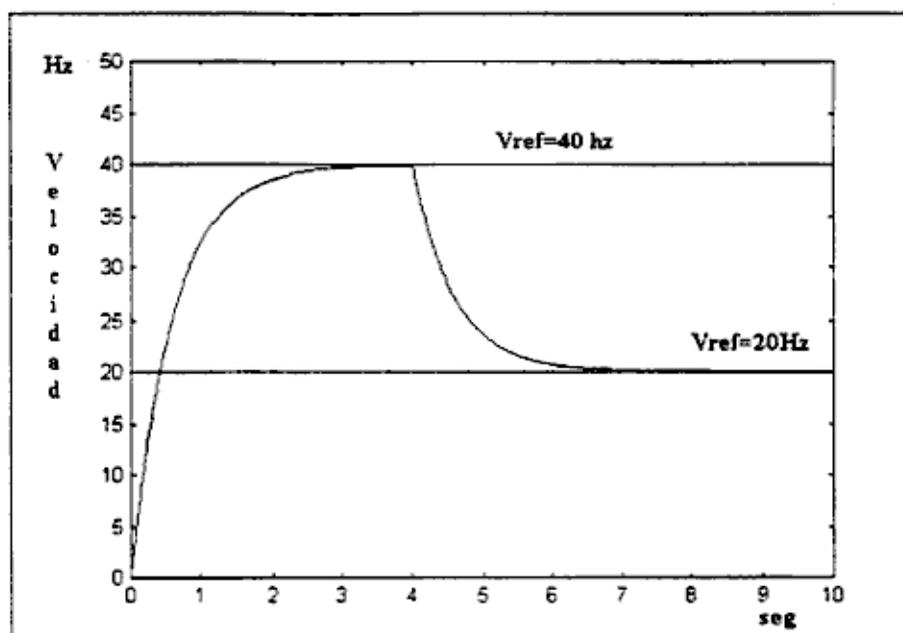


Figura 4.33. Cambio de Velocidad de 40Hz a 20Hz.

En la figura 4.34 se observa el error de las velocidades en el momento del cambio a los 4 segundos, se nota una pequeña subida en la forma de onda que se puede interpretar como la acción del controlador al tratar de alcanzar la velocidad deseada.

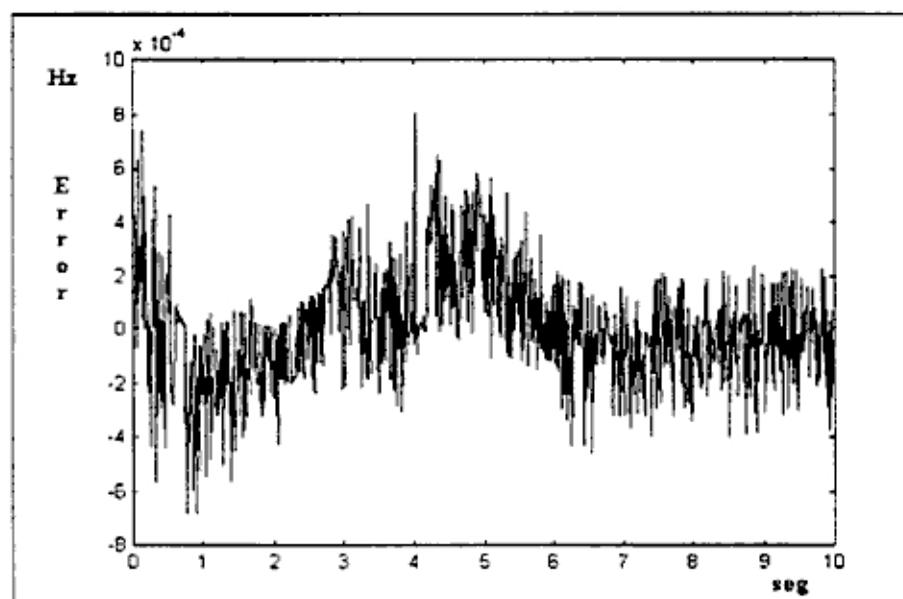


Figura 4.34. Gráfica del error de velocidad para el cambio de 40Hz a 20Hz.

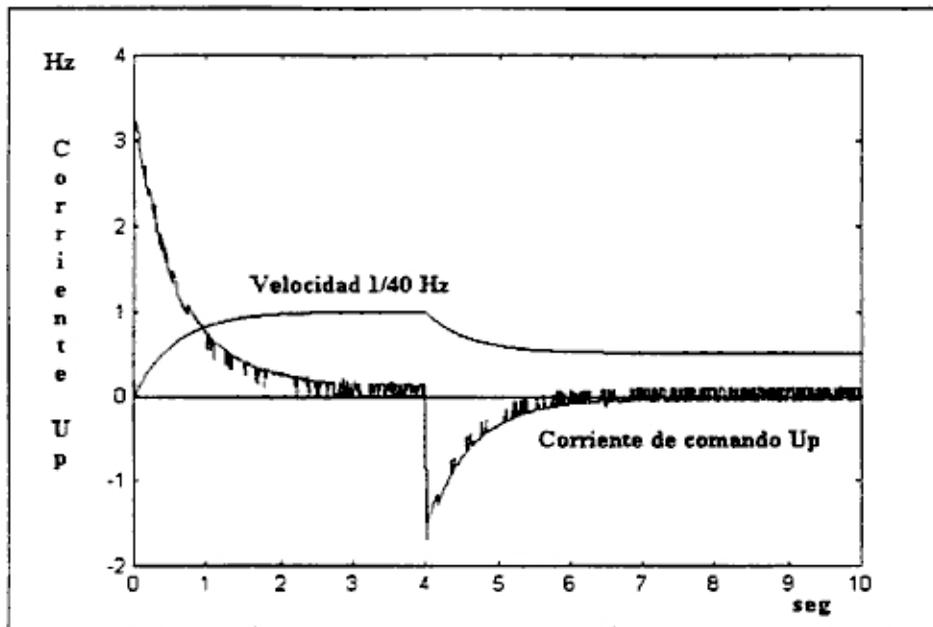


Figura 4.35. Corriente de comando U_p . Para cambio de velocidad de 40-20 Hz.

En la figura 4.35 se observa el cambio en la polaridad de la corriente de comando, para efecto de frenar el motor y poder llegar rápidamente a la nueva velocidad. En la figura 4.36 se puede ver como el torque electromagnético sigue muy de cerca la forma de onda de la corriente de comando, también se hace negativa a los 4 segundos para lograr el frenado, pero presenta menos rizado que U_p .

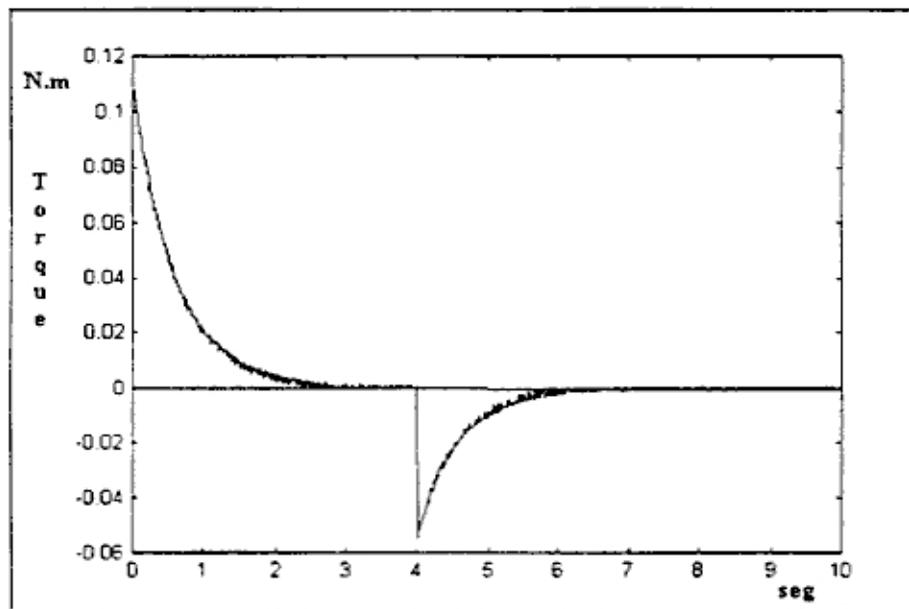


Figura 4.36. Torque para el cambio de Velocidad de 40-20 Hz.

4.3.7 Perturbaciones Externas

En esta simulación se aplica una carga de 0.05 N.m. al eje del motor, después de 4 segundos después de haber efectuado un arranque hasta alcanzar los 35 Hz. Similar a las pruebas anteriores, el controlador comienza a trabajar compensando la velocidad. En la figura 4.37 se puede observar el momento de aplicación de la carga y la forma como varía la velocidad hasta que el controlador logra una estado más estable. Antes de la simulación se debe establecer el nuevo valor de "f" y se debe estimar nuevamente el valor de "N", puesto que N esta directamente relacionado con la cantidad de carga que puede soportar el sistema, para este caso se ha aumentado N desde 4,000 hasta 100,000 ya que antes el motor solo trabajaba contra la fricción.

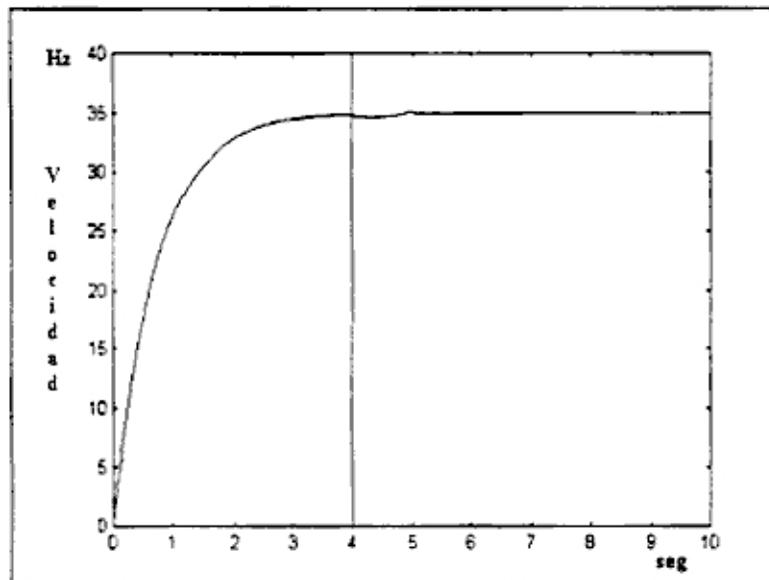


Figura 4.37. Velocidad con carga aplicada a los 4seg.

En la figura 4.38 se observa el error de las velocidades, en este caso el error ha aumentado en un orden apreciable por el cambio del valor N, en el momento de la aplicación de la carga el controlador trata de compensar la variación de velocidad y logra mantenerlo en un intervalo de error de 0.005 Hz aproximadamente. En la figura 4.39 de la corriente U_p se observa un detalle bastante interesante, debido a la magnitud del torque aplicado por la carga, el control aplica una corriente casi constante comparada con la del arranque, esto es porque se ha aumentado el valor de N, el aumento de N trae como consecuencia que las conmutaciones sean mayores cuando las cargas son pequeñas, el caso anterior era de $N=4000$ para una $T_{ii}=0.0016$ y no habían muchas conmutaciones, sin embargo cuando se aumento $N=100,000$ para el $T_{ii}=0.0016$ si había bastantes conmutaciones figura 4.39, pero al aumentar la carga a

$T_{li}=0.05$ las conmutaciones se redujeron. Se puede proponer el variar N de acuerdo a la carga que se va a aplicar en el tiempo, pero la mayoría de aplicaciones tiene la carga ya conectada al eje antes del arranque, y en todo caso las perturbaciones externas no tienen un nivel tan grande como los 0.05 N.m aplicados que representan un aumento de 30 veces la carga inicial.

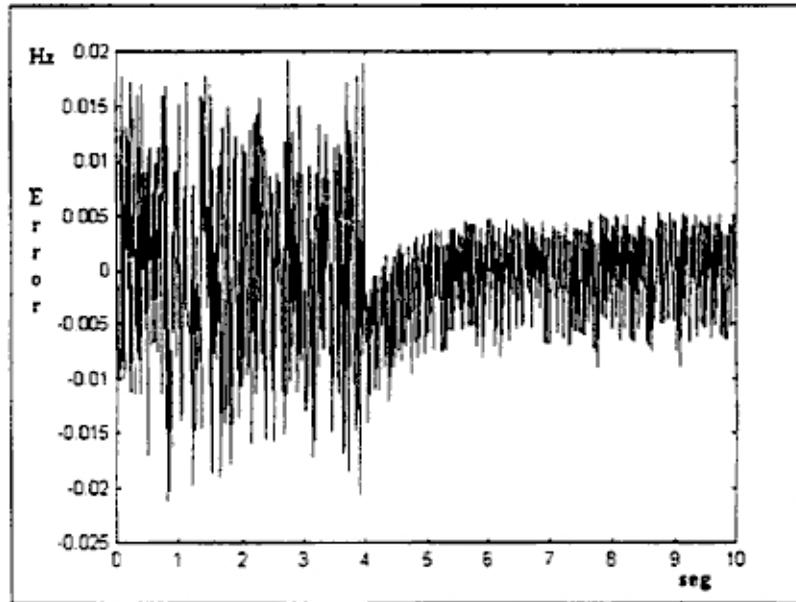


Figura 4.38. Error de velocidades con aplicación de carga.

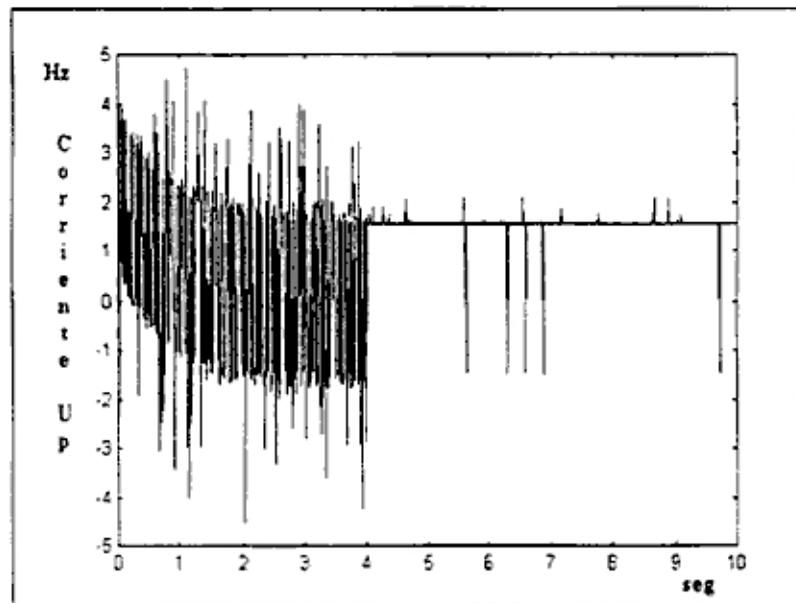


Figura 4.39. Corriente de comando UP para carga de 0.05 N.m .

Capítulo 5

Implementación del sistema de control utilizando los DSPs TMS320C542 y el TMS320F240

El ambiente de desarrollo para la experimentación del sistema de control IVSMFC, se ha preparado de manera que se pueda experimentar varios tipos de controladores, la flexibilidad del entorno de experimentación permite que se puedan probar motores monofásicos, trifásicos, de corriente continua o alterna, así como motores de escobillas y Brushless.

5.1 Elementos del Sistema de Desarrollo

El sistema de desarrollo contiene todo las partes (hardware) necesarias para el funcionamiento del motor y para el control del mismo mediante dos interfaces con la PC, los programas de control son bajados a los procesadores mediante un puerto serial para el caso del TMS320F240 y mediante un puerto paralelo para el caso del TMS320C542 (se utilizaron kits de desarrollo de ambos procesadores).

Las partes que conforman el sistema de desarrollo con:

- Un motor Brushless AC de campo senoidal.
- Dos procesadores digitales TMS320F240 y TMS320542 TI.
- Un inversor trifásico de tensión con 6 llaves Mosfet , PWM.
- Fuente de alimentación tensión de 24v y 5v.
- Interfase de adaptadores TTL.
- Dos filtros análogos antialiasing con OpAmps.
- Sensor de posición encoder de 2048 pasos infrarojo.
- Dos sensores de corriente de efecto de campo Hall Effect
- Memoria de datos compartida por ambos procesadores.

Debido al tamaño del programa de software y a los gráficos que se deben registrar para obtener una buena base de experimentación, se utilizaron tres bloques adicionales de memoria Ram de 32K cada uno y un bloque de memoria compartida de 256 bytes entre los dos

procesadores, el cual tiene la función de comunicar los procesadores en alta velocidad para el intercambio de los datos entre uno y el otro.

En la figura 5.1 se puede observar el diagrama de conexiones entre los dispositivos de control, en la parte inferior izquierda se encuentra el DSP F240 que tiene como función primordial el control de la corriente del PWM y la lectura de los sensores, en la parte inferior derecha se encuentra el DSP C542 que se encarga del procesamiento del algoritmo de control, en el medio de los DSPs se encuentra la memoria compartida para la transmisión de datos, arriba a la izquierda el Inversor de corriente PWM conectado al F240 mediante una interface para el cambio a las tensiones de potencia, del inversor parten las líneas de alimentación hacia el motor Brushles, es en estas líneas donde se encuentran los sensores de corriente de efecto de campo para la lectura de las corrientes con su respectivo filtro antialiasing, por último en la parte superior derecha se encuentra el motor Brushless con el sensor de posición .

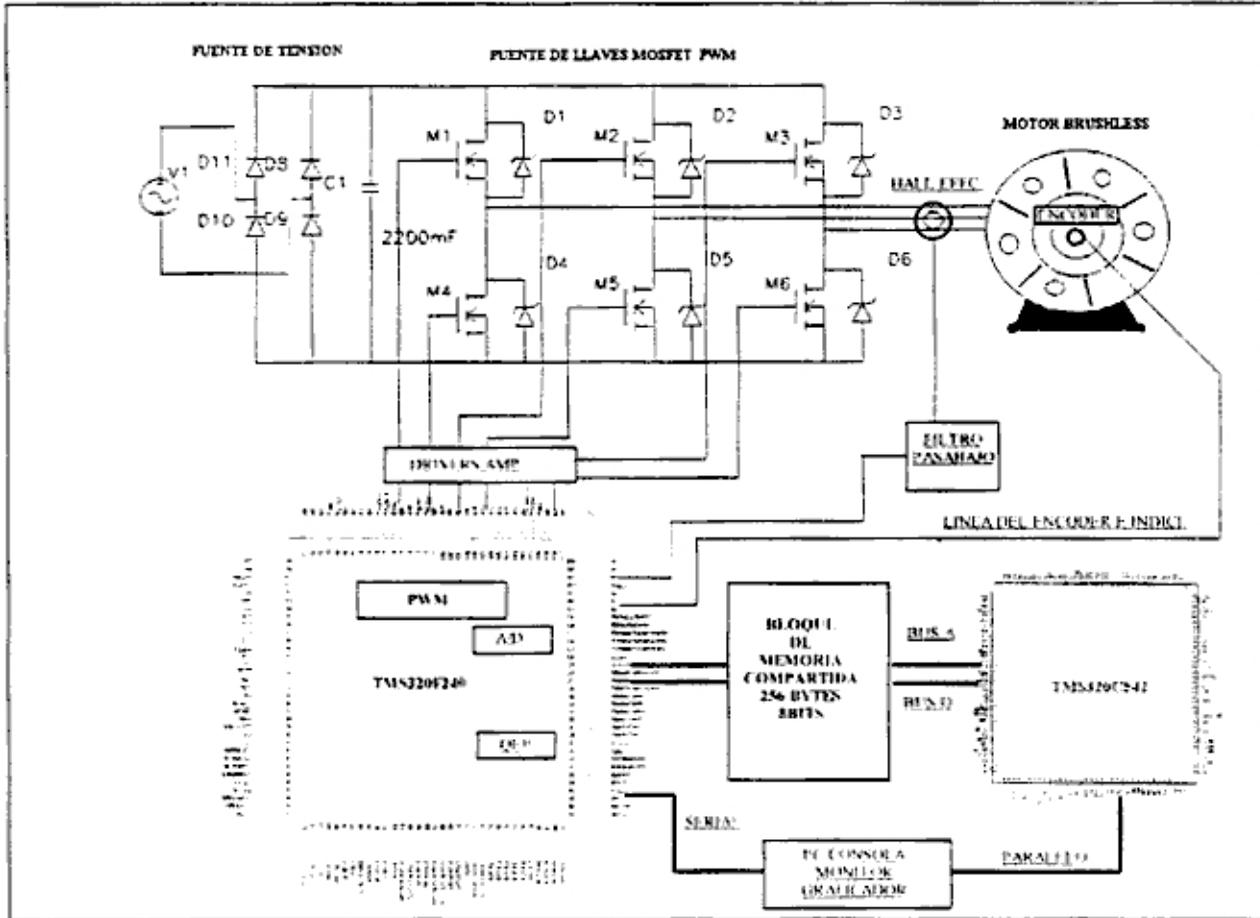


Figura 5.1. Esquema de Conexión de los DSP

El procesador DSP TMS 320F240 controla las siguientes funciones:

- Se encarga del manejo de los 6 PWMs que accionan las seis llaves del inversor.
- Convertidor A/D para la lectura de las corrientes de las bobinas.
- Lector en cuadratura QEP del encoder para tener el valor de la posición directamente desde un registro.
- Guarda los valores de los anchos de pulsos en memoria.
- Controla la memoria compartida con el DSP TMS320C542.
- Calcula los valores de los anchos de pulso para las diferentes corrientes.

El procesador DSP TMS 320C542 tiene las siguientes funciones:

- Simula inicialmente la trayectoria a seguir por el modelo.
- Calcula los parámetros del motor y establece los rangos de operación.
- Calcula los errores en línea
- Procesa el algoritmo de Control para hallar el valor de la corriente de comando U_p .
- Ordena al DSP TMS320F240 las operaciones a realizarse.
- Efectúa las operaciones de punto fijo y punto flotante(usando emulación).

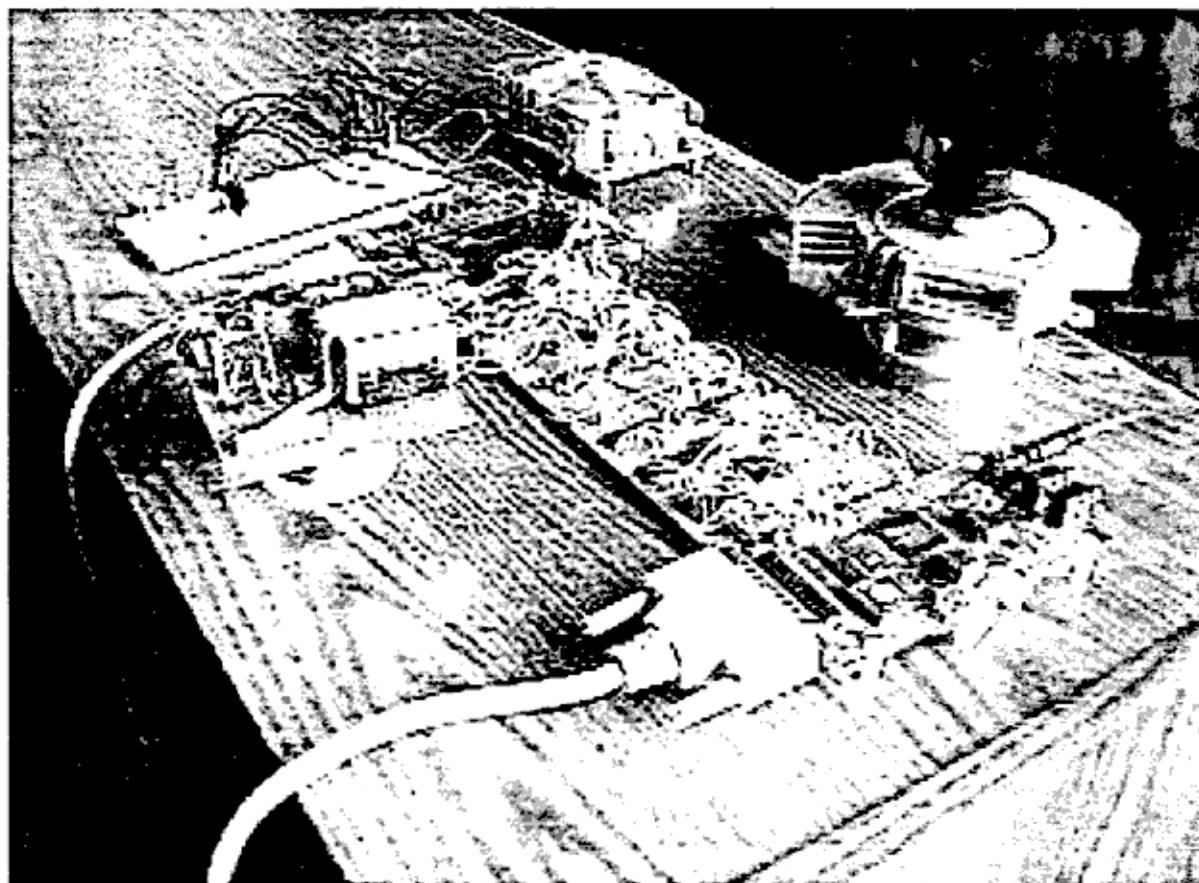


Figura 5.2. Fotografía del Sistema de Desarrollo.

En la figura 5.2 se observa una fotografía del sistema de desarrollo. Abajo a la derecha se encuentra el procesador TMS320C542, arriba a la izquierda el TMS320F240, arriba a la derecha el Motor Brushless (24000 RPM velocidad máxima con encoder de 2048 posiciones), al medio izquierda el inversor PWM y las fuentes de alimentación.

El motor Brushless utilizado es parte del sistema de rotación de espejos para una impresora láser, fue diseñado específicamente para aplicaciones de velocidad, puede girar en ambos sentidos y contiene en el eje un espejo hexagonal para la reflexión del rayo, el sistema de suspensión del rotor es por campo magnético, el rotor esta compuesto por dos cilindros de imán permanente y el estator por un solo cilindro.

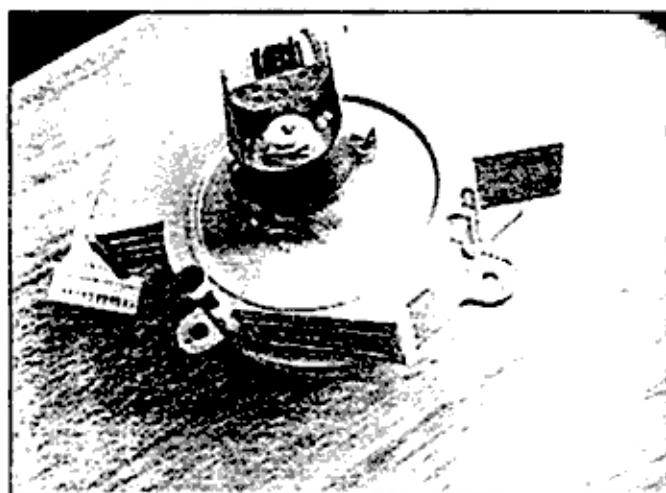


Figura 5.3. Motor Brushless y encoder infrarojo.

En la figura 5.3 se observa el motor Brushless encapsulado en un disipador de calor forzado, en la parte superior se encuentra el disco de ventanas y el sensor de luz infrarojo del encoder, en la parte frontal del motor hay una ventana rectangular por donde debe ingresar y salir el rayo de luz láser, el conector blanco que esta a la izquierda es conectado a los terminales del inversor de corriente PWM para la alimentación de las bobinas.

5.2 El Procesador Digital de Señales TMS320F240

5.2.1 Introducción

El Procesador digital de señales TMS320F240 proviene de la familia TMS320 de DSPs de la Texas Instruments, es de arquitectura Harvard y está diseñado específicamente para procesamiento de señales en tiempo real, tiene un set de instrucciones bastante flexible para el desarrollo de algoritmos complejos, trabaja con un pipeline multinivel y contiene periféricos y memoria dentro del mismo chip, lo cual permite alcanzar una alta performance [10].

En la figura 5.4 se puede observar el diagrama de bloques del F240, formado básicamente por una unidad central (CPU), una estructura de buses para la comunicación en paralelo con las unidades de memoria interna y externa, un reloj, un sistema de interfase para la comunicación con los periféricos, un manejador de eventos que permite el manejo de temporizadores (Timers) y los PWMs, dos interfases de comunicación serial, un convertidor A/D, un temporizador de detección de fallas de software (Watchdog) y un controlador de Programa. Su ciclo de reloj es de 50ns. y trabaja con 4 etapas de pipeline.

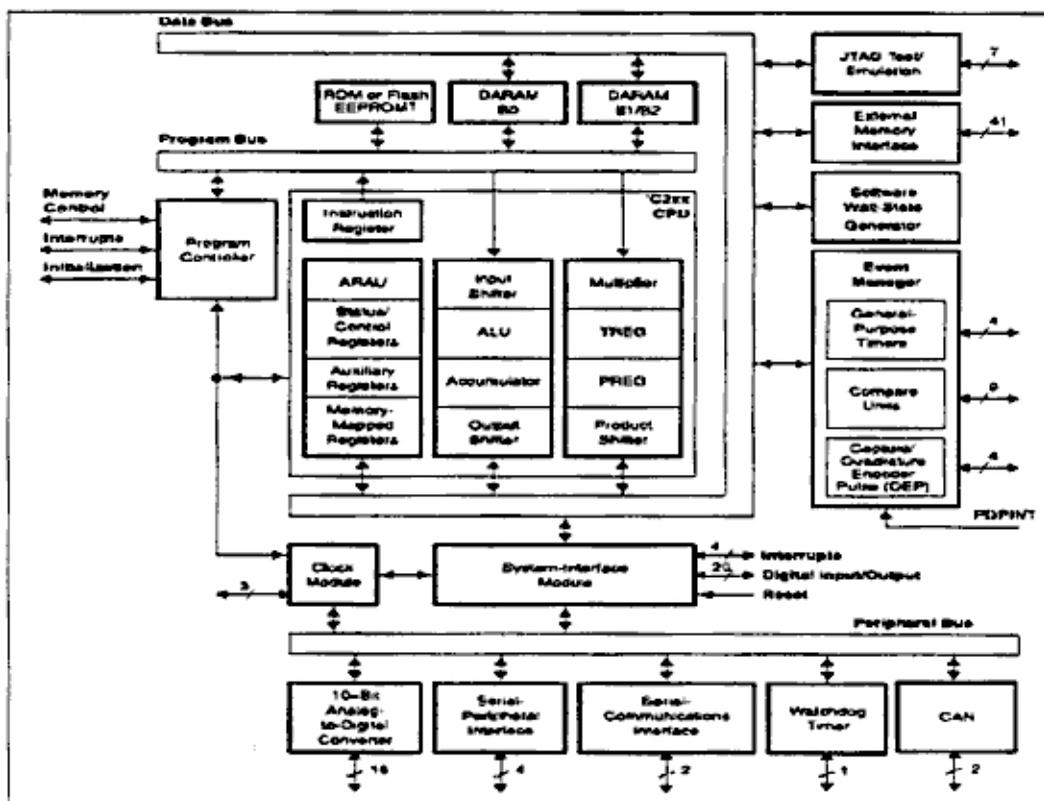


Figura 5.4. Diagrama de Bloques del TMS320F240

5.2.2 Características del CPU F240

El CPU del TMS32F240 contiene las siguientes unidades:

- Unidad Lógica Aritmética Central (CALU) de 32 bits.
- Un acumulador de 32 bits.
- Desplazador para escalas de datos de entrada y salida.
- Multiplicador de 16 bits x 16 bits.
- Desplazador de escala para el multiplicador.
- Generador de direcciones de datos con 8 registros auxiliares.
- Lógica de generación de dirección de programa.

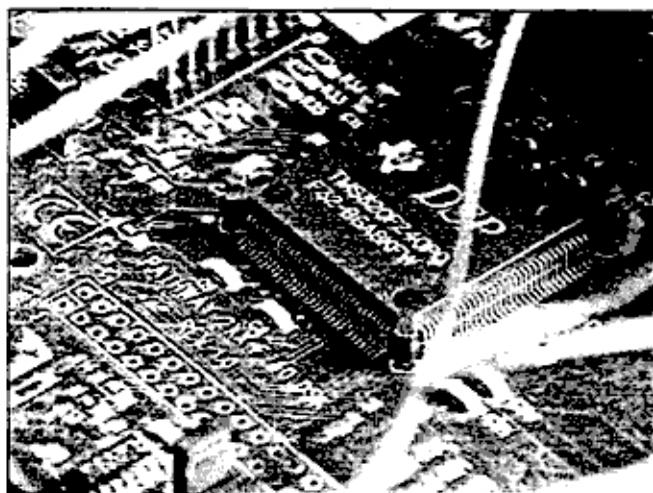


Figura 5.5. El procesador TMS324F240

5.2.3 Estructura de los Buses

En la figura 5.6 se presenta un diagrama de la arquitectura de los 6 buses de 16 bits:

- PAB trabaja con lecturas y escrituras en la memoria de programa.
- DRAB lectura de la memoria de datos.
- DWAB escritura de la memoria de datos.
- PRDB lectura del código de instrucción de la memoria de programa.
- DRDB lectura de la memoria de datos hacia el CALU y los registros auxiliares.
- DWEB bus de escritura de memoria de datos y de programas.

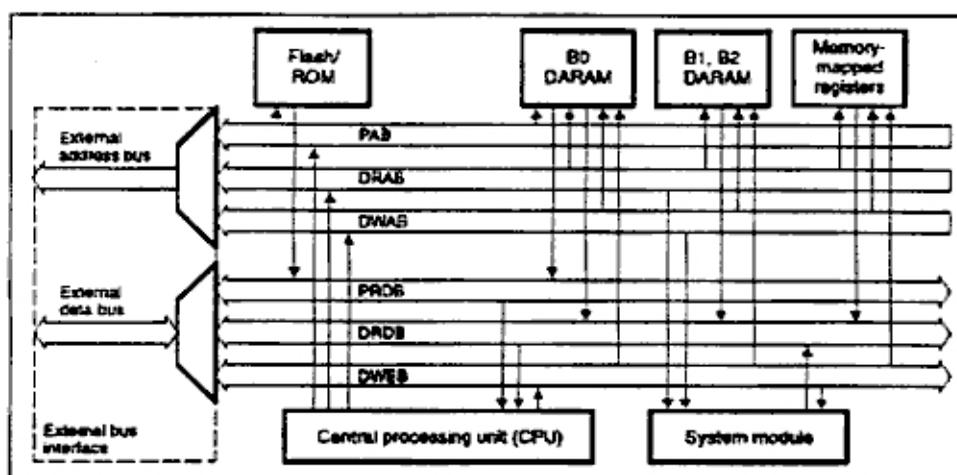


Figura 5.6. Diagrama de bloques de la estructura de buses del TMS320F240

5.2.4 Memoria y espacios de I/O

La memoria esta organizada en 4 espacios seleccionables; el de programa, el de datos local, el datos globales y el de entradas y salidas I/O, formando un rango de direcciones de 224K palabras (16 bits), cada una direccionable a 64K. El F240 tiene internamente 544 palabras de 16 bits de memoria de Doble-Acceso, la cual puede tener acceso dos veces por ciclo y es configurable de acuerdo a la aplicación. La memoria de simple acceso es colocada exteriormente pero puede ser accesada tanto para memoria de programa como de datos, en la implementación se ha colocado una memoria de 32K externa de 10ns de tiempo de acceso. Adicionalmente el F240 cuenta con una memoria Flash de 16K la cual puede ser grabada y borrada (esta memoria es no volátil) y puede ser utilizada como memoria de programas.

5.2.5 Periféricos I/O del F240

El TMS320F240 contiene los siguientes periféricos:

- 3 unidades temporizadoras (Timers).
- 2 convertidores A/D simultáneos de 10 bits.
- 9 unidades de PWMs.
- 2 sistemas de comunicación serial.
- 4 unidades de captura de tiempos y dos en cuadratura QEP.
- 1 Temporizador Watchdog.
- Entradas y Salidas I/O programables.

5.3 El Procesador Digital de Señales TMS320C542

5.3.1 Introducción

El procesador digital de señales TMS320C542 combina una arquitectura avanzada y modificada de Harvard, un CPU con lógica de hardware específica para aplicaciones de procesamiento de señales, procesamiento en paralelo, periféricos dentro del chip y un set de instrucciones bastante especializado, mucho mas completo que el del F240. El C542 puede trabajar con niveles bajos de potencia y tiene varios modo de operación para ahorrar energía, su ciclo de reloj es de 25ns y opera con 5 etapas de pipeline [11].

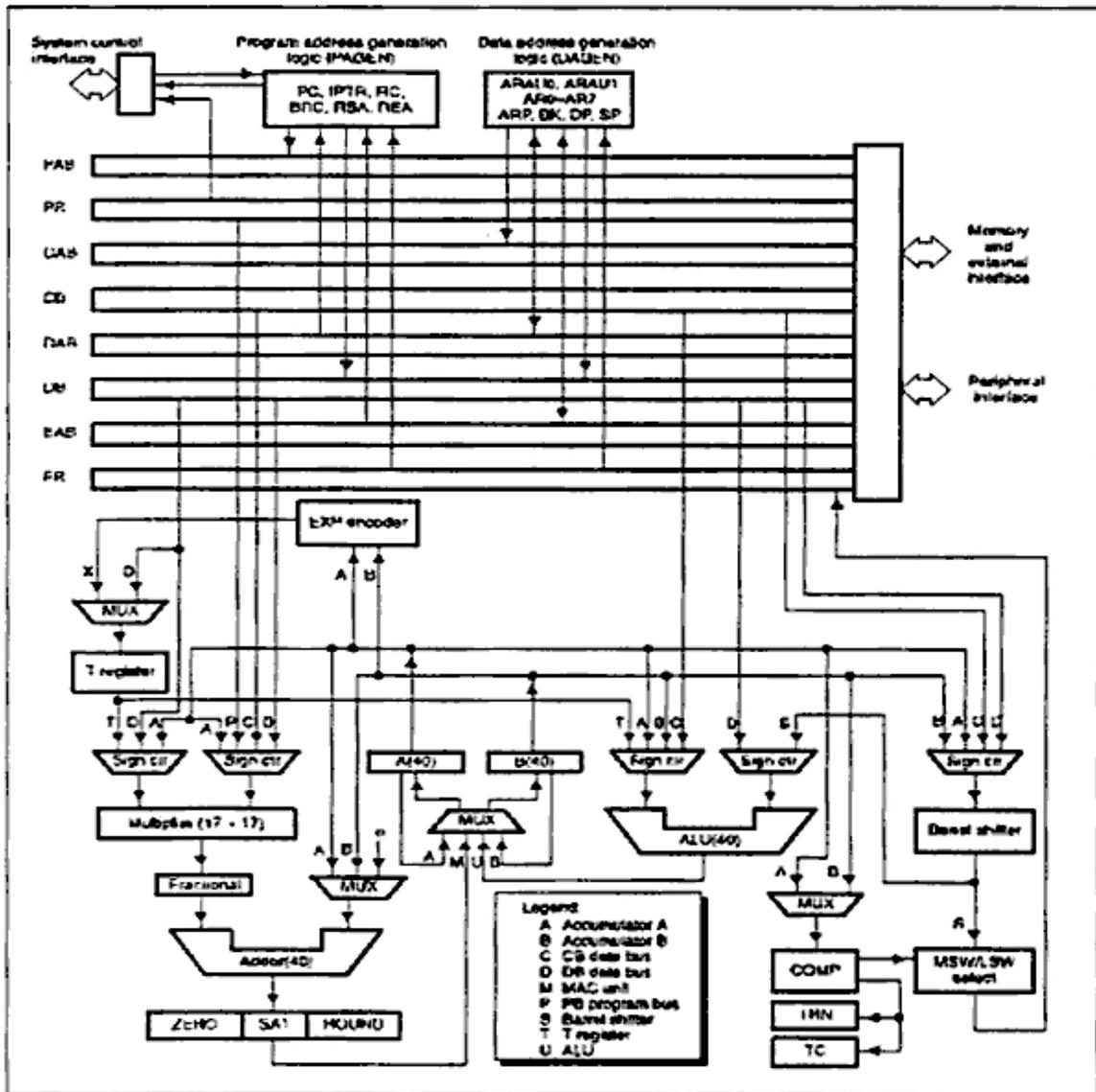


Figura 5.7. Diagrama de bloques del TMS320C542

5.3.2 Características del CPU C542

El CPU del TMS32C542 contiene las siguientes unidades:

- Unidad Lógica Aritmética de 40 bits (ALU).
- Dos acumuladores de 40 bits.
- Desplazador en barril de 40 bits.
- Unidad de multiplicación de 17 x 17 bits.
- Sumador de 40 bits.
- Unidad de comparar, seleccionar y guardar (CSSU).
- Unidad de generación de dirección de datos.
- Unidad de generación de dirección de programa.

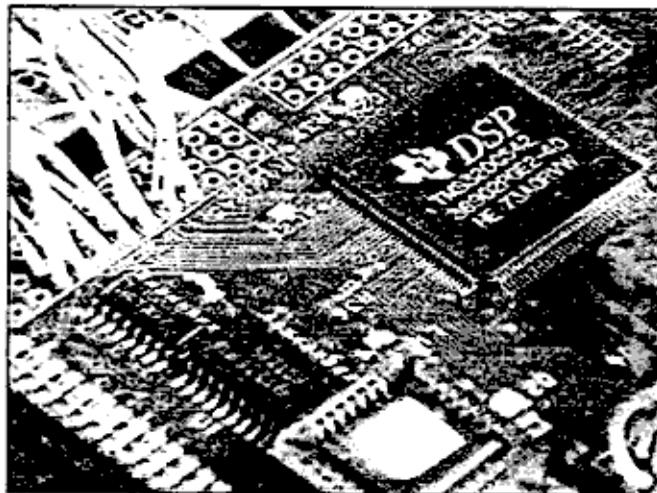


Figura 5.8. El procesador TMS320C542

5.3.3 Estructura de los Buses

En la figura 5.7 anterior, se puede apreciar la arquitectura de los 8 buses de 16 bits (4 de programa y datos, y 4 buses de direcciones):

- PB.- bus de programa que toma el código de instrucción y los operandos inmediatos
- CB,DB y EB.- Tres buses de datos que interconectan el CPU con los demás dispositivos, como son los periféricos, la lógica de generación y la memoria de datos.
- PAB,CAB,DAB y EAB.- que llevan la dirección necesaria para la ejecución de la instrucción.

5.3.4 Memoria y espacios de I/O

La memoria esta organizada en 3 espacios seleccionables: el de programa, el de datos y el de entradas y salidas I/O, formando un rango de direcciones de 192K palabras (16 bits), cada una direccionable a 64K. El C542 tiene internamente 10K palabras de 16 bits de memoria de Doble-Acceso, la cual puede tener acceso dos veces por ciclo y es configurable de acuerdo a la aplicación. La memoria de simple acceso es colocada exteriormente pero puede ser accesada tanto para memoria de programa como de datos, en la implementación se ha colocado dos memorias de 32K externa de 10ns de tiempo de acceso, una para la memoria de datos y otra memoria para programas.

5.3.5 Periféricos I/O del C542

El TMS320C542 cuenta con los siguientes periféricos:

- 1 unidad temporizadora (Timer).
- 1 convertidor A/D y D/A simultáneos de 16 bits (externo).
- 2 sistemas de comunicación serial(dual y TDM).
- 1 Temporizador Watchdog.
- Entradas y Salidas I/O programables.

5.4 La Memoria Compartida

5.4.1 Problema del Diseño

Se requiere de un sistema de transferencia de datos de alta velocidad para la comunicación de los procesadores digitales, de manera que puedan enviar en tiempo real los valores de posición, la corriente de control y las señales de comando, además se debe establecer un protocolo de comunicación de modo que se puedan evitar errores en la transmisión.

La velocidad de transferencia debe ser igual a la velocidad de trabajo de la memoria de entrada/salida, debido a que existe un tiempo de espera por software de un ciclo de reloj, el tiempo de acceso es de 100ns.

El tiempo de procesamiento que requiere el TMS320F240 para completar un muestreo de 10KHz es de aproximadamente 42 useg, y el tiempo de procesamiento que requiere el TMS320C542 para procesar el algoritmo de control para una muestra de 1KHz. es de 610 useg., de manera que la transferencia se debe efectuar dentro de estos intervalos de tiempo sin que uno de ellos interrumpa al otro en el tiempo.

5.4.2 Solución del Diseño de la Memoria Compartida

Existen varias formas de implementar este diseño. La más simple sería utilizando la interface de puerto que existe en todos los DSPs de la Texas Instruments donde dos procesadores pueden compartir una memoria sin utilizar una lógica externa, utilizando una línea de HOLD para alguno de los dos procesadores actúe sobre los buses de dirección y datos, haciendo que el otro se ponga en alta impedancia.

Este modo de operación traería un problema importante, los DSPs cuando trabajan en alta impedancia dejan de operar con su memoria externa, lo cual no permitiría trabajar con gráficos ni se podría elaborar un algoritmo de programa muy grande. Si en caso se utilizara la memoria externa uno de los dos DSP tendría que esperar al otro a que termine para que este pueda continuar con sus rutinas, lo que no permitiría una operación en tiempo real.

Otra forma de implementación de memoria compartida es utilizando búfferes entre las líneas de dirección y de datos, de modo que se pueda aislar cada DSP del otro poniendo en alta impedancia los chips que componen los búfferes, y a su vez estos pueden ser controlados por un arbitro de lógica digital, generalmente se utiliza un PLD programado de modo que las líneas de requerimiento R/W, IS, T3 etc. pueden ser procesadas y puede permitir el acceso de un DSP hacia la memoria teniendo en cuenta quien fue el primero en requerir la memoria o si alguno de ellos tiene un mayor nivel de acceso por prioridad.

El problema de este diseño es que pueden ocurrir problemas de sincronización, si uno de los dos DSPs tiene que efectuar una operación importante y el otro en ese momento tiene que terminar un proceso largo, entonces es posible que transcurra todo el paso de una muestra sin que el DSP inicial ejecute su trabajo. La forma de superar esta dificultad es diseñando

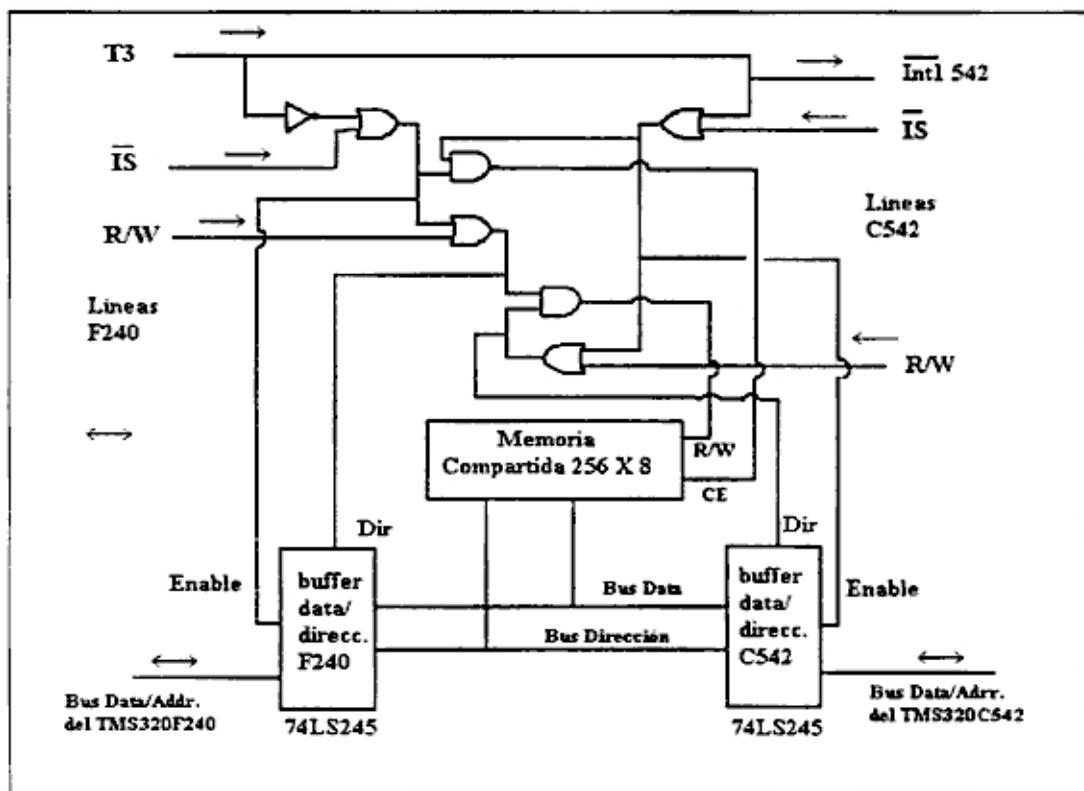


Figura 5.9. Diagrama de la memoria compartida por los DSPs.

la programación de manera que se pueda dividir el tiempo en dos sucesos consecutivos, es decir que cada uno de los DSPs ejecute todas sus instrucciones en un intervalo de tiempo (instrucciones de comunicación), este intervalo puede ser más grande del que se necesita para finalizar el algoritmo, pero no debe ser menor de ninguna manera porque pueden ocurrir fallas

de software ocasionando avalancha de interrupciones. Finalizado el intervalo de tiempo que se le dió al primer DSP el otro comienza a ejecutar todos sus procesos (de comunicación), esto se realiza después de un llamado de interrupción que es generado por un reloj compartido, el ancho de pulso (duty cycle) del reloj divide el tiempo y da mayor o menor intervalo al DSP que lo necesite. En la figura 5.9 se puede apreciar la implementación de este sistema con arbitro de acceso, las líneas de control R/W,IS son líneas de control de memoria externa, propias de cada DSP, y T3 e Int1 son las líneas de reloj GPT3 y de la interrupción 1.

En el caso de la memoria compartida diseñada para el sistema de desarrollo, se tiene un contador (Timer) con un periodo de 1 mseg. o 1KHz como se observa en el diagrama de la figura 5.10, si se programa el reloj para que señale una interrupción al TMS320F240 cuando este comienza su periodo entonces se ejecutan las rutinas de comunicación hasta terminar sus procesos en 42 useg. aproximadamente. Luego el pulso del reloj llega a un valor de comparación con un duty cycle de 25 % o 250 useg, intervalo mucho mayor al requerido, esto no es muy importante porque en realidad se debe tener en cuenta el DSP que se demora mayor tiempo en ejecutar su algoritmo, en este caso el TMS320C542 demora 610 useg pero le queda 750 useg. para terminarlo, el contador señala el momento de la comparación bajando el nivel de su señal a cero, ocasionando el llamado de una interrupción externa al DSP indicando que debe empezar a procesar.

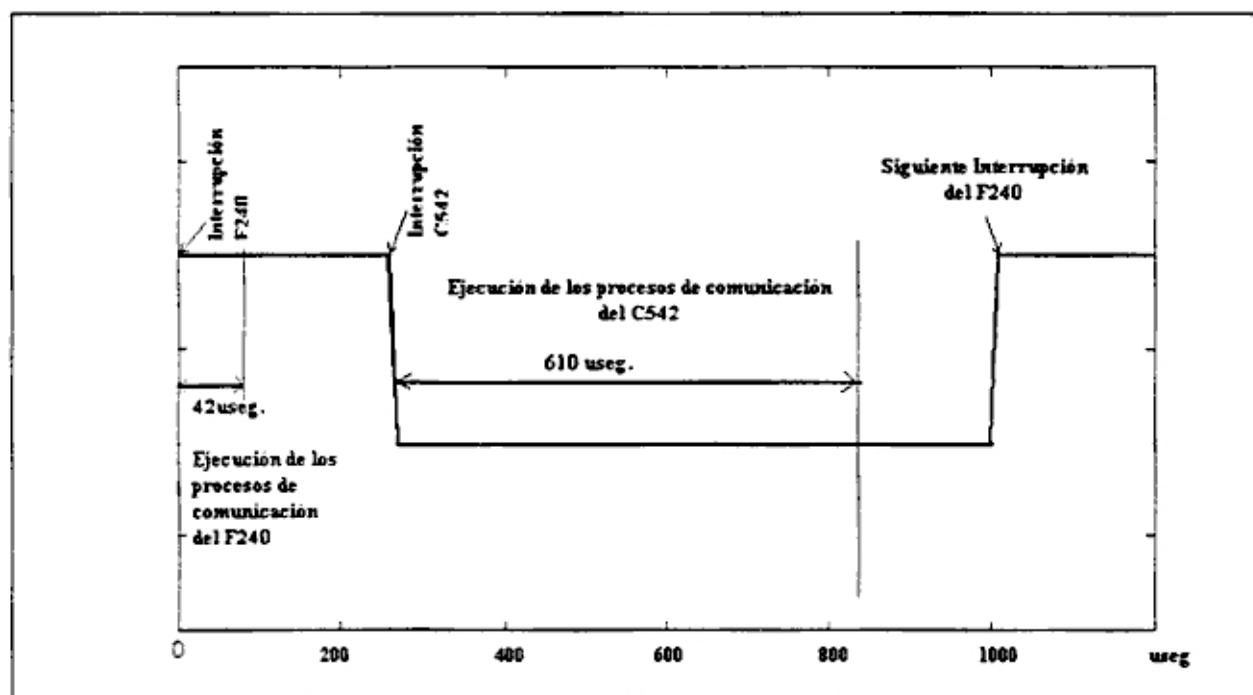


Figura 5.10 Diagrama de tiempos de la Memoria Compartida

5.5 El Inversor de corriente PWM

5.5.1 El Inversor de Corriente

Los inversores de corriente son conocidos popularmente en los sistemas de fuentes ininterrumpibles (UPS), en los motores AC de velocidad variable (variadores de velocidad), en los hornos de inducción y otras aplicaciones. Se utilizan generalmente dos tipos de inversores voltaje/corriente que son el de onda cuadrada y el inversor de modulación de ancho de pulso (PWM). El inversor PWM es el más favorecido en la actualidad por el desarrollo reciente en la tecnología de semiconductores, sobretodo en el campo de dispositivos de alta velocidad (switching devices) [12][13].

El control del Brushless esta estrechamente ligado al inversor puesto que el convertidor Seno-DC asume que las corrientes generadas en las fases del devanado siguen la forma senoidal del campo. El control del PWM debe tener en cuenta la sincronización entre el flujo del estator y el flujo del rotor, además del control del valor de la corriente, ambas operaciones deben realizadas en el inversor de fase.

El esquema general para la implementación de un inversor PWM se puede apreciar en la figura 5.11., el cual emplea 3 pares de llaves MOSFET con 6 entradas de control M1-M6:

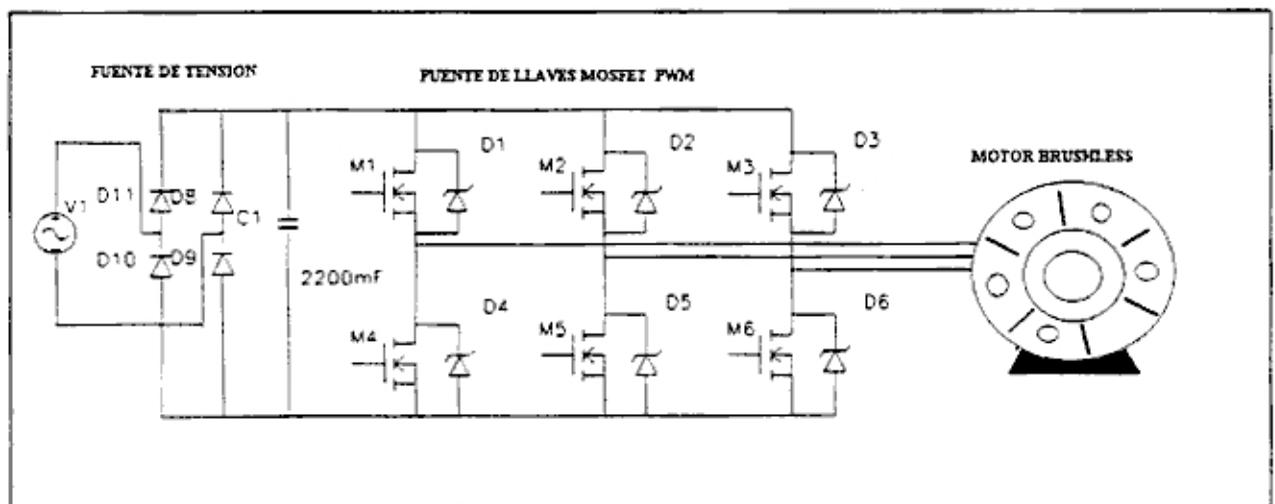


Figura 5.11. Diagrama del puente de MOSFETs del Inversor PWM

De acuerdo a los algoritmos de control, se define el par de señales que se deben aplicar a los Mosfets, se establecen parejas de modo que dentro de un brazo del puente una llave este conduciendo mientras que la pareja esta en alta impedancia, como es el caso de M1 y M4, por lo general con un pequeño desfase entre las señales de control para permitir la fuga de corriente de los devanados, ya que la transición de la corriente de un sentido al otro no puede ser instantánea[1] (tiempo muerto).

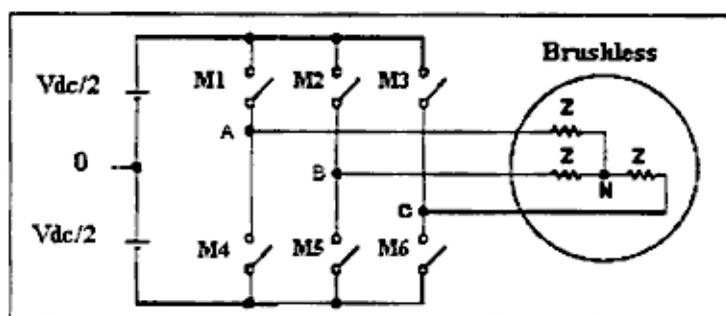


Figura 5.12. Interruptores del Inversor

A continuación se presenta una tabla de las tensiones que se producen en los devanados con respecto al punto de tierra de la tensión de alimentación, estos puntos no están referidos al neutro sino a tierra:

M1	M2	M3	V_{AO}	V_{BO}	V_{CO}
0	0	0	$-V_{DC}/2$	$-V_{DC}/2$	$-V_{DC}/2$
0	0	1	$-V_{DC}/2$	$-V_{DC}/2$	$+V_{DC}/2$
0	1	0	$-V_{DC}/2$	$+V_{DC}/2$	$-V_{DC}/2$
0	1	1	$-V_{DC}/2$	$+V_{DC}/2$	$+V_{DC}/2$
1	0	0	$+V_{DC}/2$	$-V_{DC}/2$	$-V_{DC}/2$
1	0	1	$+V_{DC}/2$	$-V_{DC}/2$	$+V_{DC}/2$
1	1	0	$+V_{DC}/2$	$+V_{DC}/2$	$-V_{DC}/2$
1	1	1	$+V_{DC}/2$	$+V_{DC}/2$	$+V_{DC}/2$

Tabla 5.1 Señal de control y Tensiones en el Inversor

5.5.2 El Inversor de Corriente PWM

Este método consiste en la modulación del ancho del pulso de acuerdo a la necesidad de corriente requerida por el dispositivo a controlar, a mayor error entre la corriente de referencia nominal y la corriente real mayor es el tiempo de duración del encendido de los interruptores, y en el caso contrario a menor error entonces el valor de la fase es pequeño haciendo que el valor de la corriente tienda a ser igual al valor de la corriente que queremos que siga el devanado del motor.

La estrategia utilizada para el cálculo de la fase consiste en comparar el error con el valor de una onda de diente de sierra de frecuencia constante, de manera que cuando este sea mayor que el valor de la parte positiva del triángulo entonces el interruptor se mantiene encendido, y cuando el valor del error es menor entonces se cambia el sentido de la corriente en el momento en que esta se hace igual a la del triángulo[13].

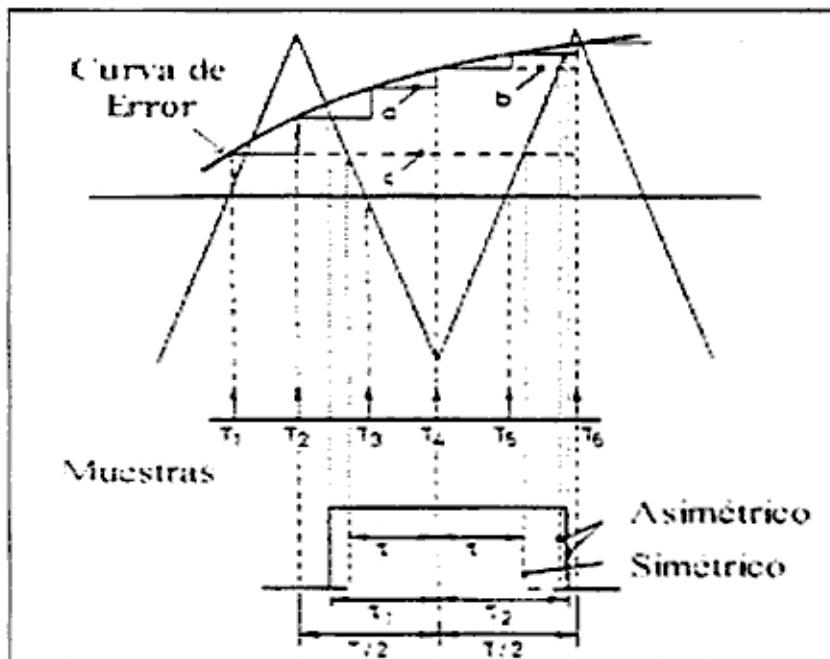


Figura 5.13. Comparación del error con una triangular.

Existen muchas técnicas de modulación para los PWMs, destinadas a eliminar los efectos de armónicos en la forma de onda de corriente, tal como el de muestreo natural, simétrica o asimétrica, métodos optimizados, regularmente muestreados, etc.

La técnica más utilizada es la de muestreo simétrico, donde dado un periodo de tiempo se halla el valor de corriente que se solicita $F(t)$ y se identifica la altura donde va a cruzar la línea del diente de sierra, la altura de entrada al triángulo del diente es la misma que la altura de salida, de modo que podemos hallar el valor del ancho del pulso con la ecuación[14]:

$$t_p = \frac{T}{2} \left[1 + \frac{f(t_1)}{2} \right] \quad (5.1)$$

donde T es el periodo de modulación, $f(t)$ es la función en el inicio del triángulo .

El instante de inicio de la interrupción viene dado por la ecuación:

$$t_2 = t_1 - \frac{T}{4} - \frac{f(t_1)}{4} \quad (5.2)$$

De esta manera se puede encontrar anticipadamente los tiempos de conmutación, si sabemos que la función de corriente que se necesita es $F(t)$ y es conocida, por ejemplo se puede producir una forma de onda sinusoidal, reemplazando valores de $F(t)$ por una ecuación del tipo $M \times \sin(\omega t)$ y guardar los datos en la memoria del computador. En la figura 5.14 se puede apreciar la formación de una onda senoidal por la modulación del inversor, se aprecian cambios de la amplitud cada 30° haciendo un total de 12 muestras por ciclo [15].

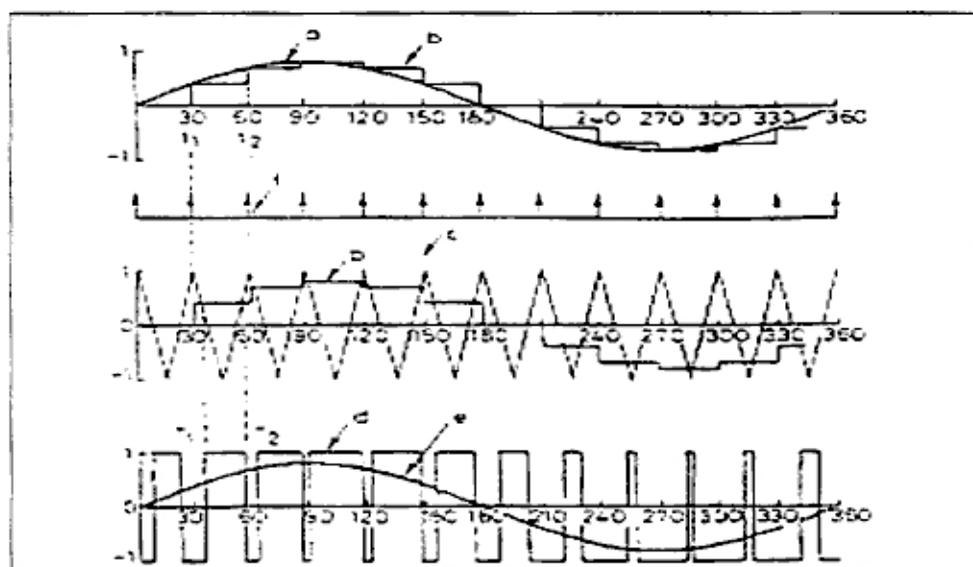


Figura 5.14. Forma de Onda Senoidal producida por el Inversor

5.5.3 Voltaje neutro a tierra

Para el balance simétrico de la tensión con respecto al neutro se debe tener algunas consideraciones [1].

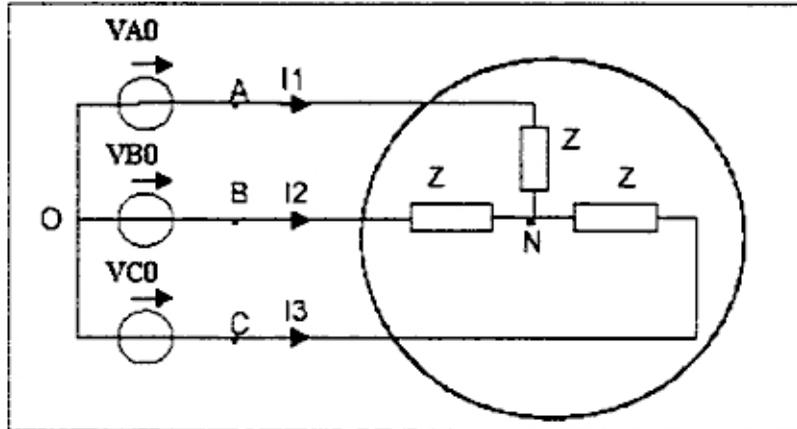


Figura 5.15. Voltaje Neutro a Tierra

Las ecuaciones que definen la relación de tensiones y corrientes de neutro y tierra son:

$$V_{an} = V_{oa} + Z \cdot I_1 \quad (5.3a)$$

$$V_{an} = V_{ob} + Z \cdot I_2 \quad (5.3b)$$

$$V_{an} = V_{oc} + Z \cdot I_3 \quad (5.3c)$$

Sumando (5.3a) (5.3b) (5.3c) se obtiene:

$$V_{nn} = \frac{V_{oa} + V_{ob} + V_{oc} + Z \cdot (I_1 + I_2 + I_3)}{3} = \frac{V_{oa} + V_{ob} + V_{oc}}{3} \quad (5.4)$$

Esta ecuación (5.4) es de gran importancia cuando se hace la programación de los tiempos de ancho de pulso del inversor PWM, porque se deben ajustar de manera que el sistema trifásico de corrientes siempre este balanceado, en caso contrario los anchos de pulso pueden

estar referidos a un punto flotante de tierra y pueden converger las tres fases a cero ó a su valor máximo.

5.6 Sensores

5.6.1 Sensores de Corriente

El sensor de corriente utilizados es del tipo de efecto de campo (Hall Effect), el principio de este tipo de sensores es que cuando una corriente de un conductor pasa a través de un campo magnético, se genera un voltaje perpendicular a la dirección del campo, y cuando hay un campo magnético presente, el flujo de corriente es distorsionado, luego la distribución de la densidad de electrones crea una diferencia de potencial que puede ser medido y que es proporcional al flujo de corriente.

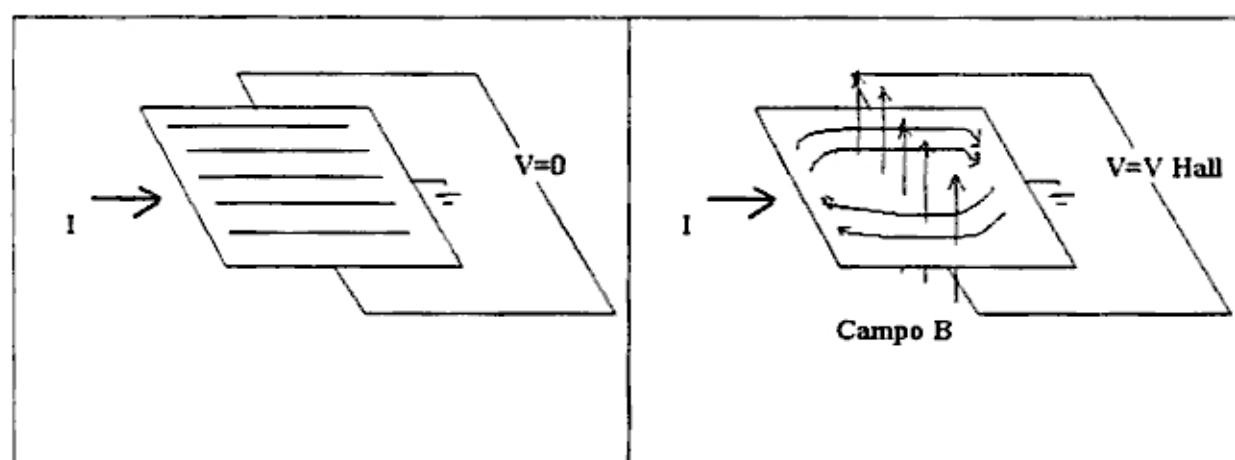


Figura 5.16 Tensión V sin Campo B.

Figura 5.17. Tensión de Hall Effect con Campo B.

La tensión de Hall effect por lo general es del orden de los milivoltios por cada amperio que pasa por el anillo sensor, para el caso del sistema de desarrollo se ha utilizado un sensor de corriente de la marca Amploc modelo PRO5, con 280 mV/A de sensibilidad en todo el rango, con un número de 5 vueltas del conductor de corriente alrededor del anillo, esto se realiza para tener una mejor amplitud de la señal del hall effect.

La salida del sensor de corriente va conectado al filtro antialiasing, que también es un amplificador de alta impedancia para que no distorsione la señal de entrada, el sensor esta alimentado con 12 V y su tensión de referencia es de 6 V .

5.6.2 Sensor de Posición Encoder

El sensor de posición es un encoder infrarrojo de 2048 cambios por revolución (CPR). Tiene dos salidas en cuadratura para la señal de movimiento y una salida adicional para la posición inicial o índice, la tensión de alimentación es de 5V. En la figura 5.18 se puede observar el diagrama del sensor con sus terminales respectivos, en la figura 5.19 se aprecia la forma del sensor, el encoder es conectado directamente al eje del motor y el sensor infrarrojo es ajustado a la carcasa del dissipador de calor del motor.

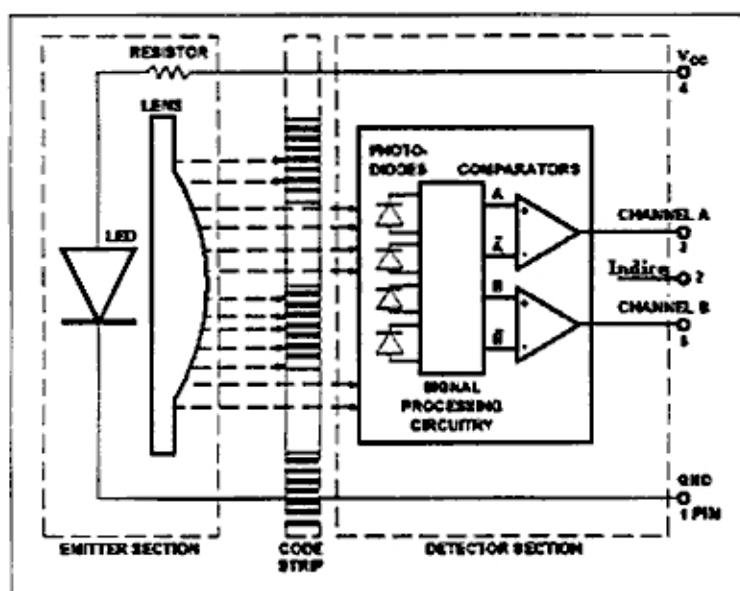


Figura 5.18. Diagrama del sensor de posición.

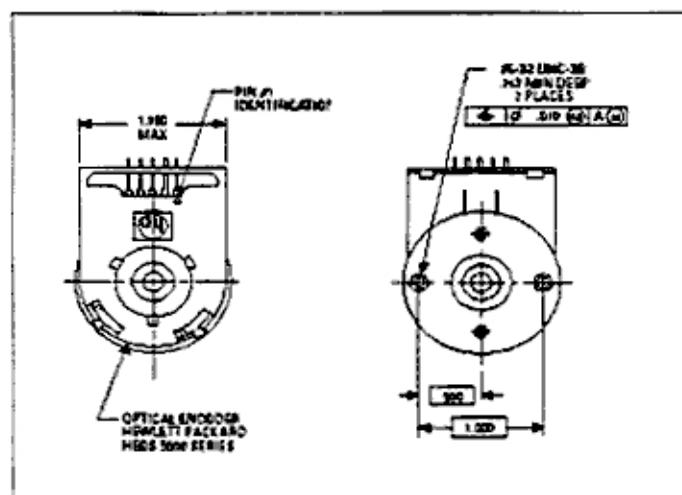


Figura 5.19. Sensor de posición encoder 2048 CPR

Capítulo 6

Organización del Software

El software ha sido diseñado para la interacción de los dos procesadores digitales y para el procesamiento de los algoritmos de control del motor Brushless, el TMS320F240 soluciona el problema del manejo de la corriente del inversor PWM y la lectura de los sensores, así como el manejo de la memoria compartida, mientras que el TMS320C542 soluciona los algoritmos de control y construye las gráficas para el análisis de la experimentación.

6.1 Descripción de los Módulos del TMS320F240

La programación del procesador F240 se realiza utilizando el lenguaje assembler y el programa ensamblador "TASM" de la "White Mountain DSP,INC.", la generación de código es escrita en nemónicos con números hexadecimales o binarios. La estructura del programa se basa en la atención de rutinas de interrupción en un bloque de repetición infinita (Loop), cada interrupción contiene un programa que da la atención a cada uno de los periféricos o también puede enviar datos al DSP 542 por medio de la memoria compartida, los módulos principales a excepción de los programas de interrupción son ejecutados una sola vez, los módulos principales son los siguientes:

- Inicialización de Tabla de Vectores de Interrupción
- Inicialización de Variables y Punteros
- Inicialización de Registros de periféricos
- Inicialización de Interrupciones
- Calibración de Sensores
- Programas de Interrupción

6.1.1 Inicialización de Tabla de Vectores de Interrupción

La tabla de vectores de interrupción contiene las direcciones donde están ubicados los programas de interrupción, debido a que las direcciones son fijas y tienen una ubicación a partir de la dirección 0x0000 esta tabla viene pregrabada en el procesador conjuntamente con

los vectores que utiliza el programa "Go DSP" de la "White Mountain", pero la mayoría de sus vectores están direccionados mediante un salto de programa a un área de vectores de interrupción diferente a partir de la dirección 0xfe00, esto permite que el usuario del programa pueda aumentar sus propias rutinas de interrupción teniendo cuidado de no sobrescribir las ya existentes.

Las interrupciones utilizadas son:

- Int 2.- Producido por el temporizador 1 para el PWM.
- Int 3.- Producido por el temporizador 3 para la comunicación con el DSP C542.
- Int 5.- Producido por el programa "Go DSP".
- Int 6.- Producido por el sensor de posición.

6.1.2 Inicialización de Variables y Punteros

El segundo módulo trabaja con la definición de variables y la determinación de la posición de los punteros. Las variables son descritas en el apéndice A.1, todas están representadas como números enteros sin signo de 16 bits y son consideradas como variables globales. Sus principales funciones son la de conservar los valores de:

- Los contadores (looper, looper0, contar)
- De posición (desfase)
- Las calibraciones (resta, restac)
- Los errores (error1,2,3, erroracc1,2,3)
- Las integrales (integral, integral1)
- Señal o flujo de programa (primera.khz, t3contar, tráfico, inicioar1, empezar)

Los punteros indican los comienzos de bloque de memoria utilizados principalmente para guardar arreglos para la construcción de los gráficos a modo de vectores, por ejemplo para guardar la corriente en cada muestreo se tiene:

- Corriente fase[muestreo] (corrfal1,2,3)
- Corriente de comando[muestreo] (inicorr,irefsen1)
- Errores de fase[muestreo] (errorf1)
- Variables de prueba (pruebaini1,2,3)

6.1.3 Inicialización de Registros de periféricos

Los registros de periféricos utilizados son los siguientes:

- T1,2,3con.- Control de los temporizadores, dirección de conteo, escala y fuente del reloj.
- Capcon.- Control del capturador de eventos, para activar el lector del sensor de posición.
- Actr.- Control del PWM, dirección de los pulsos en caso de comparación
- Comcon.- En este registro se indica la forma de operación del PWM
- Gptcon.- Control de eventos para el comienzo de la conversión del A/D.
- Adctrl1,2.- Controles del convertidor A/D
- Pabdatdir.- Dirección de los pines de los periféricos
- Cmpr1,2,3.- Desfase de los PWMs

6.1.4 Inicialización de Interrupciones

Existen tres tipos de interrupciones en el F240, las que provienen de las interrupciones de software, las que provienen de las líneas externas o el reset, y las que provienen del manejador de eventos o periféricos "Event Manager", todas son manejadas por el mismo controlador teniendo en cuenta las prioridades de cada una, las cuales son establecidas por el mismo hardware. Los registros utilizados son el Registro de Banderas de Interrupción o (IFR) y el Registro de Enmascaramiento de Interrupción (IMR), para el manejador de periféricos se tiene el Registro de Banderas (Evifra,b,c) y el de enmascaramiento (Evimra,b,c).

6.1.5 Calibración de Sensores

En el inicio del programa hay una serie de calibraciones que se deben realizar para el correcto funcionamiento de los sensores, en los primeros 10 segundos el motor hace 3 giros para poder detectar el índice de la posición del sensor encoder, y dejar el motor en la posición que corresponde a un ángulo de cero grados eléctricos. Luego se debe detectar los niveles de corriente de los dos sensores de efecto de campo, de modo que se pueda calibrar el nivel cero de corriente, esto se realiza dándole una orden de cero de corriente al PWM y luego tomando una lectura del valor actual en el sensor Hall effect.

6.1.6 Programas de Interrupción

Cada uno de los programas de interrupción son llamados en tiempos definidos por los contadores T1 y T3 excepto la interrupción 6 que es llamado cada vez que el eje del motor pasa por el índice del encoder. El trabajo que realiza cada uno de ellos es el siguiente:

- Int 2.- Generado por el temporizador T1, este establece el tiempo de muestreo del controlador PWM, se puede variar entre 10 y 20 Khz de acuerdo a la experiencia que se esta realizando. Cada vez que se ejecuta esta rutina se lee la posición actual del eje del motor y se calcula el seno del ángulo de las tres fases, luego se efectúa una lectura de las corrientes de las fases (la corriente de fase C es hallada por diferencia) y se calcula la ganancia y la integral del error producido entre las corrientes de referencia y las corrientes actuales. Hallado el valor de las ganancias se procede a generar los gráficos y a cambiar el

valor de las fases del PWM, consiguiendo de esta manera el control de las corrientes de las tres fases.

- Int 3.- Generado por el temporizador T3, esta interrupción establece la velocidad de comunicación del acceso a la memoria compartida, cada vez que se ejecuta esta rutina el programa lee los valores que deben ser enviados al otro procesador, como son la posición del eje y los datos de sincronismo, luego comienza a enviar las señales correspondientes para poder grabar en la memoria, terminado el proceso de grabación hace lo mismo pero para la lectura de la corriente de comando generada por el algoritmo de control que esta en C542, además le indica al F240 si ya termino con los procesos del c542.
- Int 6.- Esta interrupción se genera cuando el eje del motor pasa por el índice del encoder, es decir cuando pasa por una posición de referencia donde se ajusta el ángulo eléctrico del rotor, se deben realizar varias operaciones de desfase para obtener la posición como un número del 0 al 2047.

6.2 Descripción de los Módulos del TMS320C542

La programación del procesador C542 se realiza utilizando el lenguaje ANSI C y el programa compilador "C500" de la "Texas Instruments", la generación de código es escrita en C y se le aumenta código de máquina en nemónicos del procesador. La representación numérica considerada son números de punto fijo de 16 y 32 bits y con números en punto flotante de 32 bits. La estructura del programa se basa en la atención de rutinas de una sola interrupción en un bloque de repetición infinita, pero solo es atendida en un tiempo de muestreo de 100Hz durante 10 segundos, algunos de los módulos son similares a los del F240:

- Inicialización de Tabla de Vectores de Interrupción
- Inicialización de Variables y Punteros
- Inicialización de Interrupciones
- Programa Inicial
- Programas del Algoritmo de Control

6.2.1 Inicialización de Tabla de Vectores de Interrupción

De la misma forma que el F240 la tabla de vectores de interrupción contiene las direcciones donde están ubicados los programas de interrupción, en este caso el C542 permite la modificación de la posición de la tabla de vectores mediante un registro, solamente se utiliza la interrupción int1 en todo el programa.

6.2.2 Inicialización de Variables

Las variables son determinadas al inicio del programa, en el apéndice A.2 se especifica cada una de ellas, a diferencia que el F240 todas las variables están referidas a la solución del algoritmo de control por lo que representan la mayor cantidad de procesamiento de todo el sistema de desarrollo, la mayoría de las variables son la solución de las variables de estado y el procesamiento de la corriente de control UP, otras son referidas a la determinación de errores para la protección de las corrientes que se van a generar en el motor. En este caso el compilador en C soluciona las posiciones y los punteros que direccionan el lugar donde se colocan los valores que se van a utilizar en los gráficos y en las variables en general.

6.2.3 Inicialización de Interrupciones

La inicialización de las interrupciones se define aumentando un bloque en lenguaje assembler al inicio del programa compilado en C, refrescando el registro de banderas IFR y permitiendo las interrupciones correspondiente en el registro IMR, las únicas interrupciones utilizadas son las del programa "Go DSP" y la de las interrupción Int1 que es generada cada vez que la línea INT1 es levantada con el temporizador T3 del otro procesador F240.

6.2.4 Programa Inicial

El programa inicial tiene la función de crear las curvas de velocidad y de aceleración del modelo establecido, este tiene como entrada las velocidades que se requieren alcanzar y como salida el vector de velocidad y de aceleración en el tiempo, para lograr esto el sistema de

variables de estado han sido llevadas a un sistema discreto, y el tiempo de muestreo es igual a la centésima parte (100Hz) del tiempo de muestreo del inversor de corriente PWM (10Khz), la mayor parte son ecuaciones exponenciales que solucionan el sistema de segundo orden.

También se solucionan las constantes de los parámetros del control, como son los ($\psi_{1,2,3}$), los parámetros de la planta, los polos del sistema y las constantes que intervienen en la solución de la ecuación de la corriente de control U_p .

6.2.5 Programa de Interrupción INT1

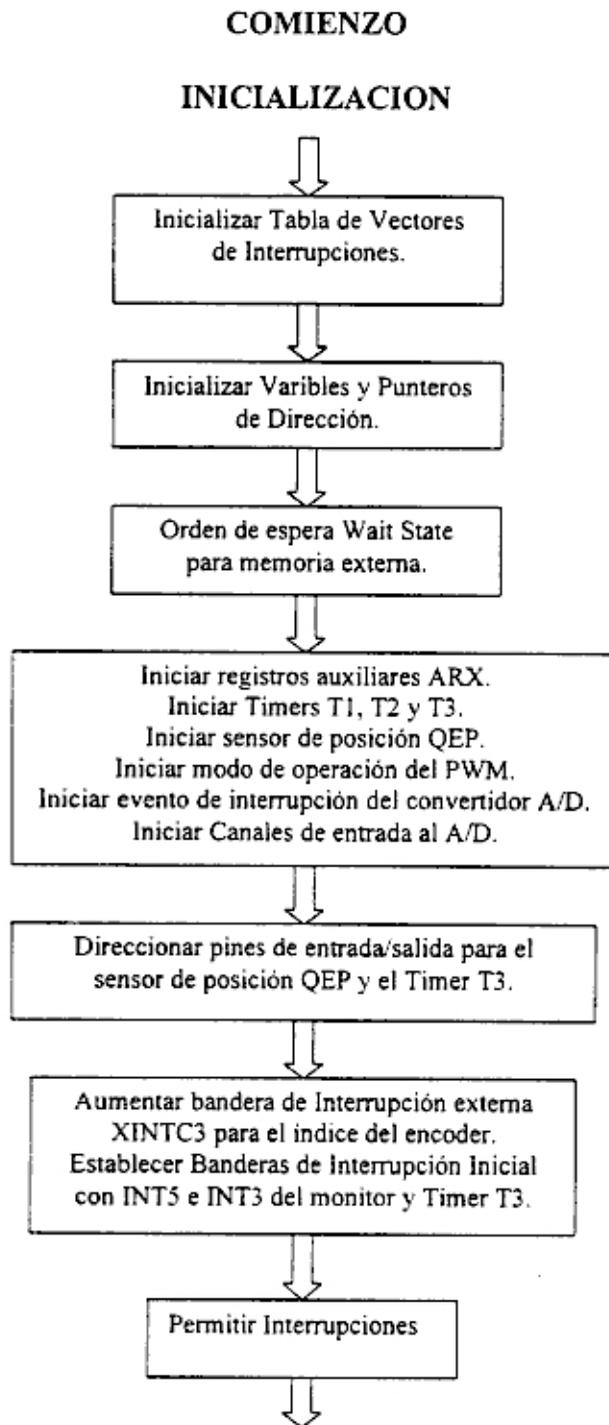
Este programa realiza la comunicación de los datos con el procesador F240, obteniendo los valores de sincronismo y la posición del eje del motor, luego realiza el cálculo de la velocidad y de la aceleración con los datos obtenidos, así como el control de errores en caso de fallas de comunicación.

La segunda parte del programa de interrupción trabaja con el error entre la velocidad real y la velocidad del modelo, se procesa el valor de la integral del error "Z" mediante una integral discreta para luego ejecutar el algoritmo de control que va a dar como resultado el valor de la corriente de control U_p , este valor por último pasa a través de un filtro de errores para verificar si esta dentro de los niveles permitidos de corriente para luego ser transmitido por la memoria compartida a los registros de las corrientes de referencia del F240.

6.3 Diagramas de Flujo del TMS320F240 y TMS320C542

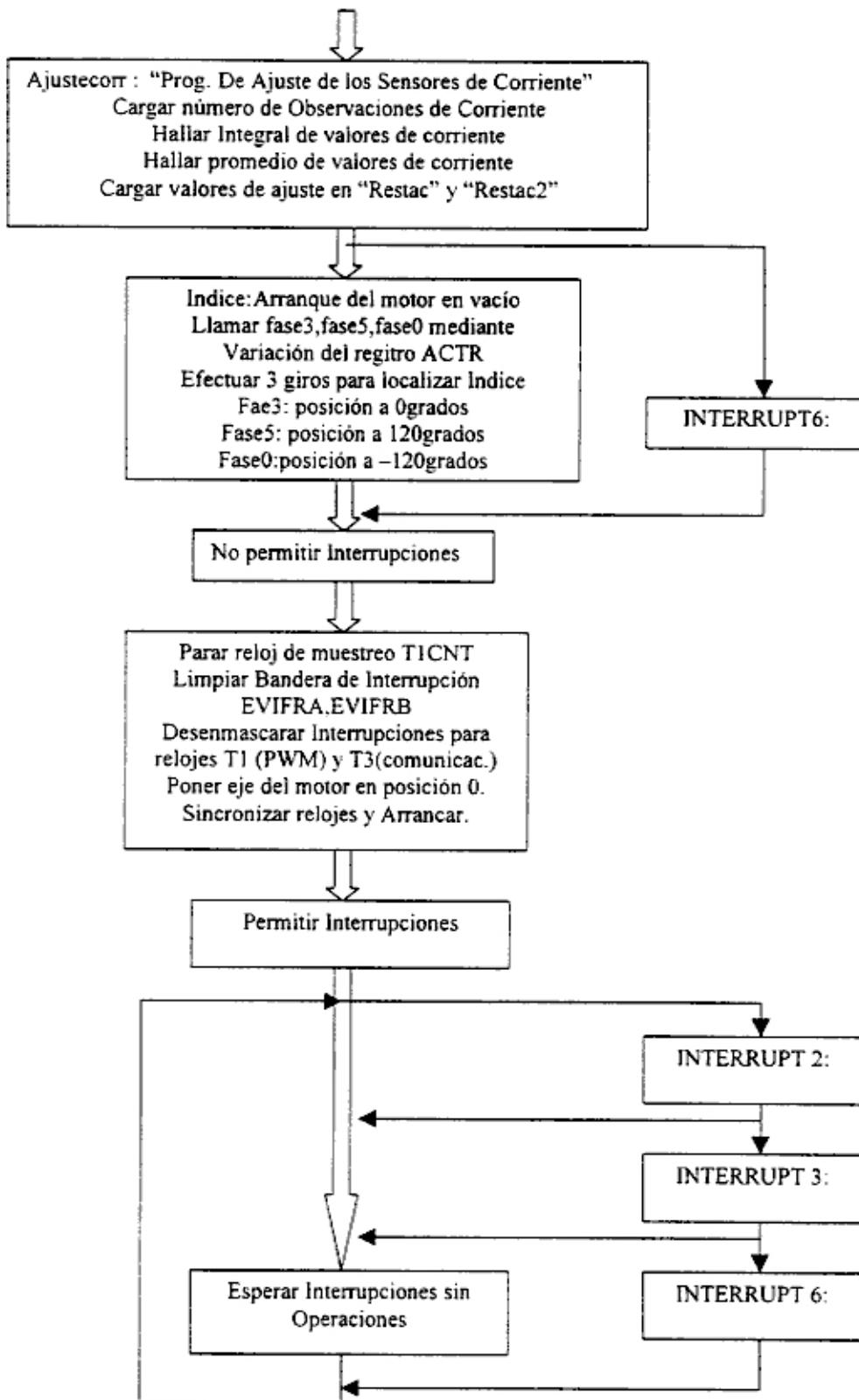
En las siguientes páginas se presentan los diagramas de flujo de los programas de manejo del TMS320F240 y del TMS320C542, algunos de los módulos explicados en el punto 6.1 y 6.2 se han subdivididos para dar una mejor explicación de cada uno de ellos, los bloques pueden ser comparados con el desarrollo del software descrito en los apéndices A.1 y A.2.

6.3.1 Diagrama de flujo del TMS320F240



CONTINUA A1

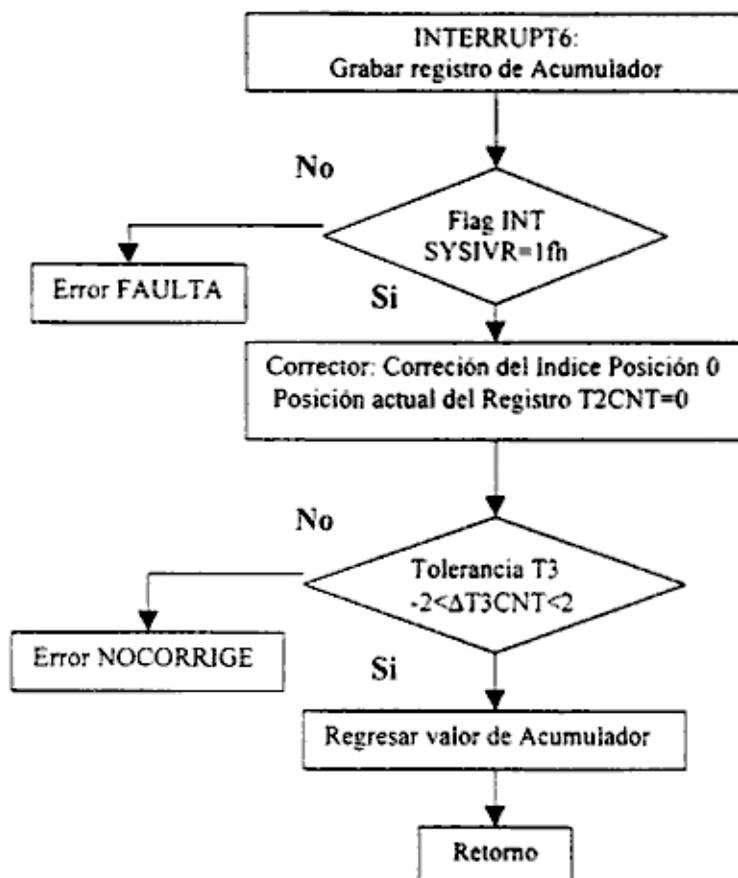
AI



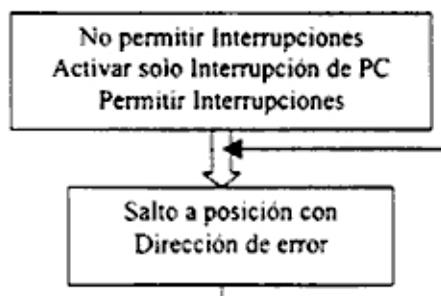
6.3.2 Diagramas de Flujo de las Interrupciones del TMS320F240

(por orden de aparición)

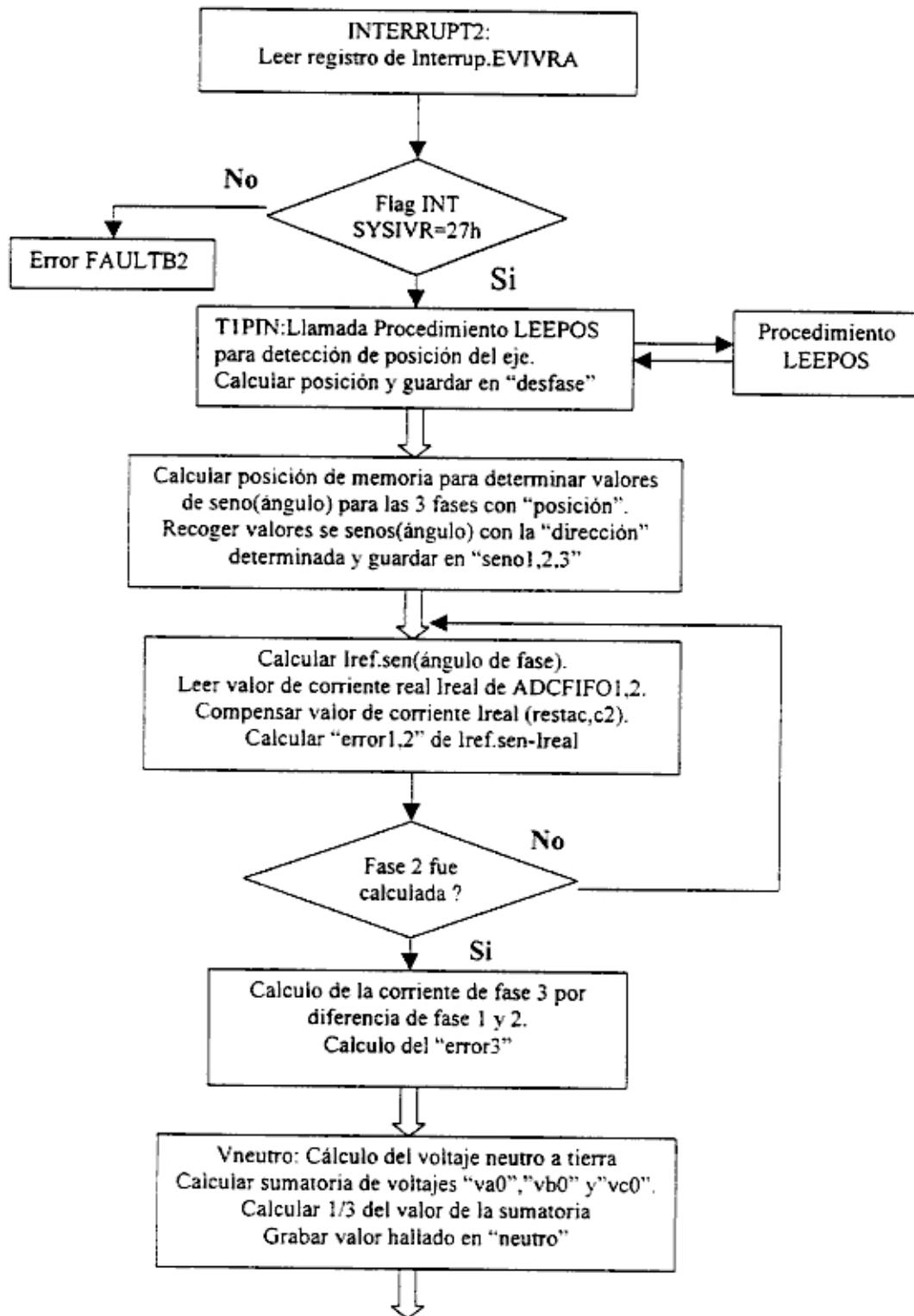
Interrupción 6



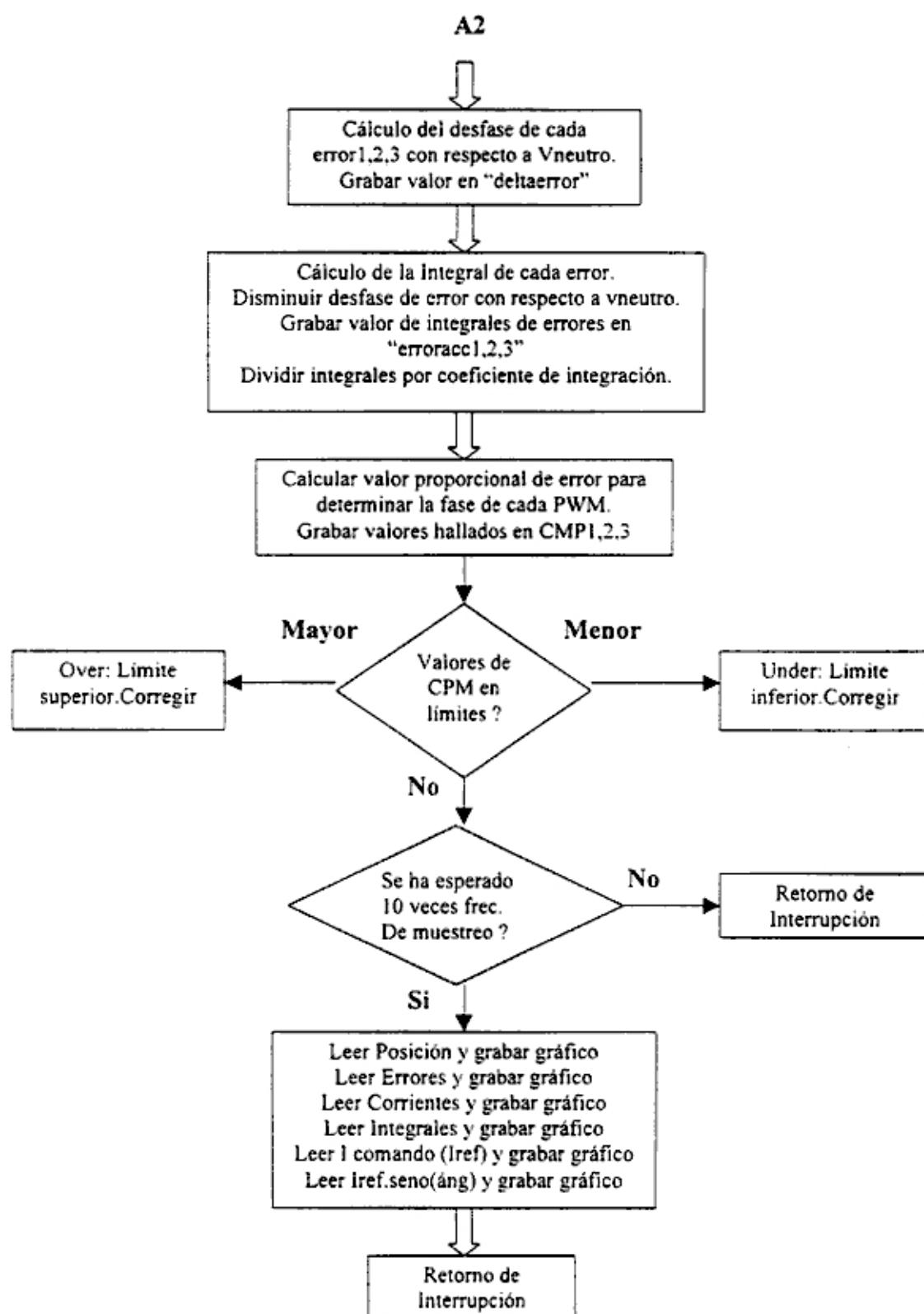
Procedimiento General ante eventos de Error



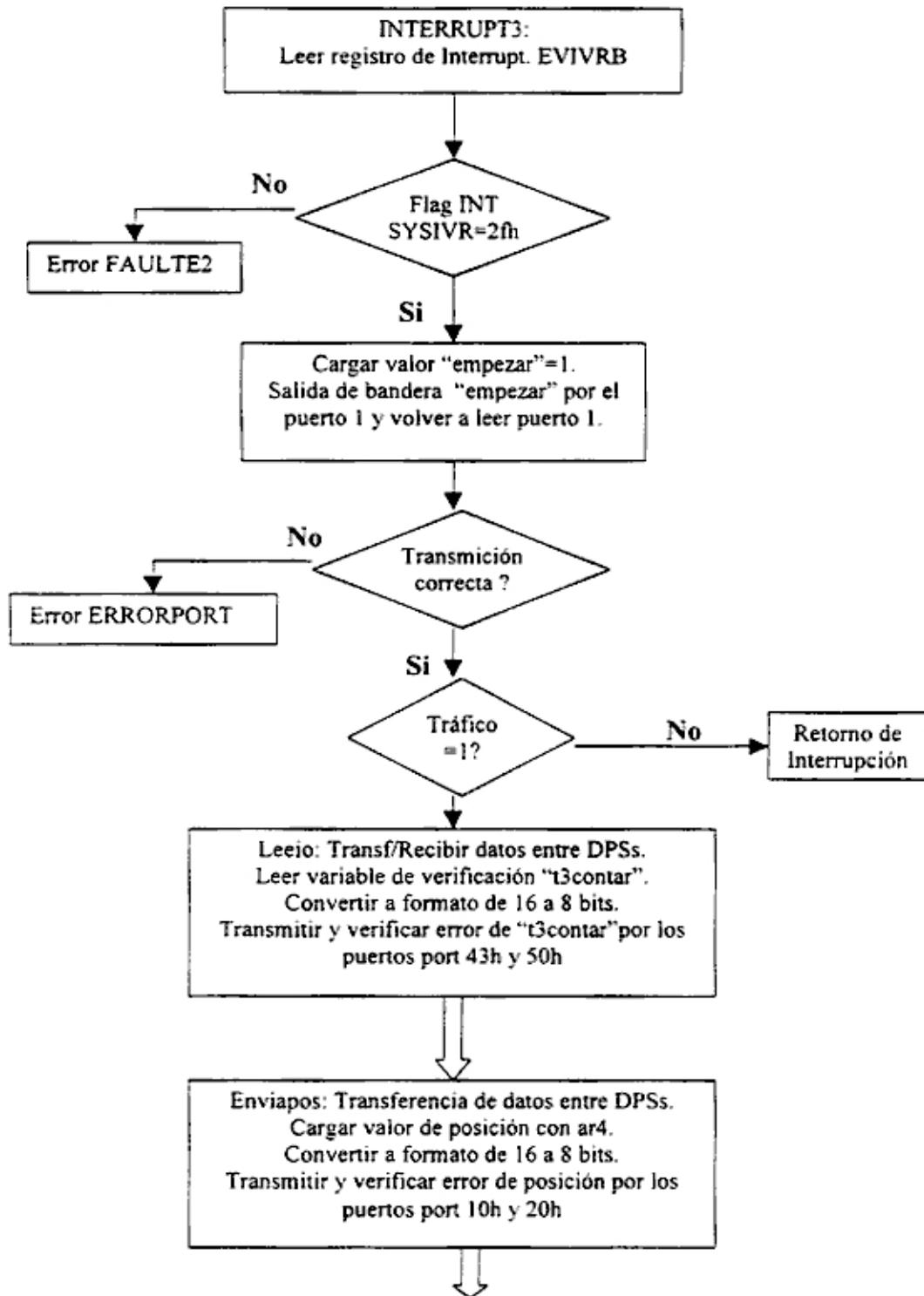
Interrupción 2



CONTINUA A2



Interrupción 3



CONTINUA A3

A3

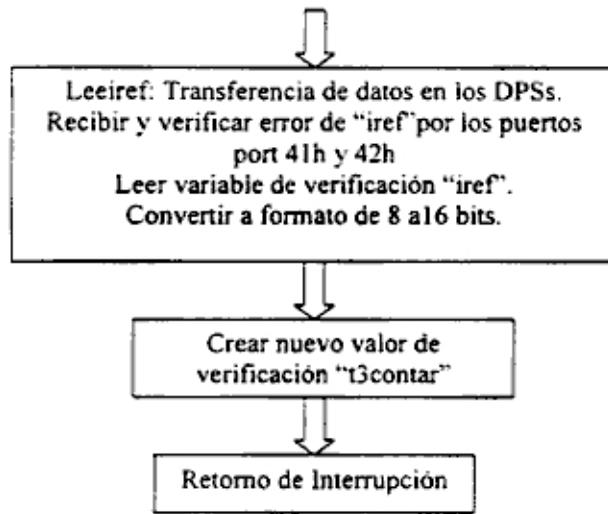
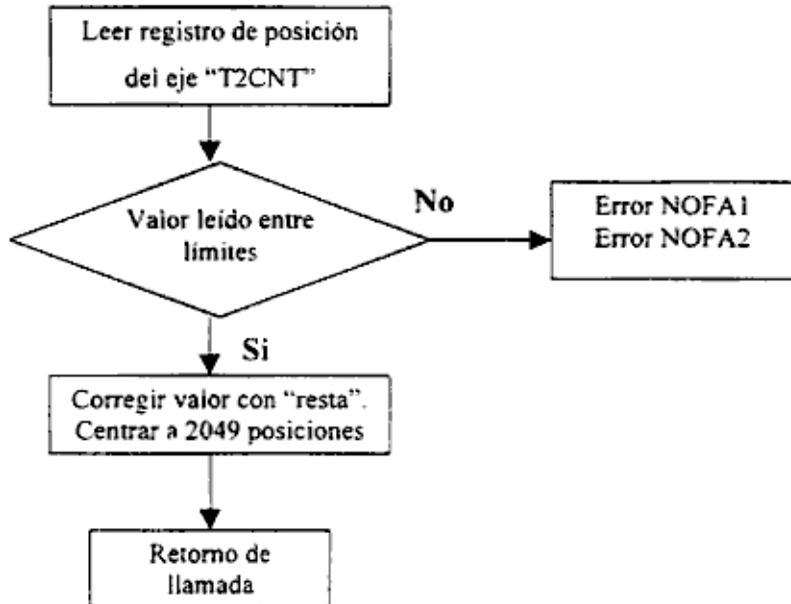
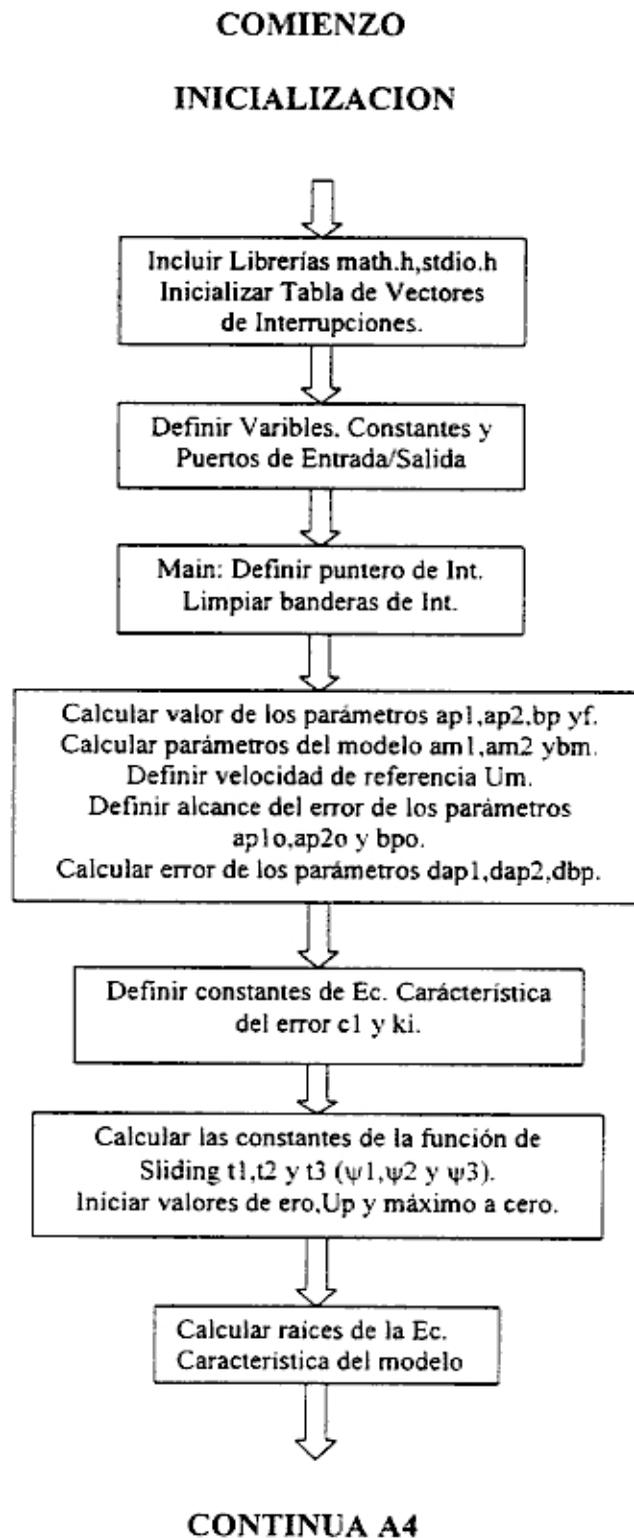


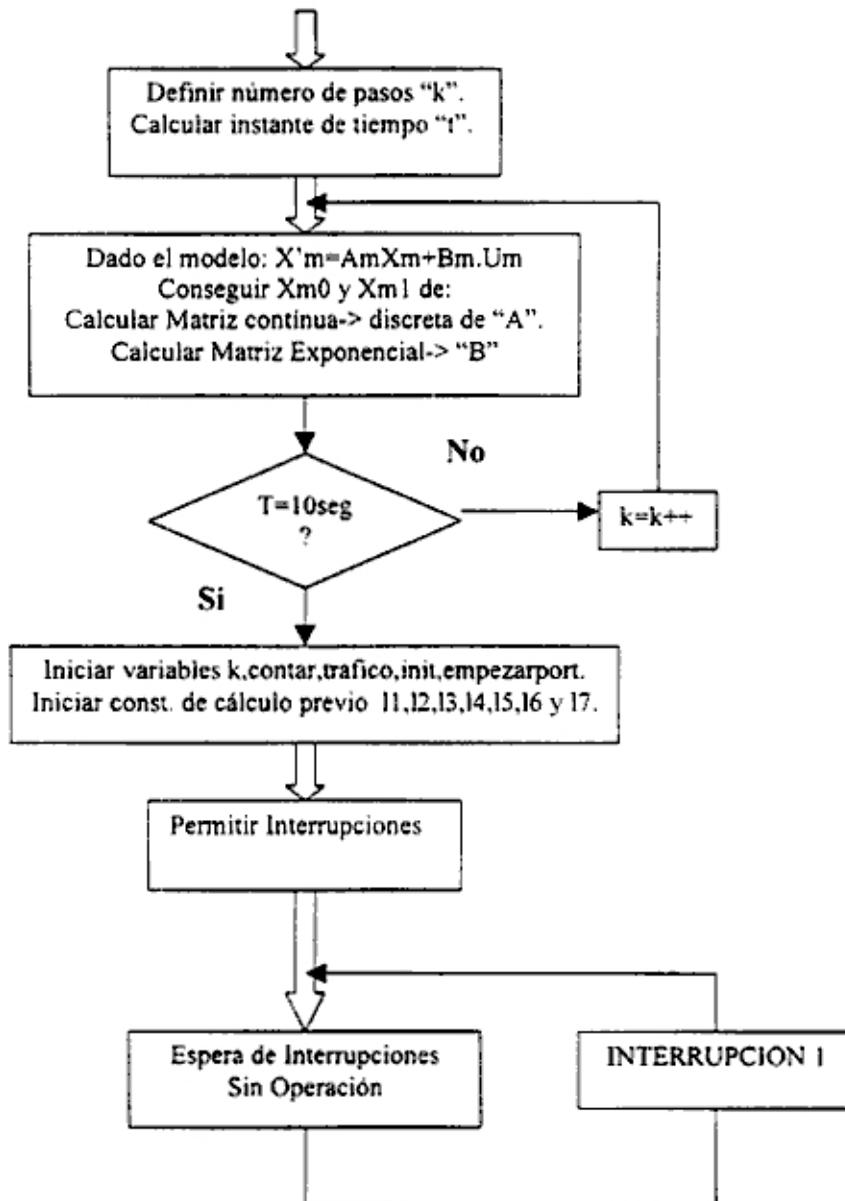
Diagrama de Flujo de llamada LEEPOS



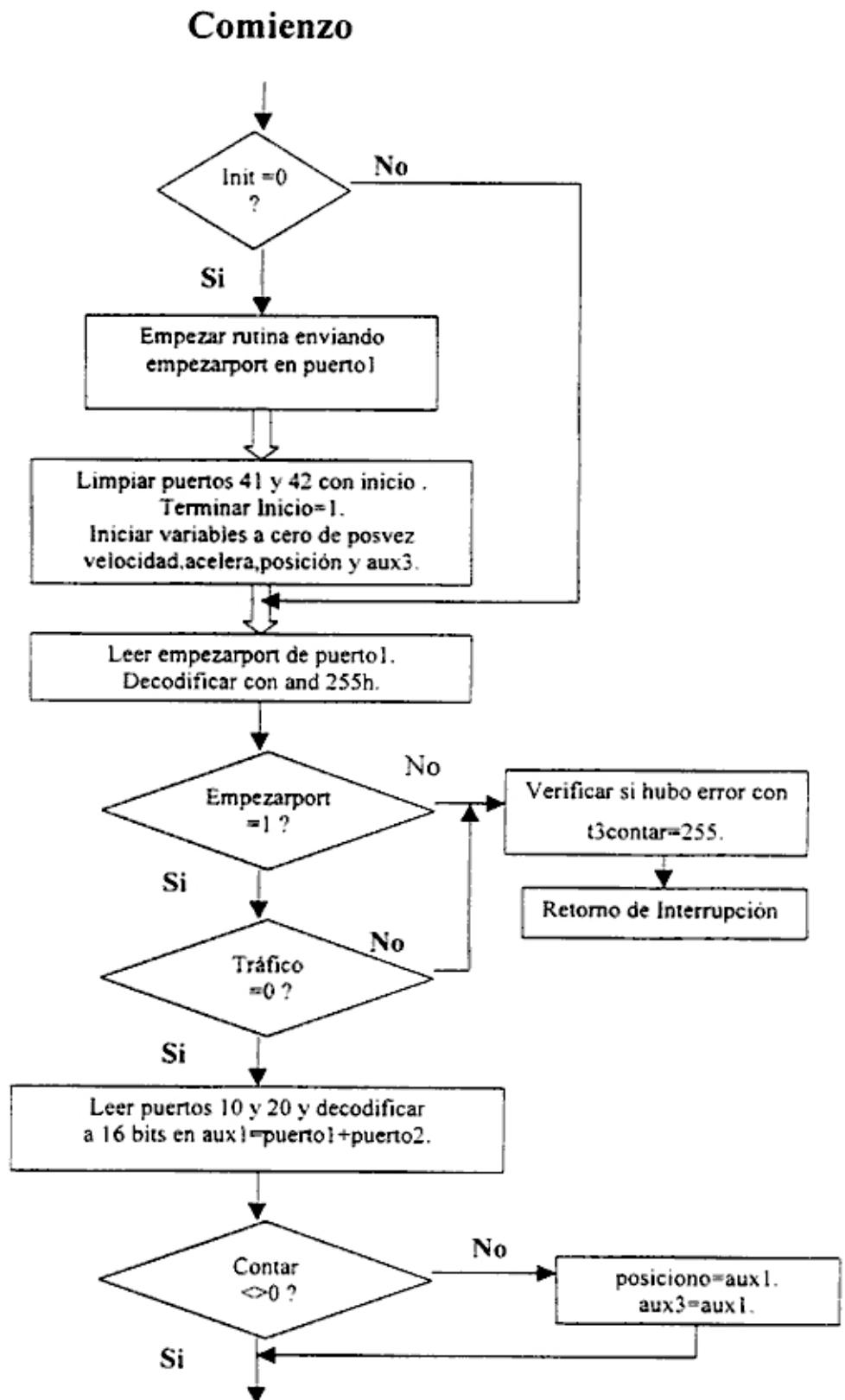
6.3.3 Diagrama de flujo del TMS320C542



A4

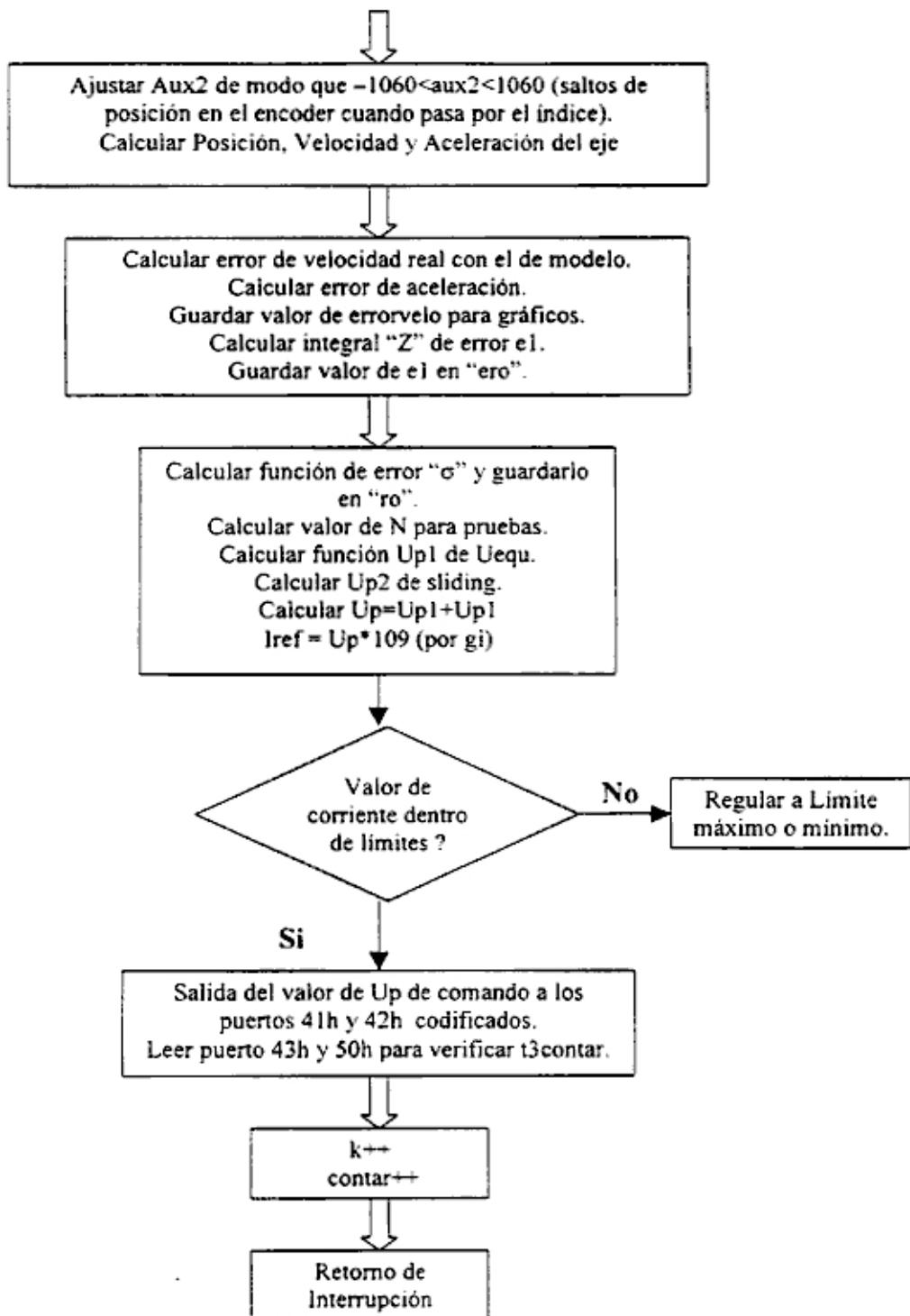


6.3.4 Diagrama de Flujo de la Interrupción 1



CONTINUA A5

A5



6.4 Sincronización de los procesadores DSPs

6.4.1 Diagrama de Sincronización de los DSPs

En la figura 6.1 se observa el diagrama de sincronización de los dos procesadores digitales DSPs., los pulsos representan un tiempo de muestreo de 10 KHz para el caso del F240, el comienzo de cada pulso señala al procesador el inicio de la interrupción Int2 del PWM, donde se va a ejecutar los procesos para el control de la corriente y la lectura de los sensores, la frecuencia de muestreo puede variarse entre 10 y 20 KHz de acuerdo a la aplicación, pero para ello hay que modificar algunos registros de temporización. En la parte baja de la figura 6.1 también aparece como referencia el pulso de sincronismo con la memoria compartida, cuando la señal del temporizador T3 esta arriba entonces el control lo maneja el TMS320C542 y este puede actuar sobre la memoria, cuando la interrupción Int3 del F240 se activa entonces el F240 lleva el control, el ancho de pulso de esta señal puede ser modificada como se muestra en la figura, en este caso es de 50 muestras, para el caso mas específico de la experimentación se puede observar la figura 5.10 del capítulo 5 donde aparece un diagrama con el tiempo de accesos óptimo a la memoria compartida por parte de cada procesador.

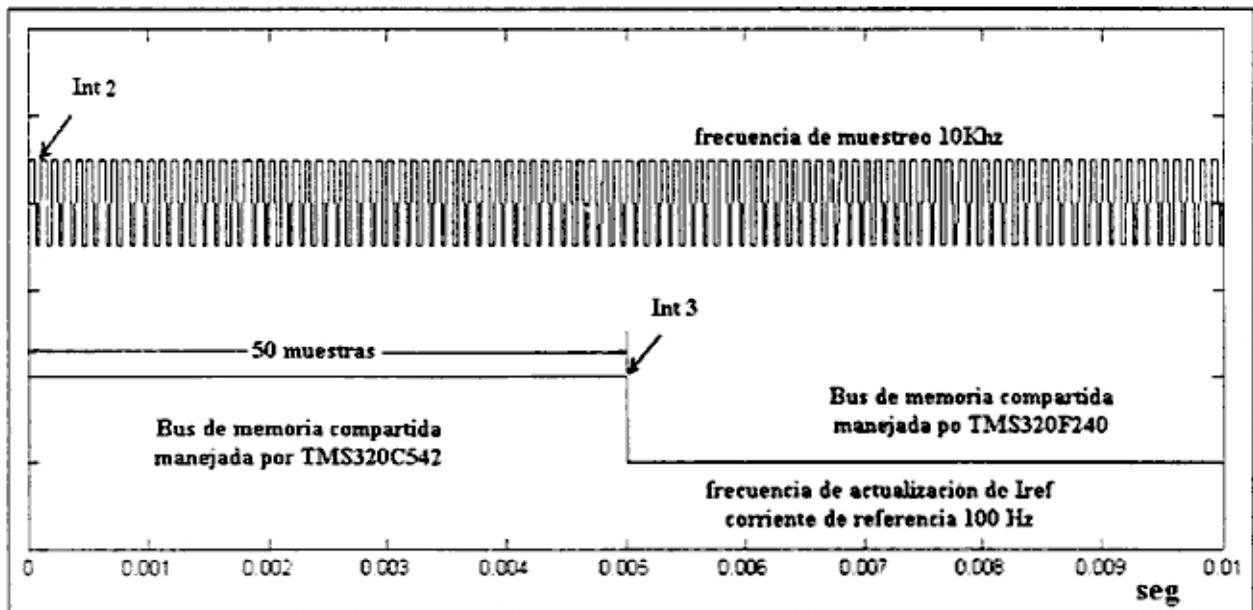


Figura 6.1. Diagrama de sincronización de los procesadores digitales DSPs.

6.4.2 Diagrama de Tiempos del TMS320F240

En la figura 6.2 se puede observar el diagrama de tiempo de ejecución de los módulos y submódulos del programa, los valores de tiempo fueron observados en el osciloscopio utilizando la subida y bajada de la línea XF del procesador que puede ser activada o desactivada por programa.

Se puede observar también que el tiempo necesario para ejecutar todo el procesamiento del F240 es de solo 41 μs ., dejando 59 μs . para el procesamiento de otras aplicaciones ó para el aumento de más rutinas de control, se debe notar que el programa ha sido instalado en la memoria externa y con un tiempo de espera de dos ciclos, por lo que se podría mejorar el tiempo a la mitad colocando memorias más rápidas, y si no fueran necesarias las gráficas se podría incluso alcanzar la cuarta parte del tiempo si toda la programación se bajara en memoria interna (memoria Flash).

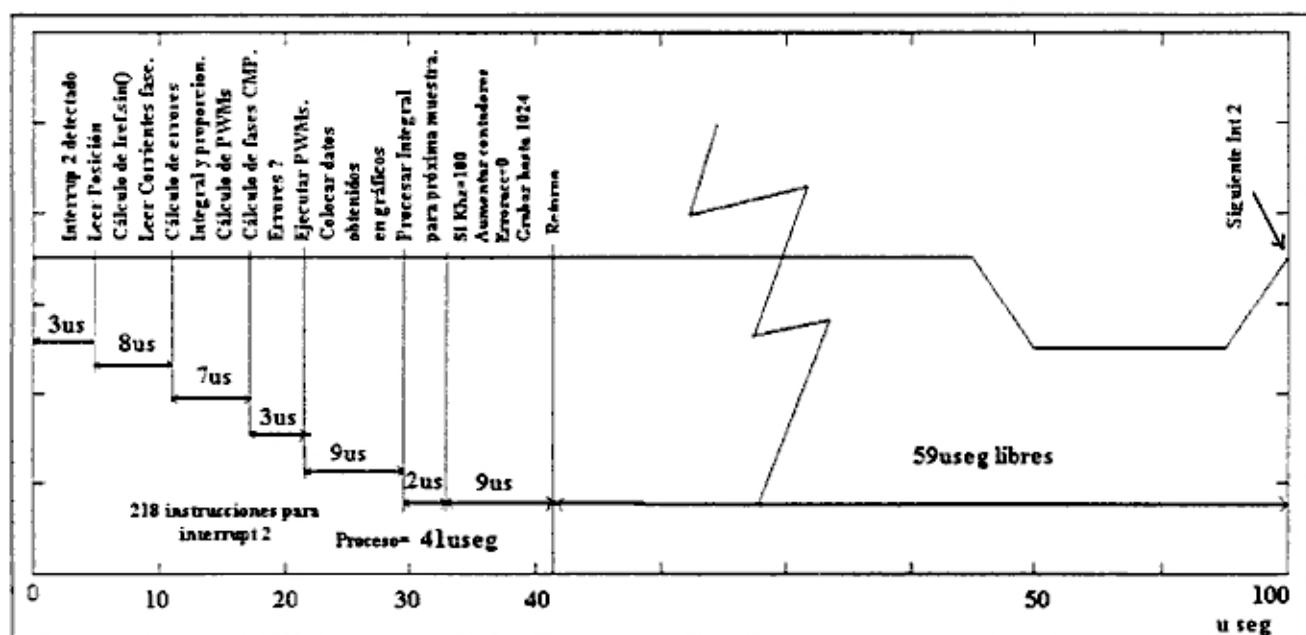


Figura 6.2. Diagrama de tiempos de ejecución del TMS320F240

6.4.3 Diagrama de Tiempos del TMS320C542

En la figura 6.3 se muestra un diagrama de tiempos similar al del F240, en este caso el tiempo necesario para el procesamiento de la interrupción Int1 es de 610 useg. teniendo un tiempo libre de 9.39ms para el usuario, de esta manera el C542 podría manejar varios motores a las vez. Los tiempos fueron obtenidos de la misma forma utilizando la bandera XF del procesador.

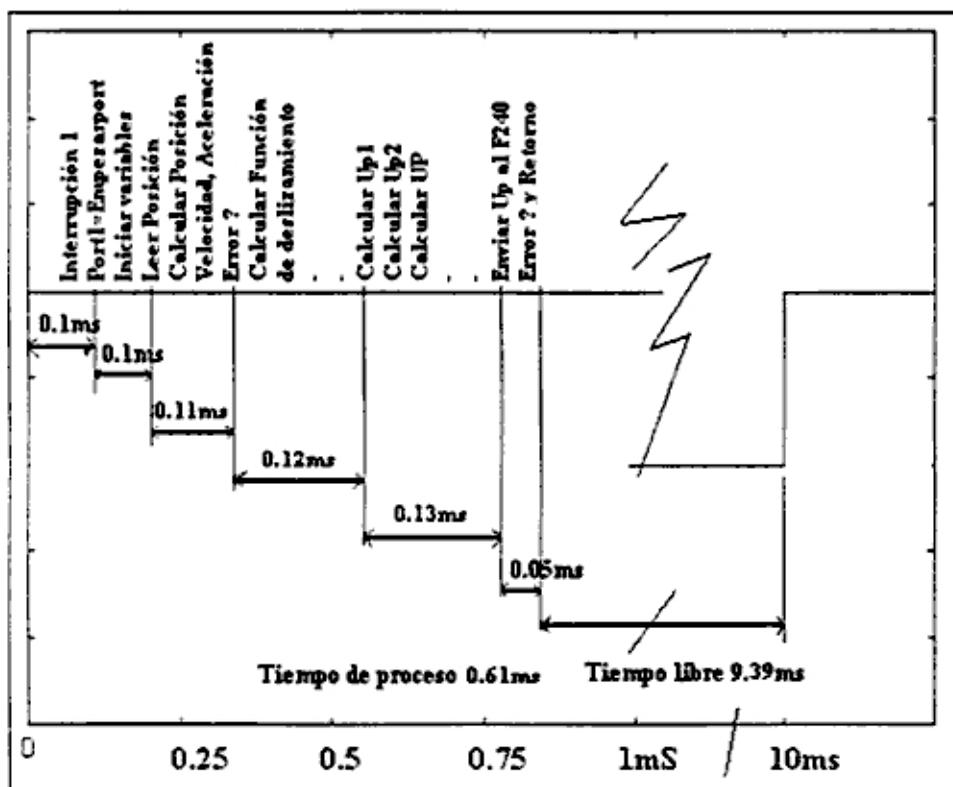


Figura 6.3. Diagrama de tiempos de ejecución del TMS320C542

Capítulo 7

Experimentación

7.1 Pruebas de Corriente

Para probar el correcto funcionamiento del motor ante variaciones de velocidad, se realiza una prueba de comparación de los parámetros tomando como referencia los datos obtenidos de la simulación. Se debe de probar que la curva de velocidad generada en el simulador de Matlab, el cual utiliza los parámetros obtenidos como datos aproximados del motor real, muestre las tendencias correspondientes con valores similares a los reales, empleando una excitación de corriente con forma de escalón, lo que representa un torque constante aplicado al eje del motor. Los parámetros en la simulación tienen los valores del motor real Tabla 4.1, el control utilizado para la experimentación es el programa de seguimiento de corriente del inversor PWM, este solamente sigue el comando de corriente y no efectúa ninguna operación de control IVSMFC.

La primera prueba se realiza con una corriente de comando de valor constante, empezando con una variación de 0 a 0.4 A., luego a los 5 segundos se efectúa un cambio de 0.4 a 0.2 A., estos cambio en forma de escalón deben formar cambios de pendientes en la velocidad del motor simulado, y estas pendientes deben de seguir la misma trayectoria que la del motor real, llegando así a valores iguales al final de la prueba de 10 segundos.

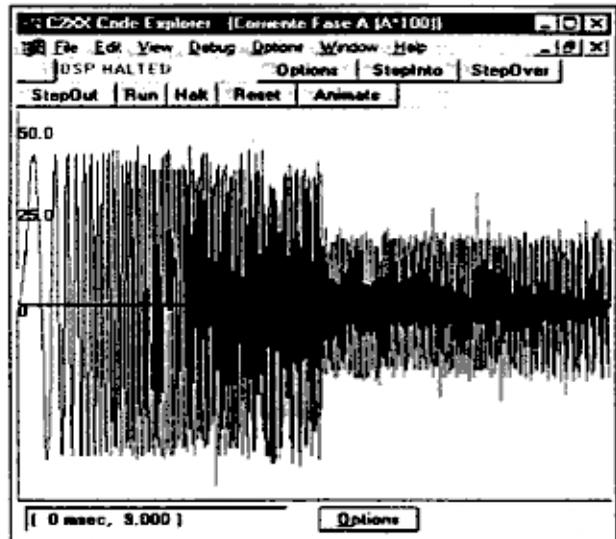
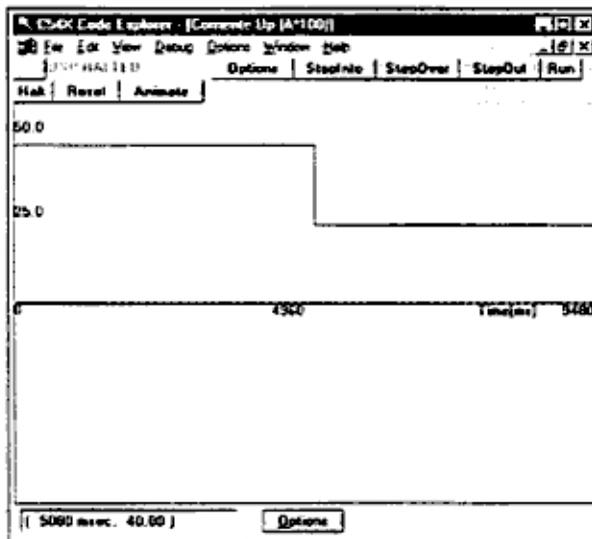


Figura 7.1. Corriente de comando UP (A). Figura 7.2. Respuesta de corriente Fase A (A).

En la figura 7.1 se ve la forma de onda de referencia de corriente aplicada al motor en la gráfica del DSP C542, a la derecha en la figura 7.2 se ve la forma de onda de corriente real generada en las gráficas del DSP F240, por el tiempo de duración y el movimiento del eje solo se puede apreciar la forma de onda senoidal de las primeras vueltas, luego por lo estrecho de la gráfica es difícil distinguir el resto de los ciclos, se debe tener en cuenta que por el tiempo de muestreo de la gráfica (100Hz) no se puede notar el muestreo verdadero del sistema (10Khz).

En la figura 7.3 se puede observar los cambios de las pendientes de velocidad en el punto que corresponde a los 5 segundos donde se hizo el paso de corriente de 0.4 A a 0.2 A., al lado derecho se puede hacer la comparación con el mismo sistema simulado en Matlab, de esta manera se verifica que los valores de los parámetros están en los valores correctos por presentar los mismos resultados tanto en los reales como en los simulados.

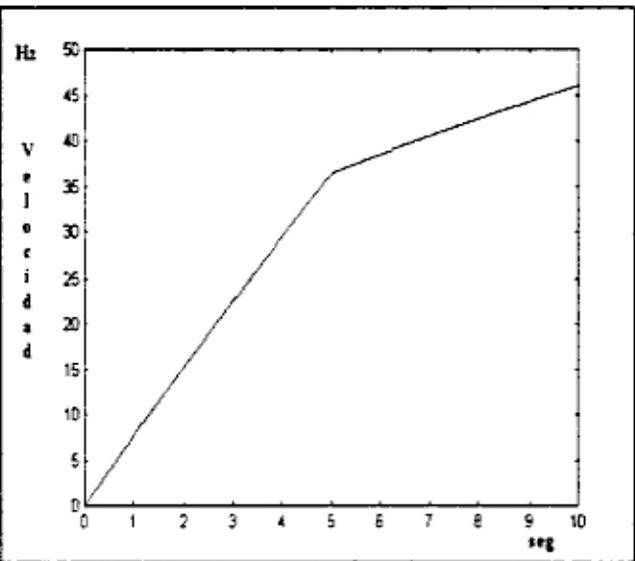
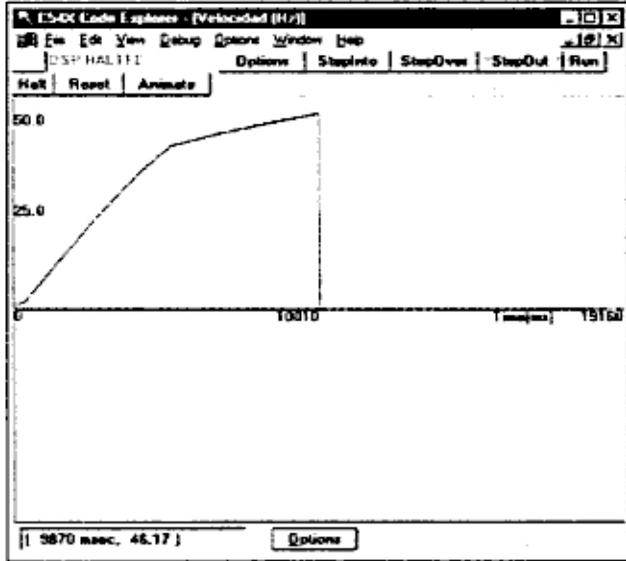


Figura 7.3. Velocidad del motor Real (Hz).

Figura 7.4 Velocidad de simulación en Matlab.

En esta prueba se debe tener en claro que gracias al control de corriente del inversor, y por la precisión con la que trabaja, no es necesario tener en cuenta el lazo de corriente que existe después de la función de transferencia que representa la tensión y las constantes de resistencia e inductancia, esto es debido a que el lazo de salida es el valor de corriente que se controla, por lo tanto se puede asumir que estamos controlando directamente el torque electromagnético.

7.2 Pruebas de Velocidad

Se realiza una prueba de arranque lento con los mismos valores de parámetros anteriores, esta vez se utiliza el controlador IVSMFC con un modelo de las siguientes características:

Parámetros	Valor
am1	1183.84
am2	3159.49
bm	358409.53

Tabla 7.1. Parámetros de pruebas de velocidad

Lo que correspondería a un motor de similares características pero con una resistencia de los devanados de 0.1Ω en vez de los 0.3Ω , un eje mas pesado con $J_m=0.00818$; y una constante de torque mayor de $k_{tm}=0.622734$.

Los polos escogidos para la ecuación característica de la función de error σ son -5000 y -0.6 , el tiempo de experimentación es de 10 segundos y la velocidad que se desea alcanzar es 25 Hz.

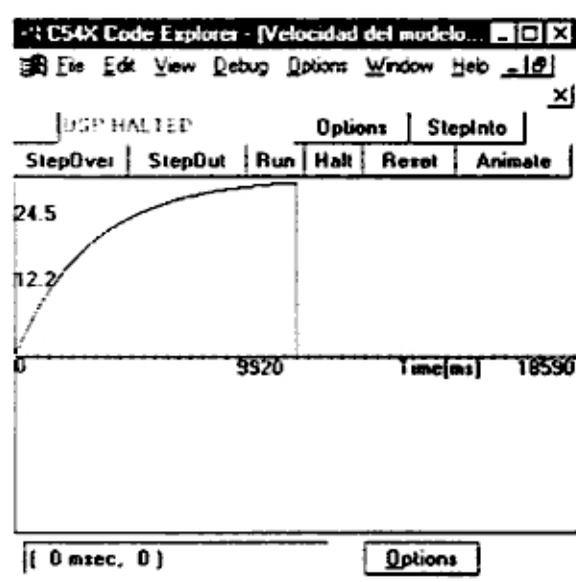


Figura 7.5. Velocidad del modelo a 25 Hz.

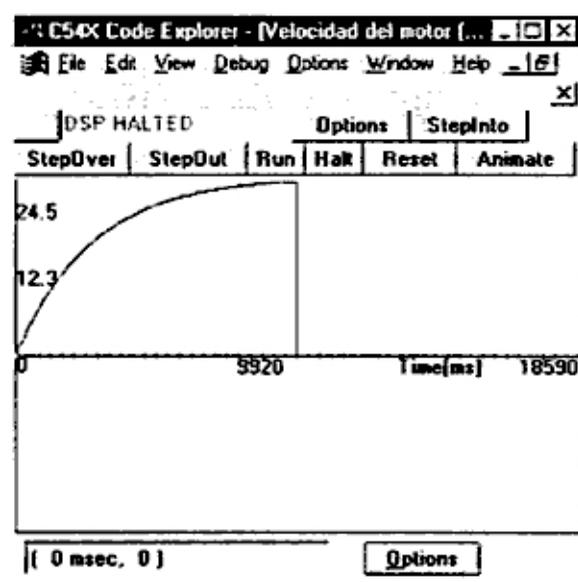


Figura 7.6. Velocidad real del motor a 25 Hz.

En las figuras 7.5 y 7.6 se muestran la velocidad de referencia del modelo y la respuesta del motor al seguimiento del controlador, se puede apreciar que la trayectoria sigue el mismo contorno de velocidad de modo muy preciso, se debe tener en cuenta en este caso que la curva de velocidad es bastante suave y no se le exige mucho al motor para acelerar en ese intervalo de tiempo.

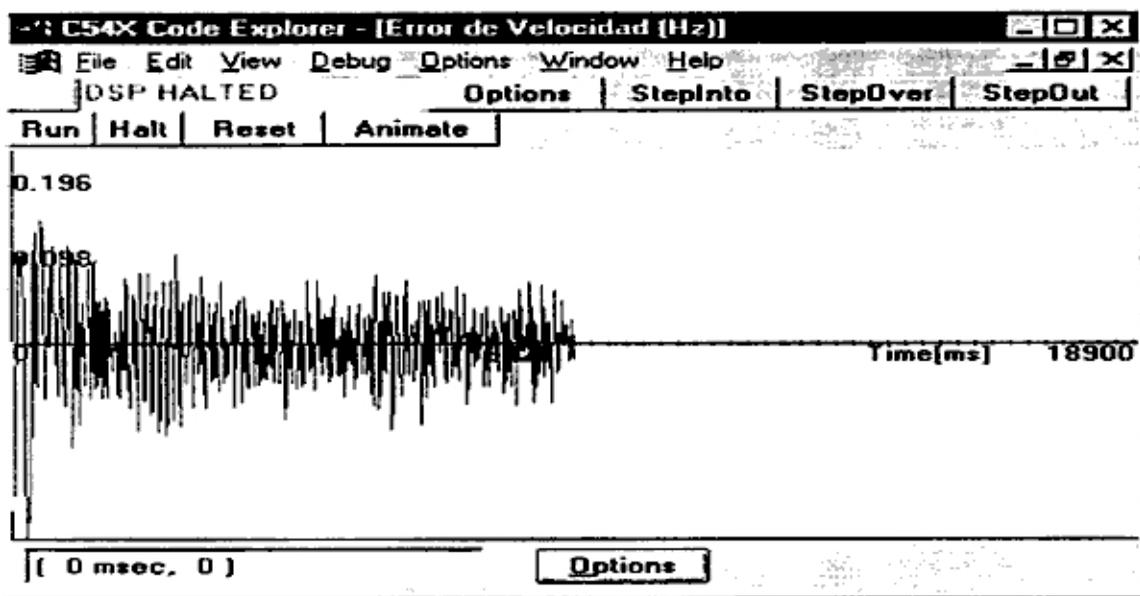


Figura 7.7. Gráfica del error de velocidades real en Hz.

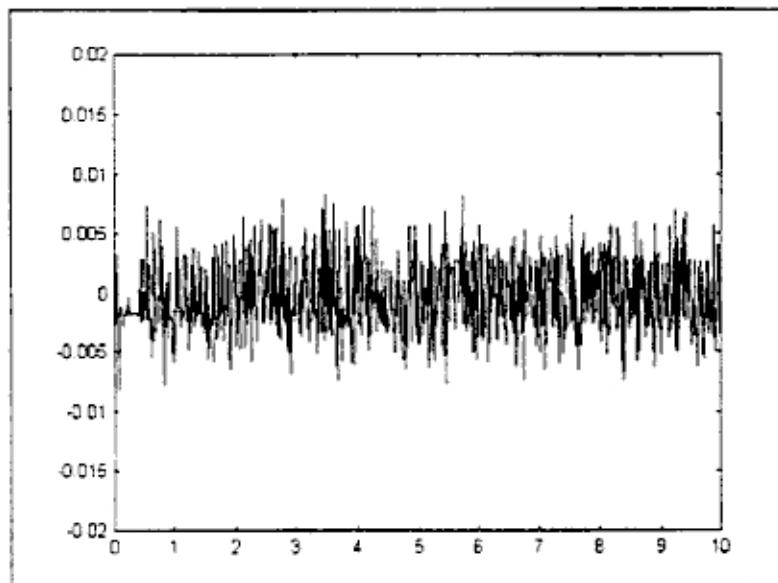


Figura 7.8. Gráfica del error en la simulación.

En la gráfica de la figura 7.7 se puede apreciar la magnitud del error de velocidades del motor, estos son menores a 0.05 Hz ó el 0.2% del valor final, en cambio en la simulación figura 7.8 se ve que error es de menor magnitud, menores a 0.01 Hz ó el 0.04%, esta pequeña diferencia de los resultados es debido a la acción de todos los elementos reales que actúan en el sistema, sin embargo nos dan una gran idea de la aproximación de los resultados que se van a obtener.

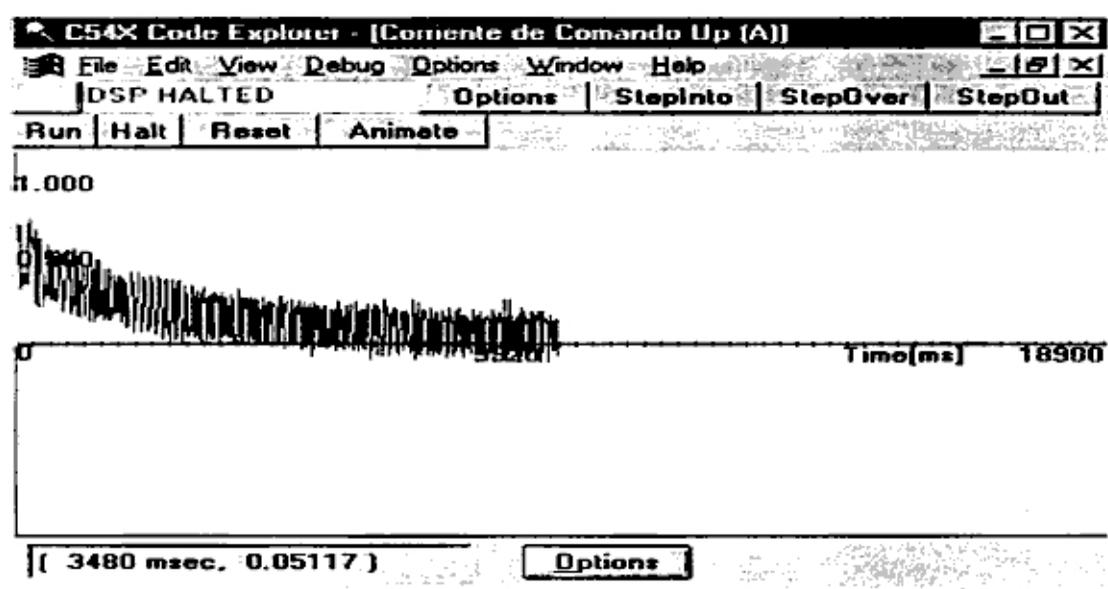


Figura 7.9. Gráfica de la corriente de comando real Up en amperios.

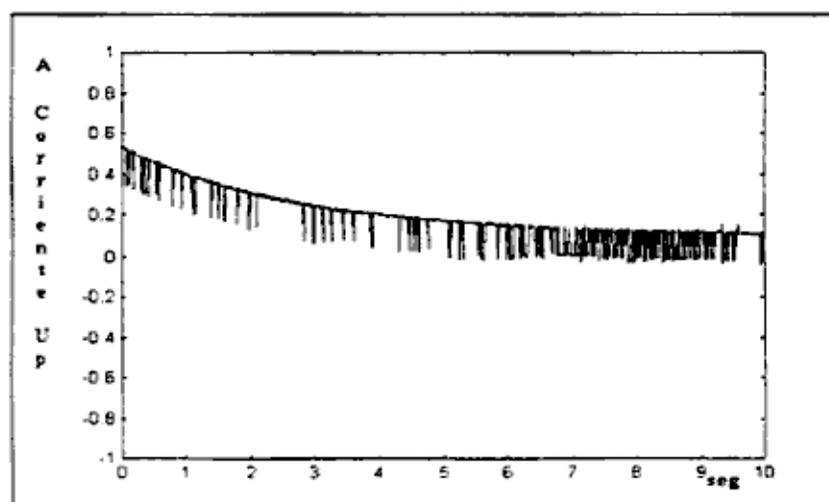


Figura 7.10. Gráfica de la corriente Up en la simulación.

En las figuras 7.9 y 7.10 se puede observar la forma de onda de la corriente de comando, regulada por el controlador IVSMFC, el valor de la corriente para el caso del motor

real comienza con 0.55 A. aproximadamente, mientras que en la simulación se obtiene un valor cercano a 0.52 A. La forma como el controlador va cambiando de estructura se aprecia en las variaciones de corriente, conmutando de una valor a otro, se debe tener en cuenta que el motor real esta tratando de seguir el comportamiento de otro motor con diferentes características, incluso cuando se trata de seguir el modelo con los mismos parámetros del motor existen diferencias porque en el modelo real existen el torque de inicio y las perturbaciones externas a los que esta sometido, sin embargo la diferencia es mínima.

7.3 Arranque rápido

La siguiente prueba que se va a realizar es un arranque desde el reposo hasta una velocidad estable de 35 Hz, el tiempo aproximado que se necesita para alcanzar esta velocidad es de aproximadamente 3 segundos, los parámetros utilizados para el modelo se presentan en la siguiente tabla:

Parámetros	Valor
am1	4371.61
am2	3160.19
bm	1172118.98

Tabla 7.2 Parámetros de Arranque rápido

Se ha escogido el modelo de forma que pueda alcanzar la velocidad rápidamente sin que la corriente de comando U_p sobrepase los 3.5 amperios, de modo que pueda operar bajo las limitaciones de la corriente de las bobinas del estator. El resultado que se espera obtener se anticipa con la simulación representada en la figura 7.11, en esta figura se puede apreciar los tiempos de aceleración y el punto donde llega el motor al estado estable.

Los parámetros escogidos representan a un motor con un bajo momento de Inercia $J_m=0.0021$ pero que aún es mayor que el del motor real, una constante de torque mucho mayor $k_t=0.522$ comparado con el k_t del motor real $k_t= 0.02273$, con una resistencia en los devanados 3 veces menor que el real y una fricción $B_m=0.002$, 100 veces mayor que la real.

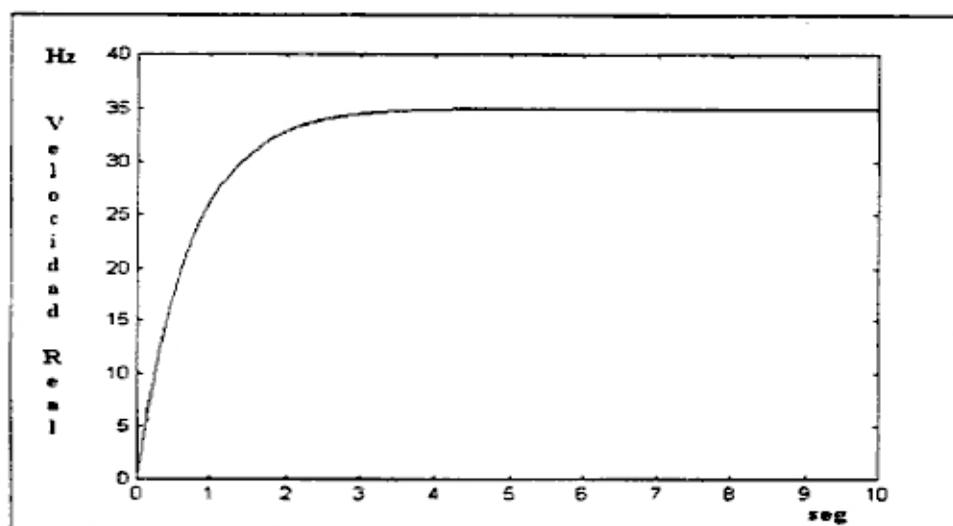


Figura 7.11. Velocidad de la Planta en la simulación 35Hz.

En la figura 7.12 se aprecia la velocidad del modelo que debe alcanzar los 35 Hz en un tiempo menor a los 3 segundos, se debe observar que el valor máximo o tope de la gráfica del programa C54x es de 40 Hz, sin embargo la línea de lectura de valores que esta al medio de la curva señala el tiempo 6.25 segundos y la altura de 35.02 Hz.

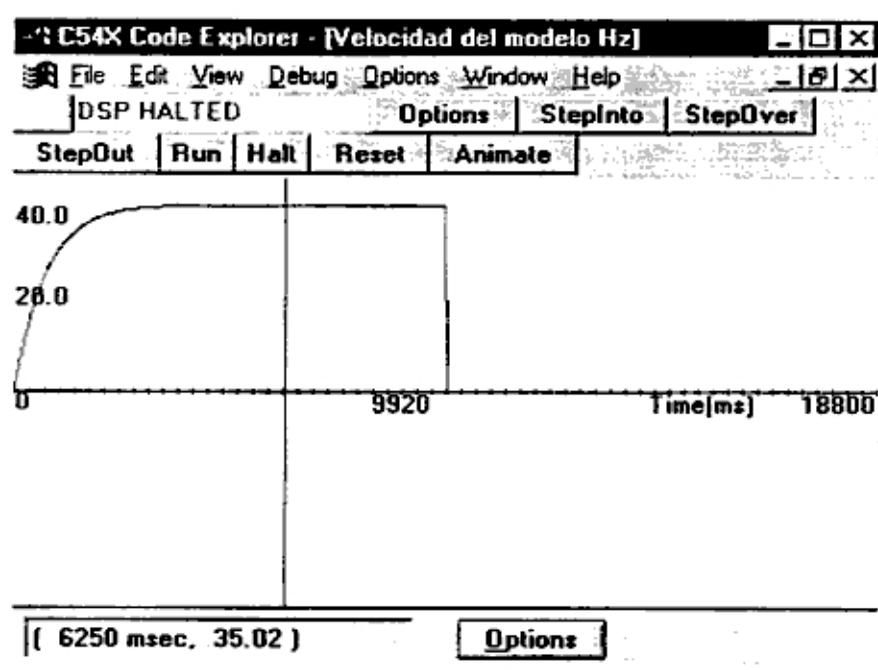


Figura 7.12 Velocidad de arranque rápido del modelo hasta alcanzar 35 Hz.

La figura 7.13 es el resultado real del arranque alcanzando el valor deseado de 35 Hz, para mayor visualización y análisis se puede observar en la figura 7.14 la gráfica del error de velocidad entre el modelo y el motor real, debido al requerimiento de corriente el error alcanza un valor máximo de -1.47 Hz. En realidad este valor solo se produce en los primeros instantes del arranque y no llega a representar un error mayor al 3 %, esto prueba que a mayor exigencia en el arranque mayor es el porcentaje de error.

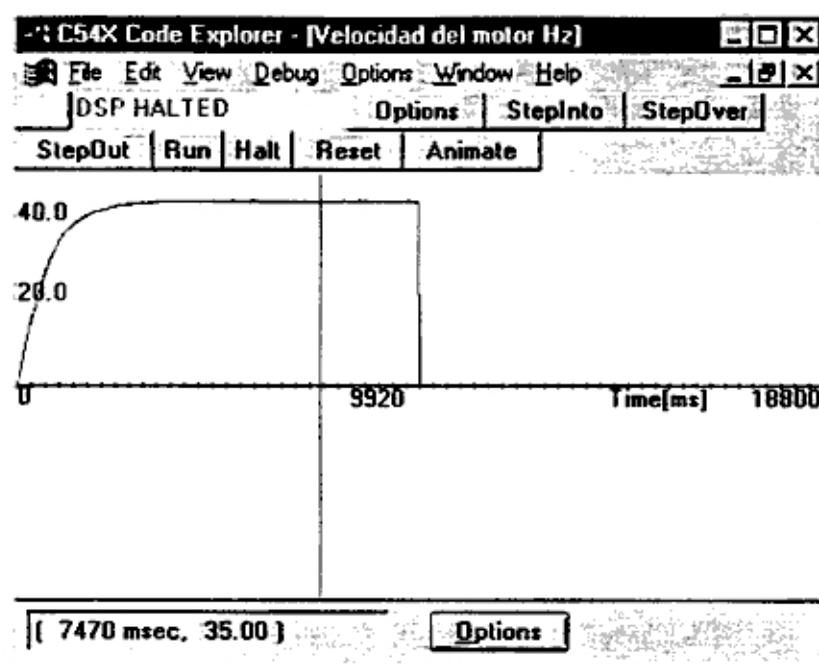


Figura 7.13 Velocidad de arranque rápido del motor real en Hz.

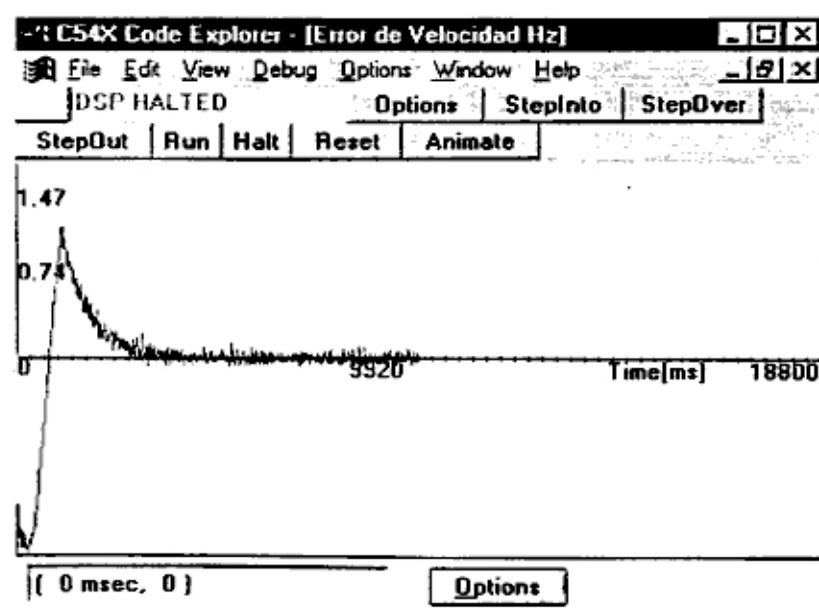


Figura 7.14. Gráfica del error para un arranque rápido (máximo 1.47 Hz).

En este caso los valores de corriente de comando, tanto en el caso de la simulación como el de la experimentación, se puede decir que son similares, la magnitud en el arranque es prácticamente la misma, la diferencia solo se observa a partir de los 6 segundos donde la corriente Up de la simulación se vuelve constante, mientras que en el motor real aun se perciben conmutaciones figuras 7.15 y 7.16.

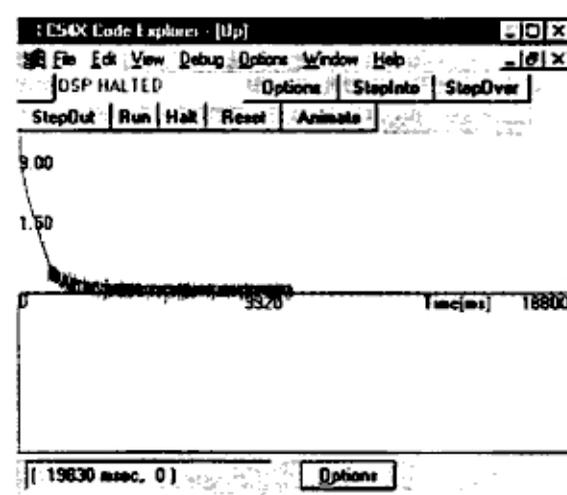
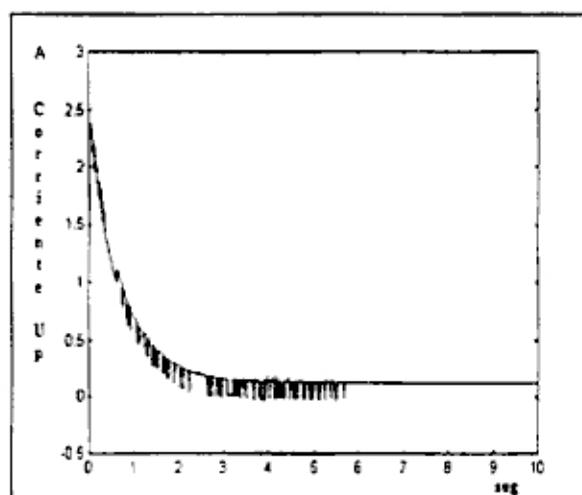


Figura 7.15. Corriente de comando Up 35 Hz. Figura 7.16. Corriente Up real 35 Hz

En la figura 7.17 se observa la aceleración en el arranque de 0 a 35 Hz, para la simulación en Matlab, a la derecha se encuentra la aceleración real obtenida de la experimentación donde se observa similares resultados en cuanto que ambos llegan a un pico de 52 vueltas por segundo cuadrado ($1/\text{seg}^2$).

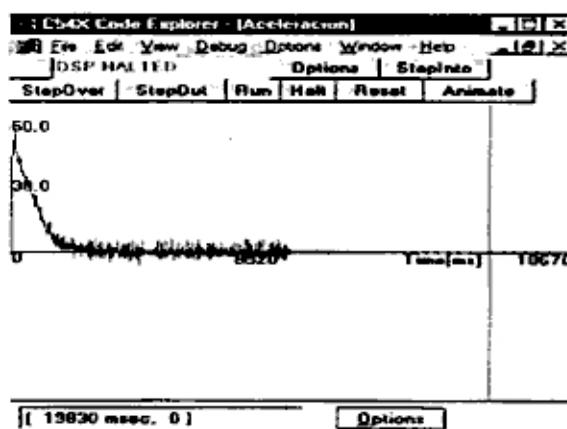
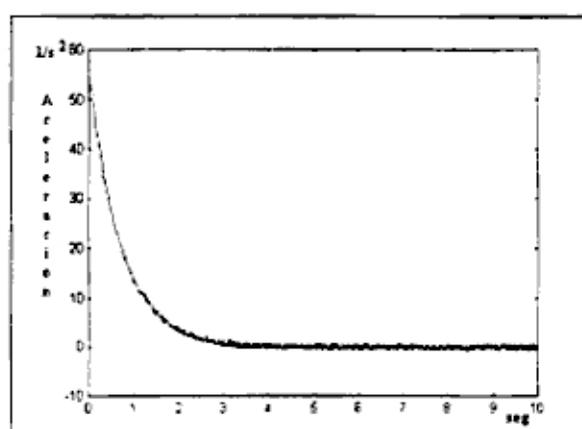


Figura 7.17. Aceleración en el arranque.

Figura 7.18. Aceleración real en el arranque.

7.4 Cambios de Velocidad

En las siguientes pruebas se van a realizar cambios en la velocidad. Partiendo de una velocidad estable, primero se procede a arrancar el motor hasta llegar a una velocidad preestablecida y luego desde ésta se puede aumentar o disminuir el nivel, representándose en la figuras 7.19 y 7.20 el comportamiento del motor.

Los parámetros utilizados son los mismos de la prueba anterior 7.3, se arranca el motor durante 5 segundos hasta que llega a una velocidad estable de 35 Hz, luego de llegar a este punto se procede a disminuir la velocidad hasta un nuevo nivel de 20 Hz, el modelo en la figura 7.19 muestra la trayectoria simulada que debe seguir el motor, en la figura 7.20 esta el mismo modelo generado en el DSP C542.

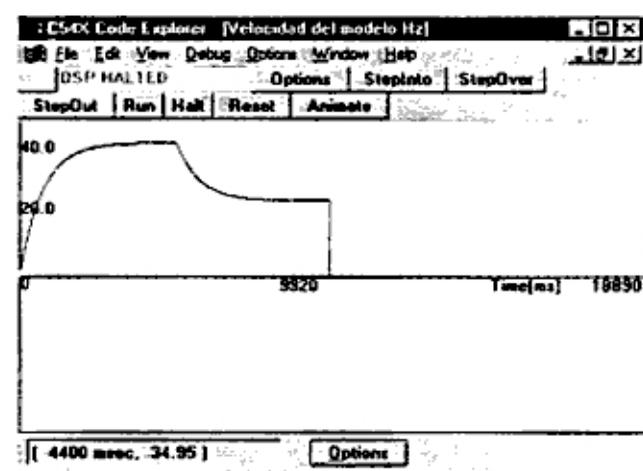
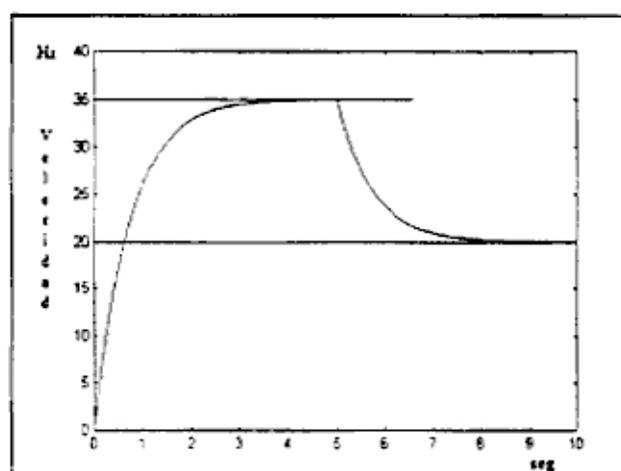


Figura 7.19. Velocidad del modelo Simulado Figura 7.20. Modelo en el C542 (Hz).

En la figura 7.21 se verifica el cambio de velocidad del motor real a los 5 segundos, este cambia de nivel desde los 35 Hz hasta los 20 Hz de acuerdo al modelo especificado, en la gráfica de la figura 7.22 se observa el error ante los cambios tanto del arranque como en el instante del cambio de nivel, se puede notar que el error es pequeño comparado con el arranque pero proporcional a la variación de velocidad, de esto se puede obtener como conclusión de que a mayor cambio en el nivel de velocidad mayor es la magnitud del error.

En el primer pico el valor del error llega a 1,45 Hz aproximadamente mientras que en el cambio de velocidad alcanza un valor menor a los 0.4 Hz, estos picos tienen valores menores al 2 % de error de las velocidades de cada uno.

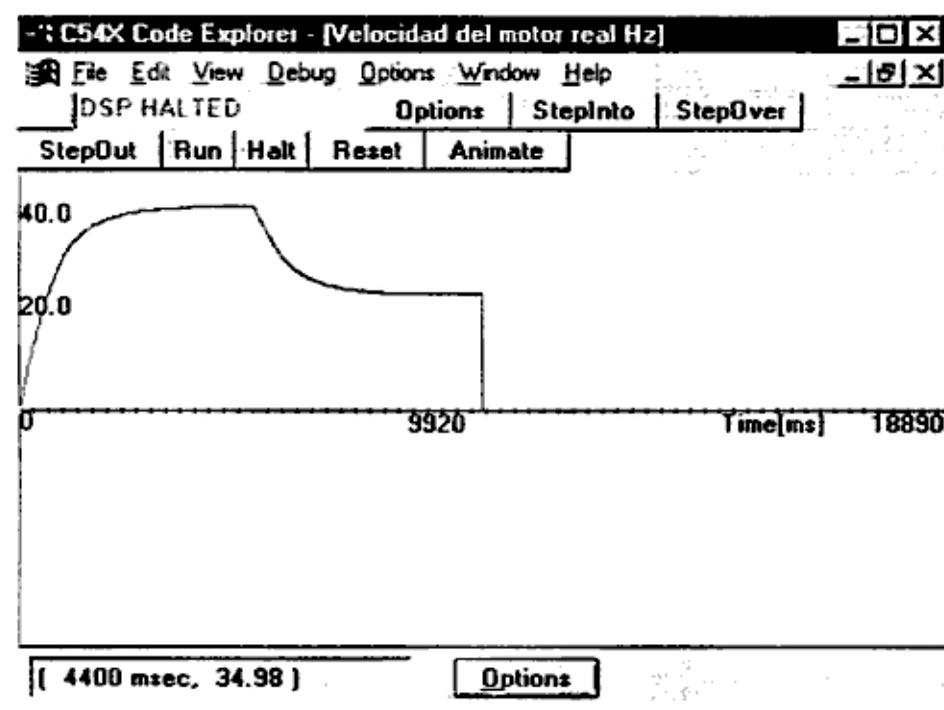


Figura 7.21. Cambio de Velocidad en el motor real (Hz).

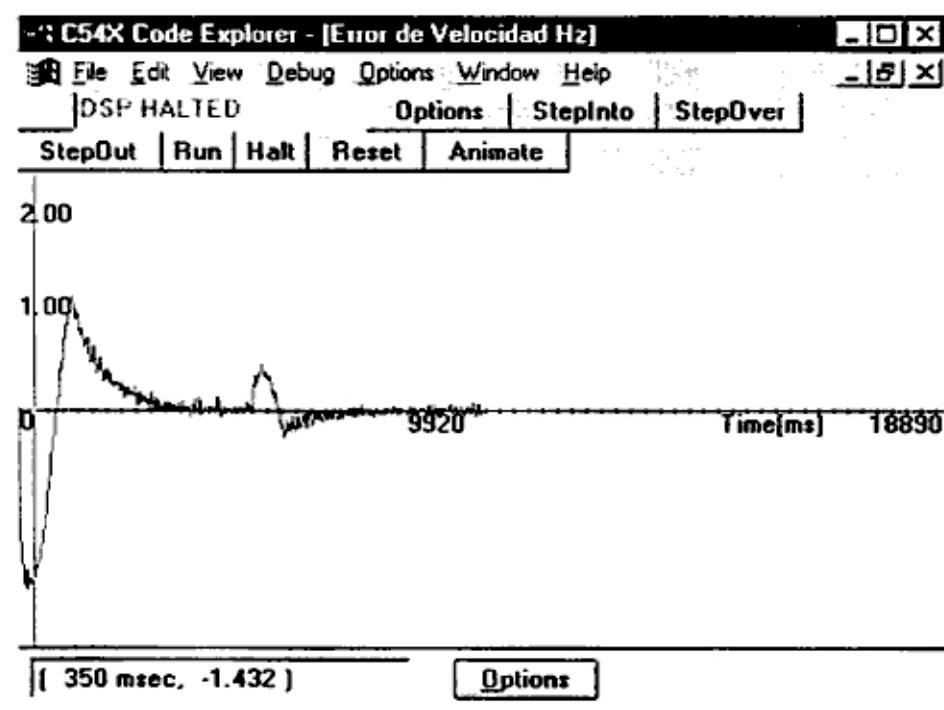


Figura 7.22. Error en el cambio de velocidad del motor (Hz).

En la figura 7.22 también se puede apreciar la tendencia del error de acuerdo a la dirección de cambio de velocidad, si la velocidad aumenta el error tiende a un valor negativo, lo cual indica que el motor está haciendo el esfuerzo para aumentar su velocidad pero que aún le falta un poco de torque para compensarlo, mientras que si la velocidad disminuye el error entonces tiende a ser positivo, lo que indicaría que en este caso el esfuerzo del motor serviría para tratar de detenerlo, aumentando la corriente para disminuir la inercia.

En la figura 7.23 y la figura 7.24 se puede observar la similitud entre la corriente de comando del controlador para el caso simulado y el real respectivamente, a los 5 segundos se nota el cambio de dirección de la corriente para el frenado del motor.

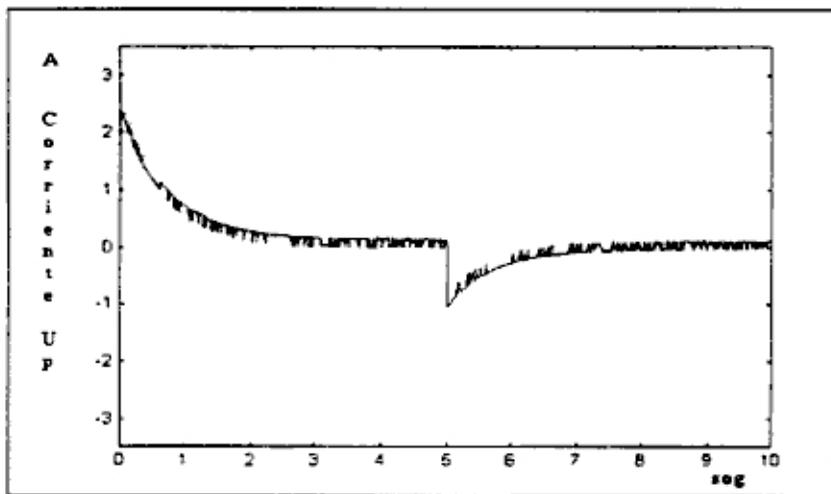


Figura 7.23. Corriente Up para el cambio de velocidad.

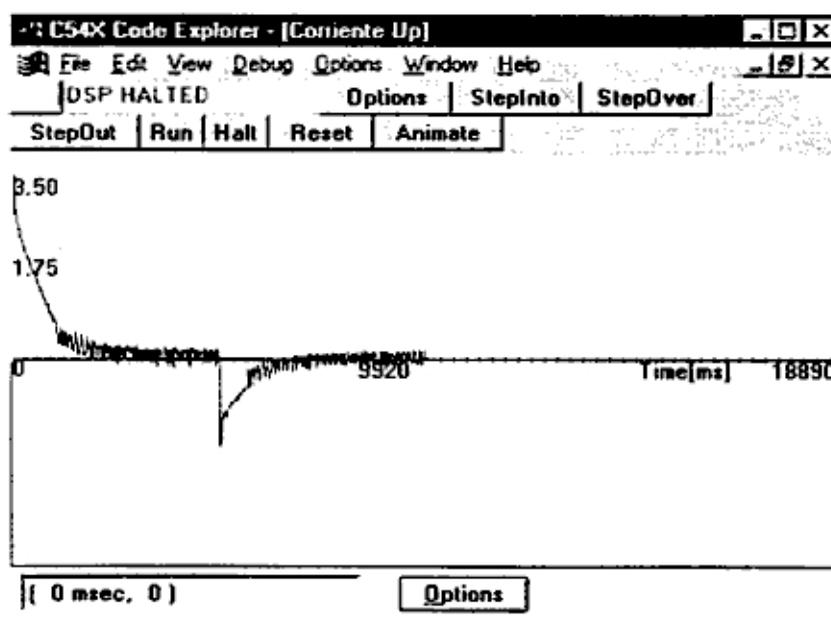


Figura 7.24. Corriente Up del motor real para el cambio de velocidad.

7.5 Robustez ante variación de Parámetros

En esta experimentación se va a probar la robustez del sistema ante la variación de parámetros, se ha diseñado un sistema simple de interruptores que conectan o desconectan resistencias e inductancias en serie, de modo que en un intervalo de tiempo de 10 segundos se puedan accionar las llaves y perturbar el sistema. Para esto se instalan resistencias de 10Ω que representan un cambio del 330% de la magnitud de la resistencia, y las inductancias de un valor aproximado de 0.5 mH, que representa el 10% de cambio.

Debido a que el cambio en la velocidad es prácticamente imperceptible se hace una comparación mediante las gráficas del error de la velocidad, una gráfica presenta el error para un arranque hasta 10 segundos sin variación de parámetros figura 7.25, y la otra presenta el error pero que a partir de los 6 segundos de iniciado el arranque se hace uso de los interruptores para variar los valores de los parámetros en pleno movimiento figura 7.26.

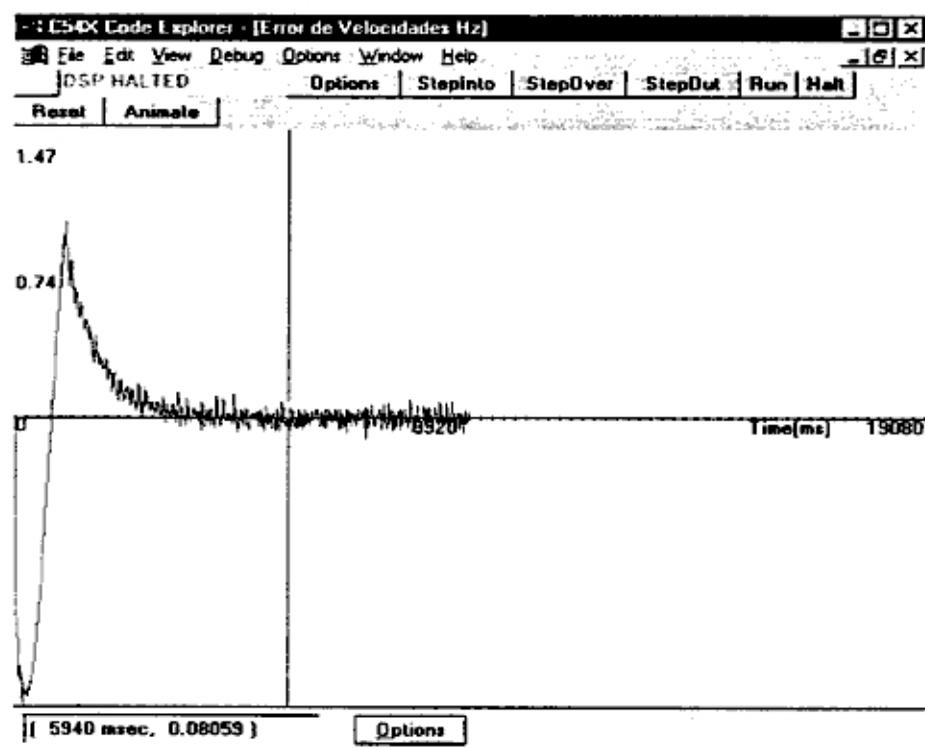


Figura 7.25. Gráfica del error sin variación de parámetros.

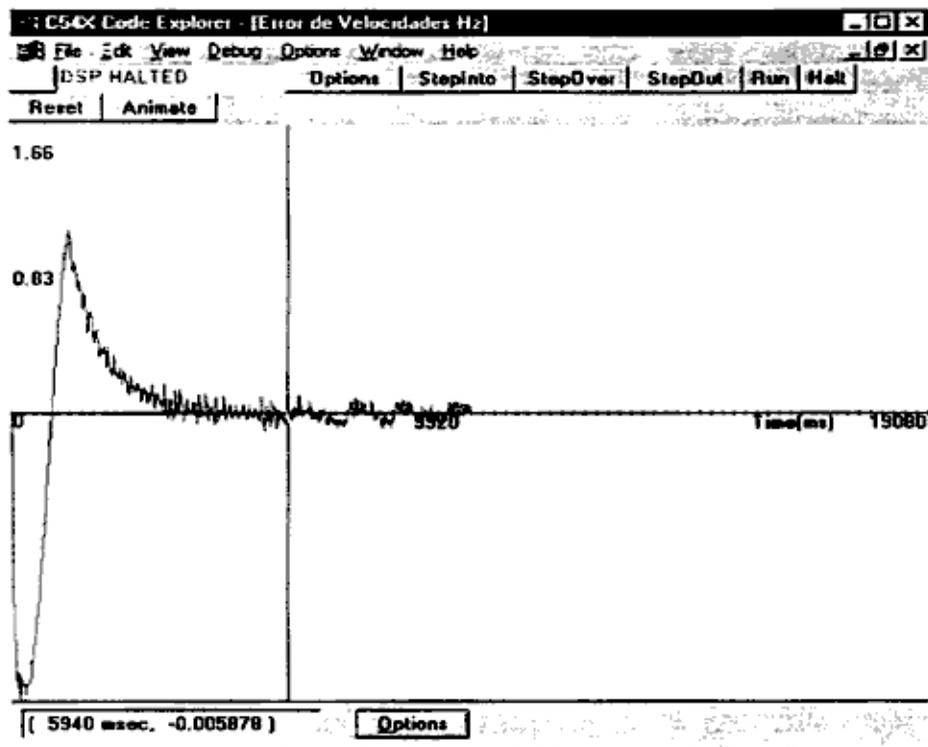


Figura 7.26. Gráfica del error con variación de parámetros $R=10$ ohm $L=0.0055$ H.

En la figura 7.26 se ve claramente como oscila el error a medida que se van accionando los interruptores, se efectuaron 4 interrupciones a lo largo de los 4 segundos (a partir del 6^{to} seg del arranque) variando la resistencia y la inductancia, debido a que la variación del error es menor a los 0.1 Hz la diferencia en la velocidad entre un sistema con variación y el otro sin variación de parámetros prácticamente no se puede distinguir, lo que estaría probando que se trata de un sistema de control robusto.

En las figuras 7.27 y 7.28 se hace una comparación de las corrientes de control similar a las anteriores gráficas, se puede observar la compensación de corriente cuando varían los parámetros del motor después de los 6 segundos. Si bien no aumenta la corriente de control en estos intervalos de pulsación de los interruptores, no se ve las conmutaciones de Up hacia abajo, sino que continúa inyectando corriente en dichos intervalos de manera constante.

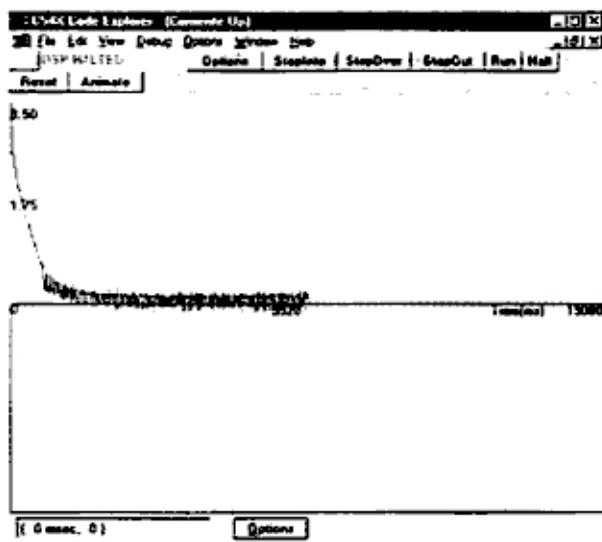


Figura 7.27. Corriente Up sin variación.

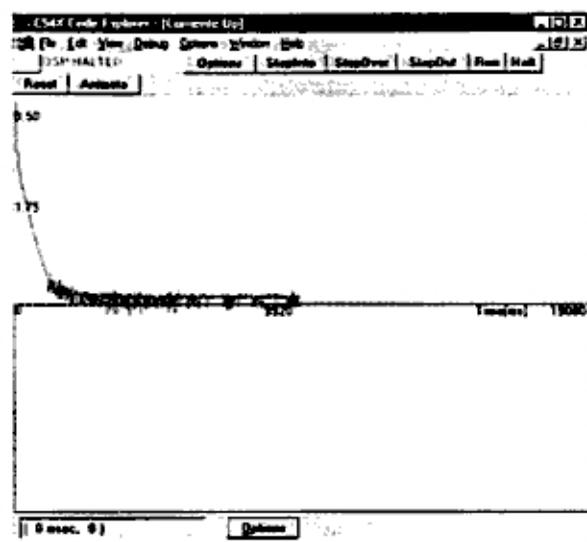


Figura 7.28 Up con variación de parámetros.

7.6 Perturbaciones Externas

De todas las experiencias realizadas anteriormente, las más interesantes por su aplicación son las de cargas o perturbaciones externas al motor, es aquí donde realmente se aprecia la función del controlador como regulador de velocidad, sobre todo por los ajustes que realiza para compensar los cambios repentinos de carga.

7.6.1 Cargas Nominales

Con cargas nominales se quiere decir que los valores de la perturbación están dentro de un rango razonable, como para que el motor no tenga que sobrepasar las limitaciones de corriente, además que estas perturbaciones deben de estar dentro de los límites del parámetro "f" de la ecuación (3.34).

La prueba de carga nominal consiste en la aplicación de una carga de 0.05 N.m al eje del motor después de que este ha efectuado un arranque hasta 35 Hz, similar a las pruebas anteriores, cuando el motor llega a los 35 Hz a los 4 segundos, se aplica repentinamente la carga externa, y el controlador comienza a trabajar compensando la corriente.

En la figura 7.30 se puede observar el momento de aplicación de la carga y la forma como varia la velocidad hasta que el controlador logra una estado más estable.

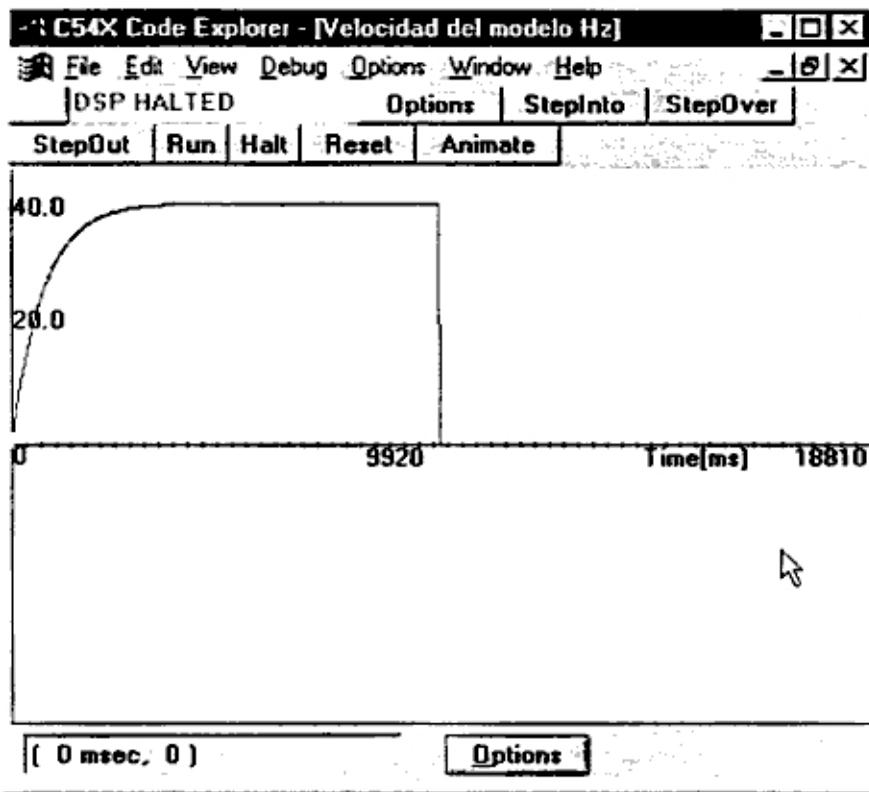


Figura 7.29. Velocidad sin aplicación de cargas.

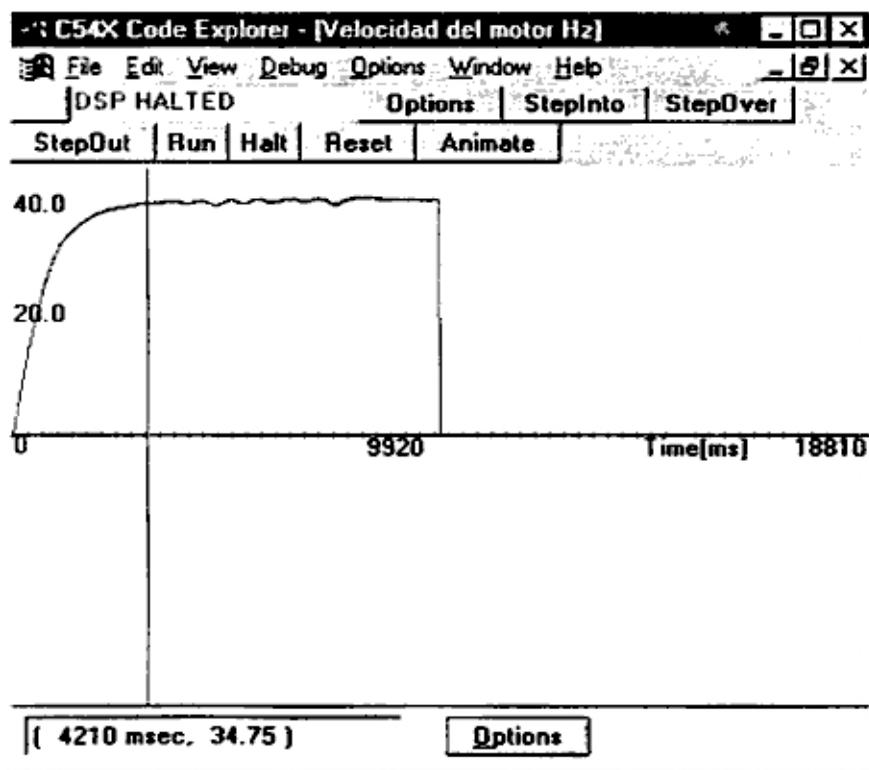


Figura 7.30. Aplicación de carga 0.05 N.m a los 4 segundo.

El error producido por la aplicación de la carga se puede observar en la figura 7.31, si bien el error es apreciable este no es mayor que el pico que se produce en el momento del arranque, de esta manera se prueba que el control IVSMFC puede controlar la perturbación sin mayor problema. La figura 7.32 presenta la corriente de control Up ante la perturbación.

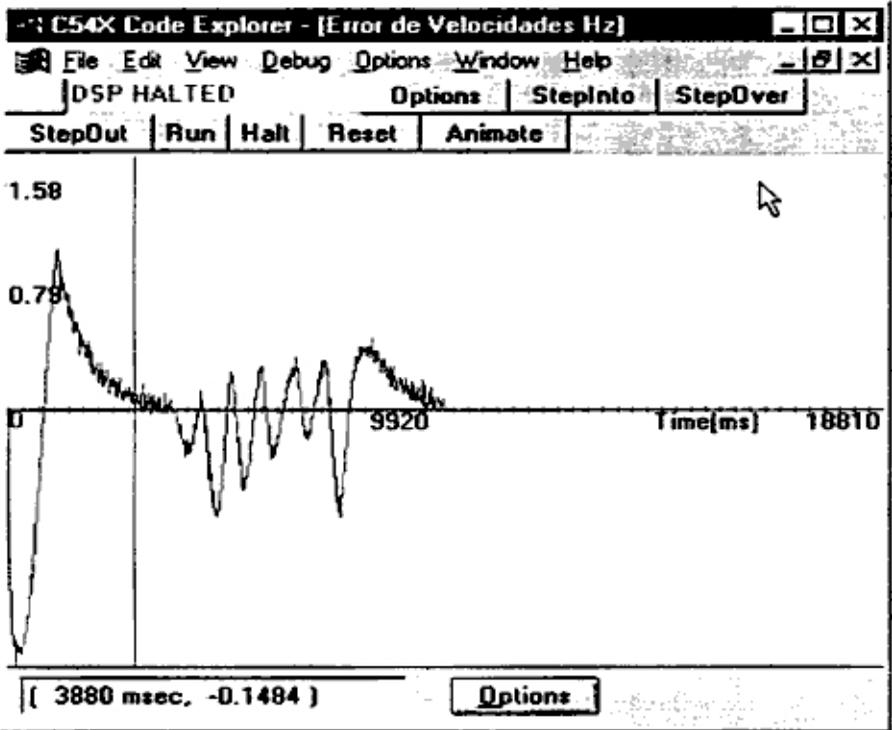


Figura 7.31. Error de velocidad con perturbación externa de 0.05 N.m.

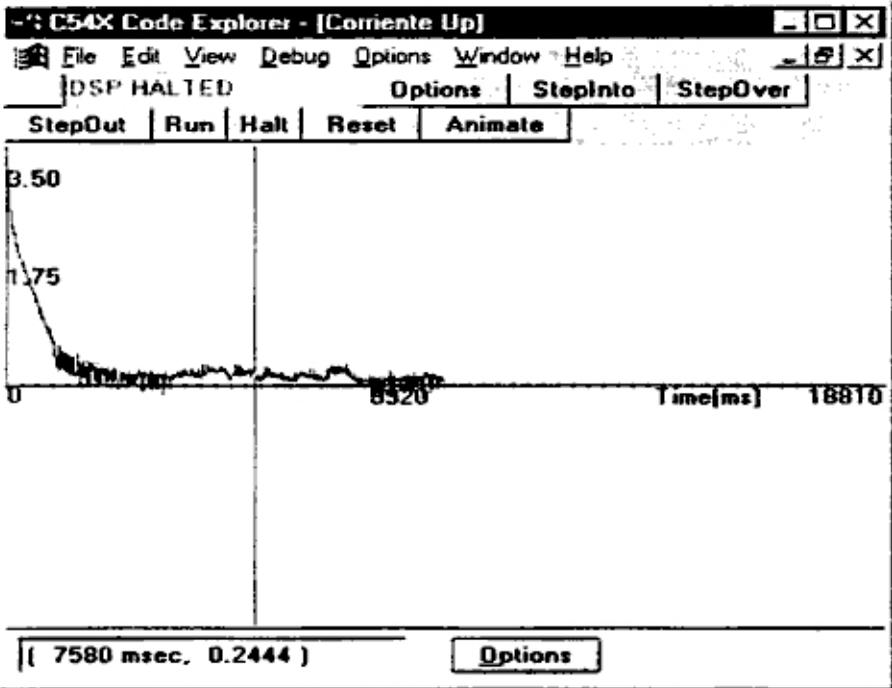


Figura 7.32. Corriente Up con perturbación externa de 0.05 N.m.

7.6.2 Cargas Mayores

Con cargas mayores se quiere decir que el motor va a ser expuesto a torques bastante grandes y que el error de la velocidad entre el motor y el modelo va a ser apreciable. En este tipo de perturbación la corriente de control no logra compensar la velocidad de forma satisfactoria porque el parámetro "f" ha sido sobrepasado. La carga aplicada para este caso es de 0.15 N.m. En las figuras 7.33-7.36 se aprecia el comportamiento del controlador ante estas eventos, a los 8 segundos se quita la carga y se deja que el motor compense su velocidad.

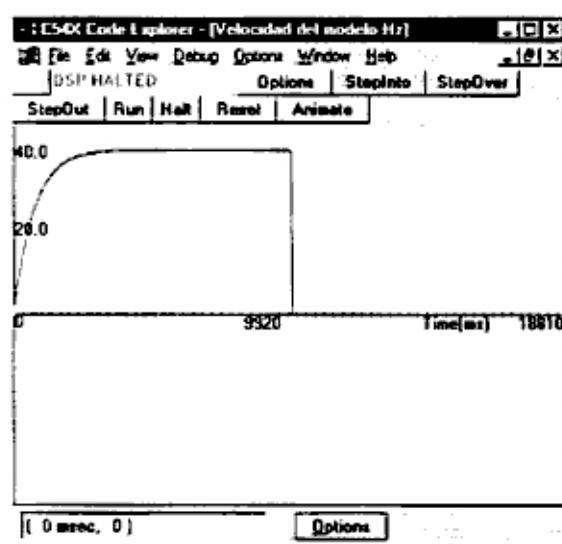


Figura 7.33. Velocidad del modelo.

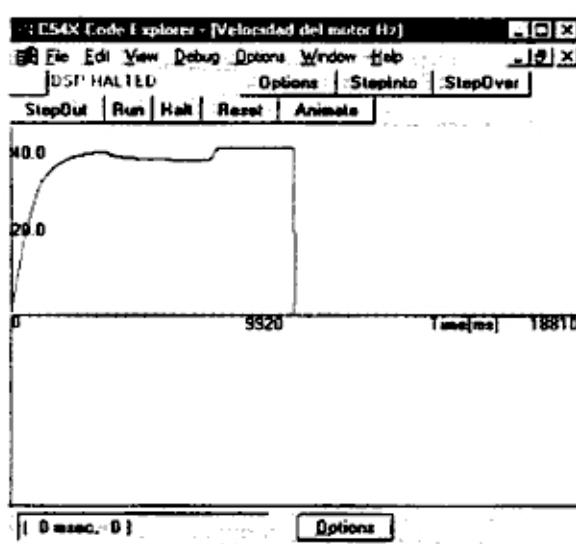


Figura 7.34. Velocidad del motor real.

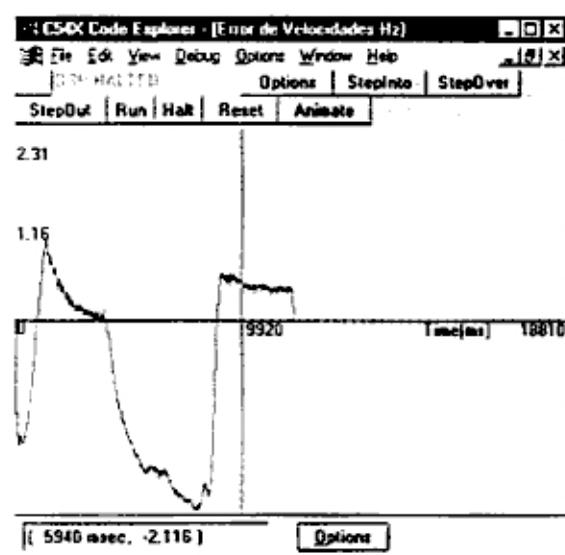


Figura 7.35. Error de Velocidad

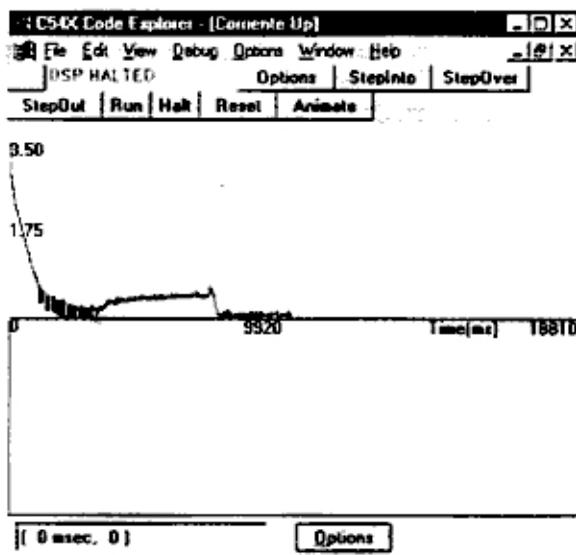


Figura 7.36. Corriente de control Up.

Capítulo 8

Conclusiones

8.1 Conclusiones de los resultados

- Este trabajo de Tesis presenta una estrategia de control de seguimiento de modelo con estructura variable integral IVSMFC, aplicado al control de velocidad de un motor Brushless. Se ha demostrado mediante la experimentación que este tipo de controladores permiten la regulación de velocidad de una manera bastante precisa, presenta una rápida respuesta ante los cambios y perturbaciones externas, y además prueba que es robusto ante la variación de los parámetros. El control de seguimiento de modelo permite definir una trayectoria de la velocidad que debe seguir la planta, por lo que el control IVSMFC se puede considerar como un variador de velocidad, la facilidad de poder controlar el movimiento dinámico del motor en el tiempo abre el campo de su utilización en las diferentes aplicaciones del control moderno.
- El Brushless de campo senoidal es un motor que tiene una serie de características que lo hacen mucho más versátil que los motores de escobillas, tiene mayor inmunidad en cuanto al ruido y presentan muchas ventajas en la construcción por tener el rotor en la parte exterior de su estructura, la forma de onda de corriente es continua con poco ruido y con pocas perturbaciones, lo que permite generar torques constantes y mantener una velocidad con bastante precisión.
- El uso de un convertidor controlado por corriente PWM permite obtener una rápida respuesta del sistema y ayuda a la simplificación del modelo del motor, el método de muestreo simétrico demuestra una sencilla pero precisa forma de controlar las corrientes de fase del motor. El método de control de la corriente utilizado es el de un control proporcional integral, lo que permite la convergencia rápida del error de corrientes a cero.
- Se consigue que el motor llegue a seguir de la manera más adecuada a un modelo de referencia, teniendo en cuenta las variaciones que pueden existir en los parámetros y la acción de cargas externas, tal como lo muestran los resultados experimentales y de simulación (Figuras Matlab y DSP), obteniéndose finalmente un sistema bastante robusto.

- El desarrollo de las nuevas tecnologías de los procesadores digitales de señales DSP's nos permiten la implementación de técnicas de control cada vez más complejas, en este trabajo se ha logrado desarrollar un software lo suficientemente integrado para permitir la construcción del sistema de desarrollo, el cual sirvió para la comprobación de los algoritmos de control IVSMFC, obteniéndose buenos resultados.
- La memoria compartida permite el uso de las mejores características de los dos procesadores, y los integra como si se tratase de un solo procesador, una de las ventajas principales de este sistema es que se pueden verificar los controles de errores por un DSP mientras que el otro esta llevando a cabo sus tareas de procesamiento. Incluso en caso de fallas uno de los procesadores puede apagar al otro y seguir trabajando con rutinas de contingencias.

8.2 Recomendaciones para trabajos futuros

1. El sistema de desarrollo elaborado permite la experimentación de diferentes algoritmos de control con solo cambiar el software de los DSPs y cambiando los drivers necesarios, se pueden controlar motores con escobillas (Ac,Dc), motores monofásicos , trifásicos etc.
2. El método utilizado para la modulación del PWM es el del método simétrico, se pueden probar otros tipos de modulación como el antisimétrico o incluso la modulación vectorial para motores trifásicos, el hardware para este tipo de modulación se encuentra ya instalada en el F240 y puede ser controlada por software.
3. El control de estructura variable tiene limitaciones en cuanto a la capacidad de corriente que puede soportar el motor, cuando se hace la comparación de modelo con la planta entonces el controlador envía toda la corriente necesaria para compensar la diferencia de velocidades, sin tener en cuenta que la cantidad de corriente generada puede quemar el motor, existen varias alarmas y controles de error que no permiten que esto suceda, sin embargo existe la posibilidad de establecer un dominio en las ecuaciones que rigen las ecuaciones de error del IVSMFC, un trabajo futuro puede basarse en las ecuaciones

establecidas en este trabajo y hacer un estudio de las posibles fallas de exceso de corriente.

4. El motor utilizado en la experimentación es un motor Brushless de 2 polos, por sus características físicas el control de 2 polos está menos expuesto a la falta de precisión de la posición cuando se genera el campo senoidal, esto es por el número de ventanas del sensor de posición, a mayor número de polos mayor debe ser el número de ventanas del encoder. Se puede realizar un estudio de las consecuencias del aumento de número de polos del motor en la precisión de las formas de ondas de corriente en el PWM.
5. Una de las ventajas de la utilización del procesador TMS320C542 es la facilidad para realizar operaciones simultáneas y la resolución de operaciones de punto flotante emulada, sin embargo el uso de un procesador de punto flotante nativo ayudaría en gran medida a disminuir el tiempo de proceso, debido a que la mayoría de operaciones que se realiza en este procesador es de resolución de exponenciales en punto flotante, la ventaja del C542 es su bajo costo comparado con los de punto flotante.
6. Se recomienda el uso de los sensores de efecto de campo, este tipo de sensores no necesita estar conectado a los conductores que estén siendo medidos, por lo que se reduce el ruido producido por las conmutaciones de los Mosfets en las fuentes.
7. Se debe observar con detenimiento todas las conexiones de tierra para el correcto funcionamiento de las fuentes, es preferible utilizar fuentes separadas para las que suministran tensión a los procesadores de las que suministran tensión a los Mosfets.

Bibliografia

- [1] Texas Instruments, "DSP solutions for Brushless DC motors", Application Note number BPRA 055, March 1997.
- [2] Takeshi Furuhashi, "A position and velocity sensorless control for Brushless using an Adaptive sliding mode observer", IEEE Trans. on Power Electronics, Vol 39., No 02, pp 89-95, April 1992
- [3] Pragasen Pillay, "Modeling, Simulation of Permanente Magnet Drives PII", IEEE Transaction on Industry Aplications, Vol 25, No 2, pp 274-279, March/April 1989.
- [4] Texas Instruments, "Implementation of a speed controllerd BrushlessDC drive using TMS320F240", Application Note number BPRA 064, July 1997.
- [5] TzuenLihCher,JeromeChang,Geng-Kwei , "DSP-Based IVSMFC for Brushless DC Motor Drivers", Trans. on Power Electronics, Vol 12. No 01, pp 53-63, January 1997.
- [6] Atsuo Kawamura;"Chattering Reduction of disturbance observer based sliding mode control", IEEE Transaction on Industry Aplications, Vol 30. No 02, pp 456-461, March 1994.
- [7] Vadim . Utkin;"Sliding mode control design principles and applications to electric drives", IEEE Transaction on Industry Aplications, Vol 40. No 01, pp 23-35, Febrary 1993.
- [8] TzuenLihCher,JeromeChang,Geng-Kwei;"Discrete integral variable structure model following control for induction motor drivers", IEE Proc. Electr. Power Appl. Vol 143 No 6, pp 467-474, November 1996.

- [9] J. Hung, R.M. Nelms, P Stevenson; "An Output Feedback Sliding Mode Speed Regulator for DC Drives", IEEE Transaction on Industry Applications, Vol 30. No 03, pp 691-698, May 1994.
- [10] Texas Instruments; "TMS320F240 Reference guide", Reference guide Note number SPRU160c. June 1999.
- [11] Texas Instruments; "TMS320C542 Reference Set", Reference guide Note number SPRU131c, October 1996.
- [12] S.R.Bowes,R.R. Clements; "Computer Aided design of PWM Inverters", IEE PROC Vol 129 Pt.B No 1,pp 1-17,January 1982.
- [13] S.R.Bowes,Y.S.Lai; "Investigation into optimising H.S.FR. regular sampled PWM control for drives and static power converters", IEE PROC Vol 143 Pt.B No 1, pp 281-293, January 1982.
- [14] Khaled E. Addoweesh, William Shepperd; "Induction motor speed control using a micoprosesor based PWM inverter" IEEE Transaction on Industry Applications, Vol 36. No 04, pp 516-522 , November 1989.
- [15] D.M. Brod and D.W. Novotny; "Current control of VSI-PWM inverters", IEEE Trans. Ind. Applicat., Vol. IA-21, pp. 562-570, November 1985.