

Adecuación y caracterización experimental para un prototipo de laboratorio que realiza control de
velocidad en una maquina de inducción

Sergio Andrés Moreno Sánchez, Sergio Nicolás Pinilla Cañón

Trabajo de Grado para optar al título de Ingeniero Electrónico

Director

Ricardo Alzate Castaño

Doctorado en Ingeniería Informática y Automática

Universidad Industrial de Santander

Facultad de Ingenierías Fisicomecánicas

Escuela de Ingenierías Eléctrica, Electrónica y de Telecomunicaciones

Bucaramanga

2019

Dedicatorias

Dedico este trabajo de grado a Dios, ya que él siempre esta presente en mi camino y con su voluntad y ayuda he llegado a este punto.

A mis queridos padres Raúl Ignacio Moreno Norato y Flor Marina Sánchez Ramírez por su apoyo incondicional, sus consejos, su infinito amor y toda la paciencia que han tenido conmigo.

A mis hermanos Felipe y Edison Moreno Sánchez, quienes son un motivo para seguir adelante día a día.

Sergio Andrés Moreno Sánchez

Dedico mi tesis de grado a mi Padre Luis Humbeto Pinilla que estando en vida fue mi más grande apoyo, a mi madre Luz Consuelo Cañón quien me enseñó que a pesar de las adversidades siempre podré encontrar la mejor solución y a mis hermanos David y Eylenth Pinilla quienes me motivan día a día para llegar a cumplir mis metas.

Sergio Nicolas Pinilla Cañón

Agradecimientos

Los autores agradecemos a Dios, por permitirnos culmina con exito este proyecto.

Ademas realizamos un reconocimiento y agradecimiento importante a nuestro director de trabajo de grado, Ricardo Alzate Castaño por el arduo empeño y dedicación que tubo en la guía de esta tesis de grado.

Tabla de Contenido

Introducción	15
1. Objetivos	20
2. Circuito de accionamiento	21
2.1. Sistema experimental original	21
2.1.1. Tarjeta de potencia	22
2.1.2. Etapa de control	24
2.1.3. Etapa de acondicionamiento y aislamiento de señales	24
2.2. Modificaciones realizadas al prototipo	25
2.3. Verificación de funcionamiento del sistema	29
2.3.1. Generación de los pulsos de disparo	31
2.3.2. Pruebas con carga resistiva	33
2.3.3. Pruebas con máquina de inducción	35
3. Control de velocidad	38
3.1. Variador de frecuencia	38
3.2. Elementos adicionales del lazo	40
3.2.1. Encoder rotativo	40

3.2.2. Perturbación mecánica	42
3.2.3. Acondicionamiento de señal	42
3.3. Cierre de lazo y acciones de control	43
3.3.1. Caracterización del sistema en lazo abierto	44
3.3.2. Acción de control proporcional	46
3.3.3. Acción de control proporcional-integral	47
3.4. Comentarios finales	55
4. Conclusiones	56
5. Recomendaciones	58
6. Trabajo futuro	58
Referencias Bibliográficas	58
Apéndices	62

Lista de Figuras

Figura 1.	Esquema de control de velocidad en una máquina eléctrica	16
Figura 2.	Esquema general para prototipo implementado en Tasco Quintero and Rojas Jiménez (2013)	18
Figura 3.	Etapas de potencia para prototipo implementado en Tasco Quintero and Rojas Jiménez (2013)	24
Figura 4.	Esquema general para unidad de control MC3PHAC empleada en Tasco Quintero and Rojas Jiménez (2013)	25
Figura 5.	Dispositivo para proceso de señales y control	27
Figura 6.	Encoder incremental AUTONICS E50S8-600-3-T-24	28
Figura 7.	Diagrama esquemático para circuito de acople del encoder	29
Figura 8.	Esquema funcional para circuito implementado	29
Figura 9.	Diagrama esquemático final para circuito diseñado e implementado	30
Figura 10.	Ilustración para PWM de un solo ancho de pulso, tomado de Rashid (2001)	32
Figura 11.	Ilustración para señales PWM generadas	34
Figura 12.	Ilustración tiempo muerto entre señales	34
Figura 13.	Montaje experimental para carga resistiva	35
Figura 14.	Tensiones en la carga para variaciones de ciclo útil del PWM	36
Figura 15.	Relación V/f ante diferentes valores de ciclo útil del PWM	37

Figura 16.	Variador de frecuencia comercial empleado en el lazo de control	40
Figura 17.	Diagrama de conexiones	41
Figura 18.	Realización experimental para sistema con perturbación mecánica	43
Figura 19.	Efecto de perturbación en lazo abierto	44
Figura 20.	Efecto de filtrado en señal sensada: (a) original, (b) filtrada	45
Figura 21.	Relación entrada salida del sistema en estado estacionario	46
Figura 22.	Esquema de control para acción proporcional	47
Figura 23.	Respuesta control proporcional para diferentes k_p	48
Figura 24.	Esquema de control para acción proporcional-integral (PI)	49
Figura 25.	Respuesta escalón en lazo abierto experimental y modelo	50
Figura 26.	Simulación respuesta escalón en lazo abierto y controlada	53
Figura 27.	Respuesta proporcional-integral valores calculados y sintonizados	54
Figura 28.	Diagrama funcional PWM en TMS320F2837xD	62
Figura 29.	Apariencia de interfaz para CCS	72
Figura 30.	Ventana de creación de proyecto en CCS	73
Figura 31.	Ventana de configuración de proyecto en CCS	74
Figura 32.	Definición e inicialización de variables globales	75
Figura 33.	Configuración de módulos ePWM	76
Figura 34.	Rutina principal	77
Figura 35.	Rutina de servicio de interrupción	78

Figura 36.	Subrutina de interrupción	78
Figura 37.	Rutina para captura de datos del encoder	79
Figura 38.	Rutina para filtrado de señal sensada	80

Lista de Tablas

Tabla 1.	Parámetros de placa del motor empleado en Tasco Quintero and Rojas Jiménez (2013)	23
Tabla 2.	Comparación parámetros transistores IGBT	26
Tabla 3.	Especificaciones técnicas para encoder incremental	28
Tabla 4.	Características técnicas variador <i>SIEMENS SINAMICS G110</i>	39

Lista de Apéndices

	pág.
Apéndice A. Configuración para PWM en TMS320F2837xD	62
Apéndice B. Introducción al CODE COMPOSER STUDIO (CCS)	69

Resumen

Título: Adecuación y caracterización experimental para un prototipo de laboratorio que realiza control de velocidad en una maquina de inducción *

Autor: Sergio Andrés Moreno Sánchez, Sergio Nicolás Pinilla Cañon **

Palabras Clave: Control de velocidad, encoder incremental, inversor trifásico, modulación de ancho de pulso.

Descripción: El presente trabajo de grado aborda la adecuación de un prototipo de laboratorio para realizar control de velocidad en lazo cerrado sobre un motor de inducción trifásico. Inicialmente se presenta la actualización de componentes obsoletos sobre un prototipo existente, seleccionando reemplazos en el mercado local para los transistores de potencia y proponiendo un dispositivo de control que permita programar rutinas genéricas basadas en pulsos de disparo modulados en ancho de pulso. Posteriormente se realiza el estudio y configuración de las señales de activación del puente inversor trifásico, desarrollando pruebas iniciales sobre una carga resistiva. Sin embargo, se manifiestan algunos inconvenientes al momento de conectar la carga inductiva correspondiente con la máquina de inducción, razón por la cual se procede a reemplazar el inversor trifásico por un variador comercial con el cual se diseña e implementa un lazo de control PI que permite regular la velocidad de rotación del sistema, ante perturbaciones mecánicas aplicadas a una caja de engranajes acoplada al eje del motor. Trabajo complementario incluye agregar protecciones contra corrientes inversas en los transistores de potencia para realizar el gobierno del motor directamente desde el inversor trifásico y el estudio de técnicas avanzadas de control de motores como el vectorial de campo orientado o el directo de par.

* Trabajo de grado

** Facultad de Ingenierías Físico-Mecánicas. Escuela de Ingenierías Eléctrica, Electrónica y telecomunicaciones. Director: Ricardo Alzate Castaño, Doctorado en Ingeniería Informática y Automática.

Abstract

Title: Setting-up and characterization of an experimental rig for speed control of an induction machine *

Author: Sergio Andrés Moreno Sánchez, Sergio Nicolás Pinilla Cañón **

Keywords: Incremental encoder, pulse width modulation, speed control, three phase inverter.

Description: In this work a set of procedures for an efficient operation of an experimental prototype aimed at controlling the speed of a three-phase induction machine are presented. First of all, an up-to-date of the obsolete components included in an existing experimental rig was performed by selecting power transistors available in the local market and proposing a control device allowing to program in a desired manner signal patterns for activation of inverter branches via multi channel pulse-width-modulation. In accordance, preliminary tests on a resistive load were successfully performed for varying the power delivered by a three-phase inverter. However, the behavior of the system was decreased after connecting the inverter to the induction machine (inductive load) suggesting the replacement of the driver by a commercial device, allowing the designing and implementation of a control loop for speed regulation based on a proportional-integral algorithm with parameters calculated from a model-based method, rejecting effects of mechanical disturbances applied into a gear-box coupling the motor axis with the encoder sensing the rotation speed. Ongoing work includes a protection scheme to avoid inverse currents to destroy power transistors with inductive loads and the study of advanced approaches for machine control like field oriented and direct torque techniques.

* Bachelor Thesis

** Facultad de Ingenierías Físico-Mecánicas. Escuela de Ingenierías Eléctrica, Electrónica y telecomunicaciones. Director: Ricardo Alzate Castaño, Doctorado en Ingeniería Informática y Automática.

Introducción

Según el diccionario de la lengua española (www.rae.es), una máquina es un conjunto de elementos móviles y fijos cuyo funcionamiento posibilita aprovechar, dirigir, regular, transformar energía, o realizar un trabajo con un fin determinado. Existen diversos tipos de máquinas tales como térmicas, neumáticas, hidráulicas y eléctricas.

Una máquina eléctrica es un dispositivo capaz de convertir la energía mecánica en energía eléctrica y viceversa. Si el dispositivo convierte la energía mecánica en energía eléctrica se denomina generador y motor si es lo contrario. Por lo general las máquinas eléctricas utilizan campos magnéticos para convertir de una a otra forma la energía (Chapman, 2000). El motor trifásico de corriente alterna ha adquirido un amplio uso en la industria en aplicaciones como el transporte (carros eléctricos, bicicletas eléctricas y ascensores) y a nivel de maquinaria (electrobombas, ventiladores, bandas transportadoras, grúas, brazos robotizados), entre otros.

Una de las principales razones por las cuales se prefiere a la máquina eléctrica respecto a las de combustión, es el factor ambiental y de polución debido al uso de energías limpias. También es resaltable el desempeño superior de una máquina eléctrica en términos de eficiencia energética y por ende un uso más racional y eficiente de la energía (Hart, 2001).

De otro lado, para operar una máquina eléctrica ya sea en modo manual o automático, se requiere

de un esquema de accionamiento eléctrico que dosifique la potencia entregada en los bornes de alimentación del dispositivo. Esto es realizado por elementos contactores (Puig Torres, 2001) y dispositivos de electrónica de potencia (Rashid, 2001).

El esquema básico de un control de velocidad para una máquina eléctrica se presenta en la Fig. 1. De dicho esquema se destacan elementos de control, actuación y sensado, además de perturbaciones de torque o de carga mecánica. Para el sensado se emplean generalmente dispositivos de tipo encoder o tacogeneradores; la actuación corre por cuenta de variadores de frecuencia y el control se realiza vía autómatas programados en PLC o soluciones embebidas microcontroladas (Gil, 2010).

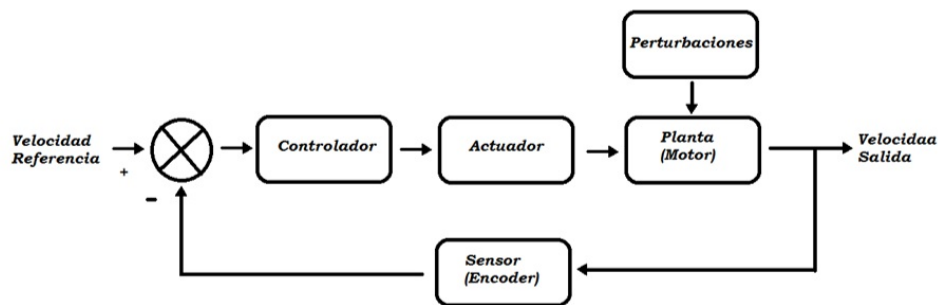


Figura 1. Esquema de control de velocidad en una máquina eléctrica

A pesar de la importancia de las máquinas eléctricas en el ámbito industrial y a las posibilidades laborales que estas ofrecen para egresados de programas de ingeniería, son pocos los recursos de inversión que una institución educativa (principalmente de carácter público) dispone

para dotación de laboratorios de formación en esta clase particular de competencias técnicas.

En Colombia se han desarrollado proyectos de grado en Universidades que buscan dar una solución a las carencias de infraestructura en laboratorios, proponiendo trabajos como: Piedrahita (2013) en la Universidad Tecnológica de Pereira donde se diseñaron módulos de entrenamiento para apoyar la enseñanza de la electrónica analógica; Garzon (2007) en la Universidad de la Salle con la puesta en marcha de un módulo de ensamble del laboratorio de robótica y sistemas integrados de manufactura. En este contexto, la Universidad Industrial de Santander, y más particularmente la escuela de ingenierías Eléctrica, Electrónica y de Telecomunicaciones (E3T), posee un laboratorio para el entrenamiento en uso y operación de los principales tipos de máquinas eléctricas, que data sin embargo de los años 80 y permite realizar operaciones principalmente de tipo manual y en lazo abierto (Corredor et al., 2013). A pesar de ello, algunos esfuerzos individuales se han realizado por instrumentar y adecuar equipos en tareas de control realimentado de máquinas eléctricas, entre los cuales se destacan: Contreras Rincón et al. (2016) que realiza el desarrollo de un banco de pruebas para un motor de inducción trifásico; Contreras Vollamizar and Sanchez Rodriguez (2010) en la creación de guías y módulos de laboratorio para la asignatura diseño de máquinas II en el programa de ingeniería mecánica y Muñoz Suárez et al. (2013) donde se diseñó un prototipo de laboratorio en el cual se puede ejecutar una acción de control PID a un motor de inducción.

Adicionalmente, en Tasco Quintero and Rojas Jiménez (2013) se desarrolló e implementó un prototipo para verificación experimental en lazo abierto del control de velocidad para una

máquina de inducción, empleando un microprocesador de propósito específico. En este trabajo se construyó el circuito variador de frecuencia y adicionalmente, se realizó una interfaz LabView para acceder a las principales señales del lazo de control. En la Fig. 2 se incluye una ilustración para el sistema final implementado, indicando sus principales etapas. De este desarrollo, y comparando con el esquema general presentado en la Fig. 1, se observa que el sistema experimental no fue sometido a perturbaciones del entorno y por tanto se considera importante incorporar esta información para estudios complementarios de acciones de control.

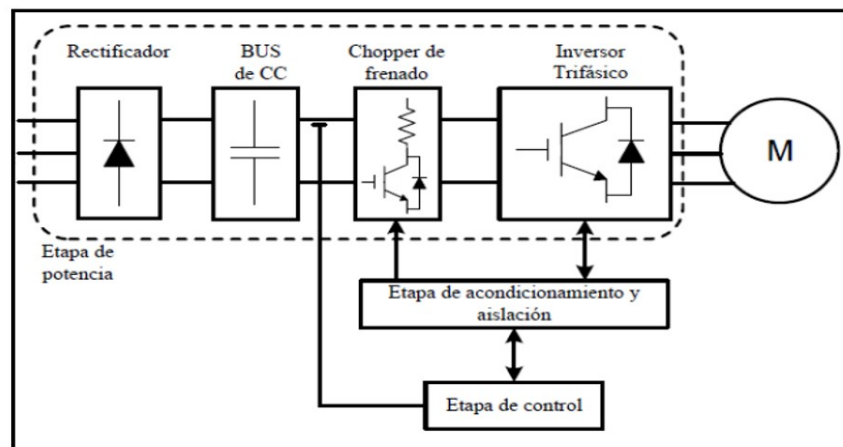


Figura 2. Esquema general para prototipo implementado en Tasco Quintero and Rojas Jiménez (2013)

El presente proyecto de grado busca complementar los desarrollos anteriores, mediante la construcción de un prototipo de laboratorio que permita verificar el desempeño de algoritmos embebidos para estrategias de control en una máquina de inducción sometida a perturbaciones.

Planteamiento del problema

El mundo actual experimenta una necesidad en su industria por suplir elevadas cargas de trabajo con el menor esfuerzo en términos de energía y además con reducido impacto ambiental. En este contexto, las máquinas eléctricas se consolidan como una interesante solución abarcando tanto casos simples en baja potencia como complejos a escala industrial.

Se hace por tanto necesario formar competencias en los estudiantes de ingeniería al respecto del control y la operación de las máquinas eléctricas. Todo esto contrasta con una carencia de equipos debidamente instrumentados y adecuados para analizar el comportamiento de lazos de control en máquinas eléctricas sometidas a la acción de perturbaciones en el entorno.

A partir de ello, se generan las siguientes inquietudes: ¿Es posible construir un prototipo de bajo costo que permita experimentar acciones de control realimentado para una máquina de inducción sometida a perturbaciones de torque? ¿Podría acondicionarse dicho prototipo para el estudio de algoritmos de control clásico y moderno? ¿Podría recrearse en dicho prototipo un problema de control a escala en la industria regional?

El presente trabajo de grado orienta sus esfuerzos a responder estas inquietudes, buscando proveer insumos para el fortalecimiento de la línea de investigación en operación, control e instalación de sistemas de energía eléctrica del grupo de investigación GISEL de la E3T-UIS.

1. Objetivos

Objetivo general

Implementar un control de velocidad en lazo cerrado para una máquina de inducción, sobre el prototipo experimental desarrollado por Tasco et al en Tasco Quintero and Rojas Jiménez (2013).

Objetivos específicos

Configurar un encoder incremental para cerrar el lazo de control de velocidad en el prototipo de laboratorio desarrollado por Tasco et al en Tasco Quintero and Rojas Jiménez (2013);

Realizar pruebas experimentales para obtener la respuesta del sistema ante un escalón;

Calcular los parámetros para un controlador PID en el sistema.

2. Circuito de accionamiento

Un *driver* es un circuito o sistema empleado para proporcionar la potencia de alimentación de una máquina. En el caso de *máquinas eléctricas*, el circuito *driver* se constituye de una etapa de electrónica de potencia (Rashid, 2001) con topología que depende de las características particulares para el tipo de máquina bajo operación (i.e. motor o generador, corriente continua o directa, síncrono o asíncrono).

El presente *Capítulo* abordará la descripción del circuito *driver* constituido por *Tasco et al* en Tasco Quintero and Rojas Jiménez (2013) y adicionalmente incluirá el detalle de todas las modificaciones que fueron necesarias para reacondicionar la funcionalidad de dicho dispositivo al caso de estudio considerado en este trabajo de grado.

2.1. Sistema experimental original

El *control de máquinas eléctricas rotativas* parte de una apropiada polarización de los circuitos de campo y armadura para proveer la energía necesaria en los procedimientos de inducción electromagnética, que a su vez, hacen viable la transformación (para el caso de motores) de la potencia eléctrica de alimentación aplicada en el estator, en potencia mecánica a manera de *torque* y *velocidad* en el rotor (Chapman, 2000).

Particularizando al caso de máquinas de *inducción* tipo *Jaula de Ardilla*, el hecho de tener cortocircuitados sus devanados de *rotor* implica que el control de movimiento para este tipo de

motor sea manipulado exclusivamente a partir de la forma de onda en sus terminales de *estator*. Por tanto, se reportan en la literatura estrategias modernas de control de tipo escalar como la técnica *V/f* y vectorial como el *control de campo orientado* y el *directo de par* (Sarmiento and López, 2006).

En cualquiera de los casos anteriores, el elemento importante para implementación de la técnica de control corresponde con un circuito *convertidor DC-AC* (o *inversor*) constituido por brazos o segmentos de conmutación, cuyo patrón de accionamiento viene preprogramado a partir de algoritmos de modulación y control (Rashid, 2001).

A partir de ello, la Fig. 2 ilustra el diagrama de bloques general para el esquema de accionamiento y control de un motor de inducción jaula de ardilla implementado por Tasco *et al* en Tasco Quintero and Rojas Jiménez (2013), permitiendo destacar tres etapas principales: a) potencia, b) control y c) acondicionamiento y aislamiento de señales.

2.1.1. Tarjeta de potencia. La tarjeta de potencia diseñada en Tasco Quintero and Rojas Jiménez (2013) se basa en el diagrama esquemático de la Fig. 3, compuesto a su vez por los siguientes elementos:

- *Convertidor AC/DC*. Suministra la tensión del bus de corriente continua a partir de un puente rectificador de onda completa trifásico, constituido por dos rectificadores monofásicos KBPC1004 de WTE Power Semiconductor, para una corriente de 10 [A] suficiente para la carga de arranque del motor. Los datos de placa del motor se presentan en la Tabla 1.

Tabla 1

Parámetros de placa del motor empleado en Tasco Quintero and Rojas Jiménez (2013)

Parámetro	Valor
Potencia	0.4 [HP]
Voltaje	220 Δ / 440 Y [V]
Frecuencia	60 [Hz]
Fases	3
Corriente a plena carga	1.6 / 0.8 [A]
Velocidad	1640 [rpm]
Factor de potencia	0.77

- *Inversor*. Encargado de realizar la conversión de alimentación de corriente directa a corriente alterna trifásica, a partir de una topología de puente trifásico constituida por 6 transistores bipolares de puerta aislada (IGBT) marca *IRF* de referencia IRG4PC40UD, los cuales soportan 20 [A] a 600 [V].
- *Resistencia de precarga*. Para reducir el pico de corriente en el arranque, se emplea una resistencia de alta potencia (100 Ω a 10 W) para regular la carga del banco de capacitores. Dicha resistencia se activa o desactiva a través de un relé.
- *Esquema de frenado*. La tensión en el bus de corriente continua a la entrada del inversor se reduce buscando realizar un frenado del motor, a partir de un transistor IGBT marca *IRF* de referencia IRG4PC40UD y una resistencia de 25 Ω a 10 W.
- *Dispositivos de sensado*. Se emplearon *transductores de corriente* marca *LEM* de referencia LA 55-P sobre las tres líneas de entrada de alimentación al motor y un *sensor de voltaje* de marca *LEM* y referencia LV 20-P para sensar el voltaje de corriente continua a la entrada del

inversor, todo esto con el fin de determinar las condiciones de activación para el esquema de frenado.

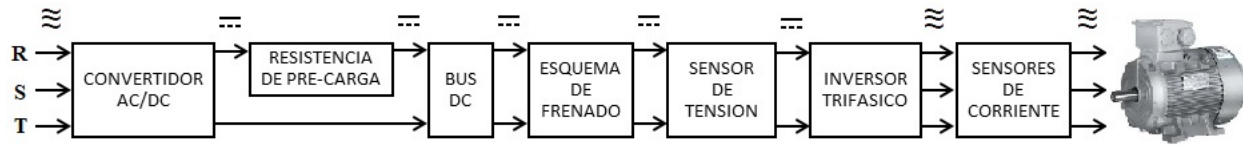


Figura 3. Etapa de potencia para prototipo implementado en Tasco Quintero and Rojas Jiménez (2013)

2.1.2. Etapa de control. Como esquema de control se considera el circuito encargado de producir las señales de activación en las compuertas de los IGBT en el inversor de potencia.

Para ello en Tasco Quintero and Rojas Jiménez (2013) se selecciona un microprocesador de propósito específico (*Freescale MC3PHAC*), construido para realizar control escalar (V/f) en motores de inducción trifásicos a partir de 6 señales PWM y un pin de control de frenado. Un esquema de conexión para el dispositivo se presenta en la Fig. 4, donde además se ilustran los parámetros de entrada configurables correspondientes con: sentido de giro, velocidad, aceleración y frecuencia de PWM, entre otros. En Tasco Quintero and Rojas Jiménez (2013) estos valores fueron configurados en modo local empleando potenciómetros, como también a través de un aplicativo desarrollado en *LabView*.

2.1.3. Etapa de acondicionamiento y aislamiento de señales. Tomando en cuenta que las señales PWM entregadas por el MC3PHAC se encuentran en el rango 0-5 [V] y que el voltaje de activación entre emisor y compuerta de los IGBT empleados en el inversor es 15 [V],

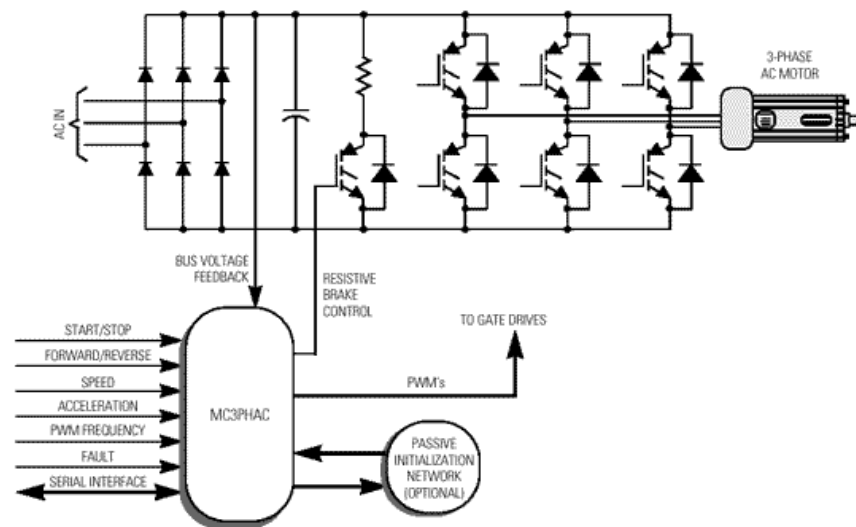


Figura 4. Esquema general para unidad de control MC3PHAC empleada en Tasco Quintero and Rojas Jiménez (2013)

fue necesario emplear una etapa de acondicionamiento a partir del convertidor DC/DC elevador *VBSD-S5-S15*, que básicamente es una fuente con tensión de entrada de 5 [V] y salida de 15 [V] / 67 [mA].

De otro lado, para proteger sobrecargas eléctricas sobre los circuitos de mando fue necesario el aislamiento de tierras a través del optoacoplador *HCPL-3120*, que además es un *driver* de potencia para IGBT.

2.2. Modificaciones realizadas al prototipo

El trabajo de grado desarrollado por *Tasco et al* en Tasco Quintero and Rojas Jiménez (2013) fue concluido en el año 2013. Para el día de hoy tanto el dispositivo de control (*MC3PHAC*) como el acondicionador de señal DC/DC (*VBSD-S5-S15*) se encuentran fuera del mercado (obsoletos).

De otro lado, los transistores IRG4PC40UD son de difícil acceso en el mercado local para un eventual reemplazo.

Tomando en cuenta lo anterior y además, que los objetivos del presente trabajo de grado (definidos en la *Sección 1*) implican configurar un encoder incremental para cerrar el lazo de control de velocidad, se requiere modificar el esquema originalmente propuesto para ajustarse a los nuevos requerimientos mediante una tarjeta de circuito impreso que conserve los elementos esenciales, al igual que los acoples entre las señales de mando y el circuito de potencia. De esta manera, por ejemplo, se suprimen en el nuevo diseño los sensores de corriente debido a que la realimentación será a través de una medida de velocidad angular.

En síntesis, las modificaciones realizadas al prototipo desarrollado en Tasco Quintero and Rojas Jiménez (2013) fueron las siguientes:

- Para reemplazar los transistores IGBT se utilizó la referencia IRG20N60 disponible comercialmente en la ciudad de Bucaramanga y con características similares al transistor original, según se muestra en la Tabla 2.

Tabla 2

Comparación parámetros transistores IGBT

Referencia	I_c [A]	V_{ce} [V]	f_{max} [kHz]	T_d (on) [ns]	T_d (off) [ns]
IRG4PC40UD	20	600	8-40	40	200
IRG20N60	20	600	5-24	50	180

- Respecto al dispositivo de control se eligió (por disponibilidad como parte del equipo de laboratorio del Grupo GISEL-UIS) un sistema de desarrollo basado en el microcontrolador Texas Instruments TMS320F2837xD, de punto flotante y bus de 32 bits (ver Fig. 5). La característica principal de este dispositivo en términos de la aplicación considerada está en la posibilidad de generar múltiples señales de PWM (hasta 24 canales) y su programación en lenguaje ANSI-C a través de Code Composer Studio o de manera gráfica en el entorno Simulink de MATLAB. Adicionalmente, sus puertos de entrada digital permiten acoplar fácilmente señales binarias como las entregadas por sensores de velocidad tipo encoder.



Figura 5. Dispositivo para proceso de señales y control

- Para el sensado de velocidad se empleó un encoder rotatorio incremental marca *AUTONICS* de referencia E50S8-600-3-T-24 con características generales presentadas en la Tabla 3 e ilustración física en la Fig. 6.
- La interfaz de acople entre el encoder (E50S8-600-3-T-24) y el dispositivo de control (TMS320F2837xD)

Tabla 3
Especificaciones técnicas para encoder incremental

Parámetro	Valor
Resolución	600 pulsos por revolución
Alimentación	12-24 VDC
Fases de salida	ABZ
Tipo de salida	Totem Pole
Diámetro de eje	8 mm



Figura 6. Encoder incremental AUTONICS E50S8-600-3-T-24

se construyó a partir de un circuito basado en optoacopladores 6N136 correspondientes con una estructura del tipo LED-fototransistor. De esta manera, los niveles de 15 VDC (valor aplicado de alimentación) entregados por el optoacoplador en sus tres terminales, son acondicionadas a 3.3 VDC hacia el dispositivo de proceso y control, según el diagrama esquemático presentado en la Fig. 7.

De esta manera, las adecuaciones presentadas permitieron constituir para el sistema la configuración final presentada en las Figs. 8 (esquema funcional en diagrama de bloques) y 9 (realización circuital final).

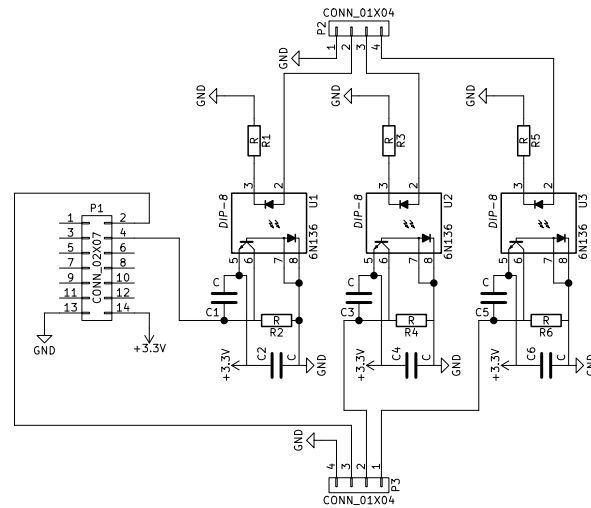


Figura 7. Diagrama esquemático para circuito de acople del encoder

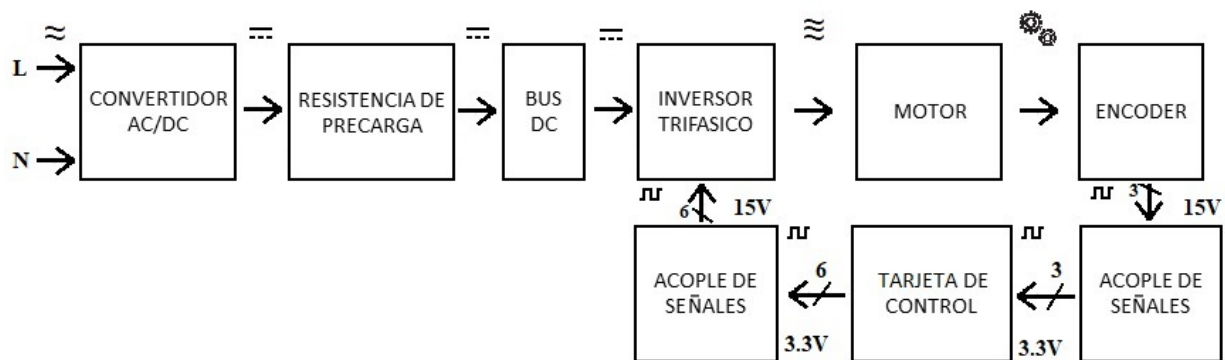


Figura 8. Esquema funcional en diagrama de bloques para circuito diseñado e implementado

2.3. Verificación de funcionamiento del sistema

Para corroborar la correcta operación del circuito de accionamiento implementado, se ejecutó inicialmente una rutina de operación en lazo abierto sin perturbación, correspondiente con la



1. GNDD hace referencia al pin GND de la tarjeta de desarrollo TMS320F2837x0.
2. 3V hace referencia al pin VCC de la tarjeta de desarrollo TMS320F2837x0.
3. El conector J1 se conectarán las señales PWM generadas por la tarjeta de desarrollo al orden de conexión es el siguiente PWM1A = 1, PWM1B = 2, PWM2A = 3, PWM2B = 4, PWM3C = 5, PWM4C = 6, GNDD = 7 y 3V = 8.
4. En el conector J2 deberá conectarse los bornes de salida del transformador de 24 Voltios.
5. El conector J3 el pin 1 será 15V y el pin 2 será GNDD este conector está destinado para la alimentación del encoder.
6. En el conector J4 deberá conectarse los bornes de la línea de alimentación L y N.
7. El conector J5 deberá conectarse las 3 fases del motor.
8. El conector J6 se conectarán 3 señales generadas por el encoder incremental A, B y Z se conectarán a los pines 1, 2, 3 respectivamente.
9. El conector J7 hace referencia a las 3 señales generadas por el encoder incremental ya a un voltaje de 3.3V por lo tanto los pines 1, 2 y 3 hacen referencia a las señales A, B y Z respectivamente.

Figura 9. Diagrama esquemático final para circuito diseñado e implementado

generación de las señales de conmutación de los transistores IGBT del circuito inversor de potencia.

2.3.1. Generación de los pulsos de disparo. La operación de un circuito inversor de potencia, cuyo objetivo fundamental es transformar la señal de corriente continua de su entrada en una onda sinusoidal de corriente alterna en su salida, queda determinada por las señales de activación de sus elementos de conmutación, en este caso los seis transistores IGBT.

Al proceso de construir estas señales de conmutación se le denomina *modulación*, teniendo en cuenta que se requiere para objetivos de control, poseer cierto grado de mando o maniobra, y por tanto, se debe introducir información que modifique o module los pulsos del disparo y a través de ello las características de la forma de onda en la salida del inversor.

Entre las modulaciones más comunes para inversores monofásicos se tienen las siguientes (Rashid, 2001):

- *De un solo ancho de pulso*, en la cual existe un pulso por cada medio ciclo de señal portadora de modulación (generalmente del tipo triangular o diente de sierra). El ancho de dicho pulso se hace variar a fin de controlar el voltaje de salida del inversor (índice de modulación). La Fig.10 ilustra la forma de onda típica para los pulsos de disparo, al igual que a la salida del circuito;
- *De varios anchos de pulso*, en la cual se incrementa la cantidad de pulsos por cada medio

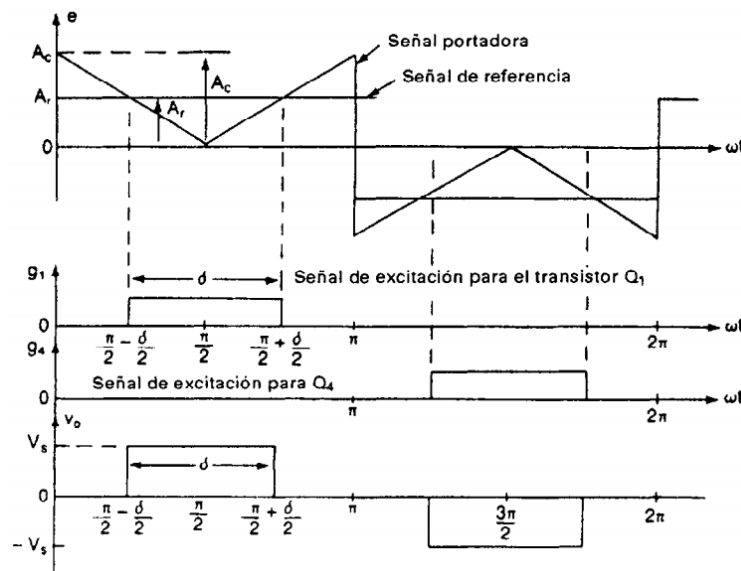


Figura 10. Ilustración para PWM de un solo ancho de pulso, tomado de Rashid (2001)

ciclo de señal portadora de modulación, con el fin de reducir la distorsión armónica en la señal sinusoidal de salida. A este tipo de modulación, también se le conoce como *uniforme de ancho de pulso* (UPWM);

- *Senoidal del ancho de pulso*, en la cual el factor de distorsión y las componentes armónicas se reducen aún más ajustando el ancho de los pulsos por cada medio ciclo de señal portadora de modulación en un modo sinusoidal. Su nombre abreviado es SPWM;
- *Senoidal del ancho de pulso modificada*, aplicando la onda portadora durante el primer y último intervalo de 60° de cada medio ciclo, para evitar la insensibilidad de los pulsos cercanos al pico de la onda senoidal respecto a la variación del índice de modulación. Su nombre abreviado es MSPWM.

De otro lado, un inversor trifásico puede considerarse como tres inversores monofásicos con salida desplazada 120° y, por tanto, para evitar cortocircuitos se debe garantizar que dos dispositivos de conmutación de la misma rama no conduzcan simultáneamente a través de la inserción en el esquema PWM para un tiempo muerto (DB: dead band) de conmutación (Rashid, 2001).

Tomando en cuenta lo anterior, se selecciona una *modulación trifásica de un solo ancho de pulso* debido a su facilidad de implementación a través de los periféricos del dispositivo de control (TMS320F2837xD) dedicados a generar este tipo de señales. La configuración para los módulos PWM del dispositivo en mención, se explica detalladamente en los *Anexos 1 y 2*.

Como resultado se obtuvieron formas de onda como las presentadas en la Fig. 11 para señales PWM de 60 Hz , con desfase de 120° para dos ramas distintas y amplitud de 3.3 V , por tratarse de la entrada al módulo de acondicionamiento de señal.

Por su parte, la Fig. 12 ilustra el tiempo muerto t_{DB} incorporado entre señales PWM de una misma rama.

2.3.2. Pruebas con carga resistiva. Inicialmente, el circuito inversor de potencia se conectó a un arreglo de 3 bombillas incandescentes de 15 W configuradas en estrella, como se ilustra en la Fig. 13.

Las formas de onda a la salida del inversor ante valores extremos del ciclo útil β de la señal

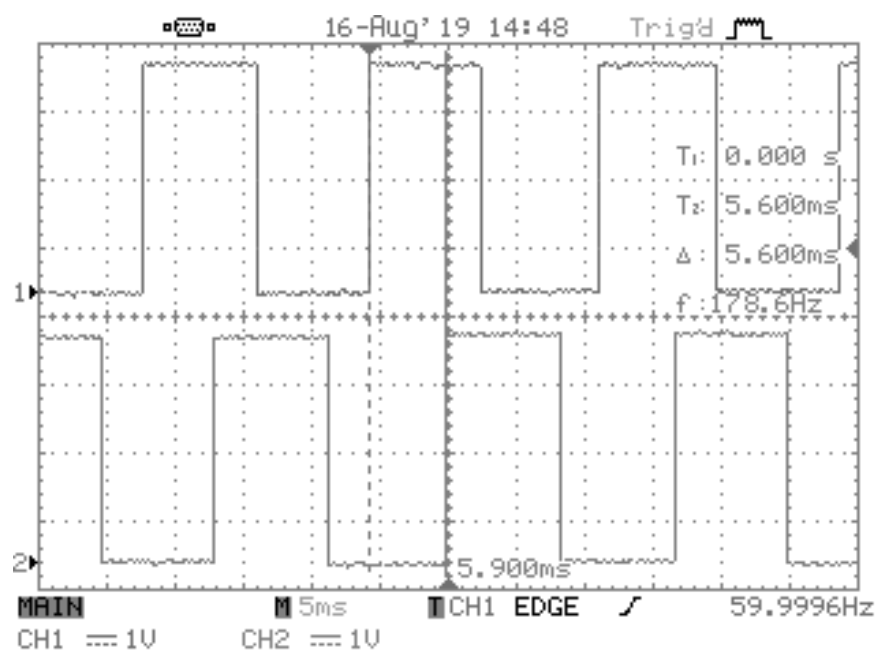


Figura 11. Ilustración para señales PWM generadas

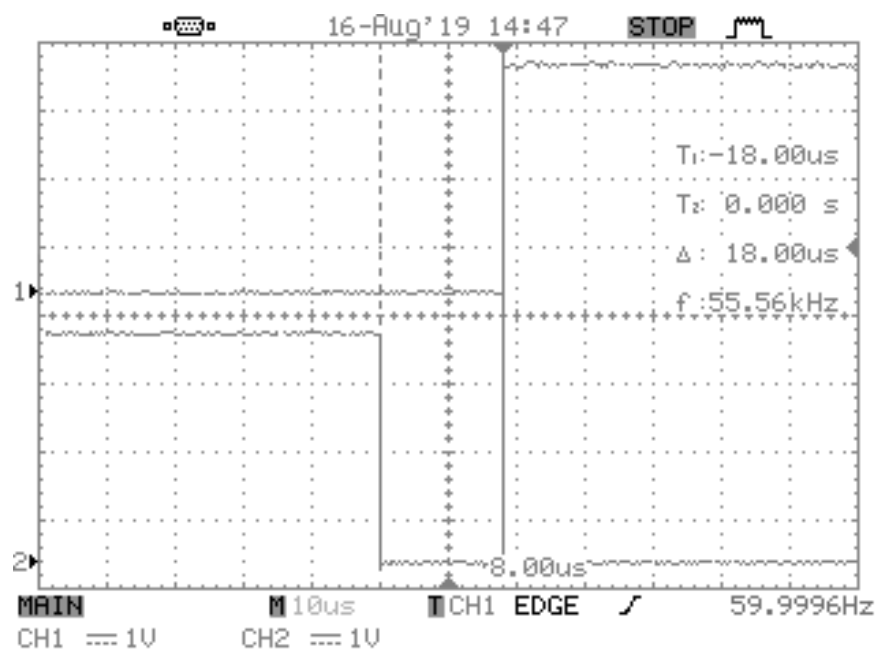


Figura 12. Ilustración tiempo muerto entre señales

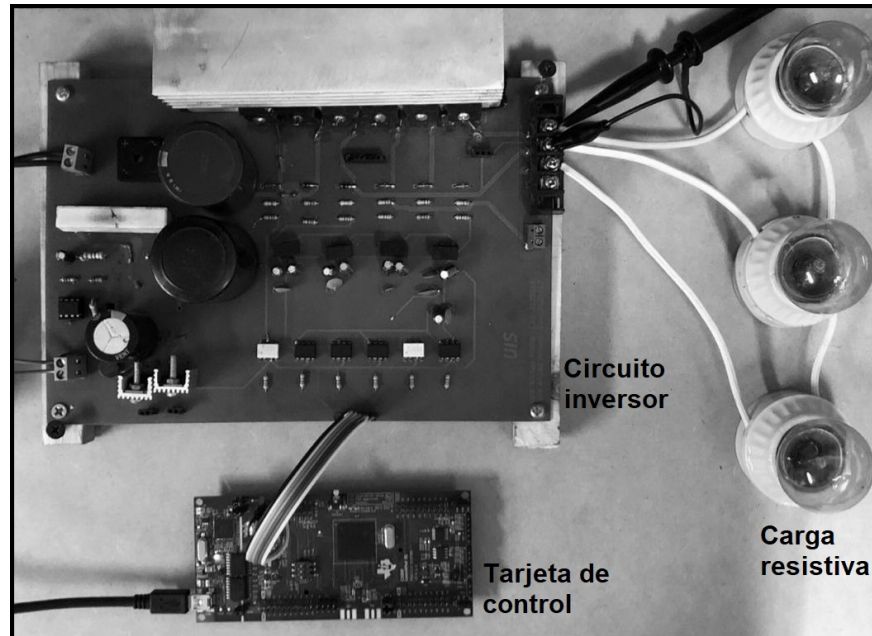


Figura 13. Montaje experimental para carga resistiva

PWM (ver Anexo 1) se muestran en la Fig. 14. A partir de ello se observa el incremento percibido por la carga trifásica en el valor RMS de voltaje, tanto para tensiones de línea como de rama, manifestándose a nivel experimental mediante variaciones en niveles de luminosidad.

Por su parte, un análisis de la relación V/f sobre las tensiones de línea permite verificar un valor aproximadamente constante a lo largo del rango de variación del ciclo útil de la señal PWM, según se ilustra en la Fig. 15. De otro lado, la relación entre el ciclo útil β y la frecuencia f se define en la ecuación (12) del Anexo 1.

2.3.3. Pruebas con máquina de inducción. Finalmente, la carga resistiva fue reemplazada por un motor de inducción trifásico, jaula de ardilla SIEMENS, de 0.4 HP.

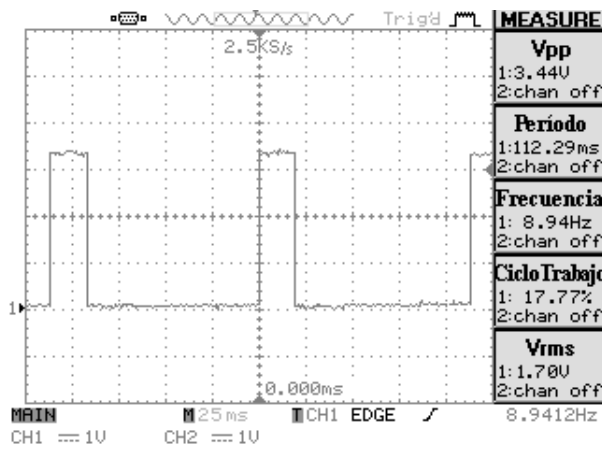
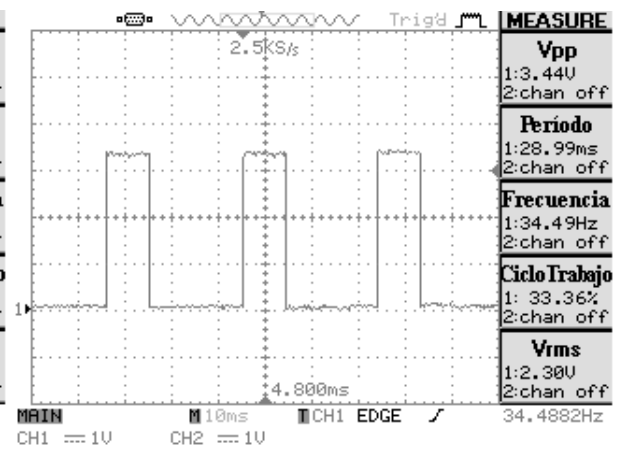
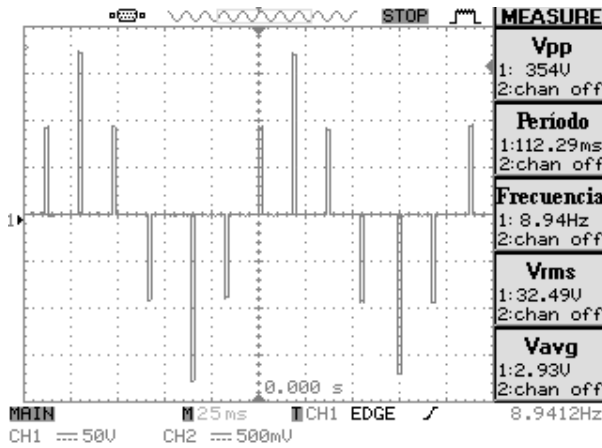
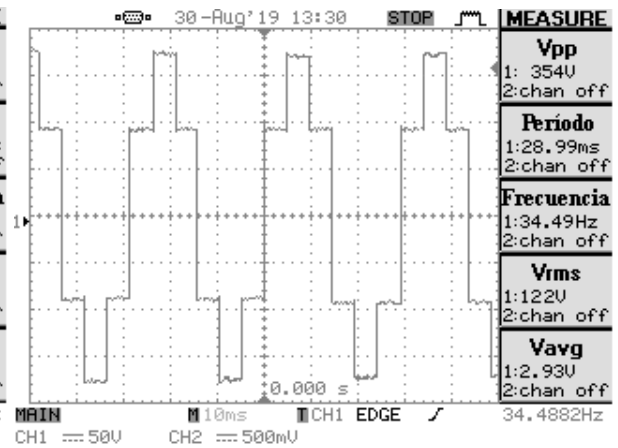
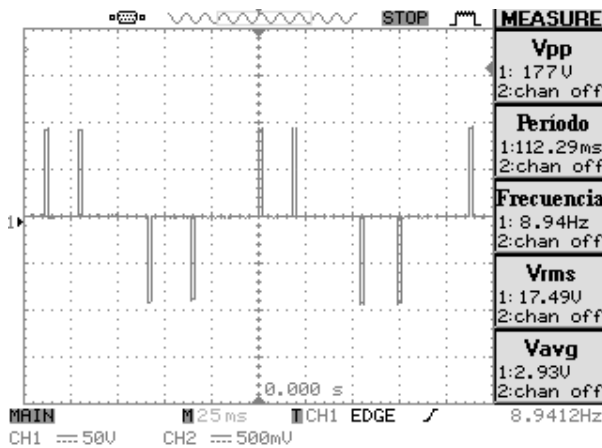
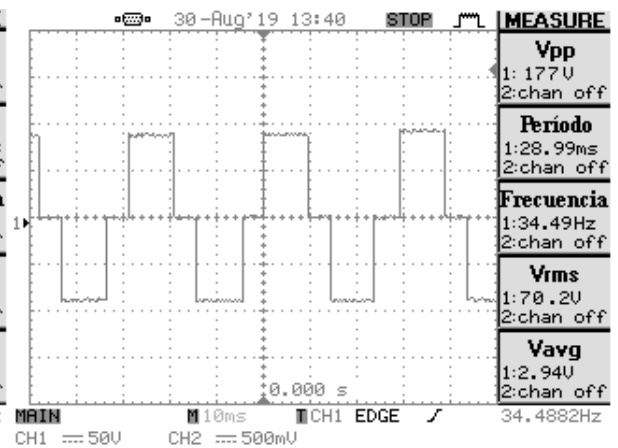
(a) señal PWM para $\beta \approx \frac{\pi}{3}$ (b) señal PWM para $\beta = \frac{2\pi}{3}$ (c) voltaje linea a linea $\beta \approx \frac{\pi}{3}$ (d) voltaje linea a linea $\beta = \frac{2\pi}{3}$ (e) voltaje de rama $\beta \approx \frac{\pi}{3}$ (f) voltaje de rama $\beta = \frac{2\pi}{3}$

Figura 14. Comportamiento de tensiones en la carga para variaciones del ciclo útil β de la señal PWM

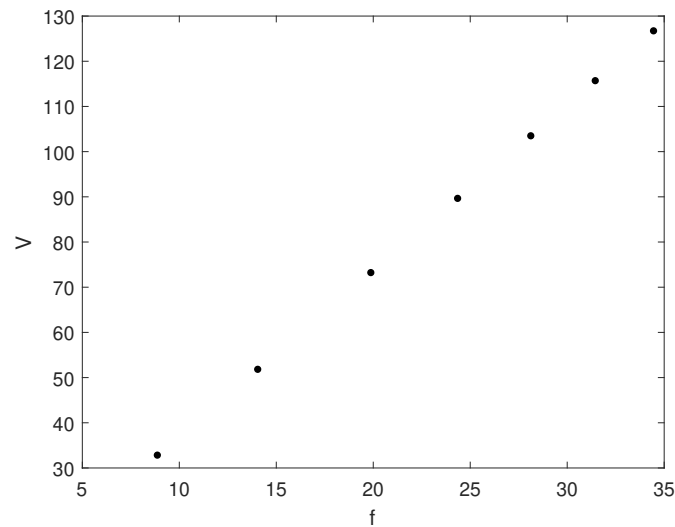


Figura 15. Relación V/f obtenida experimentalmente, ante diferentes valores del ciclo útil β de la señal PWM

A partir de un arranque suave fue posible incrementar satisfactoriamente la velocidad de operación del motor trifásico a partir del modulador PWM implementado para accionar el circuito inversor de potencia.

Sin embargo, al momento de realizar reducciones de velocidad se experimentó destrucción de los IGBT, debido posiblemente a corrientes remanentes en los devanados del estátor de la máquina, que buscaron un camino de vuelta a través de los semiconductores del circuito de accionamiento.

Ante esta situación, no fue posible realizar mayores pruebas empleando al motor como car-

ga y se optó por continuar con el cumplimiento de los objetivos restantes del presente trabajo de grado empleando un variador de frecuencia comercial.

El inconveniente técnico experimentado se convierte en un interesante problema que deberá ser *analizado y resuelto* en un trabajo futuro.

3. Control de velocidad

El sistema construido y configurado, se complementa con la incorporación de un dispositivo de sensado para efectuar el cierre de lazo y la correspondiente regulación en el valor de velocidad para el motor de inducción, sometido a perturbaciones en su carga mecánica nominal. Por tanto, el presente *Capítulo* describe el sistema de captura de datos, la alternativa comercial para realizar el accionamiento del motor (debido a los problemas prácticos encontrados con el inversor diseñado), las pruebas de caracterización dinámica en lazo abierto y lazo cerrado, al igual que el diseño y ajuste de un controlador PI para el sistema.

3.1. Variador de frecuencia

Tomando en cuenta los inconvenientes prácticos encontrados al momento de operar el circuito inversor conectando como carga el motor de inducción trifásico (ver *Sección 2.3.3*), fue necesario emplear un variador de frecuencia comercial que permitiera configurar el lazo de control realimentado.

Dentro de las opciones comerciales disponibles, se optó por emplear el variador *SIEMENS SINAMICS G110* debido a la disponibilidad de dicho dispositivo como parte del inventario de equipos de la E3T-UIS. Las características técnicas del dispositivo se presentan en la Tabla 4. Por su parte, la apariencia física del variador se ilustra en la Fig. 16.

La configuración del dispositivo se realizó tomando como base el manual del fabricante *sie* (2005).

Tabla 4

Características técnicas variador SIEMENS SINAMICS G110

Parámetro	Valor
Alimentación	200 - 240[VAC 1 ϕ] $\pm 10\%$; 6.2 [A]; 47-63 [Hz]
Salida	0 - 230[VAC 3 ϕ]; 2.3 [A]; 0-650 [Hz]
Potencia Nominal	0.37[kW] $\equiv$ 0.5 [HP]
Temperatura de operación	> -10 [°C]; < 50 [°C]

A partir de ello se seleccionaron parámetros de placa del motor tales como las frecuencias nominal, máxima y mínima, al igual que su voltaje, corriente, potencia y factor de potencia. La característica del control V/f es también configurable entre lineal, parabólica y programable. La operación del variador puede realizarse manualmente empleando el panel de botones o remotamente a través de una señal analógica en el rango 0 – 10 VDC.

Esta última opción fue el modo de operación utilizado para realizar gobierno del dispositivo a manera de actuador. Para ello, se empleó la salida analógica del dispositivo de control (TMS320F2837xD) presentado en la *Sección 2.2*. Ahora bien, tomando en cuenta que la salida de dicho dispositivo se limita al rango 0 – 3.3 VDC fue necesario realizar un acondicionamiento de señal mediante un amplificador. La conexión entre el dispositivo de control, el variador de frecuencia



Figura 16. Variador de frecuencia comercial empleado en el lazo de control

y el motor se presenta en la Fig. 17

3.2. Elementos adicionales del lazo

Para completar la configuración del sistema de control en lazo cerrado, se requiere realizar la instrumentación para medir la velocidad del motor de inducción, al igual que la inclusión de una perturbación que modifique las condiciones nominales de operación y haga necesaria una correspondiente acción de control. A continuación se realizará una descripción de dichas etapas en el sistema.

3.2.1. Encoder rotativo. El encoder rotativo incremental definido en la *Sección 2.2* fue acondicionado físicamente al eje del motor de inducción a través de una polea. Por su parte, las señales eléctricas generadas por la rotación de este fueron adquiridas y decodificadas a medidas de velocidad en revoluciones por minuto (RPM), haciendo uso del periférico para lectura de pulsos de encoder en cuadratura *eQEP* disponible por parte del dispositivo de control.

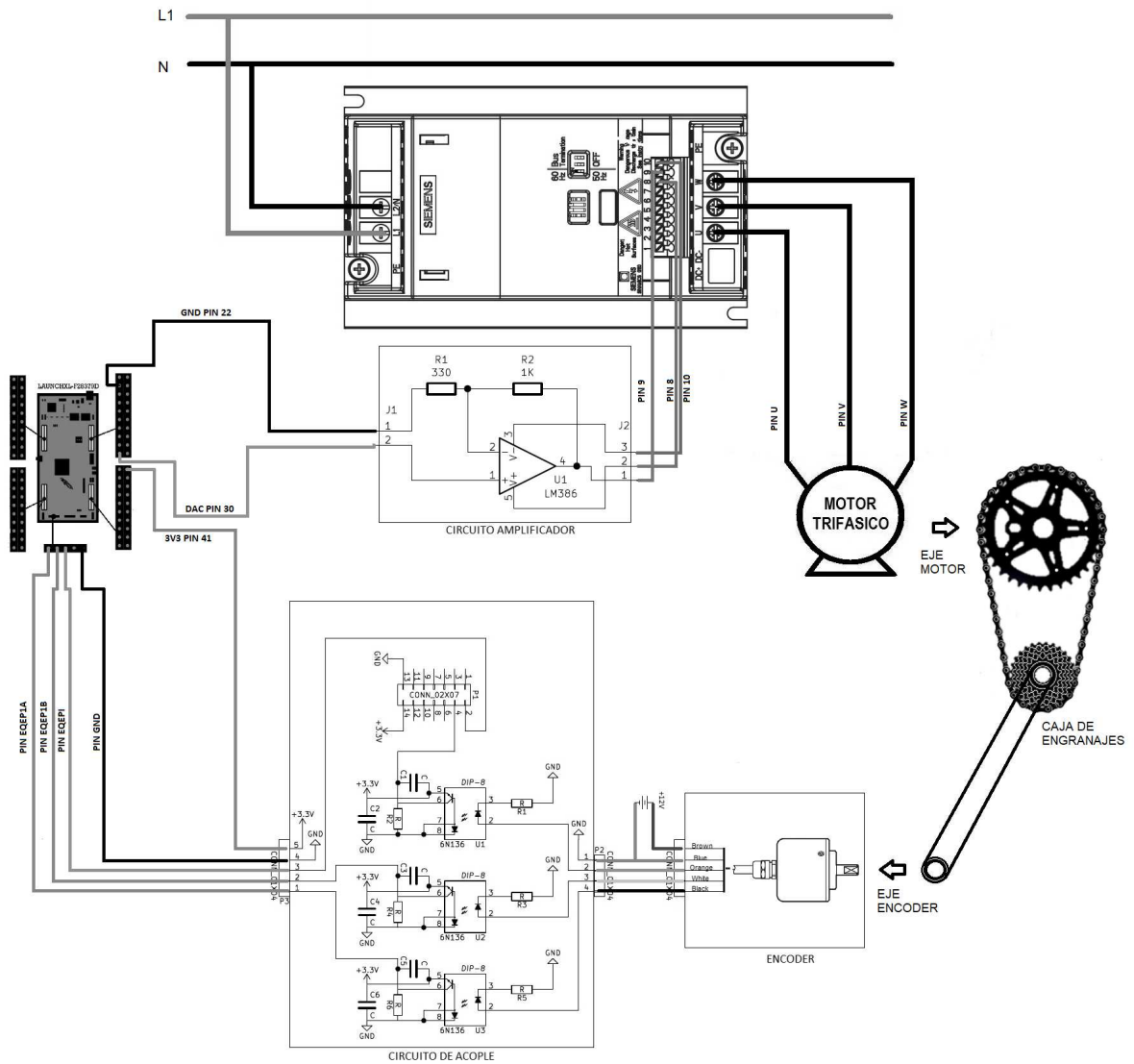


Figura 17. Diagrama de conexiones

Para una explicación detallada del principio de operación del *eQEP*, su configuración y uso en el TMS320F2837xD, se recomienda al lector interesado consultar tex (2013). Asimismo la Fig. 37 en el *Anexo 2* ilustra la rutina de código desarrollada en CODE COMPOSER STUDIO (CCS) para utilizar este periférico. Por su parte, el diagrama de conexión entre el encoder y el dispositivo de control se presenta en la Fig. 17.

3.2.2. Perturbación mecánica. Para modificar la velocidad de rotación sensada por el encoder, se empleó un acople mecánico correspondiente con la caja de velocidades de una bicicleta convencional. De esta manera, el eje del motor se conecta al encoder indirectamente a través de una caja de engranajes cuya relación de transformación indicará variaciones que posteriormente deberán ser compensadas por el algoritmo de control.

La Fig. 18 ilustra la conexión física para el mecanismo de perturbación en el sistema. Adicionalmente, la Fig. 19 permite visualizar la variación de velocidad percibida por el encoder rotativo ante la perturbación mencionada aplicada en lazo abierto. A partir de ello se observa que existen tres condiciones de velocidad distinta, para tres posiciones del mecanismo de perturbación, en un rango aproximado de 140 *RPM* (desde 380 *RPM* hasta 520 *RPM*).

3.2.3. Acondicionamiento de señal. Las vibraciones del mecanismo permiten percibir oscilaciones indeseadas en la medida de velocidad (ver Fig. 20(a)). Tomando en cuenta lo anterior, se realizó la implementación de una rutina de filtrado digital en el dispositivo de control, tomando como base en diseño de un filtro FIR de paso bajo con frecuencia de corte en 3 Hz y orden 349. Los coeficientes para dicho filtro fueron calculados en MATLAB empleando la herramienta

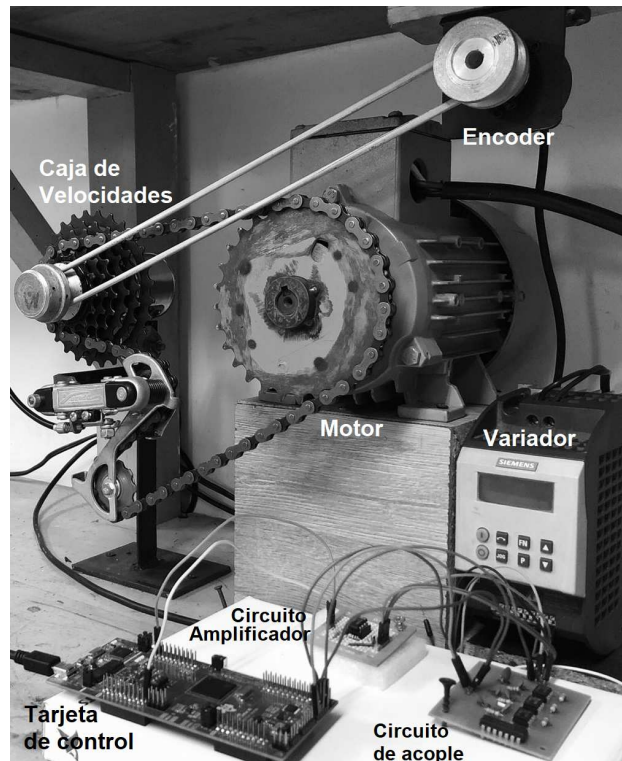


Figura 18. Realización experimental para sistema con perturbación mecánica

para diseño de filtros (*Filter Designer*) contenida en el *DSP System Toolbox*.

Por su parte, la implementación del algoritmo en CODE COMPOSER STUDIO (CCS) se realizó empleando convolución discreta (ver Fig. 38 en el Anexo 2), mostrando un desempeño favorable para recuperar la información de sensado según se ilustra en la Fig. 20(b).

3.3. Cierre de lazo y acciones de control

Posterior a configurar los elementos requeridos para efectuar las tareas de control en el sistema, es necesario determinar sus rangos de operación para evitar saturaciones en las señales de actuación. Para ello, se realiza la caracterización para valores en estado estacionario y el estableci-

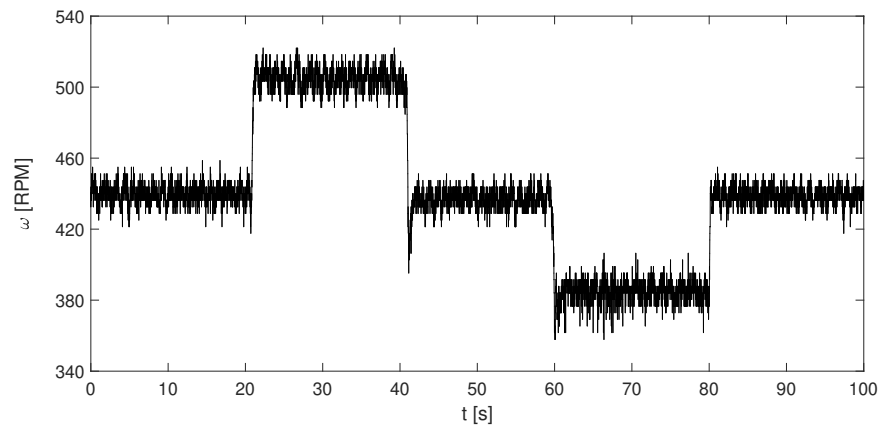


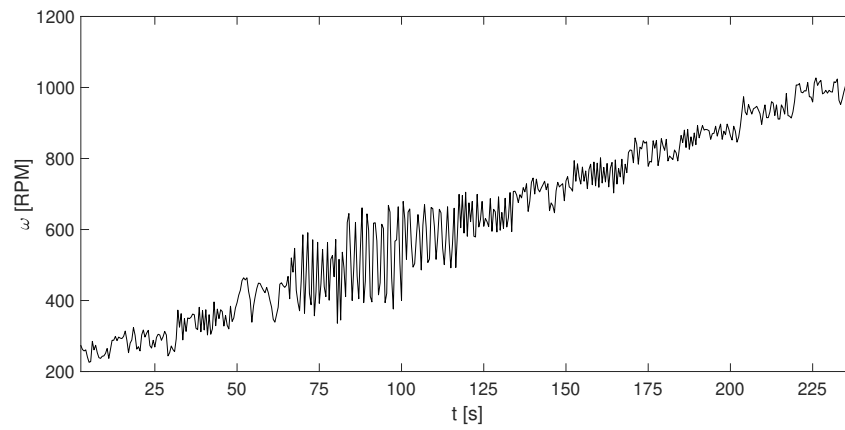
Figura 19. Efecto de perturbación en lazo abierto

miento del punto nominal de operación para el ajuste de los lazos de control.

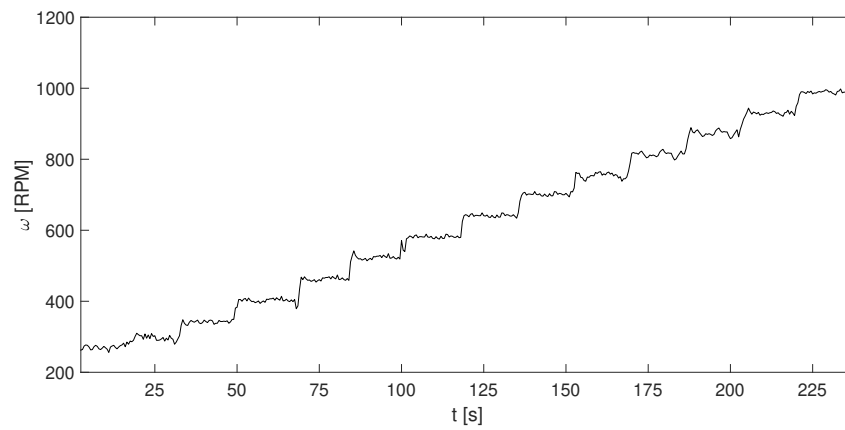
3.3.1. Caracterización del sistema en lazo abierto. La Fig. 21 muestra la relación para valores de estado estacionario entre la velocidad sensada ω [RPM] y el voltaje aplicado a la entrada del variador de velocidad u [VDC], obtenida en lazo abierto sin perturbación, permitiendo verificar una relación lineal entre ambas variables como consecuencia del accionamiento industrial utilizado (variador comercial SIEMENS SINAMICS G110).

Desde un punto de vista práctico, este rango se reduce al intervalo comprendido entre $u \in [2.6, 5.7]$ VDC que corresponde a su vez con $\omega \in [300, 580]$ RPM, debido a restricciones de banda muerta (para todo $u < 2.6$ VDC) e inconvenientes de tensión mecánica en los engranajes (para $\omega > 580$ RPM).

A partir de ello, se considera como punto nominal de operación al valor medio del rango



(a)



(b)

Figura 20. Efecto de filtrado en señal sensada: (a) original, (b) filtrada

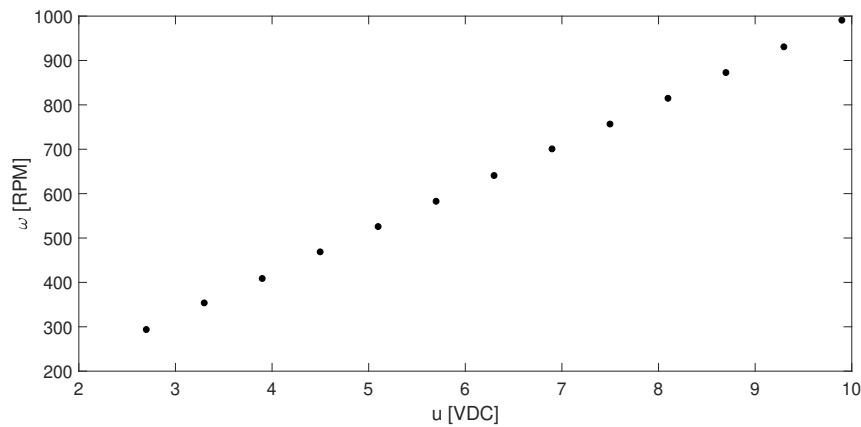


Figura 21. Relación entrada salida del sistema en estado estacionario

práctico; es decir: $\bar{u} = 4.1 \text{ VDC}$ y $\bar{\omega} = 440 \text{ RPM}$.

En estos términos, la Fig. 19 muestra que sin perturbación el sistema opera a velocidad nominal $\bar{\omega}$ y que ante los dos valores de perturbación considerados la excursión alrededor del valor nominal respeta las condiciones límite del rango.

3.3.2. Acción de control proporcional. Para efectuar el cierre de lazo, inicialmente se analiza la sensibilidad del sistema realimentado ante una acción de control proporcional mediante el esquema configurado en la Fig. 22, siendo $\bar{u}$ y $\bar{\omega} = \omega_{ref}$ los valores nominales previamente definidos.

Experimentos consistentes en aplicar el escenario de perturbación descrito previamente en la Sección 3.2.2, fueron realizados al sistema realimentado en modo proporcional para diferentes valores de k_p según presentado en la Fig 23.

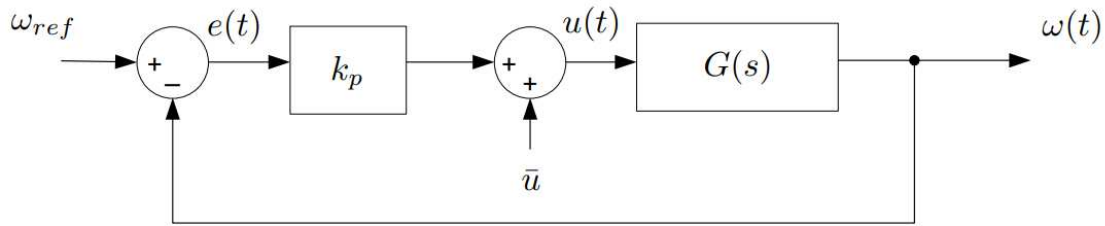


Figura 22. Esquema de control para acción proporcional

A partir de ello, se observa la tendencia oscilatoria del sistema para valores de k_p cercanos a la unidad, lo cual sugiere un margen reducido de estabilidad. Asimismo, en las Figs. 23(c) y 23(d) se obtiene para $k_p = 0.6$ una respuesta oscilatoria y amortiguada que intenta eliminar el efecto de la perturbación aún cuando no lo consigue por las limitaciones en el valor de la ganancia consideradas para conservar la estabilidad del lazo. Por contraste, las Figs. 23(e) y 23(f) muestran el comportamiento para $k_p = 0.3$, en el cual se reducen las oscilaciones transitorias pero también se aumenta el error en estado estacionario.

Como conclusión de lo anterior, la prueba realizada al lazo de control proporcional permite verificar la capacidad de actuación del sistema ante diferentes ganancias, dentro de sus límites prácticos de estabilidad.

3.3.3. Acción de control proporcional-integral. En un segundo momento, se procedió a implementar el lazo de control proporcional-integral (PI) mostrado en la Fig. 24. Para ello, se realizó una aproximación numérica en el término integral a partir de sumas de *Riemann* (Larson et al., 1996), en la cual el área bajo la curva se asume como la superposición de intervalos de

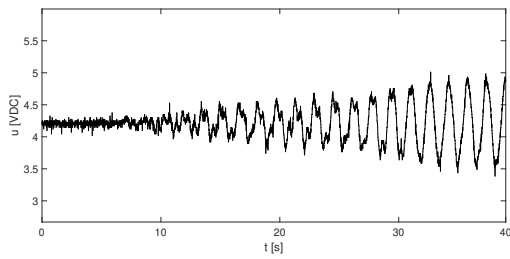
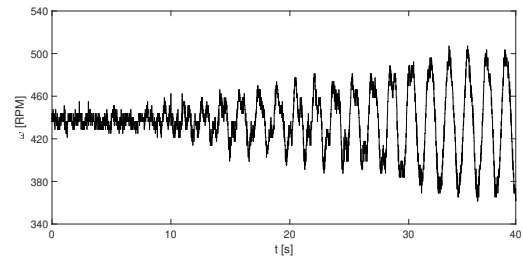
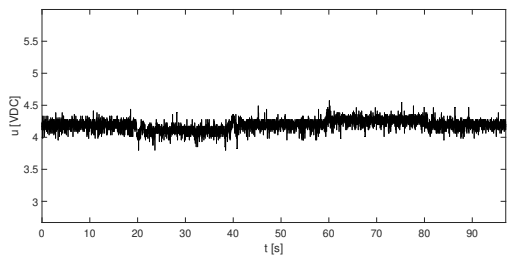
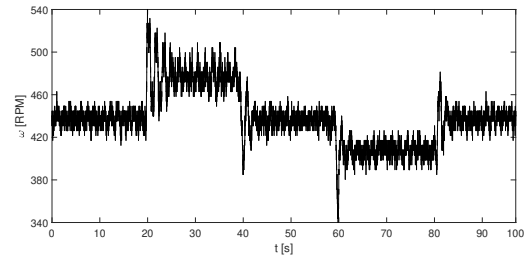
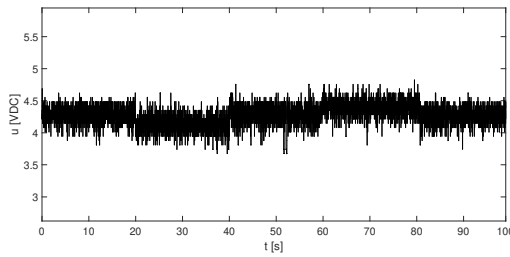
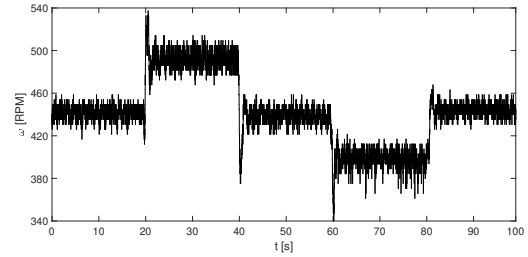
(a) $u(t)$ para $k_p = 1$ (b) $\omega(t)$ para $k_p = 1$ (c) $u(t)$ para $k_p = 0.6$ (d) $\omega(t)$ para $k_p = 0.6$ (e) $u(t)$ para $k_p = 0.3$ (f) $\omega(t)$ para $k_p = 0.3$

Figura 23. Respuesta temporal ante control proporcional para diferentes valores de k_p

pequeños rectángulos; es decir:

$$u(t) = k_p e(t) + k_i \int_0^t e(t) dt \Rightarrow u[nT] = (k_p \times e[nT]) + k_i \left(\sum_0^{n-1} T \times e[nT] \right), \quad (1)$$

siendo T el periodo de discretización de la señal y n el índice para la muestra discretizada.

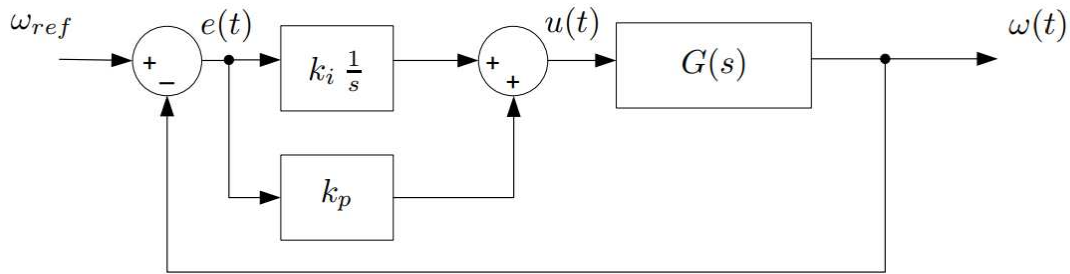


Figura 24. Esquema de control para acción proporcional-integral (PI)

Para realizar el cálculo de las constantes k_p y k_i del controlador se empleó un método de diseño basado en el modelo. Por tanto, la Fig. 25 muestra la respuesta del sistema en lazo abierto ante un escalón. Dicha respuesta temporal permite aproximar la función de transferencia del sistema mediante una realización de primer orden (Ogata, 1999) dada por:

$$\begin{aligned} G(s) &= M \frac{1}{\tau s + 1} \\ &= 90.32 \times \left(\frac{1}{0.6s + 1} \right), \end{aligned} \quad (2)$$

tomando en cuenta que el experimento se realizó para las condiciones extremas del rango práctico; es decir: $\Delta\omega = 280 \text{ RPM}$ y $\Delta u = 3.1 \text{ VDC}$. Asimismo, en $\tau = 0.6 \text{ s}$ la respuesta alcanza el 63.2 %

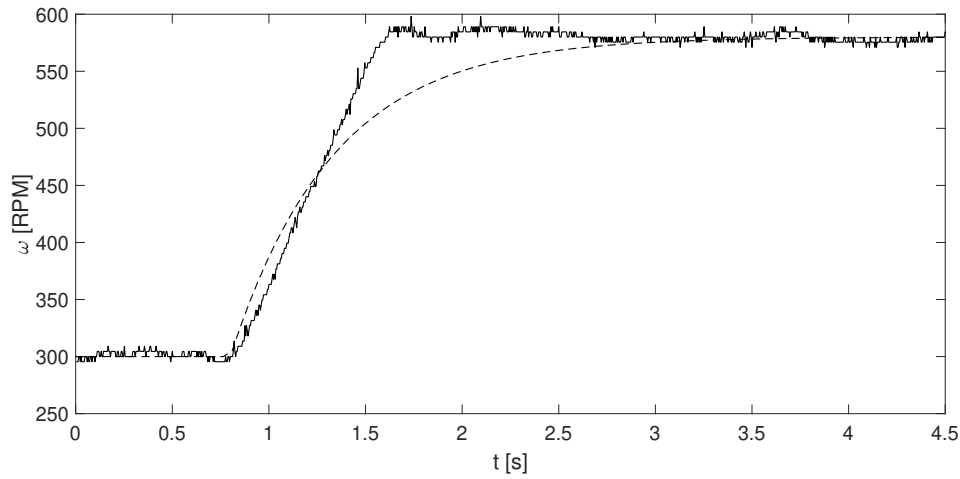


Figura 25. Respuesta escalón en lazo abierto mostrando captura experimental (trazo continuo) y aproximación de modelo (trazo punteado)

de su valor final.

Utilizando lo anterior como base, se consideró un controlador que permitiera obtener una respuesta dinámica perturbada con características de amortiguamiento y tiempo transitorio similares a las del sistema original (ver Fig. 25). En particular, se asumieron: $M_p = 5\%$ y $t_s = 5\text{ s}$ como parámetros de respuesta deseados, mismos que a su vez pueden expresarse en términos de cantidades en el dominio de la frecuencia como sigue (Ogata, 1999):

$$\begin{aligned}
 \zeta &= \sqrt{\frac{(\ln M_p)^2}{\pi^2 + (\ln M_p)^2}} \\
 &= \sqrt{\frac{(\ln 0.05)^2}{\pi^2 + (\ln 0.05)^2}} \\
 &= 0.6901;
 \end{aligned} \tag{3}$$

$$\begin{aligned}
 \omega_n &= \frac{t_s}{4\zeta} \\
 &= \frac{5}{4 \times 0.6901} \\
 &= 1.8113.
 \end{aligned} \tag{4}$$

Por su parte, la función de transferencia del controlador PI viene dada por:

$$C(s) = \frac{k_p s + k_i}{s}, \tag{5}$$

y por tanto, a partir de (2) la función de transferencia para el sistema compensado en lazo cerrado puede calcularse como:

$$\begin{aligned}
 \frac{C(s)G(s)}{1 + C(s)G(s)} &= \frac{M(k_p s + k_i)}{0.6s^2 + (1 + Mk_p)s + Mk_i} \\
 &= \frac{90.32(k_p s + k_i)}{0.6s^2 + (1 + 90.32k_p)s + 90.32k_i} \\
 &= \frac{150.53(k_p s + k_i)}{s^2 + (1.67 + 150.53k_p)s + 150.53k_i}.
 \end{aligned} \tag{6}$$

El denominador para dicha expresión puede igualarse con el de una forma canónica de segundo orden:

$$s^2 + 2\zeta\omega_n s + \omega_n^2,$$

para obtener las siguientes ecuaciones tras igualación con las expresiones (3)-(4):

$$\begin{aligned}
 150.53k_i &= \omega_n^2 \\
 k_i &= \frac{(1.8113)^2}{150.53} \\
 &= 0.0218;
 \end{aligned} \tag{7}$$

$$\begin{aligned}
 1.67 + 150.53k_p &= 2\zeta\omega_n \\
 k_p &= \frac{(2 \times 0.6901 \times 1.8113) - 1.67}{150.53} \\
 &= 0.0055.
 \end{aligned} \tag{8}$$

La Fig. 26 muestra la simulación del sistema controlado a partir de los parámetros calculados. Como se puede observar, los resultados para el sistema controlado en lazo cerrado son satisfactoriamente cercanos a los establecidos como parámetros de diseño y aún más, replican características cercanas a las del sistema original en lazo abierto, tal y como fue considerado.

Ahora bien, es importante mencionar que la implementación del algoritmo de control en CODE COMPOSER STUDIO (CCS) asume una escala para $u(t)$ en número binario de 12 bits (es decir, entre 0 y 4096). Por tanto, la excursión de $u(t)$ en su intervalo práctico de voltaje continuo posee un equivalente binario de $u[nT] = [20, 320]$ y entonces $\Delta u[nT] = 300$. En palabras simples, la implementación algorítmica para el controlador PI de tiempo continuo definido en (5) implica

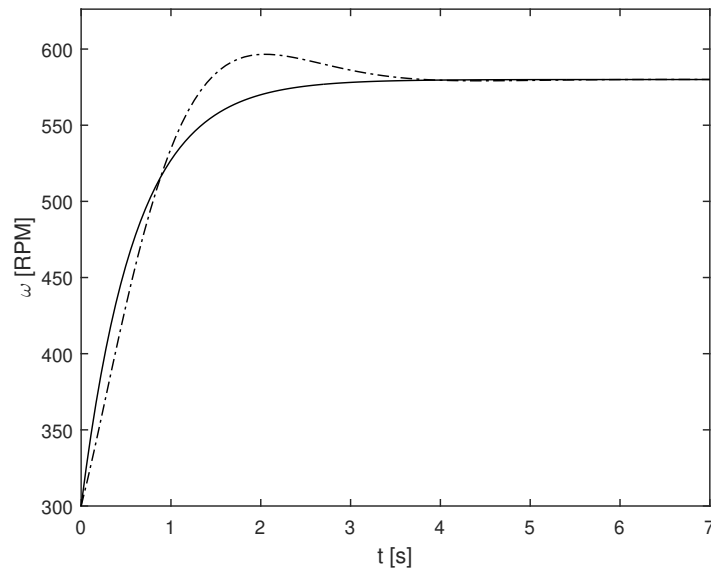


Figura 26. Simulación en MATLAB ilustrando respuesta escalón original en lazo abierto (trazo continuo) y controlada en lazo cerrado (trazo punteado)

ajustar la ganancia del lazo en un factor:

$$P = \frac{\Delta u(t)}{\Delta u[nT]} = \frac{3.1}{300} = 0.0103,$$

de manera tal que:

$$\begin{aligned} C(s) &= \frac{k_p s + k_i}{s} \\ &\equiv \frac{P(K_p s + K_i)}{s} \\ &= \frac{0.0103(0.5340s + 2.1165)}{s}. \end{aligned} \tag{9}$$

Un ajuste fino para dichos valores, permitió obtener los parámetros definitivos para el controlador PI dados por $K_p = 0.3$ y $K_i = 0.9$ (equivalentes a $k_p = 0.0031$ y $k_i = 0.0093$) cuya validación experimental se presenta en la Fig. 27, donde por contraste se observan también los resultados para los parámetros no sintonizados dados en (9).

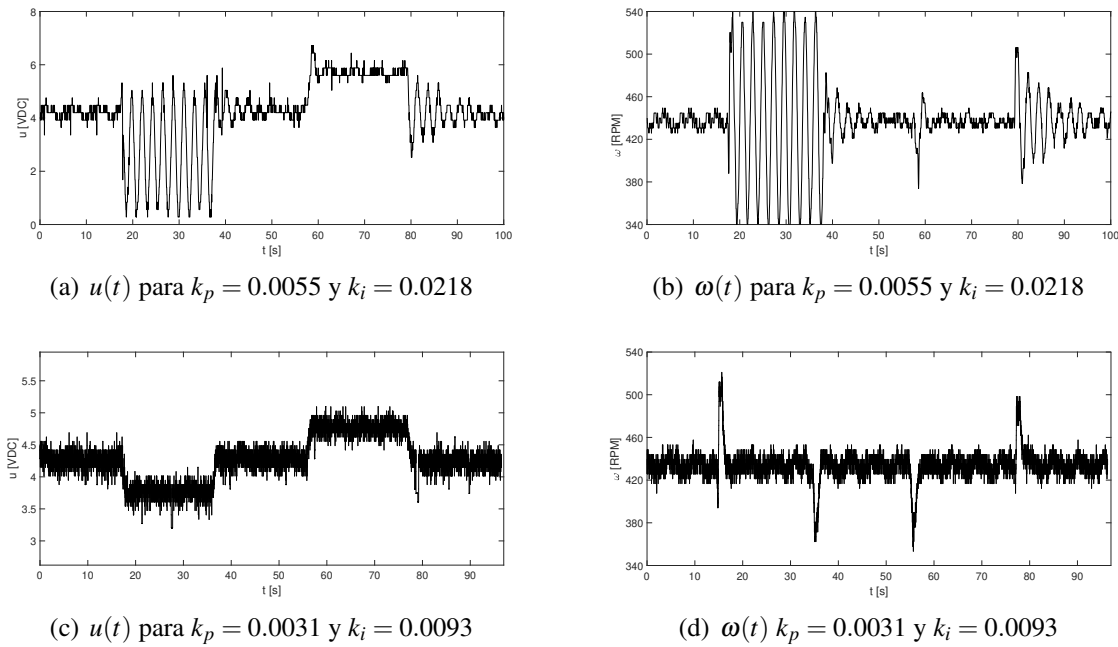


Figura 27. Respuesta temporal ante control proporcional-integral para valores calculados y sintonizados de k_p y k_i

El comportamiento del sistema compensado permite observar que los valores calculados para el controlador PI manifiestan la sensibilidad previamente observada para el caso proporcional, en términos de una tendencia a la inestabilidad (ver Figs. 27(a) y 27(b)). Precisamente, el ajuste de dichos parámetros calculados a través de la correspondiente sintonización permite al sistema controlado operar en una región segura donde la dinámica satisface ostensiblemente las caracterís-

ticas de atenuación de perturbaciones en un modo consistente con los requerimientos del diseño planteado. Lo anterior se verifica a partir de las Figs. 27(c) y 27(d).

3.4. Comentarios finales

Adicional a la información presentada en el presente *Capítulo* se enuncian las siguientes observaciones importantes al respecto de la implementación experimental de los lazos de control:

- A pesar que el sistema realimentado muestra oscilaciones sostenidas para valores de k_p , se decidió implementar el diseño de un controlador basado en el modelo y no el clásico método experimental de *Ziegler & Nichols* para el cálculo de los parámetros del controlador PI. Lo anterior, estuvo motivado principalmente por el hecho de poner en práctica las habilidades de diseño analítico de controladores adquiridas en nuestro proceso formativo;
- El valor asignado al periodo de muestreo ($T = 3.9 \text{ ms}$) corresponde con el suministrado por el dispositivo de control (TMS320F2837xD) y se asume que es suficiente para garantizar cumplir con el *Teorema del Muestreo*, tomando en cuenta que la frecuencia natural del sistema a partir de (2) está en una escala mucho menor;
- La corrección de ganancia discutida para la implementación del controlador PI no fue analizada para el caso del controlador proporcional, debido a que para este último no se requirió determinar la función de transferencia del sistema y por tanto el análisis presentado en la Fig. 23 posee un carácter más de tipo cualitativo que cuantitativo;
- Las restricciones de rango definidas para la señal de control $u(t)$ fueron respetadas adicionando condicionales de saturación a los algoritmos de control para limitar los valores de

salida aplicados como señal de actuación al sistema.

4. Conclusiones

A partir de los desarrollos presentados y los resultados obtenidos en el presente trabajo de grado, es posible enunciar la siguiente conclusión general:

Se implementó un control de velocidad en lazo cerrado para una máquina de inducción, partiendo de una adecuación realizada al prototipo experimental desarrollado por Tasco et al en Tasco Quintero and Rojas Jiménez (2013), que posteriormente se complementó con la configuración para un variador de frecuencia comercial como dispositivo de actuación, gobernado a través de un algoritmo de control *proporcional-integral* implementado en un microcontrolador y el acondicionamiento de señales realizado sobre un encoder incremental acoplado al eje del motor.

De manera más puntual:

Se configuró un encoder incremental para cerrar el lazo de control de velocidad en el prototipo de laboratorio desarrollado por Tasco et al en Tasco Quintero and Rojas Jiménez (2013). Tal y como fue abordado en las *Secciones* 2.2 y 3.2, un encoder rotativo incremental de marca *AUTONICS* y referencia E50S8-600-3-T-24 fue acondicionado físicamente al eje del motor de inducción a través de una polea. Asimismo, las señales eléctricas generadas por la

rotación de este fueron adquiridas y decodificadas a medidas de velocidad en revoluciones por minuto (RPM), haciendo uso del periférico para lectura de pulsos de encoder en cuadratura *eQEP* disponible por parte del dispositivo de control basado en el microcontrolador Texas Instruments TMS320F2837xD.

Se realizaron pruebas experimentales para obtener la respuesta del sistema ante un escalón. En particular, la *Sección 3.3* incluye discusiones respecto a la aproximación de función de transferencia del sistema a partir de una respuesta escalón, y los correspondientes análisis para el comportamiento experimental del sistema controlado y perturbado ante acciones de control de tipo proporcional y proporcional-integral. Todo lo anterior puede verificarse a partir de los resultados presentados en las Figs. 23, 25, 26 y 27.

Se calcularon los parámetros para un controlador PID en el sistema. Tal y como se propone en la *Subsección 3.3.3*, se realizó el diseño y ajuste de un controlador PI basado en el modelo, para regular la velocidad de rotación ante la influencia de perturbaciones mecánicas. Para ello fue necesario acondicionar un mecanismo para modificar la velocidad de rotación sensada por el encoder a través de un acople mecánico correspondiente con la caja de velocidades de una bicicleta convencional. De esta manera, el eje del motor se conecta al encoder indirectamente a través de una caja de engranajes cuya relación de transformación indicará variaciones que posteriormente deberán ser compensadas por el algoritmo de control. La configuración física para el sistema de control de velocidad (actuador, sensor y tarjeta de control) se ilustran en las Figs. 17 y 18. Por su parte los resultados para la acción

del controlador PI se muestran en las Figs. 26 y 27.

5. Recomendaciones

Gran parte del presente trabajo de grado se orientó a la adecuación experimental de un circuito inversor de potencia trifásico a manera de *driver* de motor. Desafortunadamente, inconvenientes al momento de conectar la carga inductiva que refiere la máquina de inducción impidieron realizar estudios más profundos respecto al funcionamiento de las secuencias de conmutación de las señales PWM y las formas de onda en la salida del puente trifásico.

Como recomendación, se propone adicionar elementos de protección al circuito de potencia para evitar que corrientes inversas destruyan los transistores de potencia (MOSFET) durante su operación.

Uno de estos elementos de protección podría ser del chopper de frenado, que consta del accionamiento de transistor que al conmutar hace que se active una resistencia en el bus de carga, la cual descargara los bobinados del estátor de la maquina de inducción, evitando así la destrucción de los transistores.

6. Trabajo futuro

Indudablemente el presente trabajo de grado deberá ser complementado por una mejora al diseño del circuito inversor de potencia que garantice la vida útil de los transistores de potencia, al momento de conectar cargas diferentes a las resistivas empleadas para realizar las demostraciones experimentales contenidas a lo largo del *Capítulo 2*.

Referencias Bibliográficas

(2005). *Sinamics G110 Instrucciones de Uso*. Siemens AG., www.siemens.com/sinamics-g110.

(2013). *TMS320F2837xD Dual-Core Delfino Microcontrollers*. Texas Instruments Inc., www.ti.com.

Chapman, S. J. (2000). *Maquinas eléctricas*. MC Graw Hill.

Contreras Rincón, E., Esparragoza Gómez, C., and Torres Prada, A. (2016). Banco de pruebas dinámico para arrancadores de un motor de inducción trifásico para prácticas de laboratorio mediante el software labview. Trabajo de grado (ingeniería eléctrica), Universidad Industrial de Santander, Bucaramanga - Colombia.

Contreras Vollamizar, E. and Sanchez Rodriguez, R. (2010). Diseño y construcción de un banco de prácticas en motores eléctricos, como apoyo a la asignatura diseño de máquinas ii. Trabajo de grado (ingeniería mecánica), Universidad Industrial de Santander, Bucaramanga - Colombia.

Corredor, M. V., Osorio, R., Pinzón, Rosales, J., and Jaimes, M. (2013). Informe de autoevaluación institucional. Universidad Industrial de Santander.

Garzon, M. G. (2007). Caracterización, implementación y puesta en marcha del módulo de ensamble del laboratorio de robótica y sistemas integrados de manufactura. Trabajo de grado (facultad de ingeniería de diseño y automatización electrónica), Universidad de La Salle, Bogota - Colombia.

Gil, Jorge Juan; Díaz, n. R. (2010). *Fundamentos de Control Automático de sistemas continuos y muestreados*. Universidad de Navarra.

Hart, D. (2001). *Electrónica de potencia*. Pearson educación. S.A.

Larson, R. E., Hostetler, R. P., and Edwards, B. H. (1996). *Cálculo y geometría analítica: Volumen I*. McGraw-Hill, 5 edition.

Muñoz Suárez, S., Guarín Mantilla, D., and Sarmiento Cruz, G. (2013). Instrumentación y control de velocidad para un motor de corriente alterna en el laboratorio de control e instrumentación de la e3t-uis. Trabajo de grado (ingeniería electrónica), Universidad Industrial de Santander, Bucaramanga - Colombia.

Ogata, K. (1999). *Ingeniería de control moderna*. Prentice Hall, 3 edition.

Piedrahita, E. L. (2013). Diseño y construcción de un módulo entrenador para apoyar la enseñanza de electrónica analógica. Trabajo de grado (ingeniero eléctrico), Universidad Tecnológica de Pereira, Pereira - Colombia.

Puig Torres, J. (2001). *Accionamientos eléctricos*. Editorial Mir Moscú.

Rashid, M. H. (2001). *Electrónica de potencia, circuitos, dispositivos y aplicaciones*, volume 2. Prentice Hall Inc.

Sarmiento, F. H. M. and López, J. J. G. (2006). Control escalar en motores de inducción monofásicos. *Tecnura*, 10(19):29–37.

Tasco Quintero, Á. and Rojas Jiménez, M. (2013). Diseño de una interfaz gráfica en labview e implementación de un controlador electrónico para motores de inducción trifásicos utilizando microcontroladores de propósito específico. Trabajo de grado (ingeniería eléctrica), Universidad Industrial de Santander, Bucaramanga - Colombia.

Apéndices

Apéndice A. Configuración para PWM en TMS320F2837xD

El microcontrolador TMS320F2837xD de *Texas Instruments*, posee módulos para realización de modulación de ancho de pulso (PWM) según se indica en el diagrama funcional de la Fig.

28.

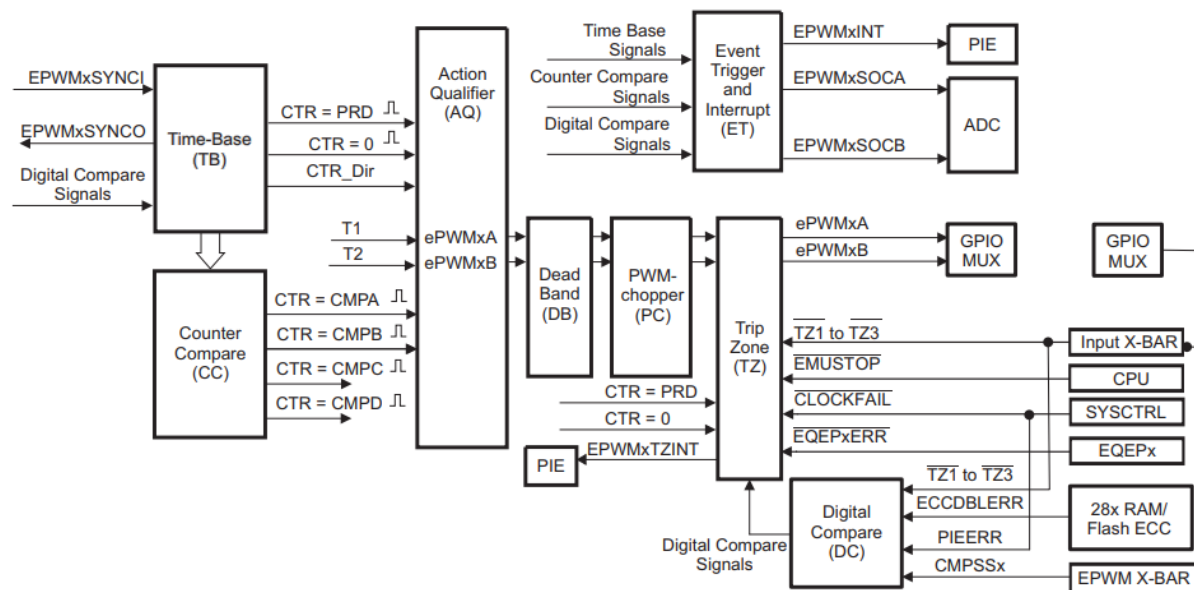


Figura 28. Diagrama funcional periféricos PWM en TMS320F2837xD (tomado de tex (2013))

A partir de ello, se destacan los siguientes bloques de configuración:

- *Time-Base* (TB). Módulo encargado de pre-escalar la base de tiempo (TBCTL → CLKDIV) y establecer la frecuencia o el periodo de la señal PWM (TBPRD). A partir de él es también posible configurar el modo para el contador de la base de tiempo (TBCTL → CTRMODE),

bien sea para cuenta ascendente, descendente o ambas, además de la sincronización con otros módulos ePWM (TBPHS) para el desfase entre las señales PWM de cada rama;

- *Counter Compare* (CC). Permite configurar el instante en el cual ocurren los eventos de conmutación en la salida de EPWMxA (CMPA) o EPWMxB (CMPB) y, a partir de ello, el ciclo de trabajo para la señal PWM;
- *Action-Qualifier* (AQ). Establece el nivel lógico en las salidas EPWMxA y EPWMxB, en alto o en bajo (según se configure), cuando ocurre el evento de comparación realizado por el CC. Para ello, se deben configurar los registros AQCTLA y AQCTLB, empleando los siguientes eventos: 1) CAU: contador igual a CMPA en la cuenta ascendente; 2) CAD: contador igual a CMPA en la cuenta descendente; 3) CBU: contador igual a CMPB en la cuenta ascendente y 4) CBD: contador igual a CMPB en la cuenta descendente;
- *Dead-Band* (DB). Genera pares de señales apropiados (EPWMxA y EPWMxB) con una relación de banda muerta, agregando un retardo programable a los flancos ascendentes (rising-edge delayed, RED) y descendentes (falling-edge delayed, FED).

En el caso particular considerado, la frecuencia f para la señal PWM se determina a partir de la relación V/f , la cual debe permanecer constante para una correcta operación de una máquina de inducción (Chapman, 2000). De esta manera, el motor a ser empleado corresponde con un

voltaje nominal de $\bar{V} = 220VAC$ a una frecuencia nominal de $\bar{f} = 60Hz$, generando la relación:

$$\begin{aligned}\bar{V}/\bar{f} &= 220/60 \\ &= 3.67.\end{aligned}\tag{10}$$

Esta relación nominal debe mantenerse ante variaciones en el voltaje de alimentación del motor por cuenta del circuito inversor.

De Rashid (2001), se define el voltaje RMS línea a línea en la salida del inversor como una función de la señal V_s de suministro en DC, en el modo siguiente:

$$\begin{aligned}V(V_s) &= \sqrt{2 \times \left(\frac{1}{T} \int_0^{\frac{T}{2}} f(\cdot)^2 d(\omega t) \right)} \\ &= \sqrt{\frac{1}{\pi} \int_0^{\frac{2\pi}{3}} V_s^2 d(\omega t)}.\end{aligned}$$

Ahora bien, tomando en cuenta que el límite superior de la integral puede ser modificado mediante ajuste en el tiempo de conducción de los transistores del puente inversor (ciclo útil β de

la señal PWM), es posible reformular la expresión para obtener:

$$\begin{aligned}
 V(V_s, \beta) &= \sqrt{2 \times \left(\frac{1}{2\pi} \int_0^{\beta - \frac{\pi}{3}} \left[V_s^2 + \left(\frac{V_s}{2} \right)^2 + \left(-\frac{V_s}{2} \right)^2 \right] d(\omega t) \right)} \\
 &= \sqrt{2 \times \left(\frac{1}{2\pi} \int_0^{\beta - \frac{\pi}{3}} \left[\frac{4V_s^2 + 2V_s^2}{4} \right] d(\omega t) \right)} \\
 &= \sqrt{\frac{1}{\pi} \int_0^{\beta - \frac{\pi}{3}} \left[\frac{3}{2} V_s^2 \right] d(\omega t)} \\
 &= V_s \sqrt{\frac{3}{2\pi} \int_0^{\beta - \frac{\pi}{3}} d(\omega t)} \\
 &= V_s \sqrt{\frac{3}{2\pi} \omega t \Big|_0^{\beta - \frac{\pi}{3}}} \\
 &= V_s \sqrt{\frac{3}{2\pi} \left(\beta - \frac{\pi}{3} \right)} \\
 &= V_s \sqrt{\frac{3\beta}{2\pi} - \frac{1}{2}}, \tag{11}
 \end{aligned}$$

siendo $\beta \in [\pi/3, 2\pi/3]$ para conservar las restricciones de ángulo en el patrón de conmutación (se recomienda al lector interesado consultar la *Sección 10-5.1* de Rashid (2001) para mayor ilustración). Por tanto, acudiendo a (10) es posible escribir:

$$\begin{aligned}
 f(V_s, \beta) &= \frac{V(V_s, \beta)}{3.67} \\
 &= \frac{V_s}{3.67} \sqrt{\frac{3\beta}{2\pi} - \frac{1}{2}}, \tag{12}
 \end{aligned}$$

a partir de lo cual se observa la dependencia cuantitativa que posee la frecuencia f de la señal PWM en su valor de ancho de pulso β .

En particular, teniendo en cuenta que $V_s = 179[V]$ y dadas las restricciones sobre β , se obtiene un rango de valores de frecuencia dado por $f(179, \beta) \in [0, 34.49] \text{ Hz}$, lo cual representa voltajes línea a línea en el rango $V(179, \beta) \in [0, 126.57] \text{ VAC}$ y velocidades de operación $\omega \in [0, 1034.4] \text{ RPM}$ para una máquina de inducción (de 4 polos).

Ejemplo de configuración para PWM

A manera de ejemplo, se realizará el procedimiento de configuración en el dispositivo de control (TMS320F2837xD) para una señal PWM de 34.49 Hz (equivalentes a $\beta = 2\pi/3$).

1. Se escala la base de tiempo mediante el registro $TBCTL \rightarrow CLKDIV = 0x3$. Esto implica multiplicar el periodo de reloj del módulo ePWM (de $0.01 \mu s$) por 96, obteniendo $T_{TBCLK} = 0.96 \mu s$;
2. Se determina el valor para el registro $TBPRD$ a partir de:

$$T_{PWM} = 2 \times TBPRD \times T_{TBCLK}, \quad (13)$$

siendo $T_{PWM} = \frac{1}{34.49} = 0.0289 \text{ s}$ y por tanto:

$$TBPRD = \frac{T_{PWM}}{2 \times T_{TBCLK}} = \frac{0.0289}{2 \times 0.96 \times 10^{-6}} = 15102;$$

3. Se configura el modo de cuenta como ascendente y descendente para un PWM simétrico.
Esto se realiza mediante la asignación $TBCTL \rightarrow CTRMODE = 0x2$;

4. Se configura la fase de referencia mediante la asignación $TBPHS = 0x0000$ y como módulo maestro mediante $TBCTL \rightarrow PHSEN = 0x1$;
5. Se configura el desfase para dos módulos esclavos, mediante las asignaciones de valor en el registro $TBPHS$ dadas por $\frac{1}{3}$ y $\frac{2}{3}$ de $TBPRD$, correspondientes a 120° y 240° respectivamente;
6. Se configura el ciclo útil de la señal PWM mediante las siguientes asignaciones para los registros $CMPB$ y $CPMA$:

$$\begin{aligned}
 CMPB &= \frac{\beta}{2 \times T_{TBCLK}} \\
 &= \frac{9,6651 \times 10^{-3}}{2 \times 0.96 \times 10^{-6}} \\
 &= 5034;
 \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
 CPMA &= TBPRD - CMPB \\
 &= 15102 - 5034 \\
 &= 10068,
 \end{aligned}$$

siendo β expresado en su equivalente para la fracción del periodo de tiempo que representa;

7. Se constituye la forma de onda en la salida del PWM configurando:

1. $AQCTLA \rightarrow CAU = 0x2$, valor alto a PWM1A en evento $CPMA$ a cuenta ascendente,
2. $AQCTLA \rightarrow CAD = 0x1$, valor bajo a PWM1A en evento $CPMA$ a cuenta descendente,
3. $AQCTLB \rightarrow CBU = 0x1$, valor bajo a PWM1B en evento $CMPB$ a cuenta ascendente,

4. $AQCTLB \rightarrow CBD = 0x2$, valor alto a PWM1B en evento $CMPB$ a cuenta descendente;

8. Se asigna un valor de tiempo muerto $t_{DB} = 18 \mu s$ (atendiendo a las recomendaciones del fabricante de los transistores de potencia) para las señales PWM en el modo siguiente:

$$\begin{aligned}
 CMPB_{DB} &= CMPB - \frac{t_{DB}}{2 \times T_{BCLK}} \\
 &= 5034 - \frac{18 \times 10^{-6}}{2 \times 0.96 \times 10^{-6}} \\
 &= 5034 - 9 \\
 &\approx 5025;
 \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
 CMPA_{DB} &= CMPA + \frac{t_{DB}}{2 \times T_{BCLK}} \\
 &= 10068 + 9 \\
 &\approx 10077.
 \end{aligned}$$

Apéndice B. Introducción al CODE COMPOSER STUDIO (CCS)

Empleando el sistema integrado de programación para microprocesadores de *Texas Instruments*: CODE COMPOSER STUDIO (CCS), fue posible configurar y ejecutar el disparo de los elementos de conmutación en el puente inversor.

El CCS se desarrolla en un entorno *Visual Studio* con apariencia mostrada en la Fig. 29, mediante el cual es posible crear, configurar, editar y depurar proyectos a partir de herramientas como:

- *Explorador de proyectos*: que organiza los archivos vinculados a un proyecto;
- *Editor*: describe el código del proyecto;
- *Ventana de problemas y advertencias*: indica errores de código, su ubicación y advertencias ocurridas durante la compilación;
- *Barra de herramientas*: contiene elementos para manipular la ejecución controlada (depuración) de un proyecto;
- *Consola*: imprime mensajes al usuario relacionados con la ejecución del proyecto;
- *Variables y expresiones*: indica el valor de registros y variables empleadas.

Creación de un proyecto en CCS

Para crear un proyecto en CCS, se selecciona del menú la ruta: *File*→*New*→*Project*, generando la ventana emergente mostrada en la Fig. 30, en la cual se debe seleccionar la opción: *CCS*

Project y dar click en *Next*.

Posterior a esto, se entrará en la ventana de configuración mostrada en la Fig. 31 donde se deberán asignar los *valores indicados*, correspondientes con el tipo de procesador, estado de conexión, nombre y ruta del proyecto, versión del compilador y tipo de plantilla (ya sea en blanco o a través de ejemplos prediseñados). Una vez hecho esto, se finaliza dando click en la opción *Finish*.

Estructura del programa construido en CCS

Además de la creación y configuración de un proyecto en CCS, se deben codificar las rutinas encargadas de materializar las transformaciones de información requeridas en el sistema a través de procesos de señal en el microcontrolador. Para ello se emplea como lenguaje de base el *ANSI C*.

La estructura general de la rutina de proceso de señal desarrollada en CCS para programar los disparos de conmutación en el circuito inversor de potencia, se compone de las siguientes etapas:

- Se definen e inicializan las variables globales (ver Fig. 32);
- Se configuran los módulos PWM asignando valores a los respectivos registros. Este procedimiento debe realizarse de manera independiente para cada una de las tres fases (ver Fig.

33);

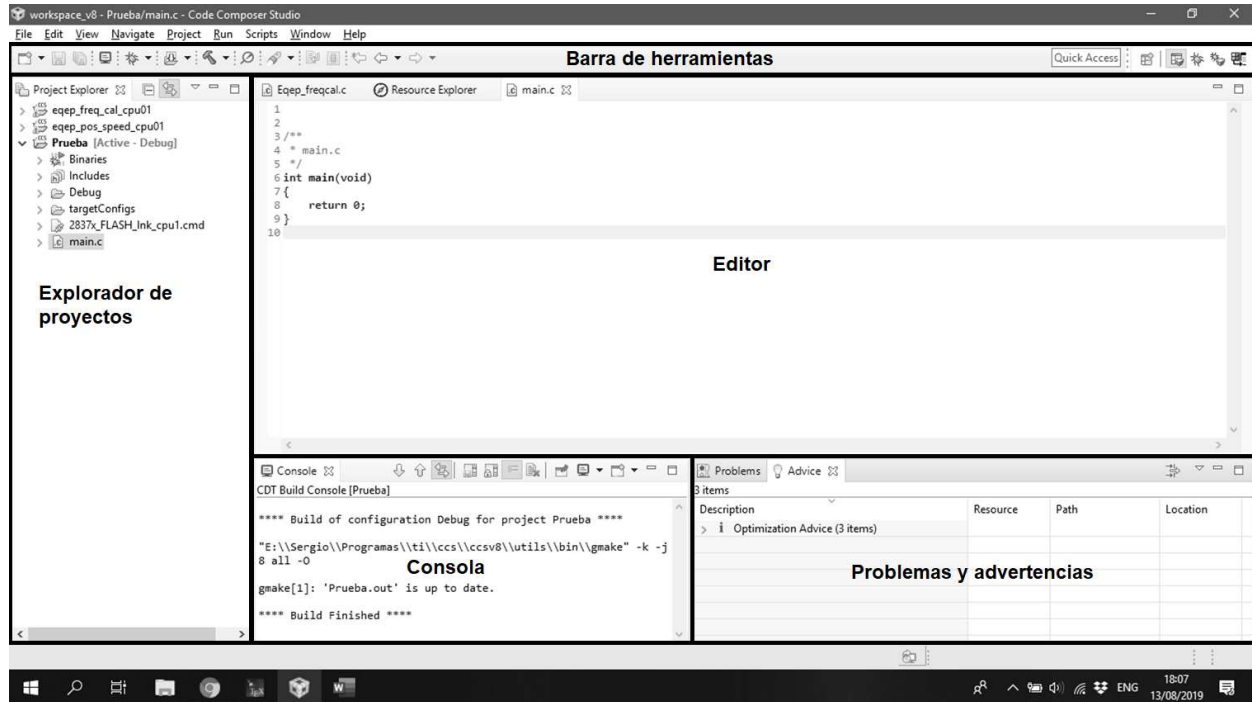
- Se construye una rutina principal donde posterior a las definiciones e inicializaciones de variables locales y configuraciones adicionales de registros (periféricos de salidas GPIO, funciones para PWM, sincronizaciones de reloj), se cae en un bucle de ejecución infinita (ver Fig.34);
- Se definen las rutinas de interrupción a través de las cuales se actualizarán valores de registros y variables, interrumpiendo el ciclo de ejecución infinito de la rutina principal (ver Fig. 35);
- Se definen las subrutinas de interrupción (ver Fig. 36);

Adicionalmente, se presenta en la Fig. 37 la lectura del encoder rotativo y en la Fig. 38 el procedimiento de filtrado para la señal de velocidad sensada, como rutinas fundamentales para el cierre de lazo abordado en el *Capítulo 3*.

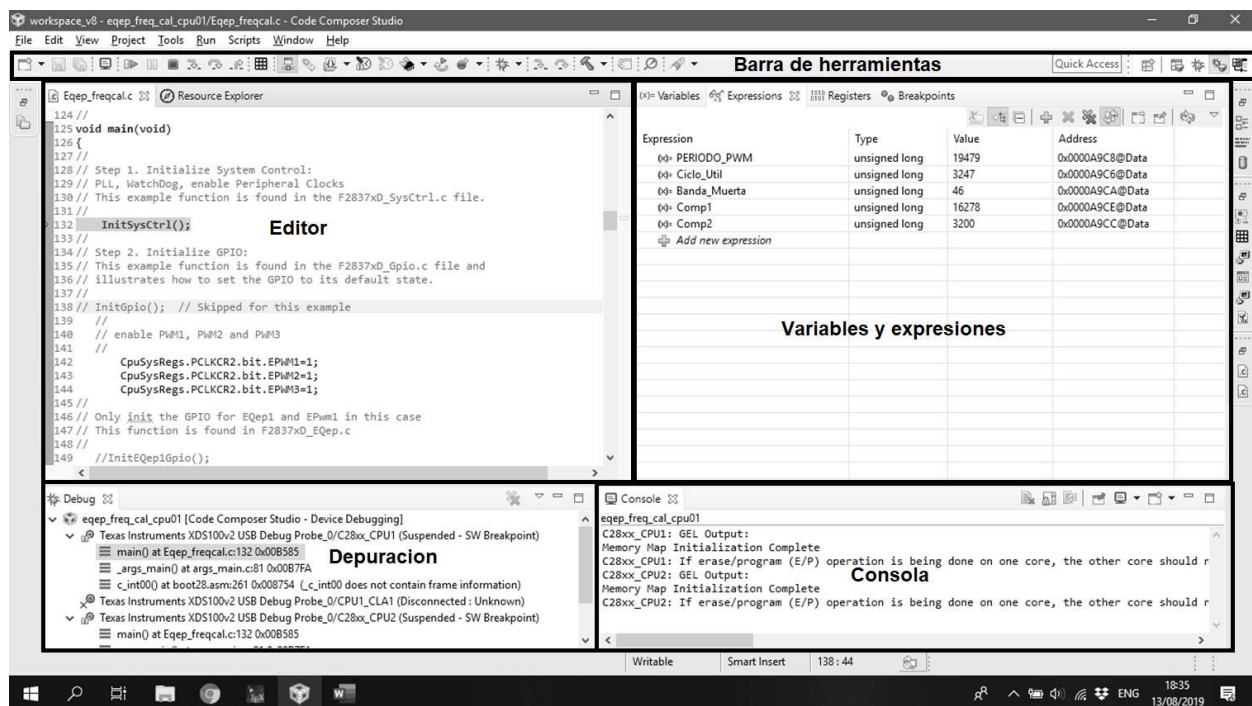
Ejecución de un proyecto en CCS

Seleccionando la opción *Debug* en la barra de herramientas, se activará en el CCS el entorno de depuración y a través de ello se cargará el programa en el dispositivo de proceso. Posteriormente, la ejecución de dicho programa podrá iniciarse seleccionando la opción *Run*.

Es posible también visualizar durante la ejecución del programa el valor actualizado de variables de interés, seleccionándolas en la ventana de expresiones y ejecutando la opción denominada: *Continuous Refresh*.



(a)



(b)

Figura 29. Apariencia de interfaz para CCS: (a) entorno de edición; (b) entorno de depuración

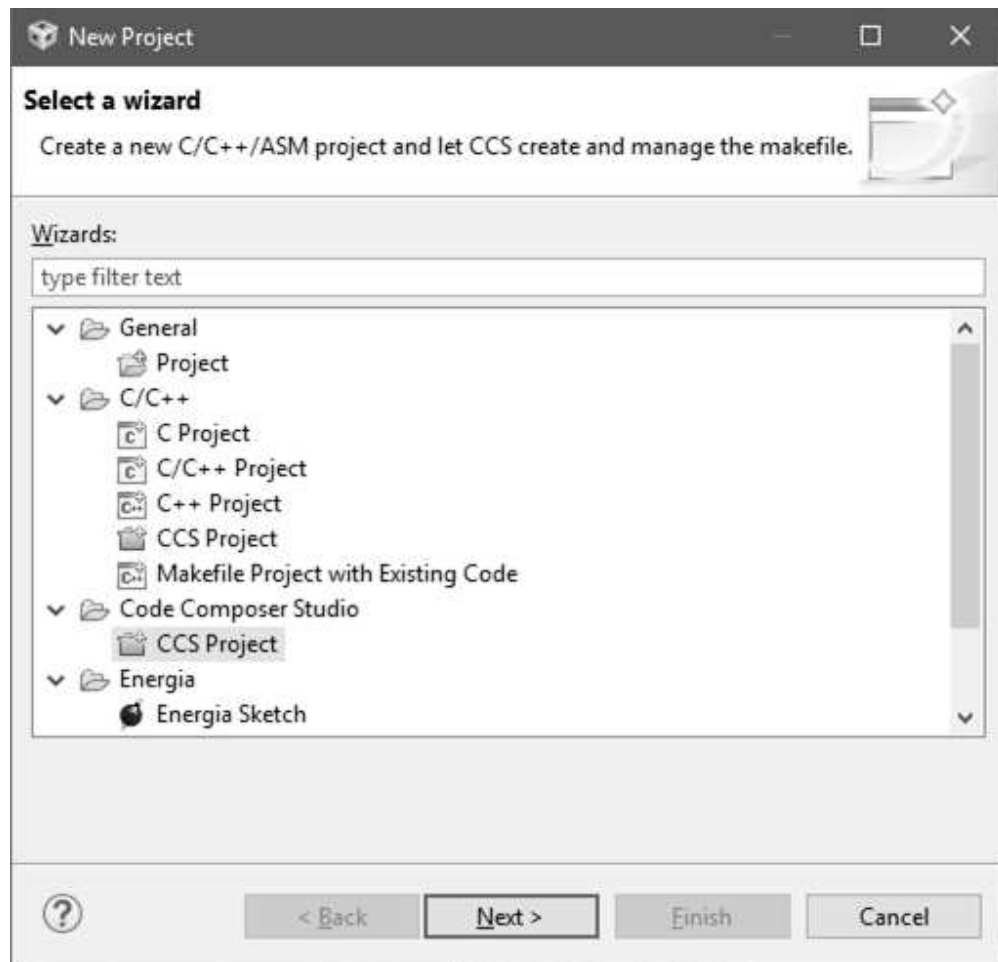


Figura 30. Ventana de creación de proyecto en CCS

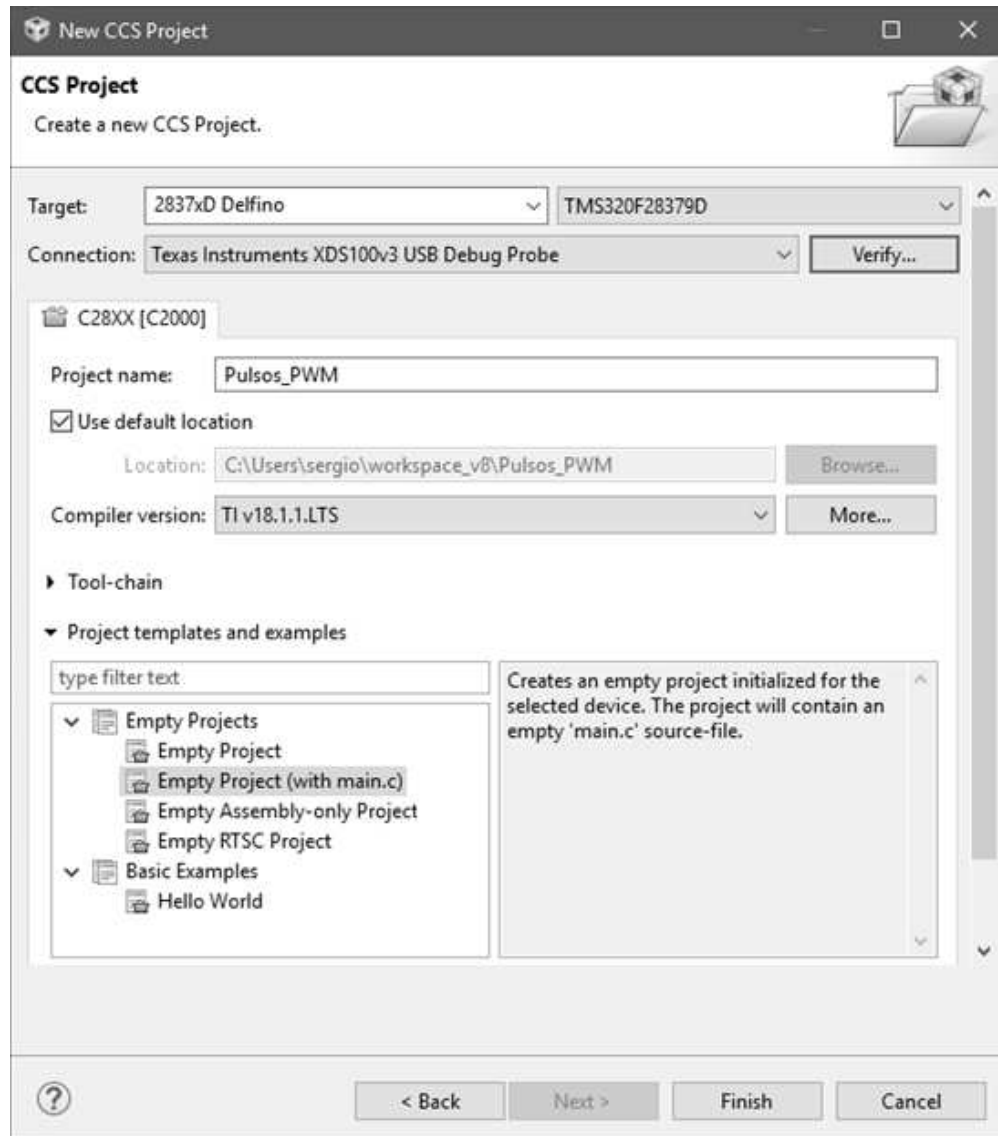


Figura 31. Ventana de configuración de proyecto en CCS

```

//
// Defines

#define T_PWM      0.02899           // Periodo PWM 28.99 ms
#define CLK_DIV    96                // Division del reloj
#define TB_CLK     (0.01e-6)*CLK_DIV // Periodo de reloj
#define EPWM_SP    T_PWM/(2*TB_CLK)
#define FREQ       1/T_PWM
#define BETA       (FREQ*FREQ*3.8108e-4-0.1666)*T_PWM
#define BETA_IN    (BETA)/(2*TB_CLK) //9.66 [ms] 120grados
#define DBand      (18e-6)/(2*TB_CLK) //18 [us]

//
#define EPWM_SP_A    EPWM_SP-BETA_IN
#define EPWM_SP_B    BETA_IN
#define EPWM1_CMPA    EPWM_SP_A + DBand // Valor inicial del CMPA/CMPB
#define EPWM1_CMPB    EPWM_SP_B - DBand
#define EPWM2_CMPA    EPWM_SP_A + DBand
#define EPWM2_CMPB    EPWM_SP_B - DBand
#define EPWM3_CMPA    EPWM_SP_A + DBand
#define EPWM3_CMPB    EPWM_SP_B - DBand

```

Figura 32. Definición e inicialización de variables globales

```

//
// Initialize EPWM1 configuration
//
void EPwmSetup1()
{
    EPwm1Regs.TBPRD = EPWM_SP;           // Set timer period
    EPwm1Regs.TBPHS.bit.TBPHS = 0x0000;  // Phase is 0
    EPwm1Regs.TBCTR = 0x0000;            // Clear counter
    //
    // Setup TBCLK
    EPwm1Regs.TBCTL.bit.CTRMODE = TB_COUNT_UPDOWN; // Count up and down
    EPwm1Regs.TBCTL.bit.PHSEN = TB_DISABLE;         // Disable phase loading
    EPwm1Regs.TBCTL.bit.HSPCLKDIV = TB_DIV4;         // Clock ratio to SYSCLKOUT
    EPwm1Regs.TBCTL.bit.CLKDIV = TB_DIV4;           //
    //
    // Setup compare
    EPwm1Regs.CMPA.bit.CMPA = EPWM1_CMPA;           // Set compare A value
    EPwm1Regs.CMPB.bit.CMPB = EPWM1_CMPB;           // Set Compare B value
    //
    // Setup shadowing
    EPwm1Regs.CMPCTL.bit.SHDWAMODE = CC_SHADOW;
    EPwm1Regs.CMPCTL.bit.SHDWBMODE = CC_SHADOW;
    EPwm1Regs.CMPCTL.bit.LOADAMODE = CC_CTR_PRD;     // Load on Zero
    EPwm1Regs.CMPCTL.bit.LOADBMODE = CC_CTR_PRD;
    //
    // Set actions
    EPwm1Regs.AQCTLA.bit.CAU = AQ_SET;               // Set PWM1A on event A, up count
    EPwm1Regs.AQCTLA.bit.CAD = AQ_CLEAR;             // Clear PWM1A on event A, down count
    EPwm1Regs.AQCTLB.bit.CBU = AQ_CLEAR;             // Clear PWM1B on event B, up count
    EPwm1Regs.AQCTLB.bit.CBD = AQ_SET;               // Set PWM1B on event B, down count
    //
    epwm1_info.EPwmTimerIntCount = 0;                // Zero the interrupt counter
    epwm1_info.EPwmRegHandle = &EPwm1Regs;          // Set the pointer to the ePWM module
    epwm1_info.EPwmCMPA = EPWM1_CMPA;               // Setup CMPA/CMPB values
    epwm1_info.EPwmCMPB = EPWM1_CMPB;
}

```

Figura 33. Configuración de módulos ePWM

```

// Main
//
void main(void)
{
    InitSysCtrl();
    CpuSysRegs.PCLKCR2.bit.EPwm1=1;
    CpuSysRegs.PCLKCR2.bit.EPwm2=1;
    CpuSysRegs.PCLKCR2.bit.EPwm3=1;
    InitEPwm1Gpio();
    InitEPwm2Gpio();
    InitEPwm3Gpio();
    DINT;
    InitPieCtrl();
    IER = 0x0000;
    IFR = 0x0000;
    InitPieVectTable();
    EALLOW; // This is needed to write to EALLOW protected registers
    PieVectTable.EPwm1_INT = &epwm1_isr;
    PieVectTable.EPwm2_INT = &epwm2_isr;
    PieVectTable.EPwm3_INT = &epwm3_isr;
    EDIS; // This is needed to disable write to EALLOW protected registers
    EALLOW;
    CpuSysRegs.PCLKCR0.bit.TBCLKSYNC =0;
    EDIS;
    EPwmSetup1();
    EPwmSetup2();
    EPwmSetup3();
    EALLOW;
    CpuSysRegs.PCLKCR0.bit.TBCLKSYNC =1;
    EDIS;
    EPwm1TimerIntCount = 0;
    EPwm2TimerIntCount = 0;
    EPwm3TimerIntCount = 0;
    IER |= M_INT3;
    PieCtrlRegs.PIEIER3.bit.INTx1 = 1;
    PieCtrlRegs.PIEIER3.bit.INTx2 = 1;
    PieCtrlRegs.PIEIER3.bit.INTx3 = 1;
    EINT; // Enable Global __interrupt INTM
    ERTM; // Enable Global realtime __interrupt DBGM
    for(;;)
    {
        asm ("NOP");
    }
}

```

Figura 34. Rutina principal

```

//
// epwm1_isr - EPWM1 ISR
//
__interrupt void epwm1_isr(void)
{
    //
    // Update the CMPA and CMPB values
    //
    update_compare1(&epwm1_info);
    //
    // Clear INT flag for this timer
    //
    EPwm1Regs.ETCLR.bit.INT = 1;
    //
    // Acknowledge this interrupt to receive more interrupts from group 3
    //
    PieCtrlRegs.PIEACK.all = PIEACK_GROUP3;
}

```

Figura 35. Rutina de servicio de interrupción

```

void update_compare1(EPWM_INFO *epwm_info )
{
    FREQ_R=1000/PERIODO_PWM_R;
    PERIODO_PWM=PERIODO_PWM_R/(2*TB_CLK*1000);

    if (PERIODO_PWM_R <= 28.99)          // BETA > 120º
    {
        PERIODO_PWM = 15100
        Ciclo_Util=5034;
    }
    else if (PERIODO_PWM_R <= 112.29)    // 63º < BETA < 120º
    {
        Ciclo_Util=((FREQ_R*FREQ_R*3.8108e-4+0.5)*PERIODO_PWM_R*0.3333e-3)/(2*TB_CLK);
    }
    else                                // BETA < 63º
    {
        PERIODO_PWM = 64300;
        Ciclo_Util = 11250;
    }
    epwm_info->EPwmRegHandle->TBPRD=PERIODO_PWM;
    epwm_info->EPwmRegHandle->CMPA.bit.CMPA= PERIODO_PWM - Ciclo_Util + DBand;
    epwm_info->EPwmRegHandle->CMPB.bit.CMPB= Ciclo_Util - DBand;
    return;
}

```

Figura 36. Subrutina de interrupción

```

//
// Archivos incluidos
#include "F28x_Project.h"
#include "Example_posspeed.h"
//
// Globales:
POSSPEED qep_posspeed=POSSPEED_DEFAULTS;
//
// Definiciones:
Uint32 velocidad = 0;
//
// Prototipos de funciones:
void initEpwm();
__interrupt void prdTick(void);
//
// Rutina Principal:
void main(void)
{
    //Se inicializan todos los perisfericos del dispositivo:
    initEpwm();
    qep_posspeed.init(&qep_posspeed);

}
//
// Rutina de Interrupcion:
__interrupt void prdTick(void)
{
    qep_posspeed.calc(&qep_posspeed);    //Calculo de la velocidad
    velocidad=qep_posspeed.SpeedRpm_pr; //Lectura en una variable
}

```

Figura 37. Rutina para captura de datos del encoder

```

__interrupt void prdTick(void)
{
    if (Interrupt_Count==down)
    {
        qep_osspeed.calc(&qep_osspeed);
        velocidad[Interrupt_Count2]=qep_osspeed.SpeedRpm_pr;
        sumatoria=0;
        if(Interrupt_Count2<=OrdenFiltro)
        {
            count2=0;
            for (count=0; count<=OrdenFiltro; count++)
            {
                if(count<=Interrupt_Count2)
                {
                    sumatoria=sumatoria+velocidad[Interrupt_Count2-count]*filtro[count];
                }
                else
                {
                    sumatoria=sumatoria+velocidad[ventana-count2]*filtro[count];
                    count2++;
                }
            }
        }
        else
        {
            for (count=0; count<=OrdenFiltro; count++)
            {
                sumatoria=sumatoria+velocidad[Interrupt_Count2-count]*filtro[count];
            }
        }
        Interrupt_Count2++;
        if(Interrupt_Count2==vd+1)
        {
            Interrupt_Count2=0;
        }
        Interrupt_Count=0;
    }
    Interrupt_Count++;
}

```

Figura 38. Rutina para filtrado de señal sensada