

CONTROL POR MODOS DESLIZANTES DE UN CONVERTIDOR DC-DC



MARÍA FERNANDA GÓMEZ JIMÉNEZ



**ESCUELA DE INGENIERÍAS
ELÉCTRICA, ELECTRÓNICA Y
DE TELECOMUNICACIONES**



**UNIVERSIDAD INDUSTRIAL DE SANTANDER
FACULTAD DE INGENIERÍAS FÍSICO-MECÁNICAS
ESCUELA DE INGENIERÍAS ELÉCTRICA, ELECTRÓNICA Y DE
TELECOMUNICACIONES
BUCARAMANGA 2013**

CONTROL POR MODOS DESLIZANTES DE UN CONVERTIDOR DC-DC

MARÍA FERNANDA GÓMEZ JIMÉNEZ

**Trabajo de grado presentado como requisito parcial para optar al título de
ingeniero electrónico**

**Director
RICARDO ALZATE CASTAÑO, PhD.**

**UNIVERSIDAD INDUSTRIAL DE SANTANDER
FACULTAD DE INGENIERÍAS FÍSICO-MECÁNICAS
ESCUELA DE INGENIERÍAS ELÉCTRICA, ELECTRÓNICA Y DE
TELECOMUNICACIONES
BUCARAMANGA 2013**

DEDICATORIAS

En primer lugar a DIOS, por todas la bendiciones, por mis padres, mi hermano y cada uno de los miembros de mi familia, por permitirme llegar a este momento tan importante en mi vida y mi formación profesional, por su compañía y su amor incondicional.

A mi mamá OLGA, quien con su amor, su ternura y sus consejos, me enseñó a confiar en mis capacidades y creer que todo es posible, gracias por ser mi amiga, confidente y esa voz de apoyo en cada instante de mi vida.

A mi papá SALOMÓN, por su ejemplo de perseverancia, constancia y sacrificio, que me enseñaron a luchar siempre por lo que quiero y ser mejor cada día en lo que me proponga, y sobre todo por su infinito amor.

A mi hermano ERICK, por su cariño, apoyo y compañía, por brindarme siempre esa buena energía que lo caracteriza, haciendo posible la culminación de este sueño.

A mi abuela, tíos, tías y primos, quienes me brindaron su apoyo incondicional y estuvieron pendientes cada instante durante mi formación. Gracias por creer en mí.

A Jose Luis por ser parte de mi vida y un apoyo en la culminación de este logro.

AGRADECIMIENTOS

A Dios por darme la sabiduría, la paciencia y la fuerza para poder culminar con éxito esta meta propuesta.

A Ricardo Alzate Castaño, director del proyecto, por su apoyo, asesoría y ayuda incondicional, en el desarrollo y culminación de este proyecto de grado.

A la Universidad Industrial de Santander y a la Escuela de Ingeniería Eléctrica, Electrónica y Telecomunicaciones, por brindar las herramientas necesarias para mi formación como persona profesional.

A mis compañeros y amigos de carrera, por su apoyo y amistad a lo largo de mi vida universitaria y por todas las aventuras vividas.

A la selección Futsala femenina UIS, por permitirme conocer personas tan excelentes y especiales, a cada una de mis compañeras, amigas y entrenador, Gracias.

El presente proyecto de grado forma parte de las actividades del proyecto de investigación denominado: *“Análisis del Comportamiento Dinámico de un Convertidor de Potencia Sometido a Estrategias de Control Conmutado”*, financiado por la VIE-UIS con código 5568.

TABLA DE CONTENIDO

CAPITULO 1	16
1.1 ANTECEDENTES Y JUSTIFICACIÓN	16
1.2 PLANTEAMIENTO Y DEFINICIÓN DEL PROBLEMA	18
1.3 OBJETIVOS.....	19
1.3.1 OBJETIVO GENERAL	19
1.3.2 OBJETIVOS ESPECÍFICOS.....	19
CAPITULO 2	20
2.1 DESCRIPCIÓN GENERAL DEL SISTEMA.....	20
2.1.1 Dispositivo de sensado	21
2.1.2 Dispositivo programable.....	22
2.1.3 Circuito acoplador	24
2.1.4 Perturbaciones	24
2.1.5 Circuito convertidor de potencia.....	25
2.1.6 Sistema definitivo	26
2.2 CARACTERIZACIÓN DEL COMPORTAMIENTO DEL SISTEMA	27
2.2.1 Análisis por simulación.....	27
2.2.2 Análisis experimental en laboratorio.....	29
CAPITULO 3	32
3.1 CONFIGURACION GENERAL DEL MICROCONTROLADOR	32
3.1.1 Inicio.....	33
3.1.1.1 Funciones	33
3.1.2 Módulos.....	34
3.1.2.1 Oscilador.....	34
3.1.2.2 Puertos.....	35
3.1.1.3 PWM	35
3.1.3 Ciclo infinito.....	36
3.1.3.1 Variables	37
3.1.3.2 Controlador	37

3.2 CONTROLADORES	37
3.2.1 <i>Control PID</i>	37
3.2.1.1 Cálculo de los parámetros para el controlador PID.....	39
3.2.1.2 Implementación del controlador PID	45
3.2.2 <i>CONTROL ÓPTIMO</i>	46
3.2.2.1 Implementación del control óptimo en el microcontrolador	47
3.2.3 CONTROL POR MODOS DESLIZANTES	48
3.2.3.1 <i>Implementación digital del control digital SMC en el microcontrolador</i>	49
CAPITULO 4	51
4.1 VERIFICACIÓN EXPERIMENTAL DEL CONTROL PID	51
4.2 VERIFICACIÓN EXPERIMENTAL DEL CONTROL ÓPTIMO	53
4.3 VERIFICACIÓN EXPERIMENTAL DEL SMC	54
CAPÍTULO 5	57
5.1 CONCLUSIONES	57
5.2 OBSERVACIONES.....	58
5.3 RECOMENDACIONES Y TRABAJO FUTURO.....	59
5.4 DIFUSIÓN DE RESULTADOS.....	60
BIBLIOGRAFÍA.....	61
ANEXOS.....	65

LISTA DE FIGURAS

Figura 1. Diagrama de bloques general para el sistema experimental de control digital en un circuito convertidor de potencia.	21
Figura 2. Etapa 1 del circuito de sensado: conexión del divisor de tensión.	22
Figura 3. Etapa 2 del circuito de sensado: conexión del conversor analógico a digital.	22
Figura 4. Tarjeta DIGILENT-CEREBOT MC7	23
Figura 5. Circuito de acople.	24
Figura 6. Tarjeta de perturbaciones en la entrada.	25
Figura 7. Tarjeta de perturbaciones en la carga.	25
Figura 8. Diagrama esquemático del circuito convertidor Buck implementado.	27
Figura 9. Prototipo final para pruebas.	27
Figura 10. Tensión de salida sin perturbación.	28
Figura 11. Tensión de salida ante perturbaciones en la carga.	28
Figura 12. Tensión de salida ante perturbaciones en la fuente de entrada.	29
Figura 13. Tensión en la carga sin perturbación, obtenida experimentalmente a lazo abierto.	30
Figura 14. Tensión en la salida ante perturbaciones en la carga, obtenidas experimentalmente en lazo abierto. Disminuyendo (izquierda) y aumentando (derecha) la carga.	30
Figura 15. Tensión en la salida ante perturbaciones en la fuente de suministro, obtenidas experimentalmente en lazo abierto. Disminuyendo (izquierda) y aumentando (derecha) el voltaje de entrada.	31
Figura 16. Configuración general para el microcontrolador dsPIC33f	33
Figura 17. Esquema para generación de PWM en dsPIC	36
Figura 18. Respuesta escalón del sistema en lazo abierto.	40
Figura 19. Respuesta escalón del sistema controlado PID.	42
Figura 20. Cambios de la respuesta del sistema según los parámetros de sintonización.	43
Figura 21. Respuesta del sistema controlado mediante PID.	44

Figura 22. Diagrama de flujo control digital PID implementado en microcontrolador	45
Figura 23. Diagrama de flujo del algoritmo implementado para el control óptimo .	48
Figura 24. Diagrama de flujo para la implementación del control digital SMC	50
Figura 25. Tensión de salida ante perturbaciones en la carga, obtenidas experimentalmente para control PID sintonizado. Disminuyendo (izquierda) y aumentando (derecha) la carga.....	52
Figura 26. Tensión de salida ante perturbaciones en la fuente de suministro, obtenidas experimentalmente para control PID calculado. Disminuyendo (izquierda) y aumentando (derecha) el voltaje de entrada.....	52
Figura 27. Tensión de salida ante perturbaciones en la carga, obtenidas experimentalmente para el control óptimo. Disminuyendo (izquierda) y aumentando (derecha) la carga.....	53
Figura 28. Tensión de salida ante perturbaciones en la fuente de suministro, obtenidas experimentalmente con el control óptimo. Disminuyendo (izquierda) y aumentando (derecha) el voltaje de entrada.	54
Figura 29. Tensión de salida ante perturbaciones en la carga, obtenidas experimentalmente para el control SMC. Disminuyendo (izquierda) y aumentando (derecha) la carga.....	55
Figura 30. Tensión de salida ante perturbaciones en la fuente de suministro, obtenidas experimentalmente para el control SMC. Disminuyendo (izquierda) y aumentando (derecha) el voltaje de entrada.	55

LISTA DE TABLAS

Tabla 1. Características de DIGILENT-CEREBOT MC7	23
Tabla 2. Valores de parámetro para el circuito convertidor de potencia.	26
Tabla 3. Constantes calculadas para el controlador PID.	42
Tabla 4. Sintonización del controlador PID	44

LISTA DE ANEXOS

ANEXO A. ANALISIS DEL CONVERTIDOR TIPO BUCK	65
ANEXO B. ENTORNO DE TRABAJO MPLAB-IDE	72

RESUMEN

Título: CONTROL POR MODOS DESLIZANTES DE UN CONVERTIDOR DC-DC¹.

Autor: MARÍA FERNANDA GÓMEZ JIMÉNEZ².

Palabras Clave:

Microcontrolador, Modo deslizante, Convertidor DC-DC.

Descripción:

El uso de estrategias de control avanzadas, desarrolladas a partir de las teorías de control no lineal, adaptativo o robusto; han permitido mejorar las características a modelos complejos. Los convertidores DC-DC han sido ampliamente usados en aplicaciones industriales, alimentación de sistemas computacionales y equipamiento de comunicaciones, generación de energía eléctrica, etc. De este modo, se crea la posibilidad de aplicar dichas técnicas de control a estos sistemas conmutados, lo cual, permite el mejoramiento y asegura rapidez de respuesta, estabilidad ante perturbaciones y alta eficiencia.

El presente proyecto presenta el diseño e implementación de estrategias de control conmutado para regular la tensión de salida en un convertidor DC-DC tipo Buck, para aplicaciones de baja potencia. En particular, haciendo uso de resultados analíticos previamente desarrollados se procedió a implementar un circuito convertidor de potencia DC-DC y sobre el mismo, estrategias de control por modos deslizantes y óptimo conmutado, ejecutadas sobre un microcontrolador dsPIC. El desempeño de las estrategias de control fue evaluado a partir de perturbaciones aplicadas en la carga y en la fuente de suministro. Los mejores resultados fueron obtenidos por la ley de control por modos deslizantes. Actividades adicionales implican el mejoramiento de la técnica de control óptimo y los niveles de rizado obtenidos en la respuesta del convertidor.

¹ Trabajo de grado

²Facultad de Ingenierías Físico-mecánicas. Escuela de Ingenierías Eléctrica, Electrónica y de Telecomunicaciones. Director: Ricardo Alzate Castaño, PhD.

SUMMARY

Title: SLIDING MODE CONTROL OF A DC-DC POWER CONVERTER³.

Author: MARÍA FERNANDA GÓMEZ JIMÉNEZ⁴.

Keywords:

Microcontroller, SMC, Buck converter.

Description:

The use of advanced control strategies developed from the theories of nonlinear control, adaptive and robust; has improved the characteristics of complex models. The DC-DC converters have been widely used in industrial applications, supply of computer systems and communications equipment, power generation, etc. So, the possibility of applying these techniques to control these systems switched, allows improvement and ensures quick response, stability and high efficiency.

The scope of this project is the experimental verification of changes in the dynamical behaviour of a DC-DC power converter circuit under the action of hybrid control techniques executed on a Microcontroller. A Buck DC-DC power converter has been designed and implemented to feed a low power load. The effects of perturbations applied to the source and/or the load have been analyzed in laboratory by measuring the qualitative performance of the overall system. Sliding mode control (SMC) and switching optimal control techniques were performed on a Microcontroller in order to regulate the output voltage applied to the circuit load. The best results have been obtained for the SMC technique. Additional work must be performed to improve the behaviour of the optimal technique.

³Degree work.

⁴Physical-mechanical Engineering Faculty. School of Electrical Engineering.Supervisor: Ricardo Alzate Castaño, PhD.

CAPITULO 1

1.1 ANTECEDENTES Y JUSTIFICACIÓN

En aplicaciones de ingeniería electrónica, se deben tomar en cuenta factores importantes como el rendimiento de los equipos, la optimización y la robustez de los sistemas [1]. Por tanto, en el caso particular de fuentes conmutadas se requiere un compromiso entre el diseño del circuito de conmutación y la etapa de control, para satisfacer los requerimientos de suministro. El rol que cumplen los convertidores de potencia, es permitir una salida de tensión y/o corriente con características determinadas a partir de una fuente de energía, para asegurar así una correcta alimentación en la carga. Los convertidores DC-DC son quizás la topología de convertidor más empleada en aplicaciones de baja potencia, los cuales se encargan de obtener a partir de una fuente de energía continua el suministro de corriente o voltaje regulado continuo a una carga [2]. Los convertidores de potencia son sistemas de tipo bilineal o no-lineales, lo cual dificulta aplicar técnicas convencionales de análisis y diseño de estrategias de control; siendo necesario realizar interpolación a modelos lineales para emplear técnicas clásicas a modo de aproximación. Lo anterior traería consecuencias a los sistemas como inestabilidad a perturbaciones y pérdidas de energía por el comportamiento de la carga. Para corregir las limitaciones que se presentan al llevar el convertidor a su modelo lineal; se han dado propuestas alternativas que permiten diseñar controladores a los sistemas (convertidores de potencia), tales como: PWM con frecuencia fija; linealización por realimentación -- que pretende conseguir una dinámica lineal del controlador-planta--; técnicas basadas en pasividad y la técnica de control de estructura variable [3]. En los sistemas de control de estructura variable, la ley de control cambia deliberadamente durante el proceso de acuerdo con alguna regla, la cual depende del estado del sistema. Uno de los modelos de control de estructura variable más popular es el control en modo de deslizamiento (SMC – sliding mode control) [4]; dicho control se ha utilizado debido a las ventajas inherentes que ofrece como robustez y respuesta

dinámica rápida; pero cuenta con problemas en su implementación práctica debidos a la adquisición de las variables de estado y la operación del control a frecuencias de conmutación elevadas [5].

En términos de implementación práctica de estas estrategias de control aplicadas sobre dispositivos convertidores de potencia se han utilizado tecnologías basadas en FPGA. Esta herramienta de implementación, permite reducir el tiempo de diseño y puesta en marcha del control, además el diseño es fácilmente modificable y la arquitectura dedicada aumenta la velocidad de cálculo con respecto a otro tipo de soluciones [6].

Llevar a cabo estas investigaciones de control en modo deslizante ha significado aportes en industrias como la automotriz [7]. Además han tenido un gran auge en la electromecánica para el desarrollo de prototipos de vehículos autónomos [8].

De los estudios realizados recientemente en Colombia a la técnica de control en modo de deslizamiento, se observa una variedad de técnicas complementarias utilizadas para dar mayor robustez y efectividad a los sistemas; entre ellas se destacan: el control por estimación de la perturbación [9], el control híbrido y difuso [10], el promedio cero de la dinámica del error (ZAD) y el control por inducción al punto fijo (FPIC) [11]. Estas técnicas demuestran mejor desempeño respecto a otras propuestas clásicas [8].

En la Universidad Industrial de Santander se han desarrollado algunos trabajos afines a manera de proyecto de grado, incluyendo: el control en modo deslizante con estimación de la perturbación aplicado a un modelo de turbina hidráulica [9]; el diseño de filtros activos en convertidores de potencia para eliminar componentes indeseadas en redes de suministro eléctrico [12]; estudios de simulación sobre circuitos convertidores Buck multifase controlados mediante técnicas de PWM [13].

Sin embargo, a pesar de encontrarse a disposición una gran cantidad de

información relacionada con el diseño de técnicas de control aplicadas a circuitos convertidores de potencia, a conocimiento de los autores es escasa la literatura técnica relacionada con implementaciones reales (hardware) y el estudio del desempeño de dichas técnicas en ambientes fuera del entorno de simulación.

1.2 PLANTEAMIENTO Y DEFINICIÓN DEL PROBLEMA

Los convertidores electrónicos de potencia se han consolidado como un elemento fundamental en los sistemas eléctricos debido esencialmente a su alta demanda. En particular, las topologías DC-DC (con entrada y salida de corriente continua) presentan una amplia gama de uso en tecnologías contemporáneas de dispositivos electrónicos, por ejemplo en todas aquellas que implican el uso de baterías. Este tipo de aplicaciones, cada vez más exigen rapidez de respuesta y estabilidad frente a perturbaciones, además de una alta eficiencia. En algunos casos prácticos estas características son difíciles de alcanzar como consecuencia principal de la naturaleza no-lineal que presentan dichos sistemas (convertidores) ante determinados regímenes de operación.

Debido a esto, el control de convertidores de potencia conmutados se convierte en un área de investigación muy activa tanto en electrónica de potencia como en teoría de control automático. Una alternativa aceptada para estudiar este tipo de fenómenos dinámicos, la constituyen los denominados sistemas híbridos (hybrid dynamical systems) que modelan el comportamiento dinámico del sistema mediante discontinuidades seleccionadas a partir de leyes de conmutación (control conmutado). Como estrategia de control para estos sistemas, una solución válida corresponde con la técnica de modos deslizantes, que a pesar de ser de naturaleza robusta, aún requiere tomar en consideración particularidades de implementación al momento de realizar su ejecución real sobre dispositivos dedicados.

Por todo lo anterior, alrededor de esta temática es válido plantearse inquietudes de investigación como las siguientes: ¿Qué ventajas y/o desventajas presentan

estrategias avanzadas de control respecto a las convencionales, en el comportamiento de circuitos convertidores de potencia? ¿Qué tipo de mejoras en el desempeño de un convertidor DC-DC implica la técnica de control por modos deslizantes? ¿Presenta dicha técnica de control suficiente viabilidad para implementación y ejecución en un dispositivo programable?

El presente proyecto de grado busca realizar aportes y obtener resultados direccionados a la resolución de estas inquietudes, constituyendo una base para posteriores desarrollos afines al interior del grupo de investigación CEMOS, que permitan abordar de manera profunda esta temática en el contexto del área estratégica de *Energías* de la Universidad Industrial de Santander.

1.3 OBJETIVOS

1.3.1 OBJETIVO GENERAL

- Implementar una estrategia de control por modos deslizantes a un convertidor DC-DC mediante un dispositivo programable.

1.3.2 OBJETIVOS ESPECÍFICOS

- Seleccionar e implementar una topología de convertidor DC-DC para aplicaciones de baja potencia.
- Diseñar una estrategia de control por modos deslizantes que permita mejorar el desempeño del convertidor ante perturbaciones de entrada y/o de carga.
- Implementar la técnica de control diseñada sobre un dispositivo digital de arquitectura configurada.
- Desarrollar un procedimiento de prueba para verificar la validez de la estrategia de control implementada.

CAPITULO 2

En este capítulo se ilustra la implementación circuital del convertidor de potencia DC-DC tipo Buck, con sus respectivos parámetros de diseño y las demás etapas de hardware construidas para realizar la verificación experimental de las predicciones analíticas respecto al comportamiento dinámico del sistema. Asimismo se describe el funcionamiento y el diseño de cada etapa del prototipo experimental en forma detallada.

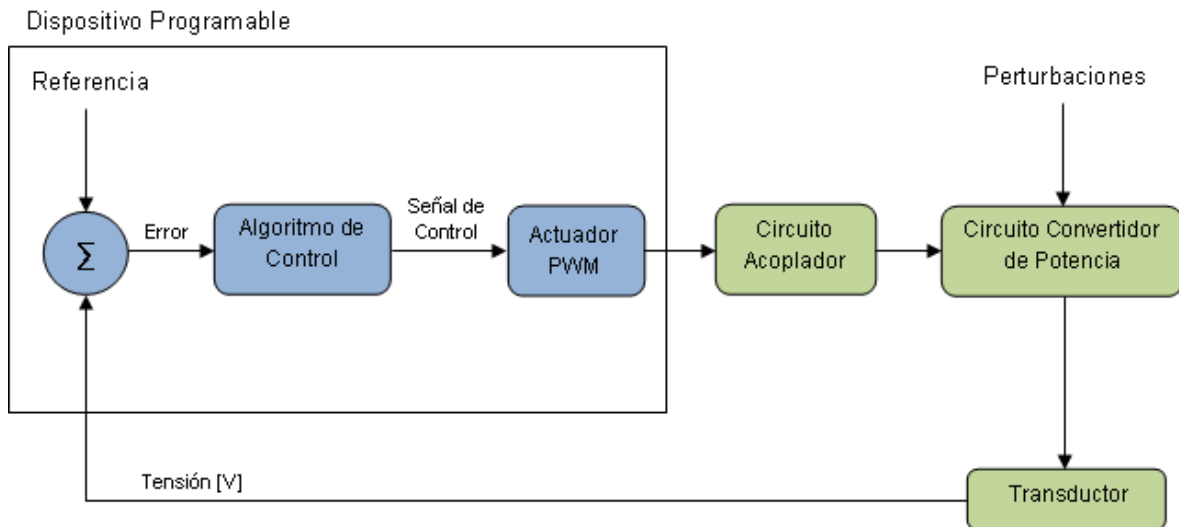
2.1 DESCRIPCIÓN GENERAL DEL SISTEMA

En la Figura 1. se muestra el diagrama de bloques general para el sistema implementado. A partir de este diagrama se configuraron los elementos de hardware que se describen a continuación:

- **Dispositivo de sensado:** también llamado transductor, fue usado un convertidor analógico a digital que mide la tensión en la carga: una bombilla halógena de DC.
- **Dispositivo programable:** como plataforma de programación fue empleado un microcontrolador. En este dispositivo se ejecutan los diferentes algoritmos de control empleados como rutinas para la corrección del error.
- **Circuito acoplador:** dispositivo encargado de convertir la señal obtenida de la plataforma de programación (PWM), en una señal con los niveles de tensión y corriente adecuados para el convertidor DC-DC.
- **Perturbaciones:** estas fueron construidas con el fin de alterar el comportamiento del sistema, y básicamente modifican tanto el valor nominal de la carga como el valor nominal de la tensión de entrada del circuito convertidor de potencia DC-DC.
- **Circuito convertidor de potencia:** este es un convertidor DC-DC reductor al que se le van a aplicar diferentes técnicas de control con el fin de que no

se altere su comportamiento en la salida ante perturbaciones en la entrada y en la carga.

Figura 1. Diagrama de bloques general para el sistema experimental de control digital en un circuito convertidor de potencia.

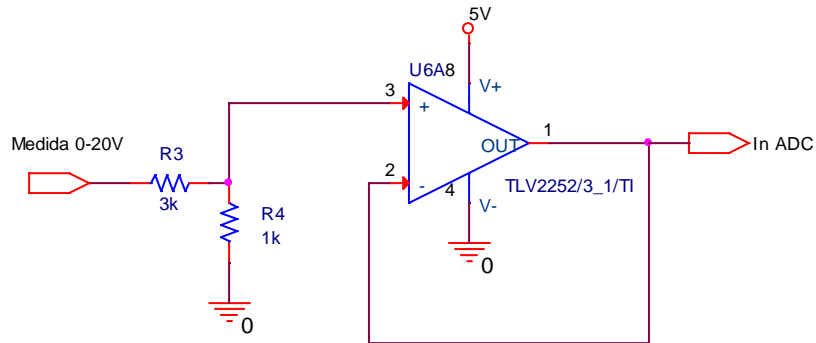


Fuente: Autor

2.1.1 Dispositivo de sensado

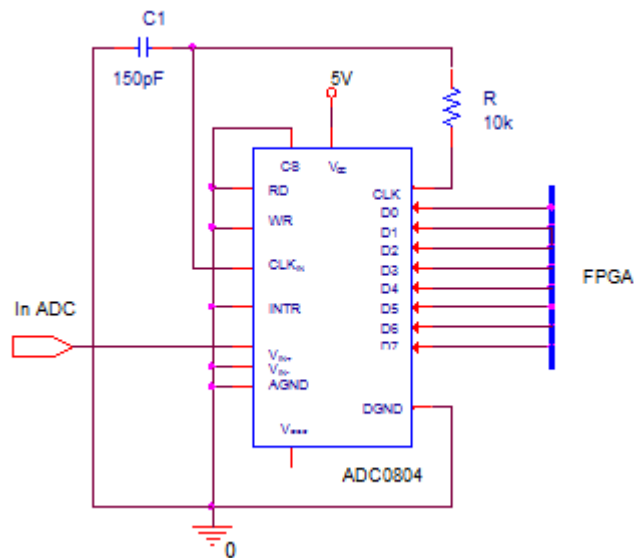
El circuito de sensado cuenta con dos etapas: la primera es un amplificador operacional (TLV2252) conectado como seguidor, con el fin de mantener los niveles de voltaje obtenidos desde un divisor de tensión usado para adaptar la salida del circuito convertidor DC-DC que va de 0 [V] a 20 [V], a la entrada del conversor analógico digital (ADC0804) que corresponde a la segunda etapa del sensado con niveles de entrada entre 0 [V] a 5 [V]. Es importante mencionar que una característica crítica para elegir estos dispositivos fue la frecuencia de trabajo. En las Figuras 2 y Figura 3 se muestran las conexiones hechas para las etapas del circuito de sensado.

Figura 2. Etapa 1 del circuito de sensado: conexión del divisor de tensión.



Fuente: Autor

Figura 3. Etapa 2 del circuito de sensado: conexión del convertor analógico a digital.



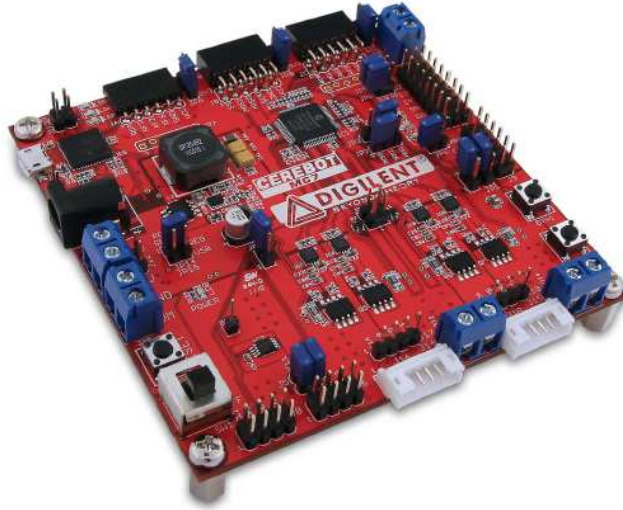
Fuente: Autor

2.1.2 Dispositivo programable

Como dispositivo digital de proceso para el cálculo de error e implementación de las correspondientes leyes de control, se empleó un sistema de desarrollo

DIGILENT-CEREBOT MC7 basado en el microcontrolador Microchip dsPic33f [14], con características principales resumidas en la Tabla 1 e ilustración en la Figura 4.

Figura 4. Tarjeta DIGILENT-CEREBOT MC7



Fuente: www.digilent.com

Tabla 1. Características de DIGILENT-CEREBOT MC7

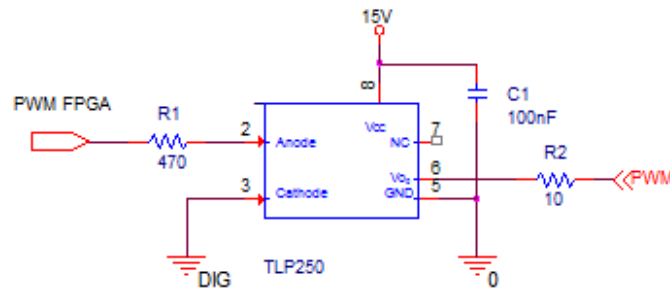
Microcontrolador dsPic33fj128mc706A
48 pines digitales entrada-salida (8 pines PWM)
16 entradas analógicas
Cristal de 8 [MHz], oscilador externo
Oscilador interno frecuencia de 40[MHz]
Puerto USB o conector externo para alimentación
Conector para alimentación externa máxima de 24 [V]
2 pulsadores y 4 LEDs
Conexión para dos buses I2C, con memoria EEPROM
Entorno de desarrollo MPLAB IDE Microchip (programación)

Fuente: www.digilent.com

2.1.3 Circuito acoplador

Con la finalidad de aislar la tierra analógica de la tierra digital y por ende proteger el dispositivo programable de los picos de tensión o de corriente, se utilizó un optoacoplador de referencia TLP250 que trabaja a una frecuencia mayor a la de conmutación del convertidor, siendo además un acondicionador de señal para compuerta de MOSFETs, que permite amplificar la señal de PWM dada por la plataforma programable a un nivel adecuado para el circuito de potencia. La configuración usada para esta etapa fue proporcionada por la hoja de datos del fabricante y es la mostrada en la Figura 5.

Figura 5. Circuito de acople.

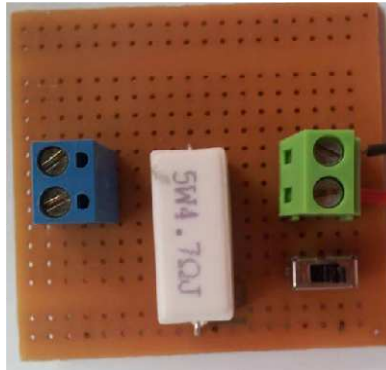


Fuente: Autor

2.1.4 Perturbaciones

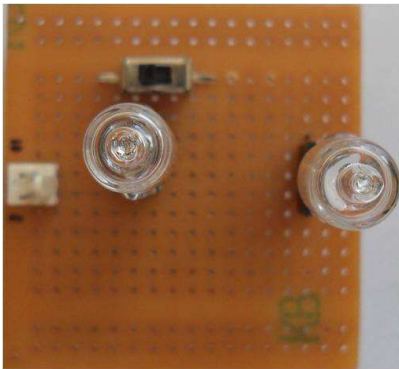
Se construyeron dos circuitos para generar perturbaciones: uno para la entrada de tensión al convertidor DC-DC que consta de un interruptor y una resistencia cerámica de $4.6 [\Omega] / 5[W]$, que al ser conectada a la rama de alimentación causa una caída de voltaje del 15% respecto al valor nominal de 20 [V]. La configuración circuital respectiva se puede observar en la Figura 6. Una segunda etapa de perturbación corresponde con un arreglo de interruptores manuales que modifican el valor nominal de la carga de $14.2 [\Omega]$ (aumentándola en un 50% y 100% aproximadamente), tras ubicar bombillas en serie sobre la misma rama del circuito donde se localiza la carga original, como se muestra en la Figura 7.

Figura 6. Tarjeta de perturbaciones en la entrada.



Fuente: Autor

Figura 7. Tarjeta de perturbaciones en la carga.



Fuente: Autor

2.1.5 Circuito convertidor de potencia

Este convertidor DC-DC reductor (mejor conocido como Buck), es un circuito eléctrico constituido por elementos pasivos que proporciona niveles de tensión DC en su salida inferiores a la tensión DC aplicada en su entrada, a partir de la acción controlada de un conmutador electrónico [15, 16]. El circuito implementado posee

los valores circuitales incluidos en la Tabla 2, el análisis matemático del anexo A y el diagrama esquemático de la Figura 8.

Tabla 2. Valores de parámetro para el circuito convertidor de potencia.

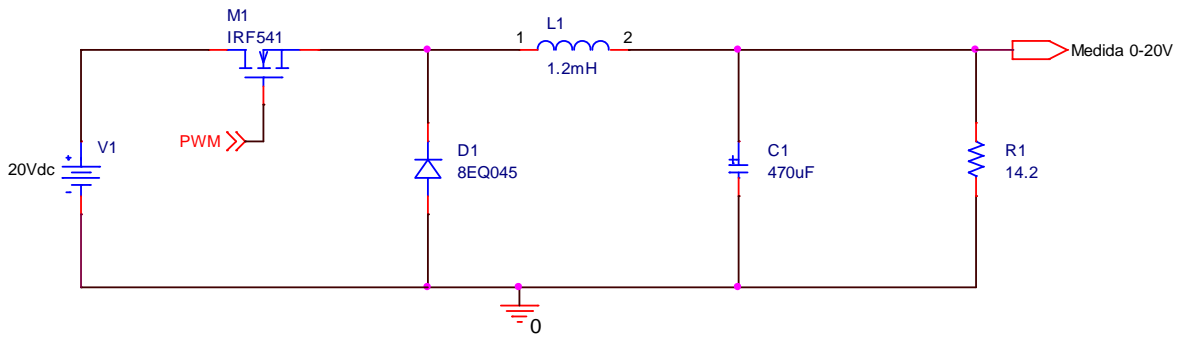
PARÁMETRO	VALOR
Tensión de entrada V_x	20 [V]
Tensión en la carga V_o	8 [V]
Resistencia de carga R_L	14.2 [Ω]
Tensión de rizado ΔV_o	0.6% V_o
Frecuencia de conmutación	10 [kHz]
Ciclo útil del PWM	40 [%]
Inductancia L	1.2 [mH]
Capacitor C	470 [μ F]

Fuente: Autor

2.1.6 Sistema definitivo

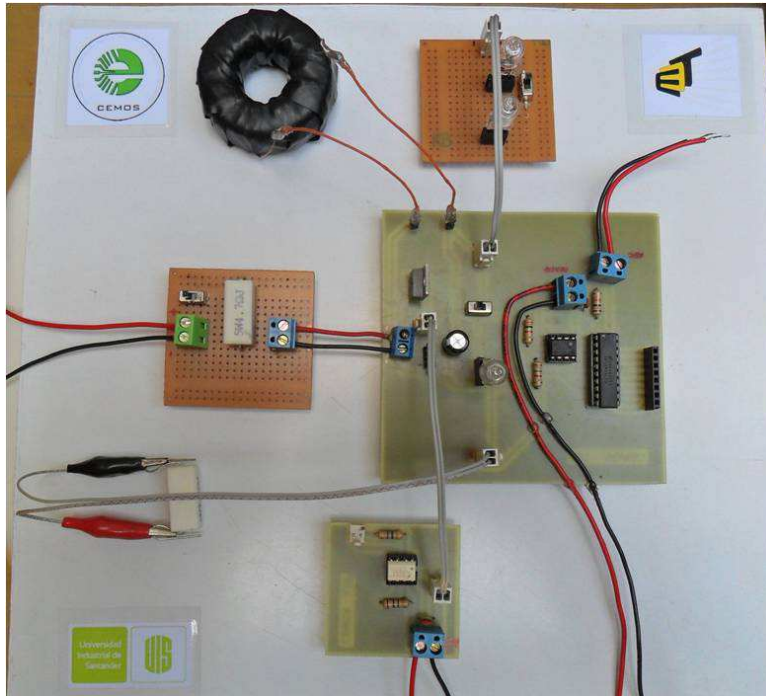
Una vez constituidas cada una de las etapas anteriormente descritas, fue posible configurar el prototipo mostrado en la Figura 9, para validar experimentalmente las técnicas de control implementadas sobre un microcontrolador, que permiten regular a un nivel constante la tensión de salida del convertidor ante la acción de perturbaciones.

Figura 8. Diagrama esquemático del circuito convertidor Buck implementado.



Fuente: Autor

Figura 9. Prototipo final para pruebas.



Fuente: Autor

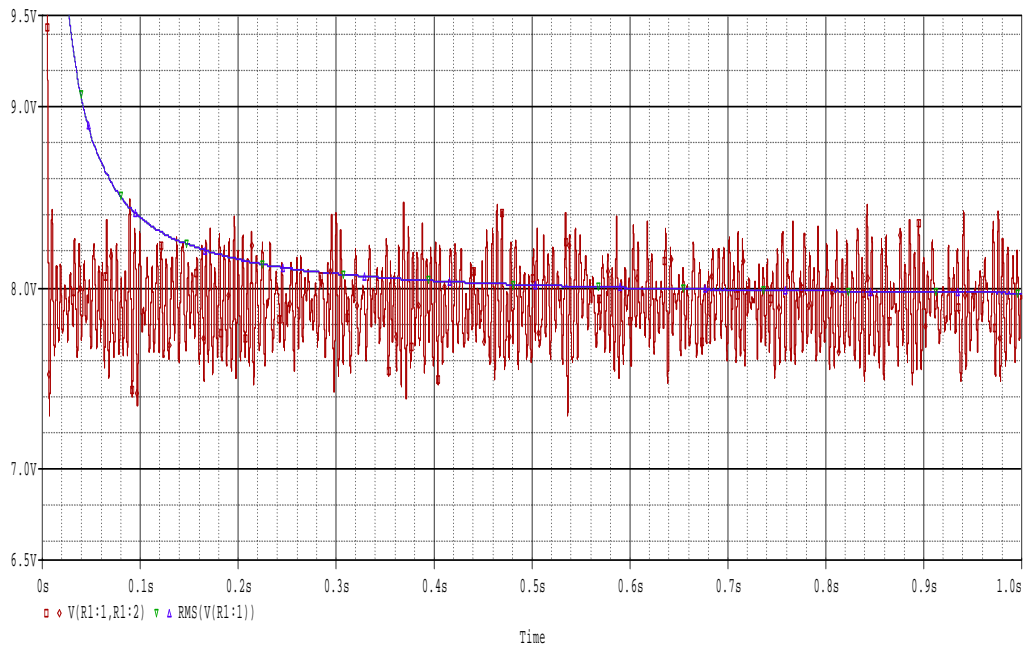
2.2 CARACTERIZACIÓN DEL COMPORTAMIENTO DEL SISTEMA

2.2.1 Análisis por simulación

El circuito de la Figura 8 fue simulado en ORCAD-CADENCE®. En la Figura 10 se observa la tensión a la salida del circuito en ausencia de perturbaciones, la curva de color rojo muestra el valor de la tensión de salida en el convertidor y la curva

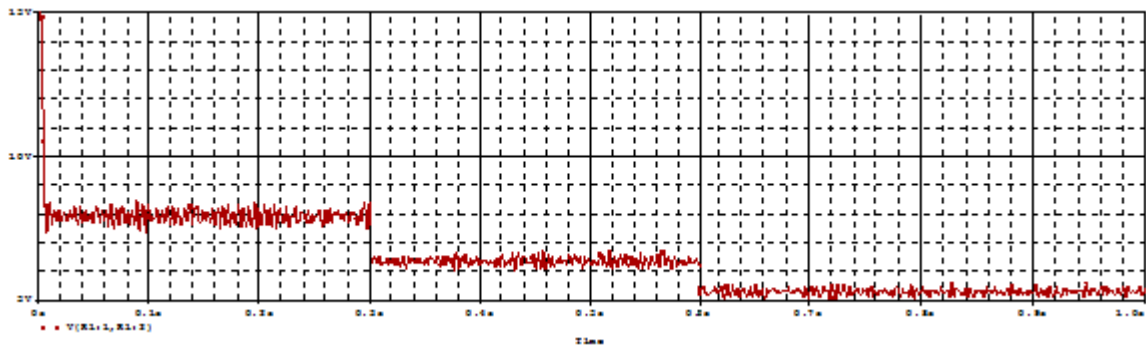
azul, muestra el valor RMS de la misma tensión; y se verifica que los niveles de voltaje son cercanos al valor nominal requerido de 8 [V]. Por otro lado, en la Figura 11 se muestra la tensión en la salida bajo la acción de perturbaciones en la misma (valor nominal aumentado 50% durante 0.3 [s] y 100% durante 0.4 [s]). Asimismo, se observa en la Figura 12 la tensión en la carga perturbando la fuente de suministro (valor nominal disminuido 15% durante 0.5 [s]).

Figura 10. Tensión de salida sin perturbación.



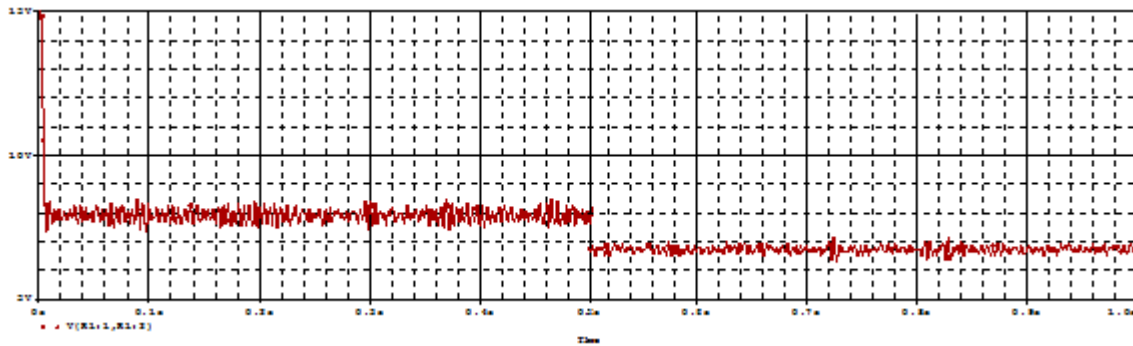
Fuente: Autor

Figura 11. Tensión de salida ante perturbaciones en la carga.



Fuente: Autor

Figura 12. Tensión de salida ante perturbaciones en la fuente de entrada.



Fuente: Autor

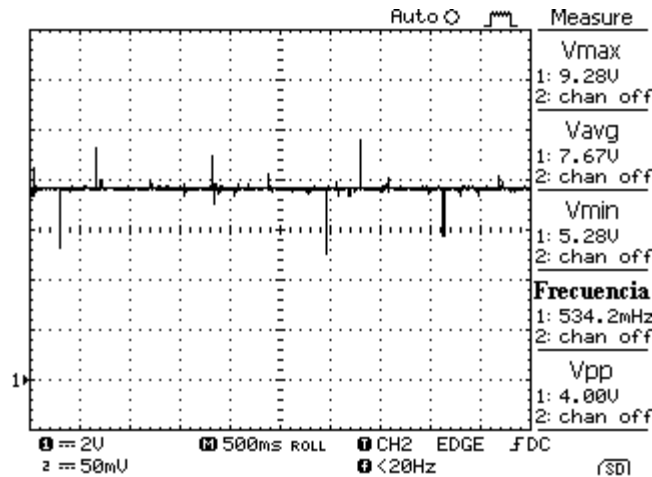
Como se aprecia en las Figuras 11 y 12, el circuito convertidor de potencia no posee la capacidad de mantener una tensión de salida constante 8[V] al aplicar perturbaciones tanto en la carga como en la fuente de entrada. Este comportamiento deberá ser por tanto compensado a partir de acciones de control para regular los niveles de salida a los valores deseados y así obtener un funcionamiento apropiado para el circuito a pesar de los cambios en su entorno.

2.2.2 Análisis experimental en laboratorio

Empleando el montaje experimental de la Figura 9, se replicaron las condiciones de simulación en laboratorio permitiendo generar las señales visualizadas en las Figuras 13, 14 y 15 que representan capturas de osciloscopio. En la Figura 13 se verifica que la tensión de salida del convertidor es de 8 [V]. Los picos esporádicos observados en las gráficas experimentales, corresponden a ruido causado por la conmutación de alta frecuencia en el circuito convertidor de potencia. Estas micro-oscilaciones de alta frecuencia son conocidas con el nombre de “chattering”. En las Figuras 14 y 15 se observa una concordancia cualitativa entre el comportamiento del sistema simulado y su correspondiente realización circuital, mostrando una similitud en la proporción de caída para los niveles de tensión obtenidos. En particular, es evidente la incapacidad del circuito convertidor de

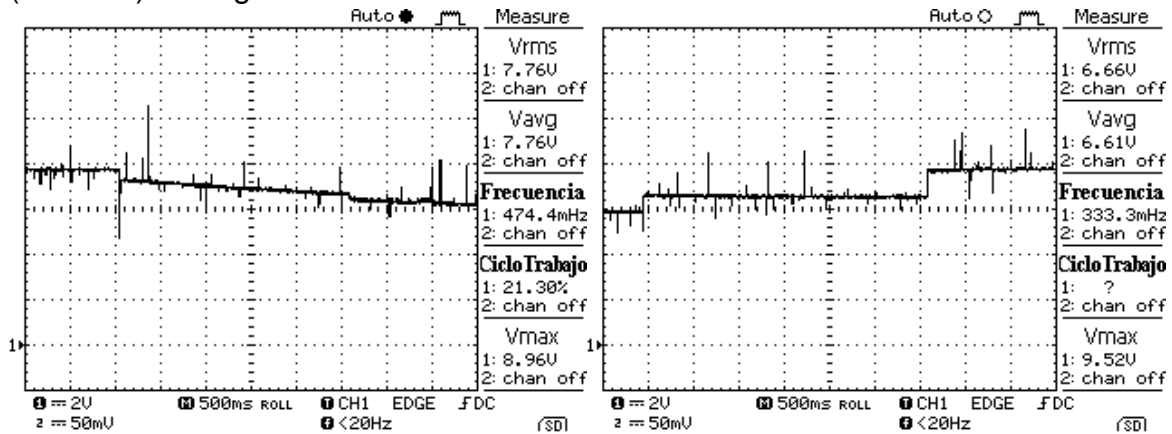
potencia para mantener los valores de salida cuando se aplican perturbaciones sobre el mismo.

Figura 13. Tensión en la carga sin perturbación, obtenida experimentalmente a lazo abierto.



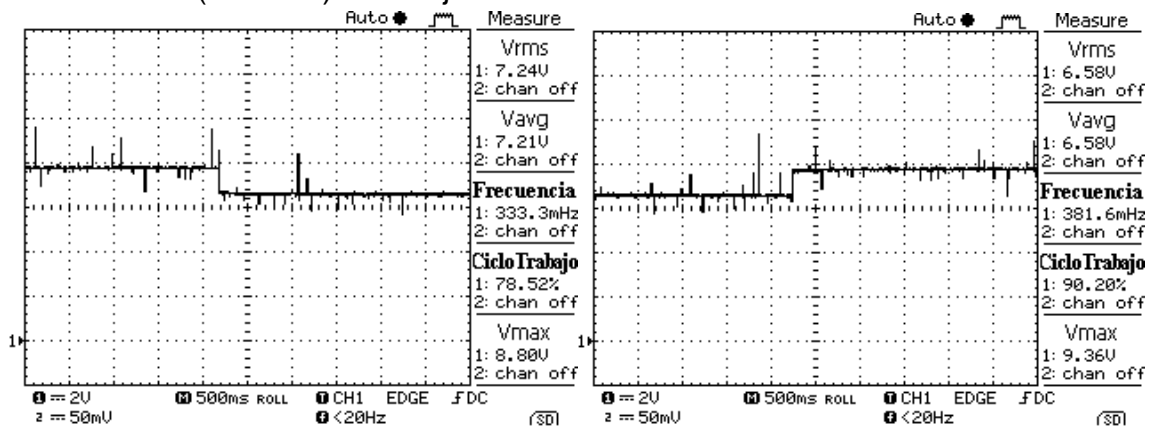
Fuente: Autor

Figura 14. Tensión en la salida ante perturbaciones en la carga, obtenidas experimentalmente en lazo abierto. Disminuyendo (izquierda) y aumentando (derecha) la carga.



Fuente: Autor

Figura 15. Tensión en la salida ante perturbaciones en la fuente de suministro, obtenidas experimentalmente en lazo abierto. Disminuyendo (izquierda) y aumentando (derecha) el voltaje de entrada.



Fuente: Autor

En los capítulos siguientes se realizará el análisis y posterior implementación de distintas técnicas de control conmutado que permitan mejorar las condiciones del circuito convertidor y así lograr mantener un valor constante en la tensión de salida ante la presencia de perturbaciones.

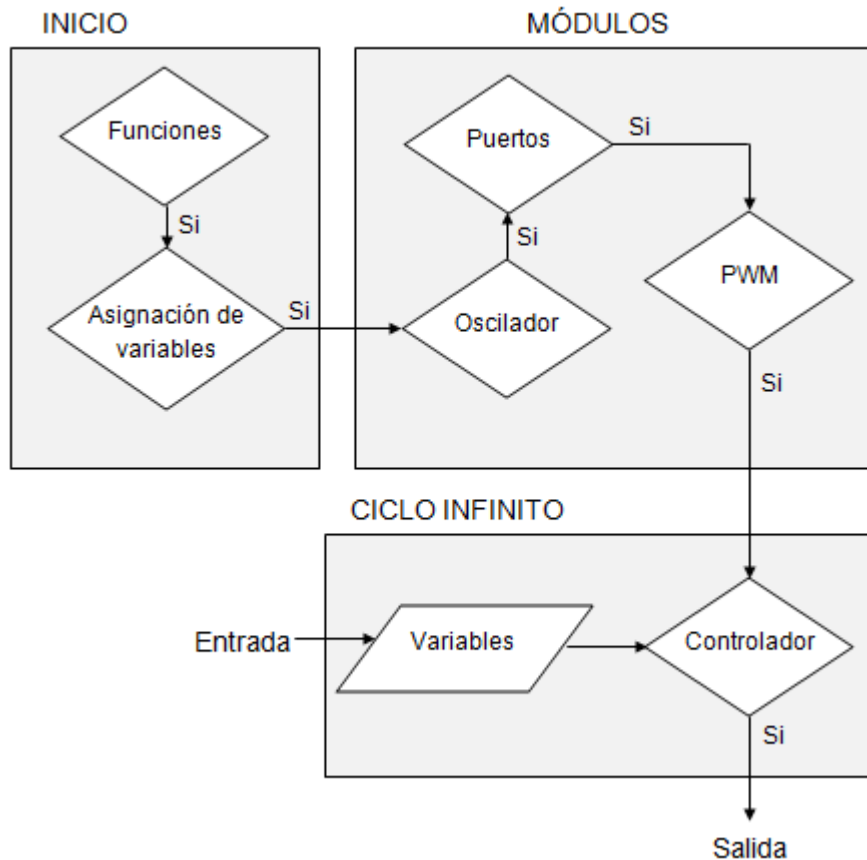
CAPITULO 3

Una vez definido, adecuado e implementado el convertidor de potencia DC-DC tipo BUCK, se realiza el diseño y la implementación digital para las respectivas acciones de control por microcontrolador, que permitirán manipular a conveniencia su desempeño ante la influencia de perturbaciones. En el presente capítulo, se verán los componentes comunes entre los diferentes tipos de controles: proporcional, PID y óptimo, los cuales basan su principio de operación en la manipulación para el ciclo útil de una señal de PWM. Posteriormente se describirá la técnica de control por modos deslizantes (SMC), que por ser de tipo híbrido, no requiere de una modulación por anchos de pulso (PWM). Los desarrollos presentados en el presente capítulo utilizan como base los resultados obtenidos en [17] y [18].

3.1 CONFIGURACION GENERAL DEL MICROCONTROLADOR

Se implementó en el microcontrolador (dsPIC33f) una configuración de propósito general, haciendo uso de la herramienta de software para dsPIC, “MPLAB IDE®” (ver anexo B), con la finalidad de que solo los controladores sean modificados por el algoritmo requerido, sin necesidad de realizar cambios significativos a los demás componentes. En la Figura 16 se observa el esquema implementado para la configuración del microcontrolador.

Figura 16. Configuración general para el microcontrolador dsPIC33f



Fuente: Autor

3.1.1 Inicio

Es la parte principal del programa en donde se indican las librerías y funciones que se deben tener en cuenta para la activación del microcontrolador; así como también se especifican las variables globales que se van a implementar dentro de la aplicación (controlador en el módulo de ciclo infinito).

3.1.1.1 Funciones

Se selecciona el oscilador interno del microcontrolador como fuente de frecuencia inicial, empleando el comando `_FOSCSEL(FNOSC_FRC)`.

1. Se requiere la actualización de reloj interno según la selección del oscilador, empleando el comando `_FOSC(FCKSM_CSECMD)`.
2. Se desactiva el WDT (Watchdog Timer) para evitar que el microcontrolador se reinicie, empleando el comando `_FWDT(FWDTEN_OFF)`.
3. Se activa la conexión de la tarjeta de desarrollo CEREBOT MC7 con el software de programación del microcontrolador, empleando el comando `_FICD(ICS_PGD2)`.

3.1.2 Módulos

Es la configuración interna del microcontrolador. Se refiere a la asignación de los registros para la activación de cada uno de los módulos ya preestablecidos y que permiten la manipulación de los distintos elementos funcionales en el microcontrolador.

3.1.2.1 Oscilador

Este bloque toma como referencia el oscilador interno del microcontrolador, el cual posee una frecuencia máxima de 40 [MHz], es decir, un periodo de muestreo máximo de 25 [ns]. El valor de frecuencia deseado 10 [kHz], es ajustado mediante la configuración de sus respectivos registros. Para ello se asignó un divisor a la configuración del microcontrolador para reducir la frecuencia de trabajo, así como un preescalar y postescalar que permitieron reducir los 40 [kHz] a 10 [kHz], frecuencia requerida por el sistema implementado, obtenida a partir de los comandos:

PLLFBD=37.

CLKDIVbits.PLLPOST=3.

CLKDIVbits.PLLPRE=5.

3.1.2.2 Puertos

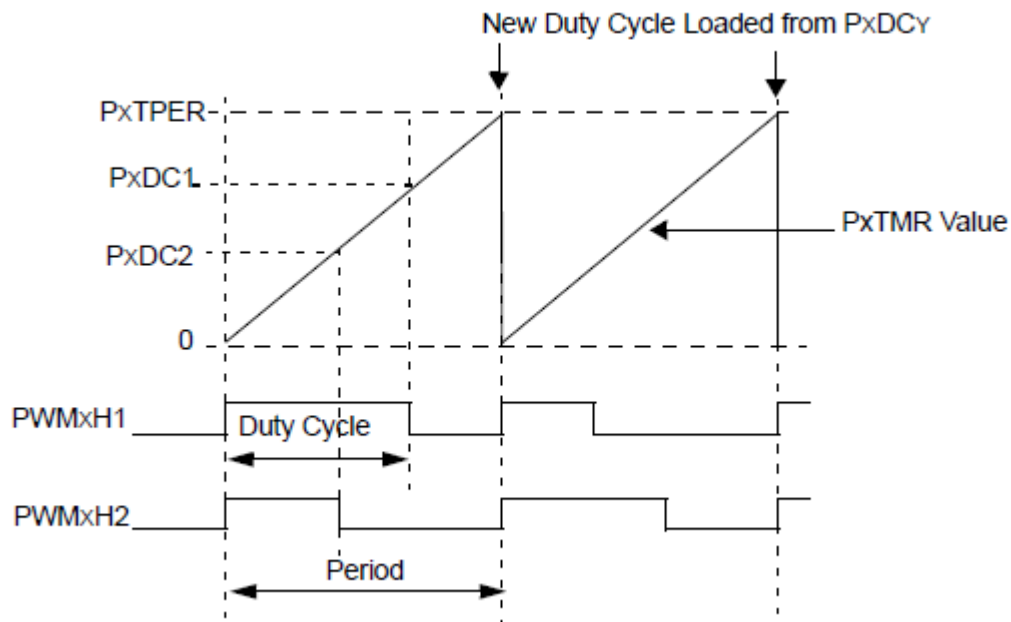
Este bloque brinda la opción de configurar los distintos puertos del microcontrolador, como entrada o como salida asignándoles un valor inicial. Permiten la comunicación con los distintos periféricos, la lectura del valor de asignación del ADC y la salida del control. Los puertos E/S del microcontrolador, operan con una tensión de 3.3 [V]; pero por estar aplicados dentro de la CEREBOT MC7 es posible realizar un arreglo dentro del hardware que permite una tensión de operación máxima de 5 [V]. Los puertos son configurados dependiendo de su uso como entrada o como salida mediante el registro *TRISx*; y son cargados con un valor mediante el comando *PORTx*, donde x es el nombre del puerto en el microcontrolador.

3.1.1.3 PWM

El módulo de PWM en el dsPIC está especialmente diseñado para su uso en aplicaciones de conversión de energía eléctrica. El dsPIC33f dispone de 4 generadores de PWM, cada uno con su propia base de tiempo; pero para este proyecto solo se requirió el uso de uno de dichos generadores de PWM. Cabe recordar que el PWM consiste simplemente en pulsos cuadrados de periodo y ancho variable que actúan sobre la interrupción en los convertidores y determinan la energía que se transmite dentro del sistema (convertidor de potencia DC-DC). Para la configuración del PWM, es indispensable tener en cuenta la aplicación, ya que este módulo presenta muchas opciones de funcionamiento y esto puede llegar a complicar su implementación. Para la construcción del PWM, el microcontrolador por medio de sus registros genera una base de tiempo en forma de rampa de subida, a partir de *PTMR* (temporizador del módulo PWM). Con esta base, el periodo del PWM se fija a través de *PTPER*, que es un registro que delimita el valor al cual la rampa se detiene e inicia otra rampa. El periodo es configurado por el programador, y por tanto en nuestro caso se ha seleccionado en modo tal que a partir de la frecuencia del oscilador y la frecuencia interna del PWM se obtenga un periodo de 0.1 [ms]. Posteriormente, se fija un valor para *PTMR* de 8 bits, que es el valor designado por la lectura del ADC, y activando el seguidor del módulo

podemos afirmar que un periodo del PWM va hasta (2^8-1) pulsos de reloj, valor final para el inicio de otra rampa (ver Figura 17). Esta cuenta que genera el periodo, se activa a través del bit *PTEN* del registro *PTCON* que para efectos prácticos supone la activación de todo el PWM [19]. Para terminar de definir el PWM, se usa el registro *PDCx* para establecer el ancho de pulso o el ciclo de trabajo de la señal modulada. Este valor fija un umbral respecto a la rampa de subida de *PTPER* para que la señal de PWM cambie de estado; para lograr que el ciclo de trabajo *PDCx* llegue a un 100% se requiere que, el valor asignado al “control” sea el doble del valor registrado en *PTPER*.

Figura 17. Esquema para generación de PWM en dsPIC



Fuente: [20]

3.1.3 Ciclo infinito

Este bloque permite realizar en forma secuencial las siguientes subrutinas:

3.1.3.1 Variables

Se definen un conjunto de variables en la parte principal del programa, entre ellas la señal de entrada a partir de la lectura de los datos que vienen del ADC correspondientes a la tensión en la salida del circuito convertidor de potencia DC-DC. Otra variable importante es el error de medida, obtenido restando dicha lectura (ADC) con la referencia, que corresponde con otra variable de tipo constante igual a 8 [V].

3.1.3.2 Controlador

En esta subrutina se desarrolla el cálculo para la señal de control como una función del error de medida, que dependerá del método particular utilizado para definir la ley de control. En la sección 3.2 se describirán los tres algoritmos principales implementados. Esta señal de control posteriormente gobernará la conmutación del circuito convertidor de potencia y por tanto debe ser direccionada hacia uno de los puertos de salida del microcontrolador, bien sea de manera directa o a través de modificación de condiciones en la señal de PWM.

3.2 CONTROLADORES

3.2.1 Control PID

Un controlador proporcional-integral-derivativo (PID), es sin duda una de las técnicas de control automático más difundidas y utilizadas dentro del control de procesos industriales. Su forma de diseño en tiempo continuo, hace necesario obtener para una implementación digital, una ecuación en diferencias discreta a partir de la ecuación diferencial continua que define el controlador PID. La acción de control PID está dada por la ecuación (3.1), siendo K_p , K_i y K_d , respectivamente las constantes de ganancia proporcional, integral y derivativa; al tiempo que $e(t)$ representa la señal de error [18, 21].

$$u(t) = K_p \left(e(t) + \frac{1}{T_i} \int_0^t e(t) dt + T_d \frac{de(t)}{dt} \right) \Rightarrow K_p e(t) + K_i \int_0^t e(t) dt + K_d \frac{de(t)}{dt} \quad (3.1)$$

La discretización del control consiste en aproximar la ecuación diferencial en (3.1) obteniendo $u(kT)$, a partir de los valores de $e(t)$ en los periodos de muestreo, es decir, $e(T), e(2T) \dots$

La aproximación para la derivada de forma más sencilla es:

$$\frac{de(kt)}{dt} \approx \frac{e(kT) - e((k-1)T)}{T} \quad (3.2)$$

Mientras que la aproximación de la integral se puede dar como:

$$\int_0^{kT} e(t) dt \approx \sum_{j=0}^{k-1} e(jT) * T \quad (3.3)$$

Para efectos de la implementación digital del controlador, se considera la función de transferencia equivalente discreta [18] (función de transferencia pulso para el controlador PID) dada por la expresión (3.4) donde T equivale al periodo de discretización.

$$C(z) = \frac{U(z)}{E(z)} = \frac{\left(K_p + K_i \frac{T}{2} + \frac{K_d}{T} \right) z^2 + \left(-K_p + K_i \frac{T}{2} - \frac{2K_d}{T} \right) z + \frac{K_d}{T}}{z^2 - z} \quad (3.4)$$

Efectuando manipulación matemática de la ecuación (3.4) es posible obtener la expresión para la ecuación en diferencias que permite relacionar la secuencia de control como una función de la secuencia de error, tal como se observa en la ecuación (3.5). Por tanto, después de asignados los valores para las constantes del controlador, la implementación computacional permitirá evaluar la acción de

control para cada muestra de error, obtenidas a partir de la tensión de salida del convertidor de potencia DC-DC.

$$u[k] = u[k - 1] + \left(K_p + K_i \frac{T}{2} + \frac{K_d}{T} \right) e[k] + \left(-K_p + K_i \frac{T}{2} - \frac{2K_d}{T} \right) e[k - 1] + \frac{K_d}{T} e[k - 2] \quad (3.5)$$

Donde (3.5) puede ser descrita como se muestra en la ecuación (3.6)

$$u[k] = u[k - 1] + q_0 e[k] + q_1 e[k - 1] + q_2 e[k - 2] \quad (3.6)$$

Con coeficientes q_0 , q_1 y q_2 de la forma:

$$q_0 = K_p + \frac{K_d}{T} + \left(K_i * \frac{T}{2} \right) \quad (3.7)$$

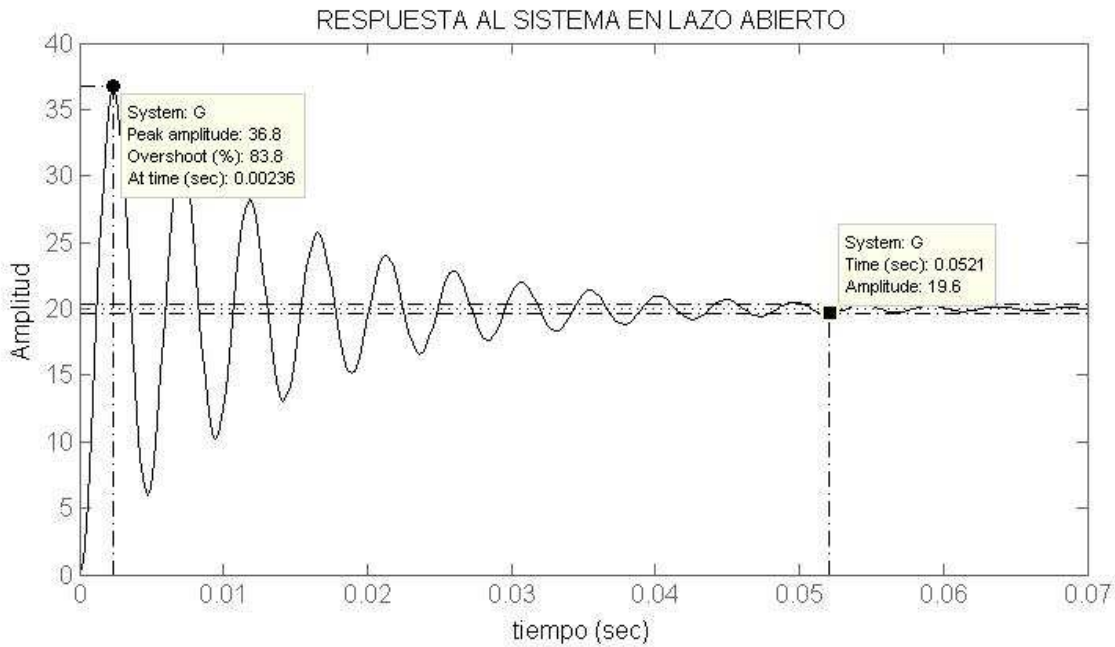
$$q_1 = \left(K_i * \frac{T}{2} \right) - \left(2 * \frac{K_d}{T} \right) - K_p \quad (3.8)$$

$$q_2 = \frac{K_d}{T} \quad (3.9)$$

3.2.1.1 Cálculo de los parámetros para el controlador PID

Para sintonizar las constantes del controlador PID se analiza la respuesta del modelo del circuito descrito por la ecuación (A.8), en el anexo A, con un sobre impulso del 83.8% y un tiempo de establecimiento de 0.0521 [s] ante una entrada del tipo escalón unitario, como se muestra en la Figura 18 obtenida en MATLAB®; y empleando métodos convencionales de diseño se determinan los parámetros que permiten corregir la respuesta del sistema controlado en lazo cerrado.

Figura 18. Respuesta escalón del sistema en lazo abierto.



Fuente: Autor.

A partir del comportamiento dinámico del sistema se definen nuevas especificaciones de desempeño mediante las cuales se desea reducir el sobre impulso a un 20 % y el tiempo de establecimiento a 0.02 [s], empleando el método por igualación de coeficientes.

Las ecuaciones 3.10 y 3.11 permiten obtener ζ y ω_n , contantes necesarias para la aplicación del polinomio característico dado por la ecuación 3.12.

$$\zeta = \sqrt{\frac{(\text{Ln} \frac{P_o}{100})^2}{\pi^2 + (\text{Ln} \frac{P_o}{100})^2}} \quad (3.10)$$

$$T_s = \frac{3.9}{\zeta \omega_n} \quad (3.11)$$

$$S^2 + 2\zeta wnS + wn^2 = 0 \quad (3.12)$$

Los valores obtenidos fueron $\zeta = 0.45595$ y $wn=427.678$ [rad], reemplazando en la ecuación (3.12) encontramos el polinomio característico para el sistema, ecuación (3.13).

$$S^2 + 390S + 182908.47 = 0 \quad (3.13)$$

En el dominio de Laplace la relación entrada-salida del controlador PID se expresa como en 3.14.

$$GPID(s) = \left(\frac{Kds^2 + Kps + Ki}{s} \right) \quad (3.14)$$

A partir de la ecuación de transferencia sistema dada en la ecuación (A.8) del Anexo A, y la ecuación 3.14, tenemos la ecuación 3.15.

$$H(s)GPID(s) = \frac{3.546x10^7(Kds^2 + Kps + Ki)}{s(s^2 + 149.8s + 1.773x10^6)} \quad (3.15)$$

Posteriormente, se añade un polo al polinomio característico de la forma $(s + 5000)$, e igualando las ecuaciones 3.15 y 3.13, se obtuvieron los valores para las constantes del controlador relacionadas en la Tabla 3.

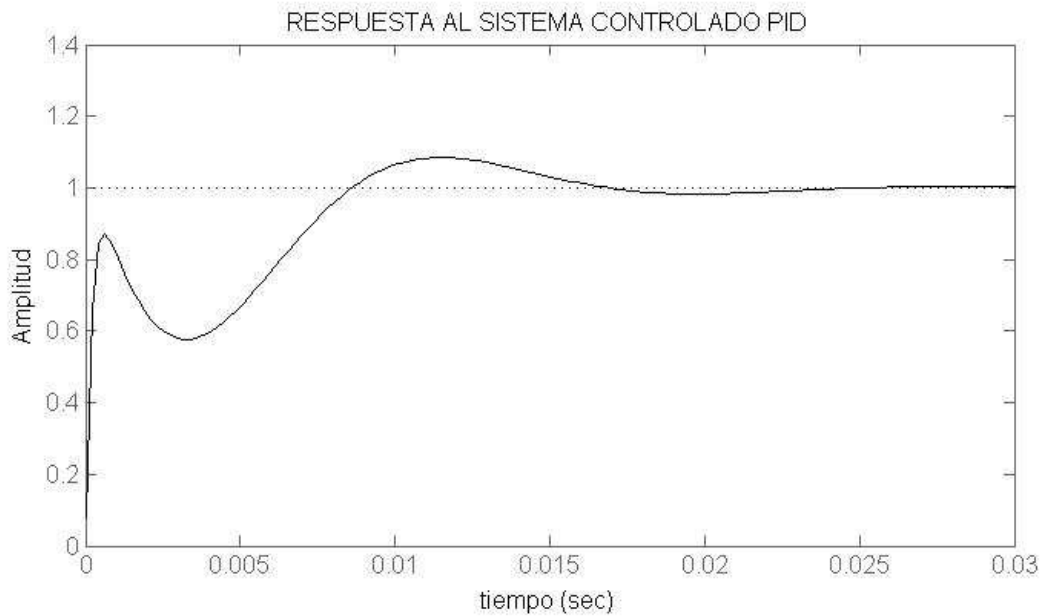
Tabla 3. Constantes calculadas para el controlador PID.

Parámetro	Valor
Kp	0.01015
Ki	25.789
Kd	0.000148

Fuente: Autor.

La respuesta al modelo controlado por PID ante una entrada de tipo escalón unitario se muestra en la Figura 19 obtenida en MATLAB®.

Figura 19. Respuesta escalón del sistema controlado PID.

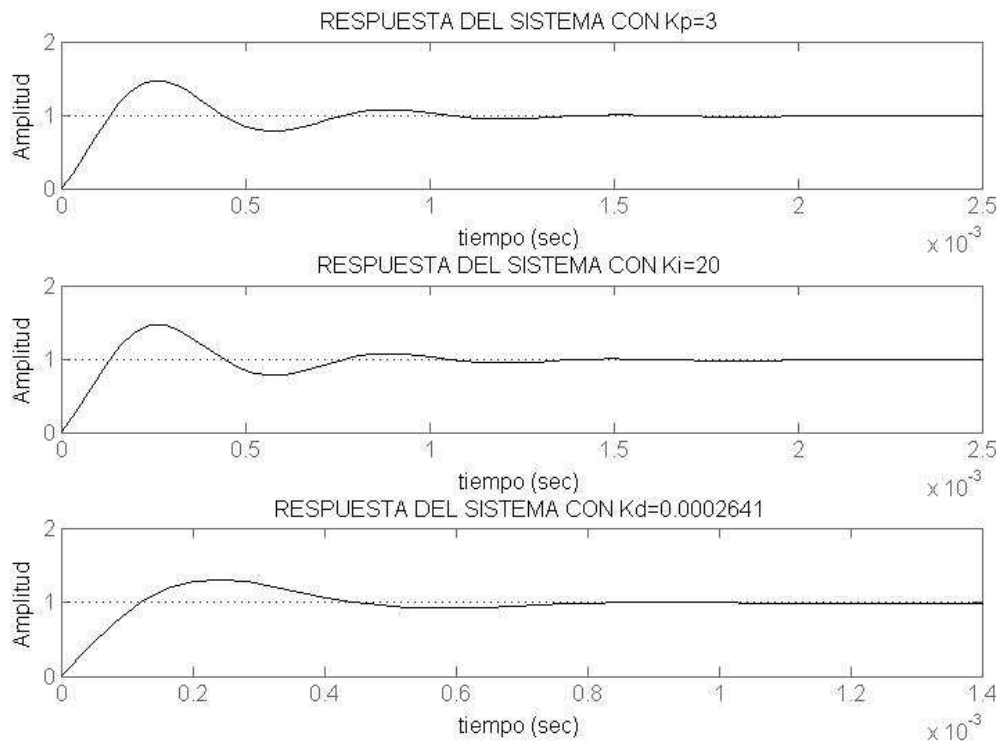


Fuente: Autor.

Al sintonizar se consideraron las propiedades de cada acción del controlador (Proporcional, Integral y Derivativa), lo cual permitió mejorar la respuesta del

sistema controlado, logrando un aumento en la velocidad de respuesta. La Figura 20, muestra el cambio de la respuesta del sistema a la sintonización de los parámetros del control PID.

Figura 20. Cambios de la respuesta del sistema según los parámetros de sintonización.



A partir de lo anterior, se hallaron los valores de sintonización del control PID incluidos en la Tabla (4), de los cuales se observa una disminución en el valor de la constante para el término integral, situación favorable desde el punto de vista práctico debido a la reducción de saturaciones en la señal del controlador. Además de un aumento en el término proporcional que permite obtener un error de estado estable mínimo. Posteriormente, se verifica un incremento adicional en la velocidad de respuesta del sistema tras aplicar un aumento en la acción derivativa.

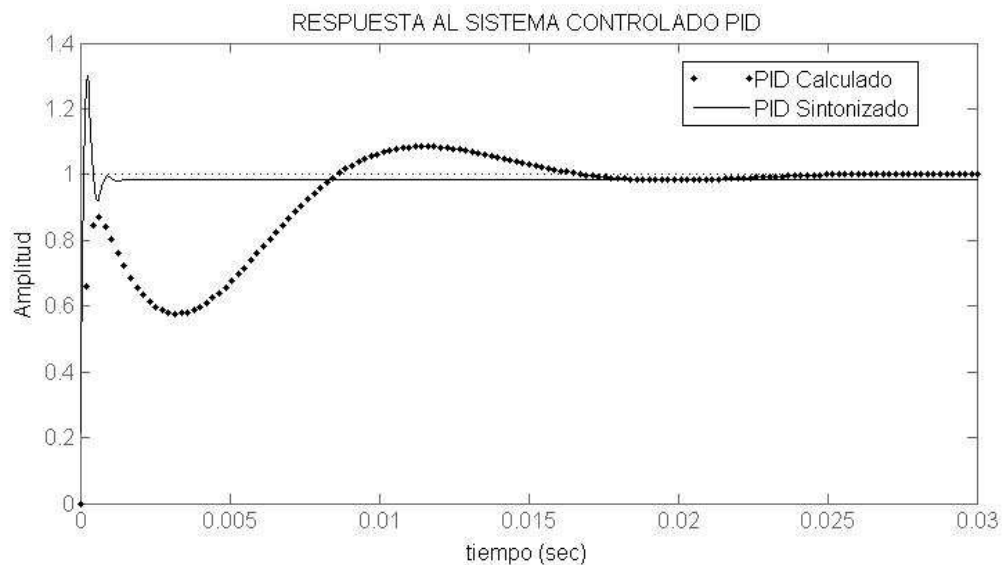
Tabla 4. Sintonización del controlador PID

Kp	3
Ki	20
Kd	0.0002641

Fuente: Autor.

Empleando MATLAB® se realizó la simulación de la respuesta del sistema controlado bajo una acción PID, según se muestra en la Figura 21 para los casos calculado y sintonizado. De esta gráfica se observa que se obtiene una mejora significativa en las características dinámicas del sistema posterior a la sintonización, principalmente manifestadas en términos de respuesta y tiempo de establecimiento.

Figura 21. Respuesta del sistema controlado mediante PID.

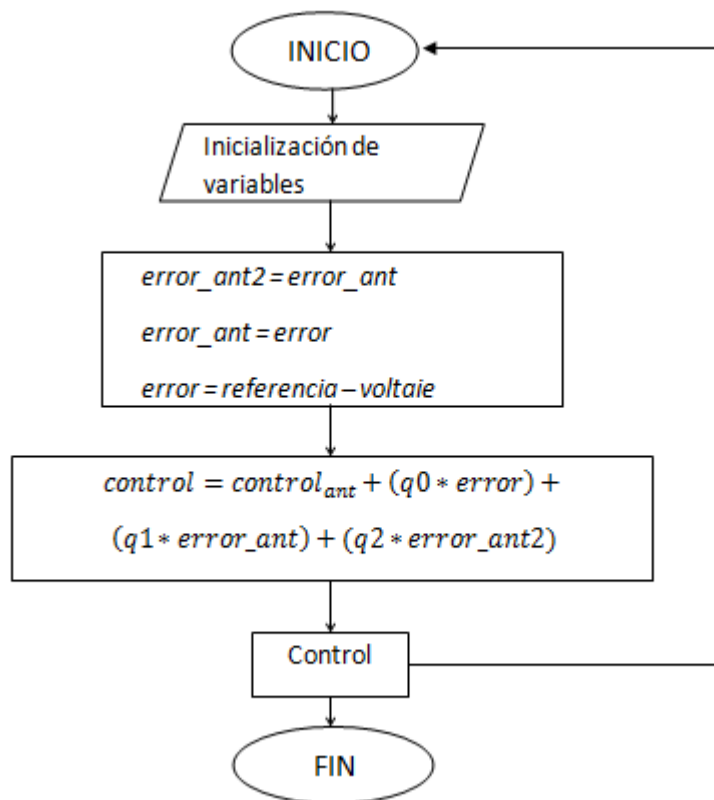


Fuente: Autor.

3.2.1.2 Implementación del controlador PID

A partir de las ecuaciones (3.7), (3.8) y (3.9) se hallan las constantes q_0 , q_1 y q_2 respectivamente, teniendo en cuenta los parámetros de la Tabla 4. Posteriormente dentro del bloque “ciclo infinito” de la Figura 16, se almacenan los valores de los dos errores anteriores y la señal de control en la salida con el fin de obtener los valores de $e[t - 1]$, $e[t - 2]$ y $u[t - 1]$ requeridos en la ecuación (3.6). Finalmente se procede a la adecuación e implementación de dicha ecuación realizando la multiplicación de las señales de error con sus respectivos coeficientes y la adición de cada uno de los términos de la misma. La Figura 22 muestra el diagrama de flujo que permite implementar el control digital PID sobre el circuito convertidor de potencia DC-DC. Los resultados de implementación del controlador serán posteriormente presentados en la Sección 4.1.

Figura 22. Diagrama de flujo control digital PID implementado en microcontrolador



Fuente: Autor

3.2.2 CONTROL ÓPTIMO

El control óptimo tiene como objetivo principal minimizar un índice de desempeño que permite obtener el mejor resultado posible para una aplicación determinada. Por tanto, a partir de este concepto es posible mantener en un valor deseado los niveles de tensión a la salida del convertidor de potencia DC-DC. El problema del control óptimo se aprecia en la ecuación (3.16), que corresponde a la minimización de la energía del error definida como la diferencia entre los valores deseado $x_1(t)$ y medido $x_{1d}(t)$ para la tensión a la salida del circuito. Las restricciones de la señal de control se incluyen en (3.17), las cuales implican un rango de variación para la señal de control correspondiente al ciclo útil del PWM (0% - 100%), aplicado al dispositivo de conmutación del circuito [17].

$$J = \int_0^T (x_1(t) - x_{1d}(t))^2 dt \quad (3.16)$$

$$U = \{u(t): 0 \leq u(t) \leq 1\} \quad (3.17)$$

Procediendo con la formulación del problema de control, la expresión reducida para el hamiltoniano viene dada por (3.18)

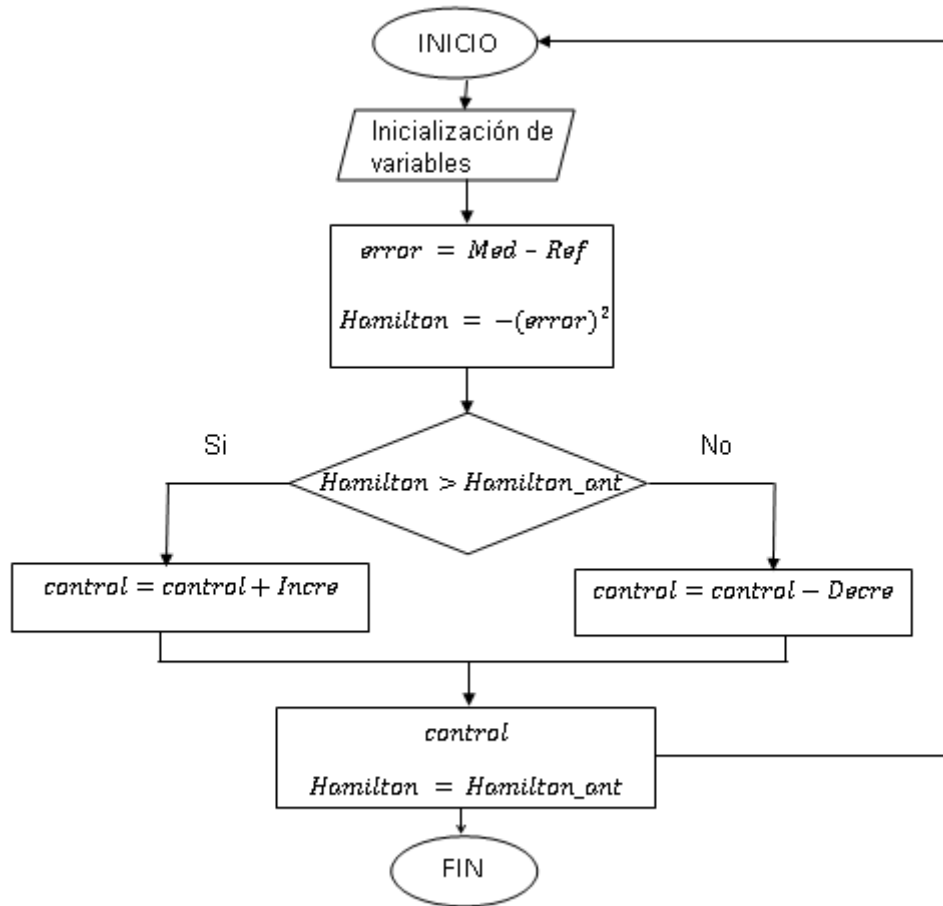
$$H = -(x_1(t) - x_{1d}(t))^2 \quad (3.18)$$

Por tanto, para solucionar el problema de control óptimo se propone el método basado en el principio del máximo de Pontryagin [22], el cual sugiere que minimizar J en (3.16) equivale a maximizar la función hamiltoniana dada en (3.18) sujeta a las restricciones impuestas en (3.17). Una revisión más detallada de los fundamentos conceptuales del control óptimo, así como los desarrollos teóricos requeridos para implementar la técnica en el sistema analizado, se pueden encontrar en [17].

3.2.2.1 Implementación del control óptimo en el microcontrolador

El algoritmo implementado para verificación del control óptimo se puede apreciar en forma de diagrama de flujo en la Figura 23. Aquí se supone un valor cualquiera para la señal de control dentro del intervalo de restricción ($0 \leq u(t) \leq 1$). Con esta condición de control inicial se determina la respectiva trayectoria de estado $x(t)$ dentro del intervalo $0 \leq t \leq T$, a partir de lo cual se calcula un valor del Hamiltoniano al final de dicho periodo. El valor calculado para el hamiltoniano se compara con el correspondiente a un periodo anterior y si el valor actual es mayor que el anterior, se incrementa el valor de la señal de control al interior del conjunto admisible, en caso contrario se disminuye. Este proceso se repite para cada intervalo, determinando numéricamente los valores de la señal de control $u(t)$ que ajustados a las restricciones, maximizan el valor del hamiltoniano $H(\lambda, X, u)$ en (3.18) y por consiguiente minimizan la función objetivo (3.16).

Figura 23. Diagrama de flujo del algoritmo implementado para el control óptimo



Fuente: Autor.

3.2.3 CONTROL POR MODOS DESLIZANTES

El control por modos deslizantes (SMC de su sigla en inglés), constituye una acción de tipo robusto en el espacio de estados que, fundamentalmente reduce de un espacio n-dimensional a un caso 1 dimensional el problema de convergencia asintótica hacia cero del error en estado estacionario del sistema. Si se define como superficie de deslizamiento $s(t)$ a la diferencia entre el valor deseado $x_{1d}(t)$ y medido $x_1(t)$ para la tensión en la resistencia de carga R_L del circuito convertidor de potencia DC-DC, tipo Buck, tal y como se expresa en la ecuación (3.19).

$$s(t) = x_1(t) - x_{1d}(t) \quad (3.19)$$

Es posible forzar la convergencia de la trayectoria en el espacio de estados a caer en un tiempo finito sobre dicha superficie. La acción por modos deslizantes está definida en (3.20)

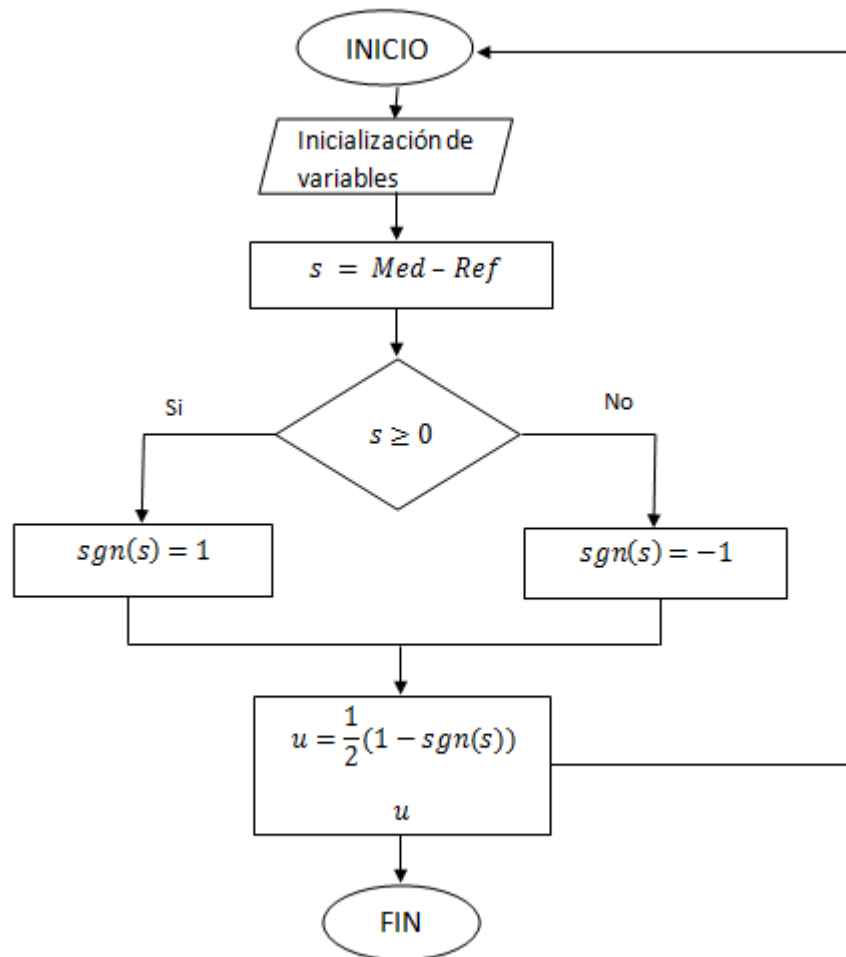
$$u(t) = \frac{1}{2}(1 - \text{sgn}(s)) \quad (3.20)$$

Esta acción de control está dada a partir de consideraciones ligadas a la teoría de estabilidad de Lyapunov [23], y por tanto una vez la trayectoria solución en el espacio de estados alcanza la región deseada (superficie de deslizamiento definida para todos los puntos, tales que $s = 0$) esta se mantiene en modo invariante y asintótico lo cual, se asegura manteniendo en cero su derivada ($ds/dt = 0$). Podemos ver que esta acción de control posee como resultado dos únicos valores (1 o 0) dependiendo del signo del error $s(t)$.

3.2.3.1 Implementación digital del control digital SMC en el microcontrolador

Para poder realizar la implementación digital del control por modos deslizantes (SMC), se tomo en cuenta la naturaleza binaria de la señal en la ecuación (3.20), lo cual suprime la necesidad de emplear un PWM. Por tanto, se puede observar en la Figura 24 el diagrama de flujo del control SMC implementado en el microcontrolador. En el algoritmo se obtiene el signo de $s(t)$, tras hacer la diferencia entre la tensión medida y la referencia, que corresponde a 8 [V]. Posteriormente, a partir del signo obtenido (-1 o 1), se calcula $u(t)$ que puede ser 1 o 0, respectivamente. Este ciclo se repite hasta que el sistema repose sobre la superficie de deslizamiento.

Figura 24. Diagrama de flujo para la implementación del control digital SMC



Fuente: Autor.

CAPITULO 4

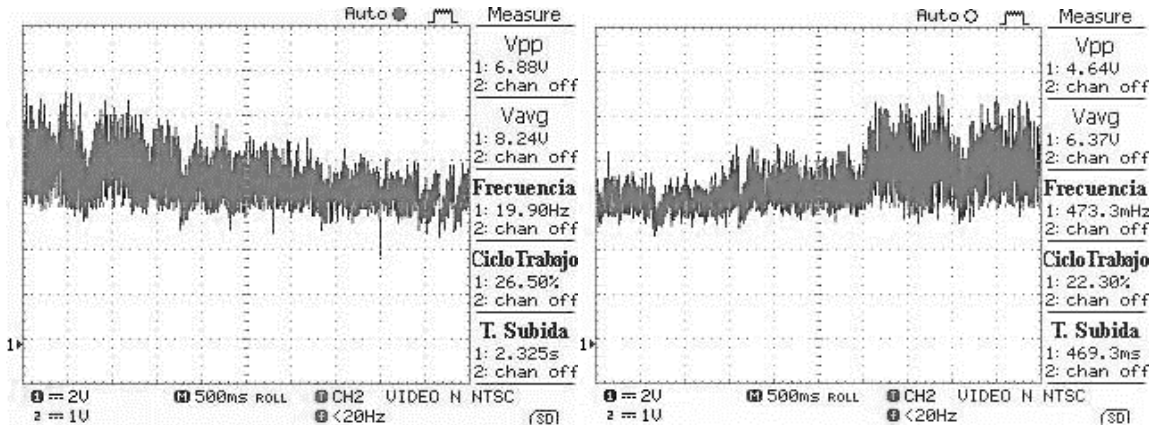
El presente capítulo presenta la validación experimental a partir de implementación de rutinas en microcontrolador, para cada uno de los controladores diseñados sobre el circuito convertidor de potencia DC-DC tipo Buck. Se realiza una comparación cualitativa del comportamiento entre dichas leyes de control, mediante señales adquiridas en laboratorio para observar el comportamiento temporal de la respuesta del sistema ante la acción de perturbaciones.

4.1 VERIFICACIÓN EXPERIMENTAL DEL CONTROL PID

La Figura 25, muestra la respuesta del sistema convertidor de potencia DC-DC controlado mediante el PID sintonizado, ante perturbaciones en la carga. La respuesta se ve afectada por una significativa amplitud de oscilación de alta frecuencia, como consecuencia de la naturaleza conmutada del actuador, adicional a los ya conocidos efectos nocivos de la acción derivativa del controlador. Realizando una comparación con el comportamiento del sistema a lazo abierto de la Figura 14, podemos apreciar que el sistema a lazo cerrado controlado por un PID, mejora gradualmente la caída de tensión a las perturbaciones en la carga.

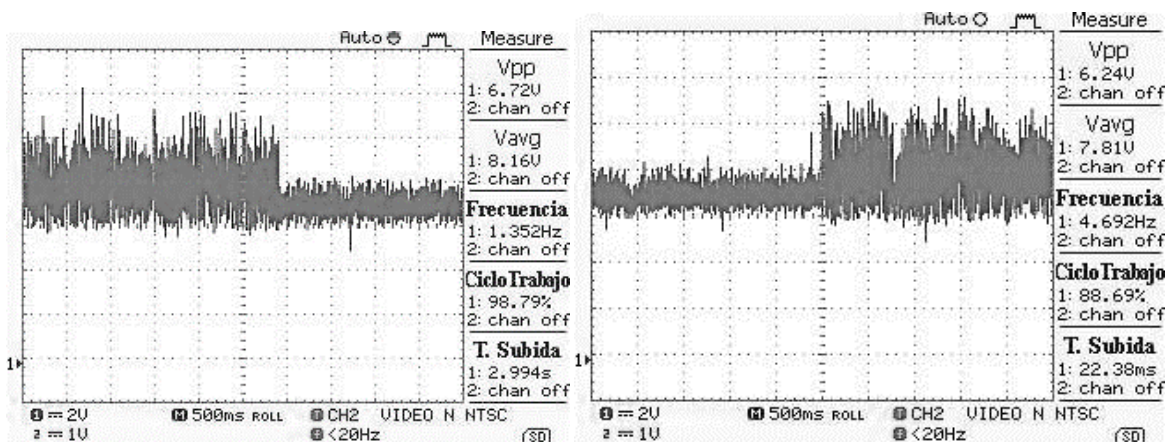
La Figura 26 presenta la respuesta del sistema controlado mediante el PID sintonizado ante perturbaciones en el suministro de energía. Se observa una disminución en la amplitud de las oscilaciones proporcional a los niveles de tensión en la entrada, además de una incapacidad del sistema para mantener en un valor constante su salida, comportamiento comparable con el presentado previamente en Figura 15, donde la tensión de salida disminuye debido a la perturbación.

Figura 25. Tensión de salida ante perturbaciones en la carga, obtenidas experimentalmente para control PID sintonizado. Disminuyendo (izquierda) y aumentando (derecha) la carga.



Fuente: Autor.

Figura 26. Tensión de salida ante perturbaciones en la fuente de suministro, obtenidas experimentalmente para control PID calculado. Disminuyendo (izquierda) y aumentando (derecha) el voltaje de entrada.



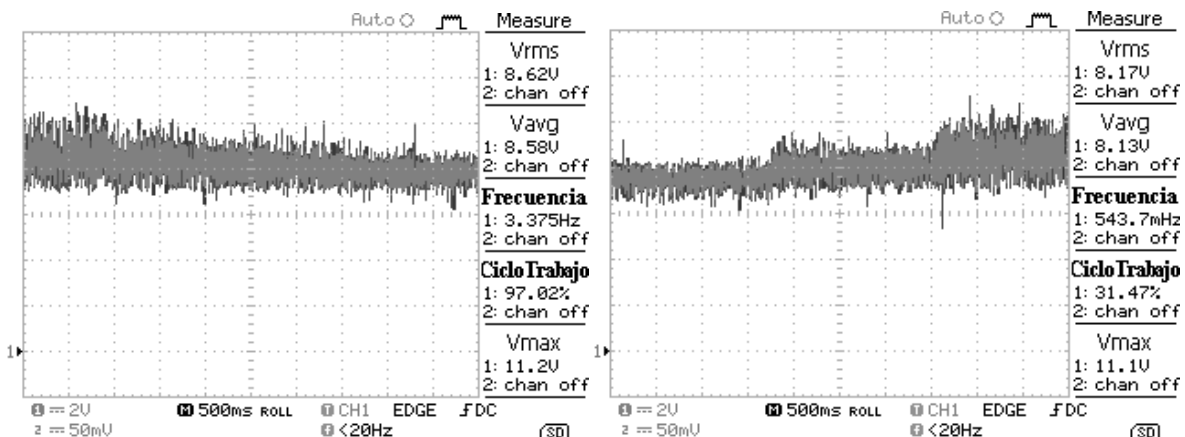
Fuente: Autor.

Es conveniente aclarar que los resultados obtenidos sobre el controlador PID sintonizado, constituyen un punto de referencia para comparar el desempeño de éste con las técnicas no-convencionales mencionadas en el capítulo anterior: control óptimo conmutado y control por modos deslizantes SMC.

4.2 VERIFICACIÓN EXPERIMENTAL DEL CONTROL ÓPTIMO

La Figura 27, muestra el comportamiento del sistema aplicando la ley de control óptimo sobre el circuito convertidor ante perturbaciones en la carga. Podemos apreciar que aunque el comportamiento de la respuesta es mejor que el sistema a lazo abierto (ver Figura 14) en términos de regulación, este presenta una caída de tensión similar al control PID (ver Figura 25), con una notoria reducción en la amplitud de las oscilaciones de alta frecuencia.

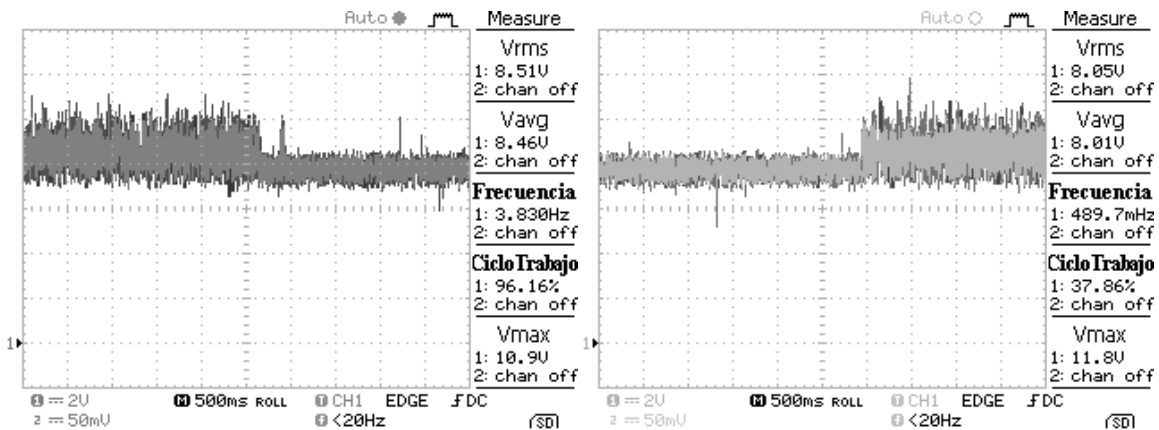
Figura 27. Tensión de salida ante perturbaciones en la carga, obtenidas experimentalmente para el control óptimo. Disminuyendo (izquierda) y aumentando (derecha) la carga.



Fuente: Autor.

De otro lado, la Figura 28, presenta el comportamiento del sistema controlado ante perturbaciones en la fuente de suministro, a partir de lo cual se puede observar una fuerte disminución en el valor promedio de la tensión de salida, lo que comparativamente representa un desempeño inferior al evidenciado para el mismo caso con el controlador PID.

Figura 28. Tensión de salida ante perturbaciones en la fuente de suministro, obtenidas experimentalmente con el control óptimo. Disminuyendo (izquierda) y aumentando (derecha) el voltaje de entrada.



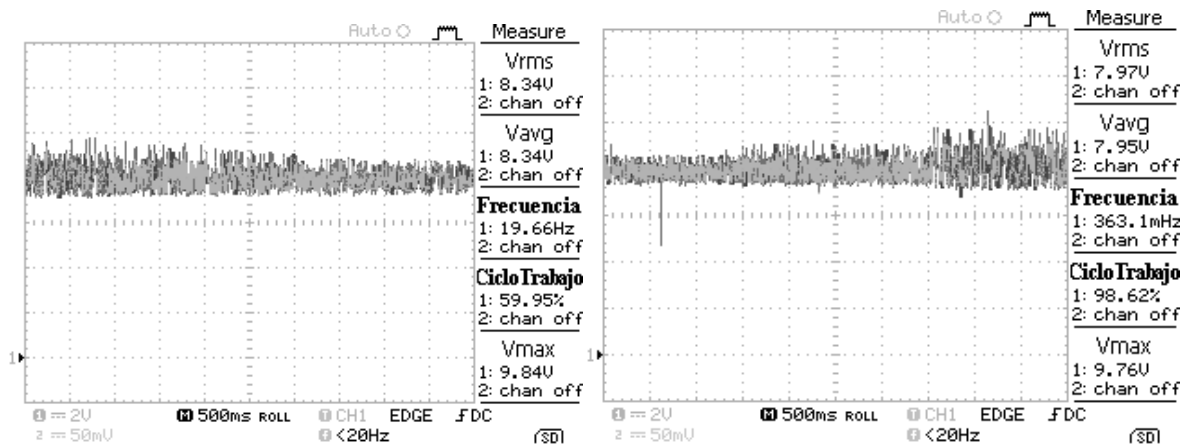
Fuente: Autor.

4.3 VERIFICACIÓN EXPERIMENTAL DEL SMC

La Figura 29, ilustra el efecto de las perturbaciones en la carga, implementando el control por modos deslizantes SMC sobre el circuito. Como se puede observar este control tiene una mejora importante y significativa con respecto a los controles PID (ver Figura 25) y óptimo (ver Figura 27), ya que, disminuye de manera ostensible la amplitud de las oscilaciones y logra que el sistema responda y llegue más rápido a la tensión de referencia 8 [V], haciendo imperceptibles las perturbaciones. Este comportamiento fue replicado en la Figura 30 ante

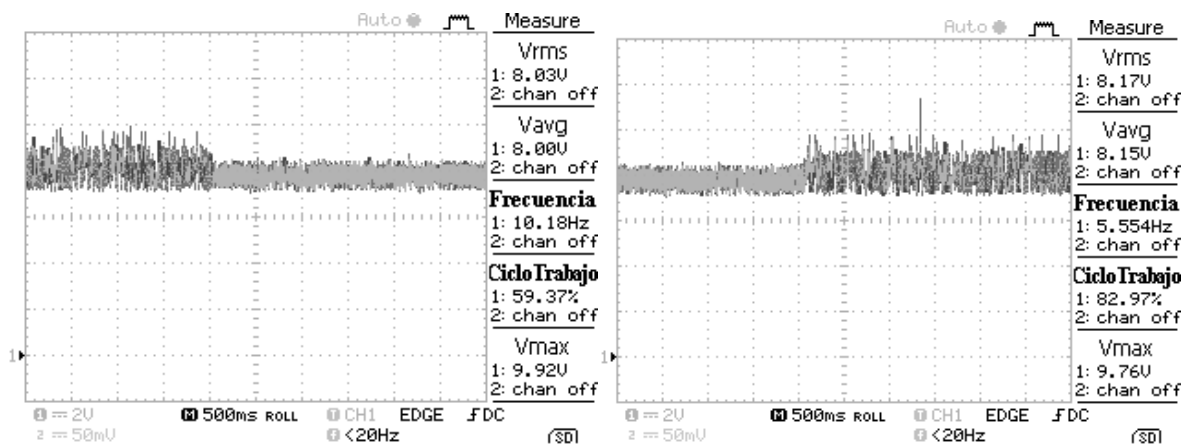
perturbaciones en la fuente de suministro, donde se aprecia que la tensión de entrada afecta la amplitud de las oscilaciones, pero se observa que la tensión de salida (en promedio) es siempre la referencia 8 [V], sin ninguna alteración significativa en dicha tensión debido a la perturbación.

Figura 29. Tensión de salida ante perturbaciones en la carga, obtenidas experimentalmente para el control SMC. Disminuyendo (izquierda) y aumentando (derecha) la carga.



Fuente: Autor.

Figura 30. Tensión de salida ante perturbaciones en la fuente de suministro, obtenidas experimentalmente para el control SMC. Disminuyendo (izquierda) y aumentando (derecha) el voltaje de entrada.



Fuente: Autor.

De esta manera se logró verificar y comparar cada una de las leyes de control propuestas, mostrando de manera experimental alternativas para la manipulación de circuitos conmutados no lineales. Sin embargo, la técnica de control robusto, control por modos deslizantes SMC, mostró ser el controlador más sólido y confiable dentro de las opciones para regulación de la tensión de salida en el circuito convertidor de potencia DC-DC tipo Buck, reduciendo significativamente la amplitud de las oscilaciones de alta frecuencia y manteniendo siempre la tensión de referencia ante la acción de las perturbaciones.

CAPÍTULO 5

5.1 CONCLUSIONES

- Se seleccionó e implementó una topología de convertidor de potencia DC-DC para aplicaciones de baja potencia, correspondiente a un circuito tipo Buck, en el cual se deseaba mantener una tensión constante de 8 [V] a la salida. El circuito implementado se mostró en la Figura 9, donde se aprecia, el circuito convertidor de potencia, las etapas para la aplicación de perturbaciones y las interconexiones para la adaptación del dispositivo programable, microcontrolador.
- Se diseñó una estrategia de control por modos deslizantes que permitió mejorar el desempeño del convertidor ante perturbaciones de entrada y/o de carga. Como se observó en las Figuras 29 y 30 la técnica de control por modos deslizantes mostró un gran desempeño, esto gracias a su velocidad de respuesta, capacidad para mantener el valor de tensión deseado, 8 [V], y a una menor incidencia en oscilaciones debido al ruido por alta frecuencia.
- Se implementó la técnica de control robusto (SMC) sobre un dispositivo de arquitectura configurada (microcontrolador dsPIC33f) para controlar el desempeño del convertidor ante perturbaciones en la tensión de entrada y en la carga. El capítulo 3, ilustró la manera de ejecutar el algoritmo que constituyó la realización hardware para la ley de control (SMC) propuesta.
- Se desarrolló un procedimiento de prueba para verificar la validez de la estrategia de control (SMC) implementada. Se emplearon perturbaciones en la salida del convertidor correspondientes a cargas en serie y una perturbación a la fuente de suministro dada por una resistencia de atenuación al valor nominal de alimentación 20 [V]. De esta manera, en las Figuras 11 y 12 se apreció el efecto de las perturbaciones en simulación, y

en las Figuras 14 y 15 se observó lo propio para el sistema experimental. Como resultado importante las Figuras 29 y 30 permitieron verificar de manera experimental, para el control por modos deslizantes (SMC), los efectos de las perturbaciones en el sistema.

- Adicional a lo anterior, se realizó el diseño y la implementación de una técnica de control óptimo conmutado cuyos resultados han mostrado un rendimiento susceptible de ser mejorado como pudo apreciarse en las Figuras 27 y 28.

5.2 OBSERVACIONES

Las eventualidades presentadas durante la ejecución del proyecto y las posibles recomendaciones son descritas a continuación:

- Al implementar el circuito propuesto en [17] se averiaron varios elementos debido a un pico de corriente presente durante el arranque del sistema superando los 20 [W] de potencia del bombillo halógeno. Tras el análisis obtenido en los resultados de simulación, se propuso un arreglo en la resistencia de carga añadiendo una resistencia cerámica de $7[\Omega]/30[W]$ en serie, que permitió al circuito soportar la corriente de arranque y obtener así, un buen funcionamiento del convertidor de potencia.
- Debido a las limitaciones dadas por los dispositivos de adecuación de señales (ver capítulo 2) que soportaban un frecuencia máxima de 20 [kHz], inferior a la del diseño presentado en [17], se decidió trabajar con ésta frecuencia sin tener en cuenta las consideraciones necesarias para la implementación del control SMC, lo cual mostró que la respuesta del sistema era insuficiente y el control no mejoraba sus resultados. Se realizó un análisis detallado de este caso, y se concluyó que los controles

requieren una frecuencia mínima de trabajo determinada por los elementos de almacenamiento de energía del circuito convertidor de potencia. Por tal motivo, se variaron los parámetros del circuito para obtener una frecuencia más baja de 10 [kHz]. (Ver Anexo A)

5.3 RECOMENDACIONES Y TRABAJO FUTURO

- Debido a que se utilizó un osciloscopio como dispositivo para la visualización de la tensión en la salida del convertidor, se generaron retardos en la actualización de la señal. Para mejorar este inconveniente el autor recomienda una interfaz en tiempo real para tener un mejor análisis gráfico de la señal.

Como trabajo futuro, se proponen:

- Análisis más estrictos respecto a la optimalidad generada por el cálculo del hamiltoniano según el método descrito. En particular, se debe valorar el índice de desempeño J propuesto y su relación con H , para obtener un mejor desempeño en la práctica.
- Optimización de códigos que permitan un mayor rendimiento del microcontrolador y así, evitar que frecuencias o ruidos externos ingresen al dispositivo programable.
- Mejoramiento al convertidor de potencia tipo Buck, para reducir las oscilaciones presentadas durante la implementación de las técnicas de control.
- Análisis, simulación e implementación de otras topologías del convertidor para verificar las técnicas de control utilizadas.

- Aplicación a mayores niveles de potencia para obtener impacto en la industria.

5.4 DIFUSIÓN DE RESULTADOS

- Los resultados del presente trabajo de grado han sido aceptados para presentación en ponencia oral, en el XVIII Simposio de Tratamiento de Señales, Imágenes y Visión Artificial: STSIVA 2013, septiembre 11, 12 y 13 en Bogotá.

BIBLIOGRAFÍA

[1] CONESA ROCA, Alfonso. Aplicación de la rectificación controlada en los convertidores DC-DC de varios interruptores de tanque resonante serie, España, Cataluña, 2005, 254 h. Tesis Doctoral. Departament d'Enginyeria Electrònica, Universitat Politècnica de Catalunya.

[2] BIEL SOLÉ, Domingo. Control en modo deslizante aplicado a la generación de señal en convertidores conmutados DC/DC, España, Cataluña, 1999, 125 h. Tesis doctoral presentada para la obtención del título de doctor. Departament d'Enginyeria Electrònica, Universitat Politècnica de Catalunya.

[3] ARTEAGA OROZCO, María Isabel. Control no lineal de convertidores conmutados CC/CC: Análisis de prestaciones y verificación experimental, España, Cataluña, 2006, 200 h. Tesis para obtener el título de doctor. Universidad Politècnica de Catalunya.

[4] PÉREZ DE LA PARTE, María de la Mercedes. Control predictivo con modos deslizantes, España, Sevilla, 2004, 216 h. Tesis para la obtención del Grado de Doctora Ingeniera de Telecomunicación, Escuela Superior de Ingenieros, Universidad de Sevilla.

[5] RIOS BARAJAS, Héctor. Control robusto por salida para un helicóptero de prueba, México, 2008, 90 h. Tesis Licenciatura (Ingeniero Eléctrico Electrónico), facultad de ingeniería, Universidad Nacional Autónoma de México.

[6] RAMOS, Rafael, ZARAGOZA, Jordi, MÀNUEL, Antonio. Control difuso mediante una FPGA de Xilinx para convertidores DC/DC elevadores, "Revista española de electrónica", Juny 2001, núm.559, p. 54-64.

[7] UTKIN, Vadim, CHANG, Hao-Chi. Sliding mode control on Electro-Mechanical Systems, En: Mathematical Problems in Engineering, 2002, Vol.8 (4, 5), pp. 451-473.

[8] GARCÍA GABIN, Winston, DARINE ZAMBRANO, Darine, CAMACHO, Oscar, Sliding mode control for autonomous vehicles with long delay to track straight paths. En: Rev. Téc. Ing. Univ. Zulia. Vol. 28, N° 2, 137 -144, 2005.

[9] BERNAL GONZÁLEZ, Adriana, PINEDA SANTOS, Donovan, VELÁZQUEZ LOBO, Marlon. Control en modo deslizante con estimación de la perturbación aplicado a un modelo de turbina hidráulica. Bucaramanga, 2011, 86h, Trabajo de grado presentado como requisito parcial para optar al título de ingeniero(a) electrónico(a), Universidad Industrial de Santander.

[10] GUTIÉRREZ GALLEGO, Jorge. Diseño de un sistema de control supervisor híbrido. Pereira, 2009, 95 h. Tesis presentada como requisito para optar al título de Magister en Ingeniería Eléctrica, Universidad Tecnológica de Pereira.

[11]HOYOS VELASCO, Freddy, Universidad Nacional de Colombia, ANGULO GARCIA, Fabiola, OLIVAR TOST, Gerard, TABORDA GIRALDO, John. Implementación de una nueva técnica de control digital para convertidores DC-DC y DC-AC. En: Dyna, Año 77, Nro. 164, pp. 189199. Medellín, Diciembre de 2010. ISSN 00127353.

[12] VARGAS CÁCERES, Guillermo Antonio, GÉLVES LIZARAZO, Julio César. Filtros Activos repotencia: análisis comparativo entre técnicas de control utilizadas en el convertidor de potencia, Colombia, Bucaramanga, 2010, 25 h. Tesis para optar por el título de Ingeniero Electricista, Escuela de Ingenierías Eléctrica, Electrónica y Telecomunicaciones. Universidad Industrial de Santander.

[13] SILVA MONROY, César Augusto. Conception and Modeling of a Low-Voltage DC/DC Power Supply in Multiphase Buck-Converter Topology (Board Layout, Measurements and Simulation), Colombia, Bucaramanga, 2003, 64 h. Tesis para obtener el título de Ingeniero Electrónico, Escuela de Ingenierías Eléctrica, Electrónica y Telecomunicaciones. Universidad Industrial de Santander.

[14] MICROCHIP, “dsPIC33FJxxxMCx06A DataSheet”.

[15] M. H. Rashid, Electrónica de Potencia: circuitos, dispositivos y aplicaciones, 2 Ed. México. 1995.

[16] D. W. Hart, PowerElectronics, New York. 2010.

[17] FUENTES DIAZ, Lady Gisselieth, TUTIRA CACERES, Yuly Karina, ESTEBAN RIOS, Pedro Julio. Diseño y simulación de estrategias de control conmutado en convertidores de potencia. Bucaramanga, 2012, 97 h. Trabajo de grado para optar el título de Ingeniero(a) Electrónico(a), Universidad industrial de Santander.

[18] MORENO CASTELLANOS, Fabio Andrés, CENTENO ARIZA, Diego Armando. Análisis comparativo del desempeño de técnicas de control conmutado implementadas en dispositivos programables. Bucaramanga, 2013, 92 h. Trabajo de grado presentado como requisito parcial para optar al título de Ingeniero Electrónico. Universidad Industrial de Santander.

[19] SERRANO GÓMEZ, Carlos. Diseño, implementación y medida experimental de controles en lazo cerrado para convertidores conmutados utilizando procesadores digitales de señal dsPIC, orientado a la validación de una herramienta CAD de diseño automático de reguladores. España, Madrid, 190 h. Proyecto fin de carrera Ingeniería Industrial. Departamento de Tecnología Electrónica. Universidad Carlos III de Madrid.

[20] Microchip, Section 14. Motor Control PWM datasheet

[21]Katsuhiko Ogata, Ingeniería de control moderno, quinta edición, ISBN-10: 0136156738.

[22] D. G. Luenberger, Introduction to dynamic systems: Theory, Models and Applications. U.S.A. 1979.

[23] V. Utkin, J. Guldner and J. Shi, Sliding Mode Control in Electromechanical Systems. Taylor& Francis. 2002.

[24]. Fairchild Semiconductor, "Datasheet IRF540N".

[25]. International Rectifier, "SCHOTTKY RECTIFIER 8EQ045", pp. 8-11.

[26]. MSc. MURILLO, Javier. Sintonía de controladores PID, Cali, Programa de ingeniería Electrónica, Facultad Ingeniería, Universidad Santiago de Cali.

ANEXOS

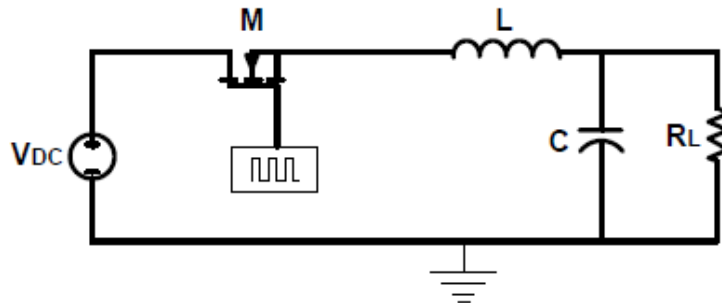
ANEXO A. ANALISIS DEL CONVERTIDOR TIPO BUCK

El convertidor tipo Buck presenta dos tipos de comportamiento en el proceso de conmutación del MOSFET: cuando el interruptor está cerrado o cuando está abierto, haciendo que el diodo se polarice en modo inverso o modo directo respectivamente.

A.1.1 Interruptor cerrado

La Figura A.1 muestra el circuito equivalente con el interruptor cerrado:

Figura A.1 Circuito equivalente con interruptor cerrado



Fuente: [17]

A partir de este circuito, la expresión que representa la tensión en el inductor está dada por:

$$V_L = V_s - V_o = L \frac{di_L}{dt} \quad (A.1)$$

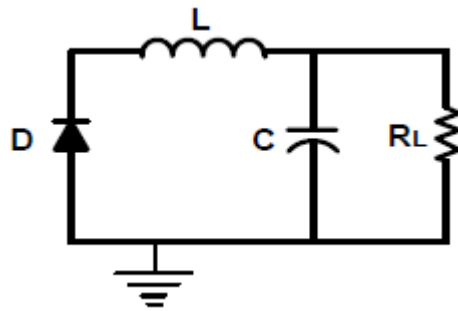
Reorganizando la expresión se obtiene:

$$(\Delta i_L) = \left(\frac{V_s - V_o}{L} \right) DT \quad (A.2)$$

A.1.2 Interruptor abierto

En la Figura A.2 se presenta el esquema del circuito como interruptor abierto.

Figura A.2 Circuito equivalente con el interruptor abierto.



Fuente: [17]

A partir del circuito la tensión en el inductor está dada por la siguiente expresión;

$$V_L = -V_o = \frac{di_L}{dt} \quad (A.3)$$

Reorganizando la expresión se obtiene:

$$\frac{di_L}{dt} = \frac{-V_o}{L} \quad (A.4)$$

La variación de la corriente en el inductor cuando el interruptor está abierto es:

$$(\Delta i_L) = - \left(\frac{V_o}{L} \right) (1 - D)T \quad (A.5)$$

Para lograr que el circuito convertidor opere en régimen permanente se requiere que la corriente en el inductor sea la misma en cada ciclo de conmutación del MOSFET; esta condición obliga a que la variación total de la corriente en el inductor en un periodo sea cero. Para ello se debe cumplir:

$$\left(\frac{V_s - V_o}{L}\right)DT - \left(\frac{V_o}{L}\right)(1 - D)T = 0 \quad (A.6)$$

$$V_o = V_s D \quad (A.7)$$

Debido a que el ciclo de trabajo D , toma valores $0 \leq D \leq 1$, la expresión anterior ratifica que el convertidor Buck produce una salida menor o igual a la entrada.

A.2 MODELO PARA FUNCIÓN DE TRANSFERENCIA DEL SISTEMA

Primero se obtuvo la relación en el dominio de Laplace para la tensión de salida del circuito convertidor tipo Buck (ver Figura 8) respecto a la tensión en el terminal de salida del interruptor, tal y como se ilustra en la Figura 10. La función de transferencia resultante está dada por la ecuación A.8:

$$\frac{V_o(s)}{V_x(s)} = \frac{V_o(s)}{V_s D(s)} = \frac{1}{LC \left[s^2 + \left(\frac{1}{RC}\right)s + \frac{1}{LC} \right]}$$

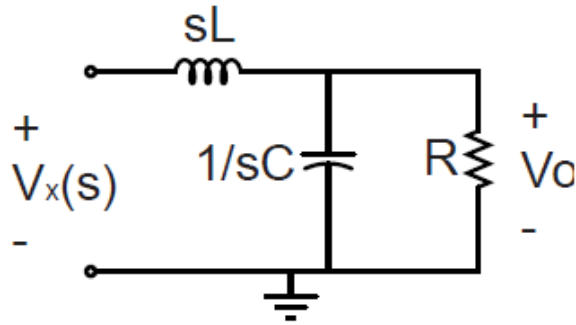
$$\frac{V_o(s)}{D(s)} = \frac{\frac{V_s}{LC}}{\left[s^2 + \left(\frac{1}{RC}\right)s + \frac{1}{LC} \right]} \quad (A.8)$$

Donde $V_x(s) = V_s \cdot D(s)$, representa la equivalencia de la tensión a la salida del interruptor como un porcentaje variable $D(s)$ del voltaje de suministro constante V_s . Sustituyendo los valores de los elementos de circuito se obtiene:

$$\frac{V_o(s)}{D(s)} = \frac{35.461 * 10^6}{[s^2 + 149.835s + 1.773 * 10^6]} \quad (A.9)$$

La ecuación (A.9), permite el análisis del convertidor de potencia DC-DC para así sintonizar los parámetros en los distintos controladores.

Figura A.3 Convertidor Buck en el dominio de Laplace.



Fuente: [17]

A.3 DIMENSIONAMIENTO DE LOS ELEMENTOS DE CIRCUITO

Es importante destacar que el diseño del circuito convertidor está basado en el trabajo presentado en [17], pero con algunas modificaciones en los parámetros de diseño y asimismo en los valores de los componentes del circuito, debido a que se tiene más facilidad de acceso a ellos al cambiarlos. Por tanto, tomando en consideración aspectos de viabilidad práctica se concebirá un sistema alimentado a 30 [VDC], con salida regulada para alimentar el consumo de bombillas halógenas de 20 [W]. Con base en lo anterior, se consideran los siguientes requerimientos de diseño:

Tabla A.1. Requerimientos de diseño

Tensión de alimentación (V_s)	20 [V]
Tensión de salida (V_0)	8 [V]
Resistencia de carga (R_L)	14.2 [Ω]
Tensión de rizo (ΔV_0)	0.6% de V_0
Frecuencia de conmutación (F)	10 [kHz]

Fuente: Autor

- El diseño requiere que la carga disponga de 8 [V] de tensión para una fuente de alimentación de 20 [V] de tensión continua. A partir de esta condición se obtiene un ciclo útil de trabajo D dado por:

$$D = \frac{V_0}{V_s} = \frac{8[V]}{20[V]} = 0.4 \quad (A.10)$$


- Para el dimensionamiento de la bobina se tomó como punto de referencia la frecuencia de conmutación que en este caso es de 10 [kHz]; para la selección de la carga se tienen bombillas halógenas de 12 [V] a 20 [W] incluyendo una resistencia cerámica en serie de 7 [Ω] a 30 [W], para evitar los sobrepicos de tensión al encender la fuente de alimentación. Luego, para garantizar que el circuito opere con corriente permanente se debe cumplir que el valor de la bobina esté por encima del valor mínimo obtenido a partir de la siguiente ecuación:

$$L_{min} = \frac{(1 - D)R}{2f} \quad (A.11)$$

Tomando como base los requerimientos de diseño de la Tabla A.1, el valor mínimo para la bobina es de 0.426[mH]. Además para cumplir con el propósito de garantizar que el circuito operará siempre con corriente permanente, el valor de la inductancia se ha seleccionado de 1.2 [mH]. Cabe resaltar que el valor mínimo para la bobina se obtuvo asumiendo que la carga (bombilla halógena y resistencia cerámica) tendrá como valor máximo 20[Ω], que sería un 40% mayor al valor esperado teóricamente.

- Para la elección del dispositivo de conmutación se tuvieron en cuenta los valores de frecuencia nominal, las velocidades de respuesta y los niveles de corriente en el circuito. Se seleccionó el transistor IRF540N MOS NPN de la casa fabricante Fairchild Semiconductor (ver Tabla A.2).

Tabla A.2. Características eléctricas del transistor de potencia.

Referencia	V_{DSS} [V]	$R_{DS(ON)}$ [Ω]	I_D [A]	V_{GS} [V]	Frecuencia [MHz]
 IRF540N	100	0.044	33	20	1

Fuente: [24]

- Para el caso del diodo de libre marcha encargado de la recirculación de la corriente cuando el transistor esté en corte, se seleccionó la referencia 8EQ045 de la casa fabricante International Rectifier IRF (ver Tabla A.3).

Tabla A.3. Características del diodo de libre marcha

Referencia	V_R [V]	$I_{F(AV)}$ [A]	I_{FSM} [A]	Frecuencia [MHz]
8EQ045	45	10	80	1

Fuente: [25]

- Por último el valor del capacitor se obtiene a partir de la expresión:

$$C = \frac{1 - D}{8L \left(\frac{\Delta V_0}{V_0}\right) f^2} \quad (A.12)$$

Obteniendo así un condensador con valor comercial de 470 [μ F].

ANEXO B. ENTORNO DE TRABAJO MPLAB-IDE

Es una plataforma de desarrollo integrada bajo Windows, con múltiples aplicaciones, que permite escribir el programa para los PIC y dsPIC en lenguaje ensamblador (assembler) o en C, crear proyectos, ensamblar o compilar, simular el programa y finalmente programar el componente.

MPLAB incorpora todas las utilidades necesarias para la realización de cualquier proyecto, editar archivos fuentes tanto en assembler como en C, simularlo en pantalla, para ejecutarlo posteriormente en modo paso a paso y ver la evolución de forma real tanto de sus registros internos, como la memoria de programa, según se ejecutan las instrucciones.

El software MPLAB-IDE se puede descargar de forma gratuita en la página de MICROCHIP y permite una instalación fácil y rápida.

B.2 CREACIÓN DE UN NUEVO PROYECTO

Un proyecto gestiona el desarrollo de un programa en el entorno de programación MPLAB. Para crear un proyecto se deben seguir los siguientes pasos:

PASO 1. Ejecutar el programa MPLAB. Seleccionar el menú *Project-ProjectWizard*. Se abre un configurador de proyectos automáticos que nos guiará por todo el proceso. Ver Figura B.1. Pulsar siguiente.

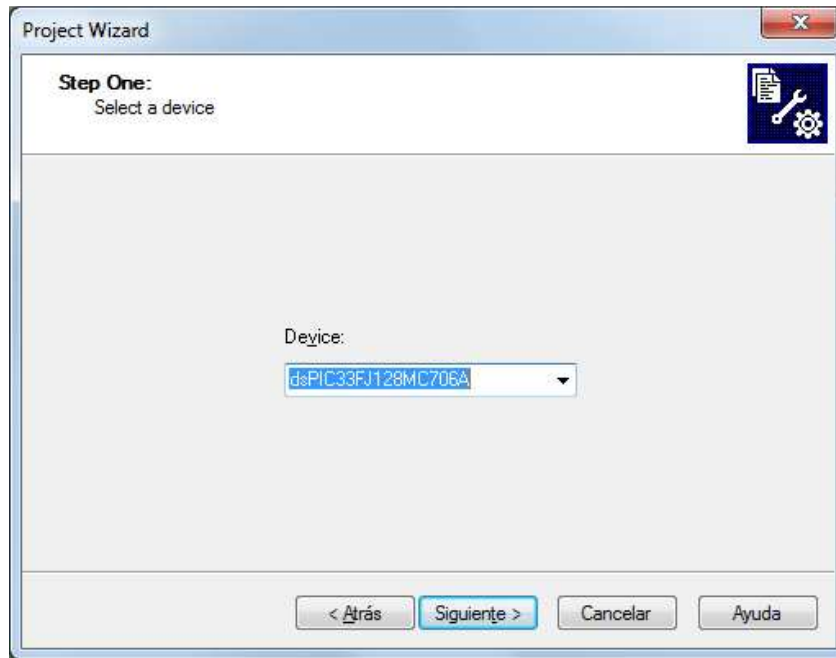
Figura B.1 Configurador de proyectos automático



Fuente: Autor.

PASO 2: Seleccionar el dispositivo sobre el cual se va a desarrollar el proyecto. En este caso dsPIC33FJ128MC706A. Ver Figura B.2.

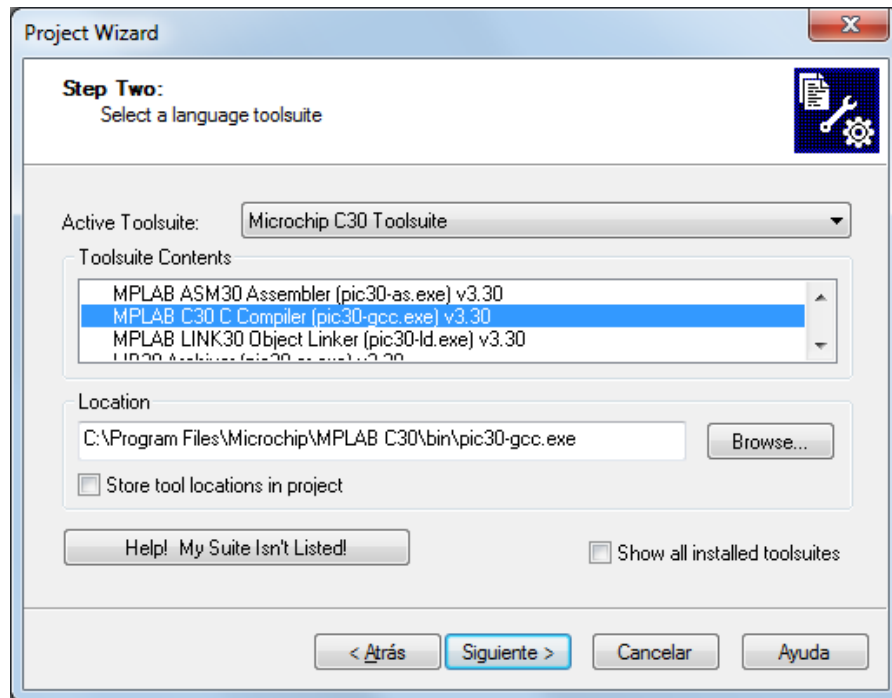
Figura B.2. Selección del microcontrolador



Fuente: Autor.

PASO 3: Seleccionar el conjunto de herramientas de desarrollo a utilizar. Se denomina *Toolsuite*. Existe distintos tipos, según el lenguaje de programación (C ó ensamblador). En este caso se empleará C como lenguaje de programación, y el conjunto de herramientas de MPLAB C30 C Compiler, como instrumento de compilación y depuración. Ver Figura B.3.

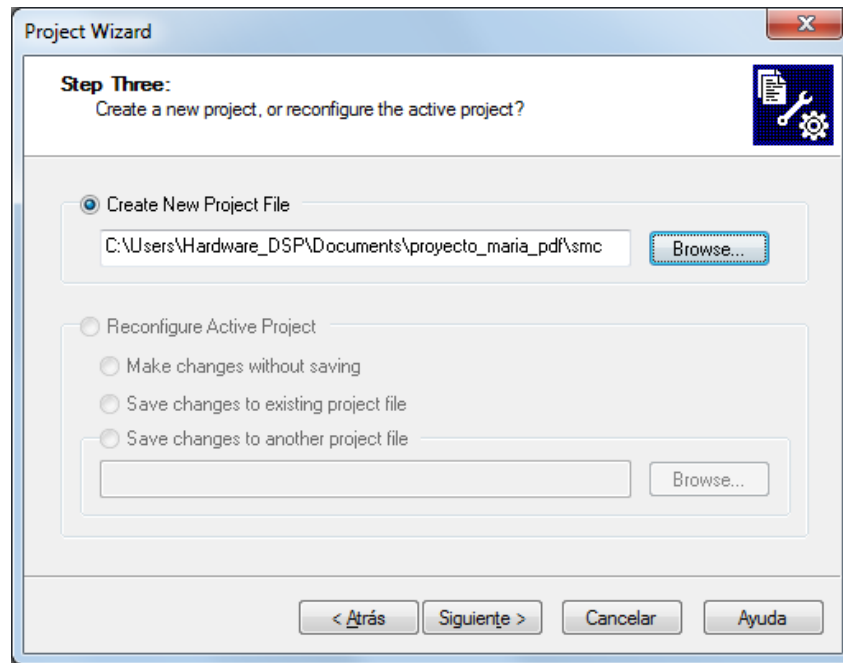
Figura B.3 Lenguaje de programación y compilador.



Fuente: Autor

PASO 4: Indicar el nombre del directorio donde se guardará el proyecto en la casilla *Create New Project File*. Ver Figura B.4.

Figura B.4 Nombre y ubicación del proyecto.



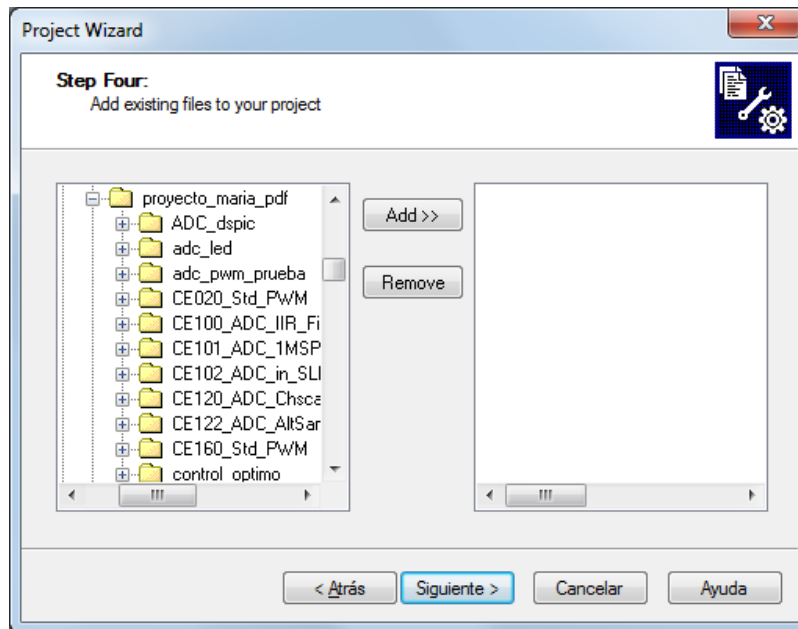
Fuente: Autor.

PASO 5: En la siguiente ventana aparece el menú para seleccionar los ficheros que queramos añadir al proyecto, como ficheros de cabecera o definiciones (.h ó .inc), de señales de estímulos para el simulador y otros. En este caso se comienza un proyecto nuevo, por lo que no añadiremos en principio ningún fichero.

Hay que tener en cuenta que cuando se añade un fichero a un proyecto, éste fichero no se copia en la carpeta del proyecto, sino que permanece en la carpeta original. Se recomienda realizar una copia del fichero a utilizar en la carpeta de nuestro proyecto y así evitar problemas y no modificar ficheros que estén en otras carpetas con otros proyectos.

Sin embargo, se pueden añadir ficheros a un proyecto en cualquier momento desde el entorno de desarrollo MPLAB. En la Figura B.5 se muestra la ventana para añadir ficheros.

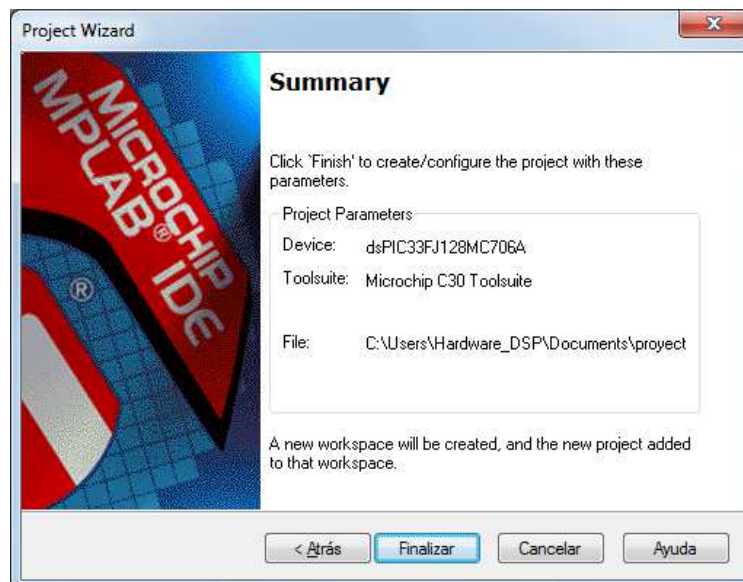
Figura B.5 Añadir ficheros al proyecto



Fuente: Autor.

PASO 6: Finalmente aparece la ventana con el resumen del proyecto creado. Ver figura B.6. Pulsar *Finalizar*.

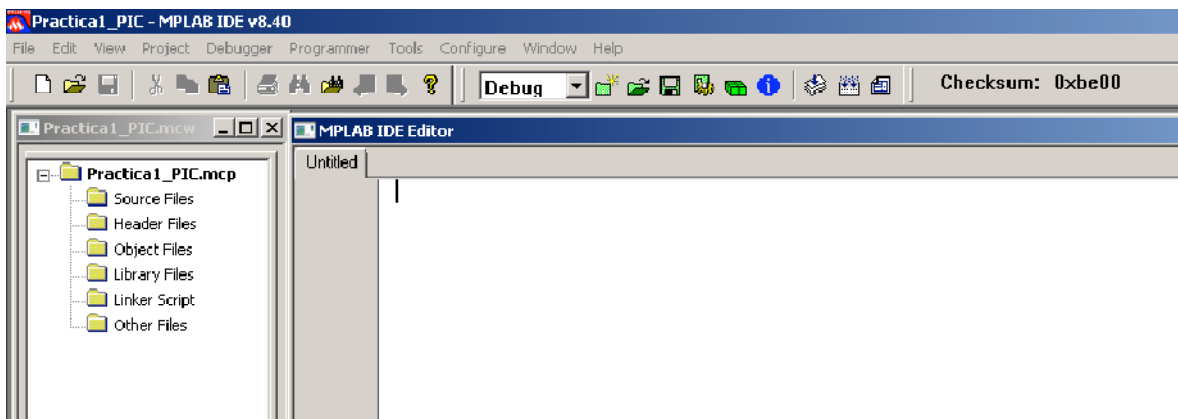
Figura B.6 Resumen del proyecto creado



Fuente: Autor.

PASO 7: Se abre el entorno de desarrollo, con el proyecto creado. Para añadir un fichero con el código en C o en blanco, utilizar las opciones *File-Open* ó *File-New* respectivamente. Se abre el editor de MPLAB IDE, donde se puede modificar el fichero existente o crear uno nuevo (ver sentencias en Figura 3.1, capítulo 3). Ver Figura B.7.

Figura B.7. MPLAB IDE editor

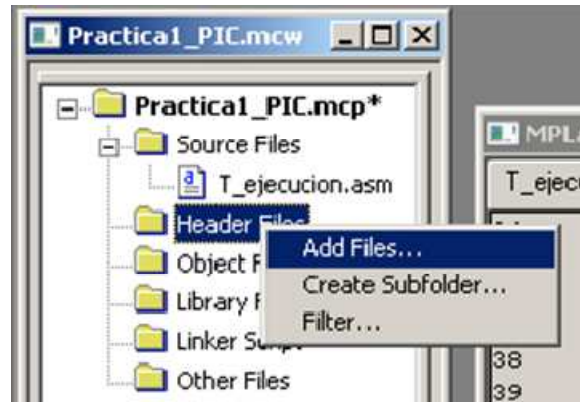


Fuente: Autor

Una vez creado el programa principal se guarda el fichero, donde por defecto se almacenará con la extensión *.c*.

Para añadir al proyecto algún fichero de cabecera o definiciones, se puede usar la opción del menú *File-Add New File to Project*, o situarse en la ventana del proyecto sobre el tipo de fichero a añadir, por ejemplo *Header File*, pulsar el botón derecho del mouse y seleccionar *Add File...* y seleccionar el fichero a añadir. Ver figura B.8

Figura B.8. Añadir ficheros al proyecto






Fuente: Autor

Se recomienda guardar todos los ficheros de un proyecto en el mismo directorio donde fue creado el proyecto al inicio.

B.3 COMPILACIÓN DE UN PROYECTO

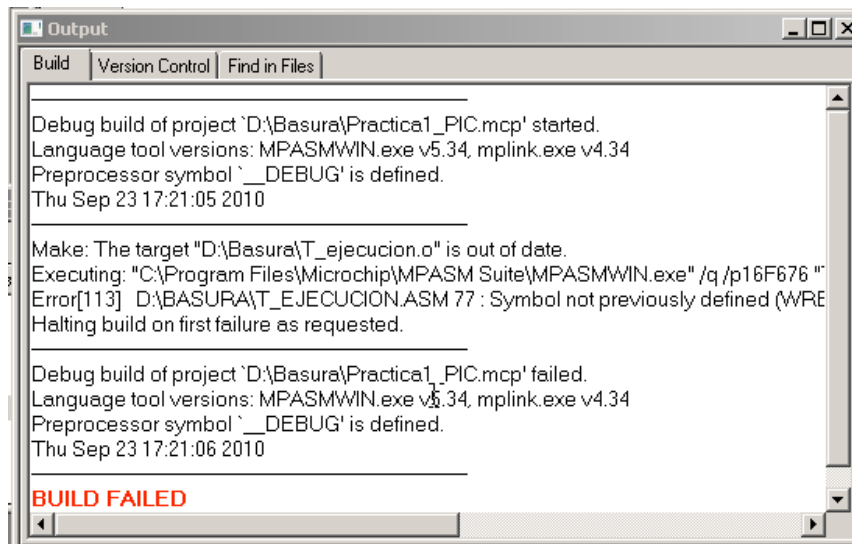
Luego de la creación del proyecto (ver sección B.2), para compilarlo se deben tener en cuenta los siguientes pasos:

PASO 1: Se selecciona la opción del menú *Project-Makeo* se pulsa el botón . Con esta operación se genera el fichero objeto de extensión `.o` y el fichero `.cof`. Después se selecciona *Project-BuildAllo* se pulsa el botón . Con esta operación se genera el fichero ejecutable `.hex`. Este es el fichero con el que se puede programar el microcontrolador dsPIC33fj128mc706a de la tarjeta de desarrollo CEREBOT MC7.

Si se selecciona directamente la opción del menú *Project-BuildAllo* se pulsa el botón  se realizan estos dos pasos seguidos.

Para ver el resultado de la compilación se debe seleccionar *View-Output*, que abre la ventana *Output*. En la pestaña *Build* se muestra dicho resultado. Si al compilar un programa se producen uno o varios errores se muestra el mensaje *BUILD FAILED* y dichos errores aparecerán listados con el formato *Error [tipo de error] Descripción*. Ver Figura B.9. Pulsando dos veces sobre el error, el cursor se situará en el editor, en la línea de código que generó el error. Se debe corregir el error y volver a compilar hasta que el compilador muestre el mensaje *BUILD SUCCEEDED*.

Figura B.9 Compilador MPLAB IDE, mostrando error



Fuente: Autor.

B.4 DEPURACIÓN DE UN PROGRAMA

Una vez escrito el código y comprobado que se compila sin errores, se puede depurar el programa realizado. La depuración consiste en ejecutar el programa de manera controlada para poder comprobar que su funcionalidad es la deseada.

Para depurar el programa se utilizó el simulador que ofrece MPLAB IDE, *MPLAB SIM*. Este simulador es un software que ejecuta el programa como si estuviese cargado en el microcontrolador, pero permite observar la evolución del mismo de una manera controlada.

PASO 1: Seleccionar el depurador *MPLAB SIM*, mediante la opción del menú *Debugger-SelectTool-MPLAB SIM*. Ver figura B.10.

Figura B.10. Depurador MPLAB SIM

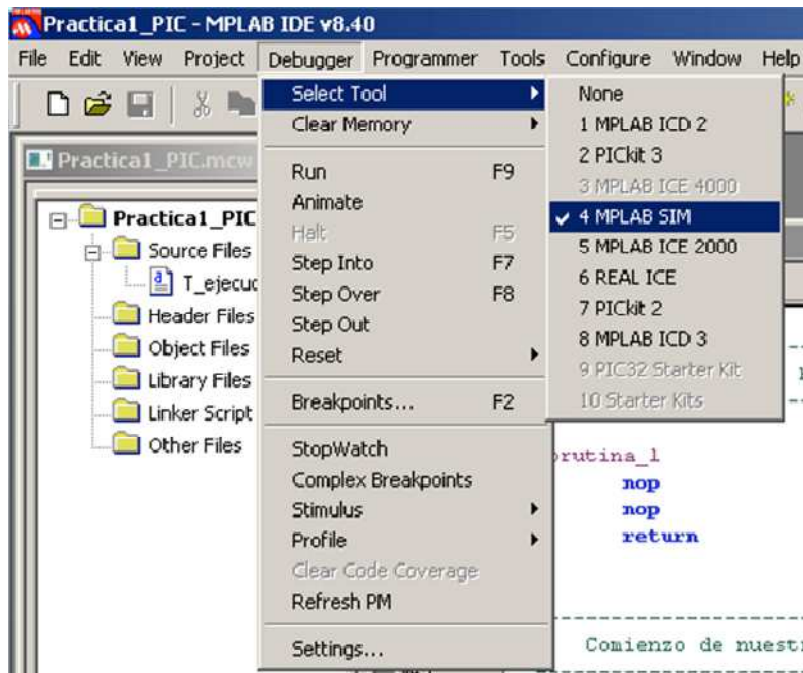
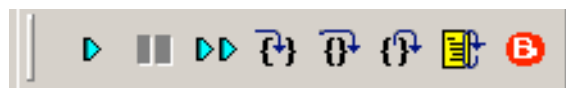


Figura: Autor.

Al seleccionar el depurador aparecen unos botones nuevos en la barra de herramientas que permiten la simulación del programa y que se explicarán más adelante. Ver figura B.11.

Figura B.11. Íconos del depurador



Fuente: Autor

PASO 2: Se pueden realizar distintas acciones de acuerdo con los botones de la Figura B.11.



- El botón  (igual a la opción del menú *Debugger-Run*) ejecuta el programa completo. Si se desea detener el programa en alguna línea de código en concreto debe colocarse un punto de ruptura o parada de la ejecución, llamado *Breakpoint* en dicha línea. Para ello se pulsa dos veces en la ventana del editor a la izquierda de la línea de código donde se desea que la ejecución del programa se detenga, apareciendo el icono  en dicha línea. Ver Figura B.12. Para reanudar la ejecución del programa se debe volver a pulsar el botón *Run*.

Figura B.12. *Breakpoint* en la línea de parada.

```

59
60
61
62
63
; Inicializo el puerto A
bcf    STATUS,RP3    ; Selecciona el banco 0.
clrf   PORTA        ; Inicializo los valores del puerto A a 0
movlw  0x00         ; Deshabilita el comparador (CM2-CMD=111)

```

Fuente: Autor.


- El segundo botón  (igual a la opción del menú *Debugger-Halt*) detiene la ejecución del programa. Una flecha de color verde aparece al lado de la línea de código donde se ha detenido la ejecución del programa. Ver Figura B.13


Figura B.13 Muestra la línea de código donde se detiene el programa.





```

71
72
73
74
movlw  0x55         ; Carga el valor (literal) hexadecimal 55 en e
movwf  PORTA        ; Carga el valor de W al puerto A
call   subrutina_1  ; Llama a una subrutina
bsf    PORTA,1      ; Pone a 1 el bit 1 del puerto A

```

Fuente: Autor

- El tercer ícono  (*Debugger-Animate*) permite ver la ejecución del programa paso a paso en modo animación, mediante una flecha verde que indica en cada instante la instrucción que se está ejecutando.

- El ícono  (*Debugger-StepInto*) permite la ejecución paso a paso del programa. Cada vez que se pulsa se ejecuta una instrucción, incluyendo las instrucciones internas de una subrutina llamada por el programa principal.
- El botón  (*Debugger-StepOver*) permite la ejecución paso a paso del programa. Cada vez que se pulsa se ejecuta una instrucción pero no entra a las instrucciones internas de una subrutina llamada por el programa principal.
- El ícono  (*Debugger-StepOut*) permite salir de una subrutina que se esté ejecutando y continuar con la ejecución paso a paso del programa principal.
- El botón  (*Debugger-Reset*) reinicializa la ejecución del programa desde el principio, en la primera línea de memoria.

PASO 3: Para la depurar totalmente un programa puede ser necesario que ciertas señales externas al microcontrolador tomen determinados valores, como por ejemplo que la señal en un pin (RB0) se ponga a nivel alto. Al estar utilizando un simulador software no se pueden forzar los niveles eléctricos de las señales externas al microcontrolador. Para solventar este problema se utiliza la opción del menú *Debugger-Stimulus-New Workbook*, que permite definir señales que el simulador interpretará como señales eléctricas (estímulos) externas al microcontrolador. Se abre el cuadro de diálogo de la Figura B.14

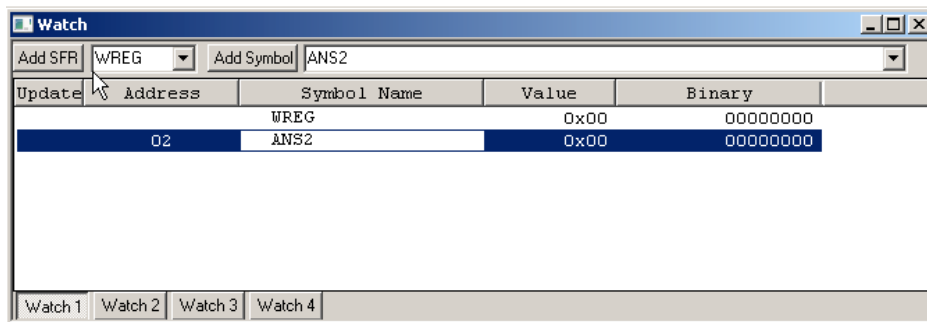
El estímulo más básico que se puede definir es uno asíncrono, en la pestaña *Asynch*. Para ello se debe seleccionar sobre qué Pin (*Pin/SFR*) se desea actuar. Al pulsar en una casilla de la columna *Pin/SFR* aparece un desplegable con los pines disponibles. Se selecciona, por ejemplo, el Pin *RB0*. Pulsando en la casilla de la columna *Action* aparece un desplegable con las acciones disponibles para ese pin:

- *Set High*: Pone a nivel alto el pin seleccionado.
- *Set Low*: Pone a nivel bajo el pin seleccionado.
- *Toggle*: cambia el estado del pin seleccionado (estado alto o estado bajo).

Para añadir un registro especial a la ventana, se abre el desplegable de registros, se selecciona el registro que se desee y se pulsa el botón *Add SFR*. El registro seleccionado aparece en la ventana. Para añadir variables y símbolos, se abre el desplegable correspondiente y se pulsa el botón *Add Symbol*. Ver Figura B.15.

En la opción del menú *Debugger-Settings*, dentro de la pestaña *Animation/RealtimeUpdates* se puede activar la opción *Enable Real Time watchupdates*, lo que permite actualizar los valores seleccionados en la ventana *Watch* en tiempo de ejecución. Se pueden definir 4 grupos de registros y variables a ver, mediante los botones *Watch 1 a Watch 4*.

Figura B.15. Ventana de visualización de registros y variables.



Fuente: Autor.

B.5 ALMACENAMIENTO DE UN PROGRAMA EN LA MEMORIA DEL MICROCONTROLADOR

Tras haber escrito un código fuente en el editor de programas del MPLAB IDE, haberlo compilado y haber comprobado su correcto funcionamiento con el depurador, se puede programar el microcontrolador con el código compilado y comprobar su correcto funcionamiento en el sistema real.

La tarjeta de desarrollo utilizada para el presente proyecto CEREBOT MC7, permite la grabación de un programa en el microcontrolador por medio del

LicensedDebugger, a través de un cable USB conectado al PC donde se está ejecutando el MPALB IDE.

PASO 1: Conectar el cable USB en el puerto J13 de la tarjeta de desarrollo CEREBOT MC7, y al PC en el que se esté ejecutando MPLAB IDE.

PASO 2: Seleccionar el programador, mediante la opción del menú *Programmer-SelectProgrammer-LicensedDebugger*.

Si la conexión se ha realizado correctamente, aparece una barra de herramientas nueva que permite realizar las tareas de programación. Ver Figura B.16.

Figura B.16. Barra de herramientas de programación



Fuente: Autor.

Como la tarjeta de desarrollo permite la opción de programación por medio del *LicensedDebugger*, no es posible obtener datos o leer el programa grabado en la memoria del microcontrolador:


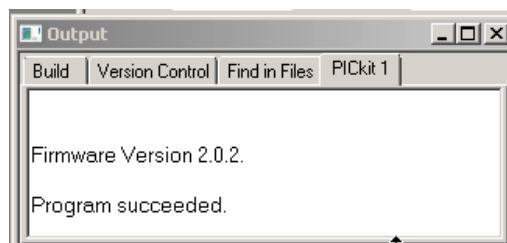


- El ícono  *ProgramDevice*, permite grabar el programa en la memoria del microcontrolador de la tarjeta de desarrollo. Si la grabación se ha realizado correctamente en el ventana *Output* aparece el mensaje *Programsucceeded*. Ver Figura B.17.

Figura B.17 Programa grabado en la memoria del microcontrolador correctamente



Fuente: Autor.

- El botón  *VerifyDevice*, permite verificar que se ha grabado correctamente el programa en la memoria del microcontrolador de la tarjeta de desarrollo. Si la grabación se ha realizado correctamente en la ventana *Output* aparece el mensaje *Verifysucceeded*.
- El ícono  *Erase Device*, permite borrar la memoria del microcontrolador.

PASO 2: Programar el dispositivo. Se recomienda primero borrar la memoria del microcontrolador, después programarlo y por último verificar que la grabación ha sido correcta.