

**CONTROL CONMUTADO DE UN CIRCUITO CONVERTIDOR DE POTENCIA
CC-CC EN EL CONTEXTO DE LOS SISTEMAS DINÁMICOS HÍBRIDOS**

**DOUGLAS ANDRÉS VÁSQUEZ LANDAZÁBAL
ANDRÉS FERNANDO MARTÍNEZ GARZÓN**

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

2017

**CONTROL CONMUTADO DE UN CIRCUITO CONVERTIDOR DE POTENCIA
CC-CC EN EL CONTEXTO DE LOS SISTEMAS DINÁMICOS HÍBRIDOS**

**DOUGLAS ANDRÉS VÁSQUEZ LANDAZÁBAL
ANDRÉS FERNANDO MARTÍNEZ GARZÓN**

**Trabajo de grado para optar al título de Ingeniero Electricista
Ingeniero Electrónico.**

Director

**JULIO ANDELFO FLÓREZ VARGAS
M.Sc. en Ingeniería Electrónica**

Codirector

**JAIME GUILLERMO BARRERO PÉREZ
M.Sc. en Ingeniería Área de Electrónica**

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

2017

DEDICATORIA.

A Dios todo poderoso por guiar cada uno de mis pasos, por su infinito amor y por extender su gracia sobre todos nosotros. A mis padres por su apoyo y soporte incondicional; a mi amada esposa por brindarme su amor, ayuda, comprensión y respaldo; a mi hijo por alentarme cada día a seguir luchando por ser el mejor molde modelo y ejemplo para él.

Douglas Vásquez.

A Dios que a cada momento está a mi lado, dándome fuerza, salud y la suficiente motivación para luchar por las cosas que quiero. A mis padres por su incondicionalidad, por su amor y por creer tanto en mí, a mi hermano por enseñarme, guiarme y mostrarme los múltiples caminos que siempre pude afrontar, a mis abuelos José Miguel y María Odilia , a mi tía Martha, quienes aportaron infinidad de cosas para que de alguna manera pudiese estar bien. A mi gran amigo Jorge Iván Albarracín de Vivero quien desde el cielo cuida de mí, a el profe Gerardo Latorre, mi compañero de tesis Douglas Vásquez que impulsaron la realización del proyecto, a la selección de Fútbol de la universidad industrial de Santander por acogerme y permitirme obtener grandes momentos durante mi permanencia y estadía en el alma mater.

A todos gracias.

Andrés Martínez.

AGRADECIMIENTOS

A nuestro Dios su amor y por su gracia que nos permite estar hoy aquí.

A la Universidad Industrial de Santander (UIS) por el respaldo; A la Escuela de Ingenierías Eléctrica, Electrónica y de Telecomunicaciones, por poner a nuestra disposición todos los recursos necesarios en las etapas de diseño e implementación; a nuestros profesores por brindarnos la formación como profesionales íntegros.

A nuestro director, ingeniero Julio Flórez Vargas por su dirección, orientación, dedicación y apoyo; a nuestro codirector, ingeniero Jaime Barrero Pérez por sus valiosos aportes para la consecución de este proyecto.

TABLA DE CONTENIDO

	Pág.
INTRODUCCIÓN	17
1. PLANTEAMIENTO DEL PROBLEMA	19
2. OBJETIVOS	21
2.1. OBJETIVO GENERAL	21
2.2. OBJETIVOS ESPECÍFICOS.....	21
3. MARCO TEORICO	22
3.1. QUE ES UN SISTEMA DE CONTROL [6].	22
3.1.1. Control por modos deslizantes.....	24
3.1.2. Fundamentos de control en modo deslizante.	24
3.2. SISTEMAS ARDUINO [11]	30
3.2.1. Entradas / Salidas Digitales.	31
3.2.2. Entradas Analógicas.	32
3.2.3. Entorno de desarrollo [12].....	32
3.3. INSTRUMENTACIÓN VIRTUAL LABVIEW	33
3.3.1. Creación de programas.....	34
3.3.2. Instrumentos virtuales.	34
3.3.3. Panel Frontal.....	34
3.3.4. Diagrama de bloques.....	35
4. REVISIÓN LITERARIA DE LOS CONVERTIDORES DE POTENCIA CONMUTADOS COMO SISTEMAS HÍBRIDOS Y LA TÉCNICA DE CONTROL POR MODOS DESLIZANTES SMC.	37
4.1. CONVERTIDOR BUCK.....	37
4.1.1. Principio de Operación.....	39
4.1.2. Análisis de CD.	39
4.2. EL CONVERTIDOR BUCK SÍNCRONO	42

4.2.1. Principio de operación.....	45
5. SELECCIÓN, DISEÑO Y MODELADO DE UN CONVERTIDOR DE POTENCIA COMO UN SISTEMA HIBRIDO.	46
5.1. SIMULACIÓN EN MATLAB DE CONVERTIDORES DE POTENCIA	46
5.2. DESARROLLO DE INTERFAZ HMI EN LABVIEW.....	47
5.2.1. Panel frontal.....	47
5.2.2. Diagrama de bloques.....	50
6. DISEÑO E IMPLEMENTACIÓN DEL CONVERTIDOR DE POTENCIA BASADO EN LA TÉCNICA DE CONTROL POR MODOS DESLIZANTES A TRAVÉS DE UN ARDUINO UNO.	53
6.1. DISEÑO DE ESQUEMAS ELECTRÓNICOS Y ELÉCTRICOS PARA CONECTAR EL ARDUINO UNO	53
6.1.1. Conexiones al ARDUINO UNO.....	53
6.1.1. Acople de ARDUINO UNO a la tarjeta de potencia.	54
6.1.2. Sensado de voltaje y corriente.....	55
6.1.2.1. Sensado de voltaje.	55
6.1.2.2. Sensado de corriente.....	56
6.1.3. Esquema de conexión de elementos de potencia.....	56
6.1.4. Esquema general de conexión entre señales.	57
6.2. SELECCIÓN DE CAJA PARA UBICAR COMPONENTES	58
6.3. IMPLEMENTACIÓN DE LAS TARJETAS ELECTRÓNICAS DISEÑADAS ...	59
6.3.1. Descripción de elementos de la tarjeta de potencia.....	59
6.4. DESARROLLO ALGORITMO DE CONTROL POR MODOS DESLIZANTES PARA IMPLEMENTAR EN EL ARDUINO UNO.....	60
7. PRUEBAS OPERACIONALES DEL CONVERTIDOR DE POTENCIA.	63
7.1. PRUEBA EN VACÍO	63
7.2. CONTROL DE VOLTAJE.....	65
7.3. CONTROL DE CORRIENTE	65
7.4. COMPORTAMIENTO DEL SISTEMA DE CONTROL ANTE PERTURBACIONES.....	66

8. CONCLUSIONES	67
9. RECOMENDACIONES.....	69
REFERENCIAS BIBLIOGRÁFICAS	70
BIBLIOGRAFÍA	73
ANEXOS.....	75

LISTA DE FIGURAS

	Pág.
Figura 1. Sistema de control	22
Figura 2. Sistema de control genérico.	24
Figura 3. Región deslizante en el plano de fase	28
Figura 4. Placa ARDUINO UNO	30
Figura 5. Entradas / salidas digitales Arduino UNO.	32
Figura 6. Entorno de desarrollo ARDUINO.	33
Figura 7. Panel frontal.....	35
Figura 8. Diagrama de bloques.....	36
Figura 9. Circuito Buck.....	37
Figura 10. Formas de onda idealizadas	38
Figura 11. Circuitos equivalentes.....	39
Figura 12. Ciclo de trabajo	41
Figura 13. Convertidor Buck síncrono.....	43
Figura 14. formas de onda Buck síncrono	44
Figura 15. Circuitos equivalentes Buck síncrono	45
Figura 16. Tensión vs tiempo.....	46
Figura 17. Corriente vs tiempo.....	47
Figura 18. Interfaz HMI diagrama general.	48
Figura 19. Control de voltaje.....	48
Figura 20. Control de corriente.	49
Figura 21. Tendencia de voltaje y corriente.	50
Figura 22. Habilitar o inhabilitar salida.	50
Figura 23. Configuración del puerto serial.	51
Figura 24. Lectura y escritura de los puertos del ARDUINO UNO.....	52
Figura 25. Cierre del puerto serial.....	52

Figura 26. Integración de gráficas.....	52
Figura 27. Conexión de señales al ARDUINO UNO.	54
Figura 28. Tarjeta de acople de entre ARDUINO UNO y tarjeta de potencia.	55
Figura 29. Sensado de voltaje	55
Figura 30. Sensor de corriente.....	56
Figura 31. Circuito de potencia.	57
Figura 32. Esquema general de conexionado.	57
Figura 33. Caja de control.....	58
Figura 34. Implementación final del sistema propuesto.	59
Figura 35. Elementos de tarjeta de potencia.	60
Figura 36. Algoritmo de control programado en ARDUINO UNO.	62
Figura 37. Registro de multímetro.....	64
Figura 38. Error de lecturas	64
Figura 39. Control de voltaje.....	65
Figura 40. Control de corriente.	66
Figura 41. Comportamiento del sistema de control ante perturbaciones.	66

LISTA DE ECUACIONES

	Pág.
Ecuación 1. Sistema dinámico no lineal de orden n.....	26
Ecuación 2. Condición de atracción.....	27
Ecuación 3. Error negativo de seguimiento.	27
Ecuación 4. Superficie deslizante.	27
Ecuación 5. Superficie de deslizamiento con $n=3$	28
Ecuación 6. Análisis DC 1.....	39
Ecuación 7. Análisis DC 2.....	40
Ecuación 8. Corriente de inductor.....	40
Ecuación 9. Ciclo de trabajo.	40
Ecuación 10. Corriente de capacitor.	41
Ecuación 11. Voltaje del capacitor.....	42
Ecuación 12. Valor de capacitancia.	42
Ecuación 13. Corriente promedio del MOSFET.....	42
Ecuación 14. Calculo de error.....	61
Ecuación 15. Acción por modos deslizantes.....	61
Ecuación 16. Calculo de error.....	63

LISTA DE TABLAS

	Pág.
Tabla 1. Especificaciones de ARDUINO UNO	30
Tabla 2. Descripción de señales.	53
Tabla 3. Nomenclatura de señales de control.	54
Tabla 4. Características de caja de control IP65.....	58
Tabla 5. Características elementos para realizar pruebas del sistema de control.	63
Tabla 6. Tabulación de mediciones de voltaje	64

LISTA DE ANEXOS

	Pág.
ANEXO A. Matriz de selección.	75
ANEXO B. Programa desarrollado en MATLAB.	85
ANEXO C. Modelado matemático del convertidor de potencia Buck síncrono	88
ANEXO D. Circuito de excitación para MOSFET	91

RESUMEN

TÍTULO: CONTROL CONMUTADO DE UN CIRCUITO CONVERTIDOR DE POTENCIA CC-CC EN EL CONTEXTO DE LOS SISTEMAS DINÁMICOS HÍBRIDOS.*

AUTOR (ES): Douglas Andrés Vásquez Landazábal
Andrés Fernando Martínez Garzón**

PALABRAS CLAVES: Buck, Conmutado, Control, Convertidor, Sistemas.

DESCRIPCIÓN:

En el presente proyecto se describe el diseño y la implementación de una técnica de control conmutado en el dominio del tiempo, para manipular el comportamiento dinámico de un convertidor de potencia CC-CC en el contexto de los sistemas dinámicos híbridos. Para ello se realiza una investigación de la representación híbrida en convertidores de potencia, se aborda una técnica de control por modos deslizantes (Sliding Mode Control SMC) y su aplicación en circuitos convertidores de potencia. Posteriormente se presenta una simulación del comportamiento dinámico del sistema convertidor controlado a través del SMC. Se realiza la definición de una estrategia híbrida sobre el sistema convertidor controlado, usando un dispositivo lógico programable ARDUINO en la ejecución de dicho control, para exponer los resultados mediante implementación. En las aplicaciones donde se requiere un nivel de voltaje bajo y una corriente alta de salida, el convertidor Buck es ampliamente utilizado; esto se debe principalmente a la simplicidad y el costo bajo que presenta esta topología. Es útil la implementación de esta técnica de control sobre una plataforma ARDUINO. El presente trabajo realiza aportes y obtiene resultados direccionados a la solución de problemas relacionados con los sistemas controlados, con el propósito de conformar una base para trabajos posteriores y fortalecer esta línea de investigación en la Universidad Industrial de Santander.

* Trabajo de grado.

** Facultad de Ingenierías Físico Mecánicas. Escuela de Ingenierías Eléctrica, Electrónica y de Telecomunicaciones. Director Julio Andelfo Flórez Vargas. Codirector Jaime Guillermo Barrero Pérez.

ABSTRACT

TITLE: CONTROL CONMUTADO DE UN CIRCUITO CONVERTIDOR DE POTENCIA CC-CC EN EL CONTEXTO DE LOS SISTEMAS DINÁMICOS HÍBRIDOS*

AUTHORS: Douglas Andrés Vásquez Landazábal
Andrés Fernando Martínez Garzón**

KEYWORDS: Buck, Switched, Control, Converter, Systems

DESCRIPTION:

This project is aimed at performing design and the implementation of a time domain switched control technique that manipulate the dynamic behavior of a DC-DC power converter in the context of hybrid dynamic systems. A hybrid strategy on the controlled converter system will be defined, based on the programmable logic device. To accomplish this purpose an exploration is made on hybrid representation in power converters. Additionally, the SMC sliding mode control technique and its applications in power converter circuits will be studied. Subsequently, the dynamic behavior of the controlled converter system through the SMC will be shown by simulation. Finally, the results will be presented through implementation using an ARDUINO programmable logic device to execute the control. In applications where a low voltage level and a high output current are required, the Buck converter is widely used; This is mainly due to the simplicity and low cost of this topology. It is useful to implement this control technique on an ARDUINO platform. The present work makes contributions and obtains results directed to the solution of problems related to the controlled systems, with the purpose of forming a base for later work and to strengthen this line of research in the Universidad Industrial de Santander.

* Degree work.

** Faculty of Mechanical Physics. School of Electrical, Electronic and Telecommunications Engineering. Director Julio Andelfo Flórez Vargas. Codirector Jaime Guillermo Barrero Pérez.

INTRODUCCIÓN

Últimamente los convertidores de potencia han formado parte importante del sector industrial supliendo principalmente tres transformaciones de onda: corriente alterna en directa CA-CC, directa en alterna CC-CA, elevando y/o disminuyendo los niveles de tensión [1]. Particularmente en la industria electrónica, la administración del consumo energético en dispositivos se ha convertido en uno de los parámetros determinantes en el diseño de los sistemas funcionales a partir de energía eléctrica [2]. De manera que, se hace necesaria una evolución continua en el estudio de técnicas de control moderno capaces de regular y suplir energía de forma eficiente hacia las distintas partes de un sistema electrónico [3].

El estudio y desarrollo de convertidores de potencia CC-CC para dispositivos modernos, han direccionado los esfuerzos al modelado y análisis de los sistemas, mediante su representación en variables de estado en el dominio del tiempo continuo, interconectados entre sí a través de leyes de transición discretas [4]. Este tipo particular de sistemas son denominados sistemas dinámicos híbridos *HDS* (del inglés, *Hybrid Dynamical Systems*) y, a partir de su surgimiento, modelado y posterior control, se han declarado muchos aspectos teóricos y prácticos de interés; mostrando en el ámbito energético características de generación a bajo consumo y un mejor control de las señales implicadas en cada instante de tiempo [5]. Con la aparición de los dispositivos lógicos programables como: la *FPGA*, *FPA*, *ARDUINO*, etc., se ha logrado gestionar de forma acertada sistemas complejos como: Simulación avanzada de un sistema de control *PMSM* basado en *Bulirsch-Stoer* implementado con *ARDUINO* [6] e Introducción a los sistemas embebidos utilizando ANSI C y *ARDUINO* [7], en donde se observa un gran desempeño, además de mostrar facilidad de reconfiguración a partir de

lenguajes descriptores de hardware estándar y ejecución concurrente (asociado a bajos tiempos de procesamiento) [8].

En el ámbito de los convertidores de potencia, la eficiencia no solo depende de su topología, sino también del tipo de control aplicado para manipular su dinámica, y así ser capaz de mantener los niveles de tensión y/o corriente, aún ante perturbaciones externas, incertidumbres de parámetros y alteraciones en la carga [9]. Gran parte de los convertidores actuales como Convertidor *Buck-Boost* [2], Convertidor *Flyback* [10], Convertidor *Cuk* [11], han mostrado en general comportamientos no lineales con varias regiones de operación, convirtiéndose esto en una dificultad para ejecutar el control a través de una única estrategia clásica [10]. Se han utilizado sistemas lineales a tramos y sistemas dinámicos mixtos, además del diseño de estrategias de control utilizando modelos de control predictivo [11], para regular sistemas hacia un valor de referencia deseado, mediante teoremas de estabilidad [12,13]. Este cambio instantáneo entre estados de operación se puede realizar mediante el uso de un dispositivo lógico programable basado en una máquina de estados finitos, encargado de gestionar y administrar los distintos subsistemas que constituyen el sistema completo [14], mostrando una vez más la posibilidad de combinar comportamientos continuos y discretos en un mismo sistema.

1. PLANTEAMIENTO DEL PROBLEMA

Los convertidores de potencia se han consolidado como etapa fundamental en los sistemas eléctricos, debido esencialmente a su alta demanda en diversas aplicaciones como: fuentes de corriente, control de motores eléctricos, calentamiento por inducción e innumerables empleos enfocados a la electrónica de potencia, entre otras [1]. En particular, las topologías CC-CC son ampliamente usadas en tecnologías contemporáneas de dispositivos electrónicos, como: vehículos eléctricos, turbinas y sistemas de generación de energías renovables [2]. Este tipo de aplicaciones requieren rapidez de respuesta y estabilidad frente a perturbaciones, además de mantener una alta eficiencia. Entorno a los convertidores de potencia, estas características son difíciles de alcanzar como consecuencia de la naturaleza no-lineal, debido a la existencia de distintos regímenes de operación en su dinámica [3]. Por ello, el control de convertidores de potencia conmutados se convierte en un área de investigación activa tanto en electrónica de potencia como en teoría de control automático. Una alternativa aceptada para analizar este tipo de fenómenos, es el enfoque híbrido de los sistemas *HDS*, capaz de modelar el sistema por secciones continuas interconectadas a partir de leyes de conmutación asociadas con eventos discretos (control conmutado) [4]. Una estrategia propuesta para manipular la dinámica de estos sistemas corresponde con el control de modos deslizantes *SMC* (del inglés *Sliding mode control*), que en la actualidad ha destacado de entre otras técnicas de control avanzado y es ampliamente adoptada por investigadores en el ámbito de la ingeniería, debido a sus características robustas y baja complejidad matemática [5].

Por todo lo anterior, es válido plantear inquietudes de investigación como las siguientes: ¿Qué ventajas y/o desventajas presentan estrategias avanzadas de

control con respecto a convencionales, en cuanto a su desempeño en circuitos convertidores de potencia? ¿Qué tipo de mejoras en medida de desempeño implica la aplicación de una técnica de control *SMC* sobre un convertidor CC-CC? ¿Es viable la implementación de esta técnica de control sobre una plataforma *ARDUINO*? El presente trabajo realiza aportes y obtiene resultados direccionados a la resolución de problemas entorno a los sistemas controlados, con el propósito de conformar una base para posteriores trabajos y fortalecer esta línea de investigación en la Universidad Industrial de Santander.

2. OBJETIVOS

2.1. OBJETIVO GENERAL

Implementar una estrategia híbrida de control conmutado sobre un convertidor de potencia CC – CC en aplicaciones de regulación usando un dispositivo lógico programable.

2.2. OBJETIVOS ESPECÍFICOS

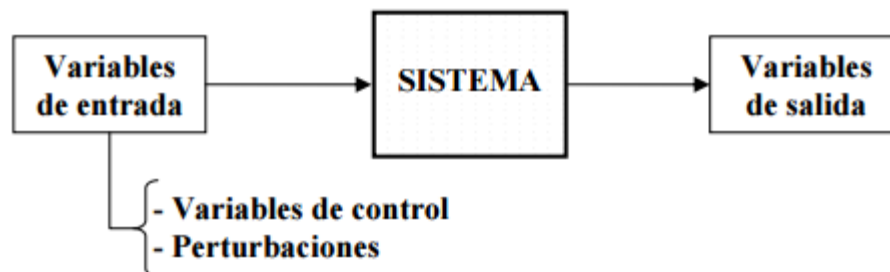
- ✓ Realizar una revisión literaria sobre la representación de los convertidores de potencia conmutados como sistemas dinámicos híbridos, y de la técnica de control por modos deslizantes *SMC*.
- ✓ Seleccionar, modelar y diseñar un convertidor de potencia como sistema dinámico híbrido.
- ✓ Diseñar y simular una estrategia de control por modos *SMC* sobre el convertidor de potencia seleccionado.
- ✓ Implementar una estrategia de control por modos deslizante *SMC* en un dispositivo lógico programable *Arduino* para manipular el comportamiento dinámico del convertidor de potencia seleccionado.

3. MARCO TEORICO

3.1. QUE ES UN SISTEMA DE CONTROL [6].

Un sistema dinámico puede definirse conceptualmente como un ente que recibe unas acciones externas o variables de entrada, y cuya respuesta a estas acciones externas son las denominadas variables de salida. Las acciones externas al sistema se dividen en dos grupos, variables de control, que se pueden manipular, y perturbaciones sobre las que no es posible ningún tipo de control. La Figura 1 ilustra de un modo conceptual el funcionamiento de un sistema.

Figura 1. Sistema de control



Fuente: Sistemas de control. [En línea]. [Citado el 10 de Septiembre de 2016]. Disponible en <<https://upcommons.upc.edu/bitstream/handle/2099.1/3330/34059-5.pdf?sequence=5>>

Un sistema de control ideal debe ser capaz de conseguir su objetivo cumpliendo los siguientes requisitos:

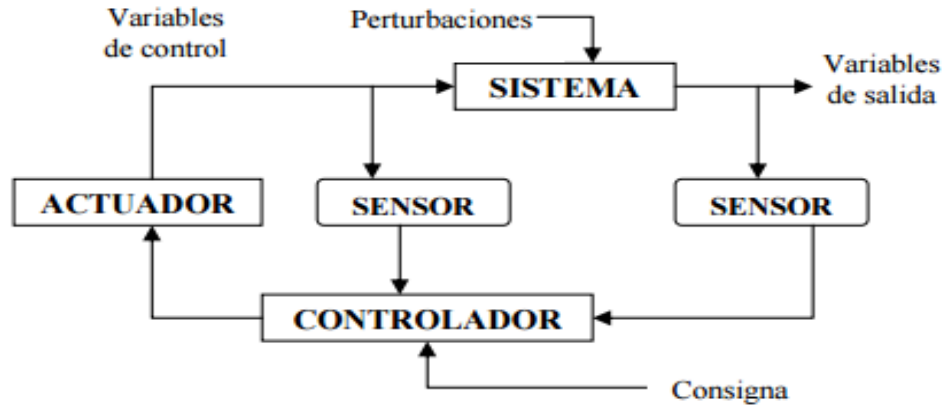
- ✓ Garantizar la estabilidad y, particularmente, ser robusto frente a perturbaciones y errores en los modelos.

- ✓ Ser tan eficiente como sea posible, según un criterio preestablecido. Normalmente este criterio consiste en que la acción de control sobre las variables de entrada sea realizable, evitando comportamientos bruscos e irreales.
- ✓ Ser fácilmente implementable y cómodo de operar en tiempo real con ayuda de un ordenador.

Los elementos básicos que forman parte de un sistema de control y permiten su manipulación son los siguientes:

- ✓ **Sensores:** Permiten conocer los valores de las variables medidas del sistema.
- ✓ **Controlador:** Utilizando los valores determinados por los sensores y la consigna impuesta, calcula la acción que debe aplicarse para modificar las variables de control en base a cierta estrategia.
- ✓ **Actuador:** Es el mecanismo que ejecuta la acción calculada por el controlador y que modifica las variables de control. La Figura 2 ilustra el esquema de funcionamiento de un sistema de control genérico.

Figura 2. Sistema de control genérico.



Fuente: Sistemas de control. [En línea]. [Citado el 10 de Septiembre de 2016]. Disponible en <<https://upcommons.upc.edu/bitstream/handle/2099.1/3330/34059-5.pdf?sequence=5>>

3.1.1. Control por modos deslizantes. Existen numerosos sistemas físicos descritos dinámicamente por ecuaciones diferenciales que dependen en forma discontinua del estado actual del sistema, es decir ecuaciones con lado derecho discontinuo. A estos sistemas se los denomina sistemas de estructura variable (SEV). Las primeras ideas sobre el control de los mismos aprovechando tal característica aparecieron en la literatura en los años 50. La idea básica del control por modo deslizante *SMC* (del inglés *Sliding mode control*) consiste en llevar las trayectorias del sistema sobre una variedad o superficie de deslizamiento y forzarlas a evolucionar sobre ella. Así, el comportamiento dinámico del sistema en estas condiciones queda determinado por las ecuaciones que definen dicha superficie en el espacio de estados. De este modo, plasmando los objetivos de control en tales ecuaciones mediante un diseño adecuado de las mismas, es posible lograr la estabilización del sistema, el seguimiento de referencias y la regulación de variables. A continuación se establecen los conceptos principales de los MD, en forma matemática y con la ayuda de interpretaciones geométricas [7].

3.1.2. Fundamentos de control en modo deslizante. Las leyes de control para sistemas no lineales presentan varias propiedades atractivas, entre ellas la

robustez frente a ciertas incertidumbres de los parámetros y ciertas dinámicas no modeladas, inmunes a perturbaciones y límites de conmutación dependientes de los estados. Esta última característica permite disminuir la magnitud del CHATTERING asociado con los regímenes deslizantes, mejorando así la regulación sobre la salida del sistema que se desea controlar [8].

El diseño se compone de dos pasos [9]:

- ✓ Diseñar una superficie que limita al máximo de la acción de control en función de las incertidumbres de la planta y de las perturbaciones externas.
- ✓ El segundo paso consiste en diseñar una ley de control para proporcionar la convergencia de la trayectoria del sistema hacia una superficie deslizante, el cual debe ser alcanzado en un tiempo finito. Así mismo, esta ley de control está dividida en dos partes:
 - ✓ Ley de control en modo deslizante, la cual es responsable de mantener la dinámica del sistema controlado sobre la superficie deslizante (comportamiento en lazo cerrado).
 - ✓ Ley de control en modo alcance, la cual está diseñada para alcanzar la superficie deseada desde cualquier punto en el espacio de estados.

Para entender el comportamiento del algoritmo de control, se considera un sistema dinámico no-lineal de orden n [10], como lo indica la ecuación 1.

Ecuación 1. Sistema dinámico no lineal de orden n

$$\dot{x}^{(n)} = f(X_1, \dots, X_m) + \Delta f(X_1, \dots, X_m) + [B(X_1, \dots, X_m) + \Delta B(X_1, \dots, X_m)]u + d(t) \quad (1)$$

Fuente: ELMALI, H, Sliding mode control perturbation estimation, a new approach. International Journal of control, p. 923-954.

Dónde:

✓ $X_i = \begin{bmatrix} \dot{x}_i \\ x_i \\ \dots \\ x_i^{(n_i-1)} \end{bmatrix}^T \in \mathfrak{R}^{n_i}, i = 1, \dots, m$, que es el vector de sub-estados el cual

forma el vector de espacio de estados

$\begin{bmatrix} X_1^T \\ X_2^T \\ \dots \\ X_m^T \end{bmatrix}^T \in \mathfrak{R}^r, r = \sum_{i=1}^m n_i, i = 1, \dots, m$, para m coordenadas

independientes.

✓ $f_1 = [f_1, f_2, \dots, f_n]^T \in \mathfrak{R}^m$ y $\Delta f = [\Delta f_1, \Delta f_2, \dots, \Delta f_m]^T \in \mathfrak{R}^m$ son vectores de campos correspondientes a los términos no lineales y sus perturbaciones.

✓ $B = [b_{ij}] \in \mathfrak{R}^{m \times m}$ y $\Delta B = [\Delta b_{ij}] \in \mathfrak{R}^{m \times m}, i, j = 1, \dots, m$ son matrices que representan las ganancias de control y sus incertidumbres, respectivamente.

✓ $d = [d_1, d_2, \dots, d_m]^T \in \mathfrak{R}^m$ es el vector de las perturbaciones del sistema y $u = [u_1, u_2, \dots, u_m]^T \in \mathfrak{R}^m$ es el vector de entradas de control.

El primer objeto del control deslizante es satisfacer la condición de atracción, la cual se basa en la conmutación discontinua de la acción de control y se representa matemáticamente mediante la ecuación 2.

Ecuación 2. Condición de atracción.

$$s^T \dot{s} \leq 0 \quad (2)$$

Fuente: ELMALI, H, Sliding mode control perturbation estimation, a new approach. International Journal of control, p. 923-954.

Donde s representa el plano de deslizamiento, el cual es seleccionado como un polinomio HURWITZ de los errores asociados con los estados del controlador. Un polinomio HURTWITZ es un polinomio de raíces reales negativas, es decir, se encuentran en el lado izquierdo del plano complejo. La tarea del proceso de control es lograr que el vector de estado x siga un vector deseado del sistema, es por esto que el error negativo de seguimiento puede definirse como lo indica la ecuación 3.

Ecuación 3. Error negativo de seguimiento.

$$e_n = x - x_r = \left[e_n, \dot{e}_n, \dots, e_n^{n-1} \right]^T \quad (3)$$

Fuente: ELMALI, H, Sliding mode control perturbation estimation, a new approach. International Journal of control, p. 923-954.

La superficie deslizante está definida en el espacio de estado \mathfrak{R}^n por la ecuación escalar 4.

Ecuación 4. Superficie deslizante.

$$S(e_n, t) = \left(\frac{d}{dt} + c \right)^{n-1} \bullet e_n \quad (4)$$

Fuente: ELMALI, H, Sliding mode control perturbation estimation, a new approach. International Journal of control, p. 923-954.

Donde “n” es el orden del sistema y “c” es una constante realmente positiva correspondiente a la pendiente de la superficie deslizante. El trabajar con un

polinomio de grado reducido (n-1) permite además de controlar la salida, suavizar la respuesta de sus derivadas, lo cual es de gran importancia para sistemas de control variables derivadas. La figura 3 presenta la región deslizante en el plano de fase con CHATTERING para un sistema de segundo orden. Para el caso de orden n=3, se tiene la ecuación 5.

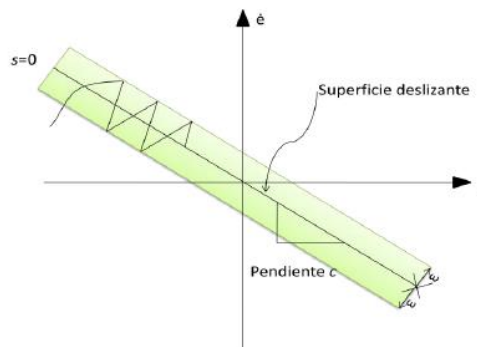
Ecuación 5. Superficie de deslizamiento con n=3

$$S(e_n, t) = \left(\frac{d}{dt} + c \right)^{n-1} \cdot e_n = \ddot{e}_n + 2c \dot{e}_n + c^2 e_n \quad (5)$$

Fuente: ELMALI, H, Sliding mode control perturbation estimation, a new approach. International Journal of control, p. 923-954.

El parámetro de diseño “c” interpretado como la pendiente de la superficie deslizante tiene una gran influencia en el desempeño del sistema, Al ser un parámetro ad hoc sus posibles valores deben ser validos mediante simulación, teniendo en cuenta que se presentara CHATTERING en la señal de control y en la salida del sistema, cuando se exige un comportamiento mayor a la respuesta natural.

Figura 3. Región deslizante en el plano de fase



Fuente: BERNAL, Adriana, SANTOS, Donovan, LOBO, Marlo, Control en modo deslizante con estimación de la perturbación aplicado a un modelo de una turbina hidráulica, Universidad Industrial de Santander, Bucaramanga 2011.

3.2. SISTEMAS ARDUINO [11]

Es una plataforma de desarrollo computacional física de código abierto, basada en una placa con un sencillo microcontrolador y un entorno de desarrollo para crear programas para la placa. ARDUINO puede ser utilizado para crear objetos interactivos, leyendo datos de una gran variedad de interruptores, sensores y activando una serie de salidas digitales según el programa cargado y de esta forma trabajar de forma autónoma.

Figura 4. Placa ARDUINO UNO



Fuente: Comenzando con ARDUINO. [En línea]. [Citado el 10 de Septiembre de 2016], disponible en http://www.uca.es/recursos/doc/Unidades/Unidad_Innovacion/Innovacion_Docente/ANEXOS_2011_2012/22232441_310201212102.pdf

La tabla 1 presenta las especificaciones técnicas más relevantes de la tarjeta ARDUINO UNO.

Tabla 1. Especificaciones de ARDUINO UNO

Microcontrolador	ATmega328
Voltaje de operación.	5V
Entradas y salidas digitales de propósito general.	Cuenta con 14 pines dedicados de los cuales 6 pueden ser utilizados como salida PWM.
Entradas analógicas.	6 (0-5VDC)

3.2.1. Entradas / Salidas Digitales. Cada uno de los 14 pines digitales se puede utilizar como una entrada o salida, y su ubicación se encuentra tal como lo muestra la figura 5. Cada pin puede proporcionar o recibir un máximo de 40 mA y tiene una resistencia de pull-up (desconectado por defecto) de 20 a 50 kOhm. Además, algunos pines tienen funciones especializadas como:

- ✓ Pin 0 (RX) y 1 (TX). Se utiliza para recibir (RX) y la transmisión (TX) de datos serie TTL.
- ✓ Pin 2 y 3. Interrupciones externas. Se trata de pines encargados de interrumpir el programa secuencial establecido por el usuario.
- ✓ Pin 3, 5, 6, 9, 10 y 11. PWM (modulación por ancho de pulso). Constituyen 8 bits de salida PWM con la función `analogWrite ()`.
- ✓ Pin 10 (SS), 11 (MOSI), 12 (MISO), 13 (SCK). Estos pines son de apoyo a la comunicación SPI.
- ✓ Pin 13. LED. Hay un LED conectado al pin digital 13. Cuando el pin es de alto valor, el LED está encendido, cuando el valor está bajo, es apagado.

Figura 5. Entradas / salidas digitales Arduino UNO.

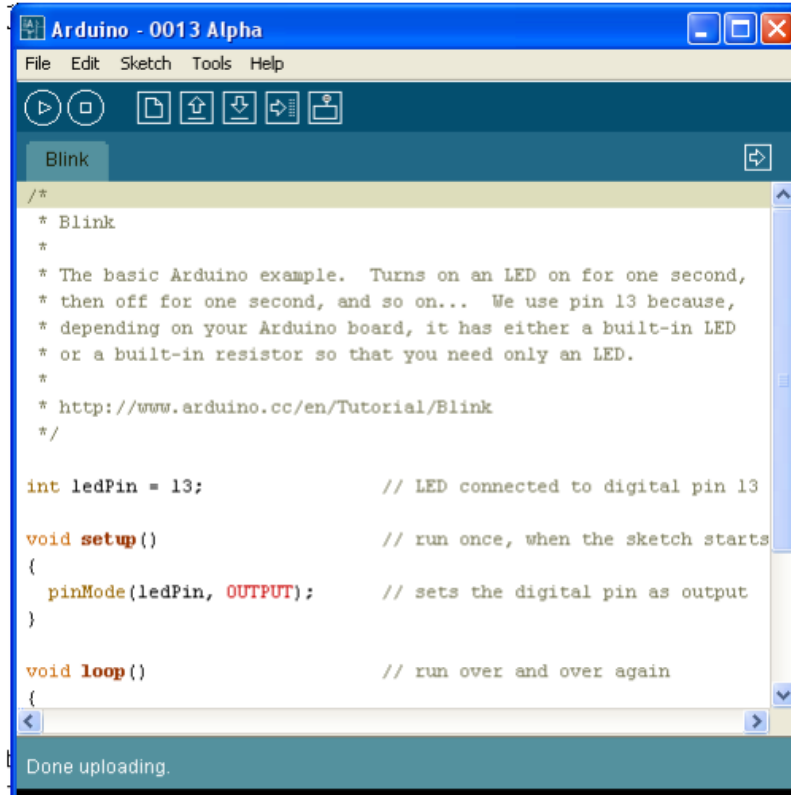


Fuente: Comenzando con ARDUINO. [En línea]. [Citado el 10 de Septiembre de 2016], disponible en <http://www.uca.es/recursos/doc/Unidades/Unidad_Innovacion/Innovacion_Docente/ANEXOS_2011_2012/22232441_310201212102.pdf>

3.2.2. Entradas Analógicas. El ARDUINO UNO posee 6 entradas analógicas, etiquetadas desde la A0 a A5, cada una de las cuales ofrecen 10 bits de resolución (es decir, 1024 estados). Por defecto, tenemos una tensión de 5V, pero podemos cambiar este rango utilizando el pin de AREF y utilizando la función `analogReference()`, donde le introducimos una señal externa de continua que la utilizara como referencia.

3.2.3. Entorno de desarrollo [12]. Para programar el ARDUINO es necesario de la página WEB el entorno de desarrollo (IDE), que dispone de versiones para Windows, MAC y LINUX. La figura 6 presenta el aspecto de entorno de programación, en el caso de disponer una placa USB es necesario instalar los *drivers* FTDI.

Figura 6. Entorno de desarrollo ARDUINO.



The image shows a screenshot of the Arduino IDE interface. The window title is "Arduino - 0013 Alpha". The menu bar includes "File", "Edit", "Sketch", "Tools", and "Help". Below the menu bar is a toolbar with icons for running, stopping, saving, and uploading. The main text area displays the code for the "Blink" sketch. The code includes a multi-line comment explaining the sketch's purpose and a URL. The code defines a pin number, sets up the pin mode, and defines the setup and loop functions.

```
/*  
 * Blink  
 *  
 * The basic Arduino example. Turns on an LED on for one second,  
 * then off for one second, and so on... We use pin 13 because,  
 * depending on your Arduino board, it has either a built-in LED  
 * or a built-in resistor so that you need only an LED.  
 *  
 * http://www.arduino.cc/en/Tutorial/Blink  
 */  
  
int ledPin = 13;           // LED connected to digital pin 13  
  
void setup()              // run once, when the sketch starts  
{  
  pinMode(ledPin, OUTPUT); // sets the digital pin as output  
}  
  
void loop()               // run over and over again  
{  
  digitalWrite(ledPin, HIGH); // sets the LED on  
  delay(1000);               // waits for a second, then the LED goes out  
  digitalWrite(ledPin, LOW); // sets the LED off  
  delay(1000);               // waits for a second, then the LED goes on again  
}
```

Done uploading.

Fuente: BAEZA, Jorge, Manual de ARDUINO. [En línea]. [Citado el 10 de Septiembre de 2016].
Disponibile en < <https://rua.ua.es/dspace/bitstream/10045/11833/1/arduino.pdf>>

3.3. INSTRUMENTACIÓN VIRTUAL LABVIEW1

Para visualizar los parámetros del proyecto se hace necesaria la utilización de LABVIEW, un lenguaje y a la vez un entorno de programación gráfica en el que se pueden crear aplicaciones de forma rápida y sencilla. National Instrument es la empresa desarrolladora y propietaria de LABVIEW, comenzó en 1976 en Austin, Texas y sus primeros dispositivos fueron para el bus de instrumentación GPIB, en 1983 comenzó el desarrollo de lo que sería su producto estrella LABVIEW, que vería la luz en 1986 con el lanzamiento de LABVIEW 1.0 para Macintosh [13].

1 Acónimo de Laboratory Virtual Instrument Engineering Workbench.

3.3.1. Creación de programas. En LABVIEW la programación se realiza en diagramas de bloques. Un programa esta habitualmente formado por [14]:

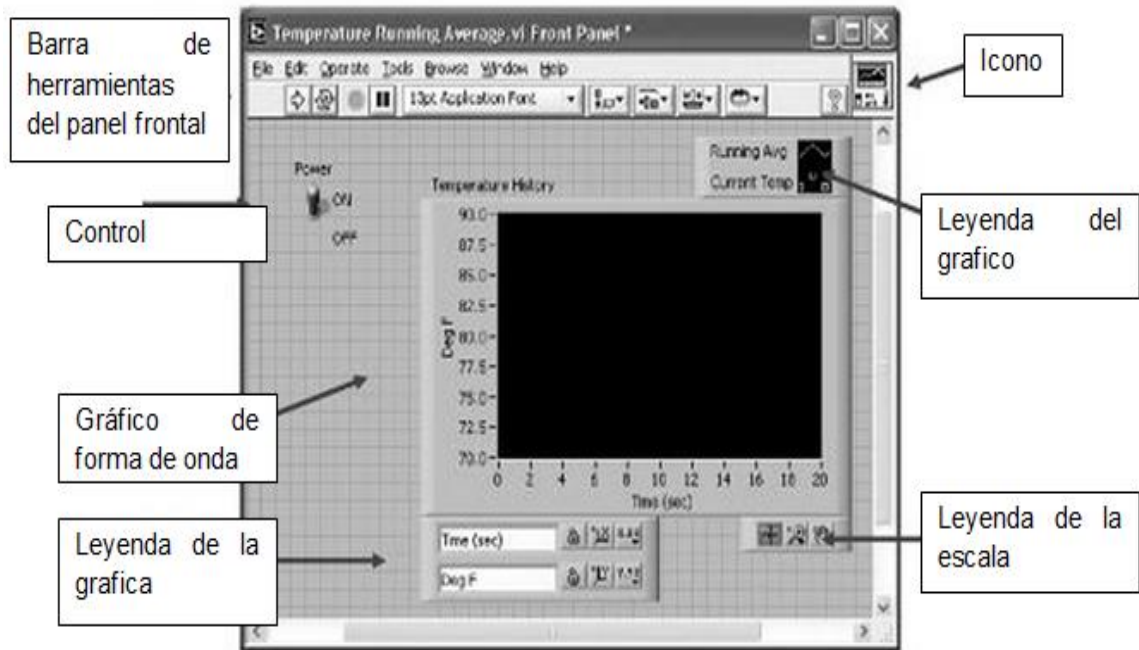
- ✓ Controles: sirven de entradas de datos.

- ✓ Funciones VI y estructuras: realizan una o varias operaciones en esos datos.

3.3.2. Instrumentos virtuales. Los programas de LABVIEW se denominan instrumentos virtuales o Vi, debido a que su apariencia y operación imita a los instrumentos físicos, tales como osciloscopios o multímetros.

3.3.3. Panel Frontal. En LABVIEW, se construye una interface de usuario, o panel frontal, figura 7 con controles e indicadores. Los controles son texto, botones de acción, interruptores y otros dispositivos de entrada. Los indicadores son gráficos, LED, objetos para mostrar texto o números y otros elementos. Una vez construida esta interface el código se agrega en el diagrama de bloques utilizando subVIs y estructuras para controlar los objetos del panel frontal [15].

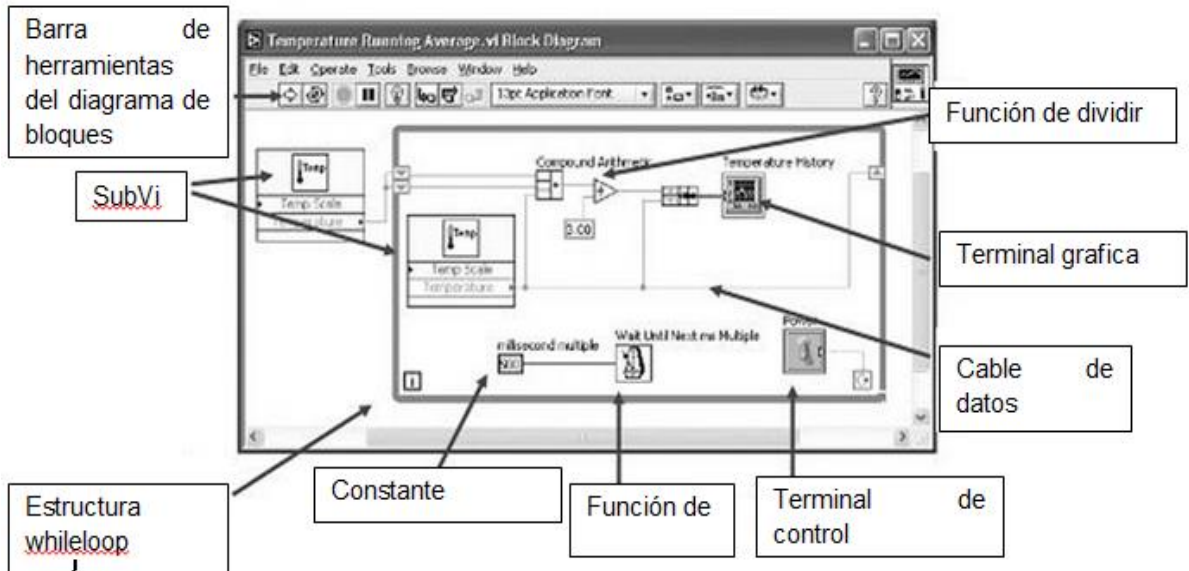
Figura 7. Panel frontal



Fuente: Molina José Miguel, Programación grafica ingenieros, editorial Marcombo ediciones técnicas, p. 5.

3.3.4. Diagrama de bloques. El diagrama de bloques contiene el código fuente gráfico, ver figura 8.

Figura 8. Diagrama de bloques



Fuente: Molina José Miguel, Programación grafica ingenieros, editorial Marcombo ediciones técnicas, p. 6.

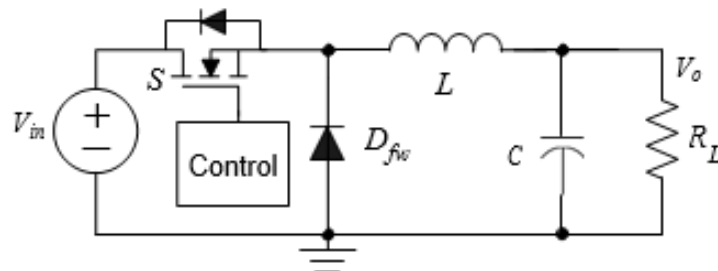
Los objetos en el panel frontal aparecen como terminales en el diagrama de bloques. Adicionalmente, el diagrama de bloques contiene las funciones y estructuras incorporadas en las bibliotecas de LABVIEW. Los cables conectan cada uno de los nodos en el diagrama de bloques, incluyendo controles e indicadores de terminal, funciones y estructuras.

4. REVISIÓN LITERARIA DE LOS CONVERTIDORES DE POTENCIA CONMUTADOS COMO SISTEMAS HÍBRIDOS Y LA TÉCNICA DE CONTROL POR MODOS DESLIZANTES SMC.

4.1. CONVERTIDOR BUCK

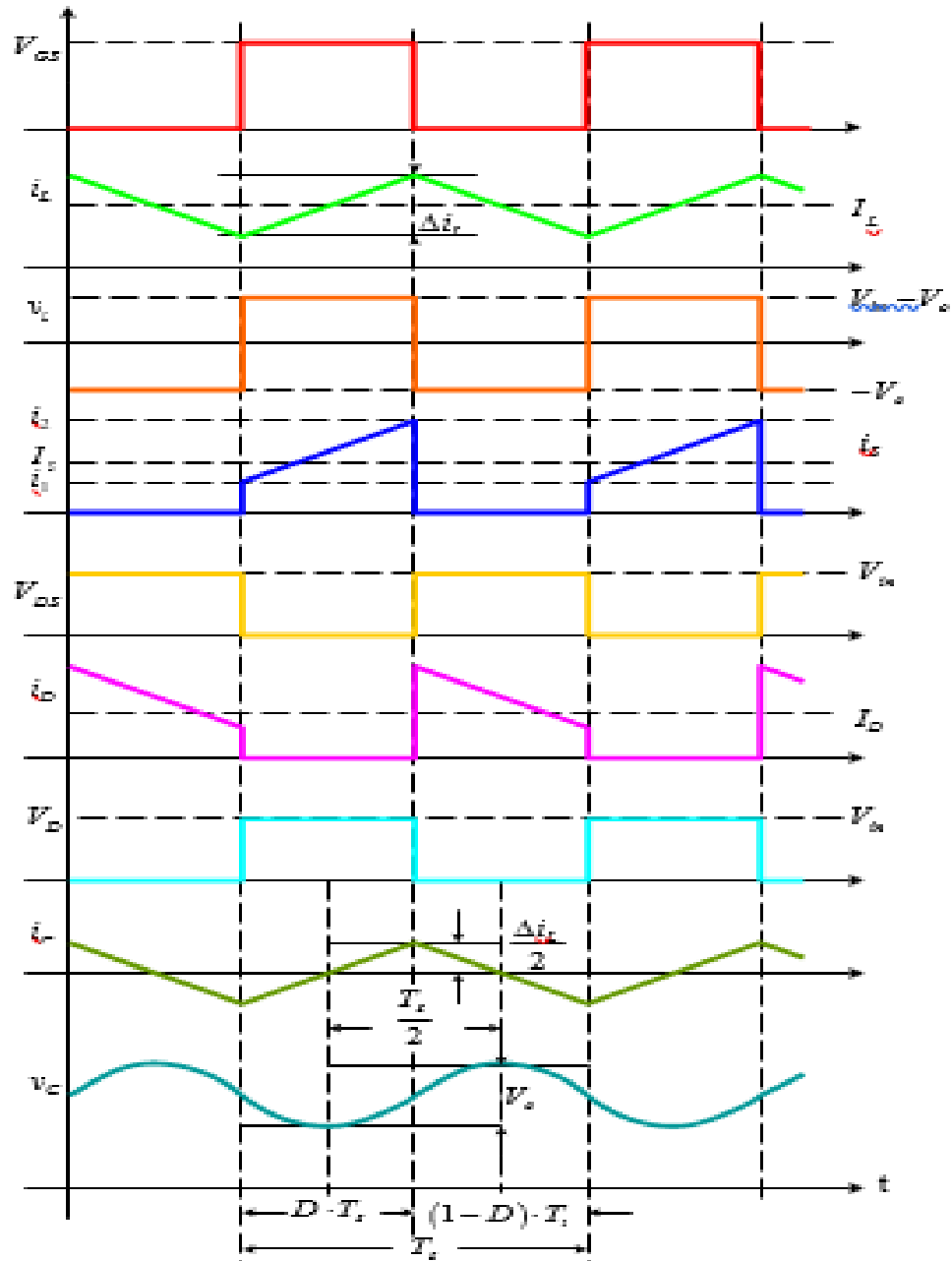
En las aplicaciones donde se requiere un nivel de voltaje bajo y una corriente alta de salida, el convertidor Buck es ampliamente utilizado; esto se debe principalmente a la simplicidad y el costo bajo que presenta esta topología. En la figura 9 se muestra el circuito del convertidor Buck convencional.

Figura 9. Circuito Buck



En aplicaciones de frecuencia alta es común el uso del diodo Schottky como diodo de libre circulación D_{fw} . El convertidor Buck tiene dos modos de operación: el modo de conducción continuo (MCC) y el de conducción discontinuo (MCD). La diferencia radica en la corriente que circula a través del inductor L , para la operación en MCD dicha corriente es cero durante un intervalo de tiempo, mientras que en MCC siempre es continua. En la figura 10 se muestran las formas de onda idealizadas del convertidor Buck convencional o también llamado asíncrono operando en MCC.

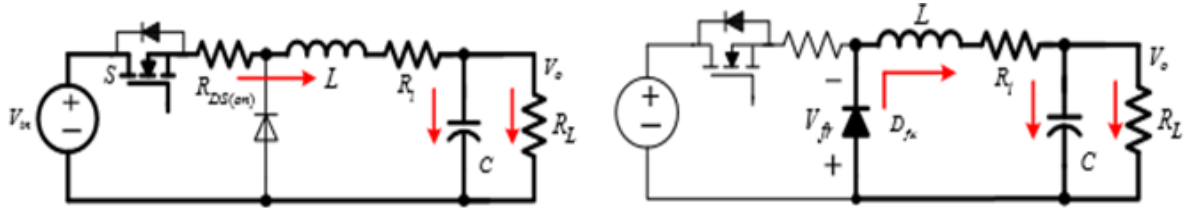
Figura 10. Formas de onda idealizadas



Fuente: PACHECO, Arnoldo, Análisis de Pérdidas del Convertidor Buck Síncrono para Aplicaciones Móviles. [En línea]. [Citado el 20 de abril de 2012]. Disponible en <<https://rua.ua.es/dspace/bitstream.f>>

4.1.1. Principio de Operación. El convertidor Buck asíncrono tiene dos circuitos equivalentes de operación en modo de conducción continuo (MCC), los cuales corresponden al tiempo de encendido y apagado del interruptor S. La figura 11 muestra los circuitos equivalentes.

Figura 11. Circuitos equivalentes



En el tiempo de encendido t_{on} se activa el interruptor S y el diodo D_{fw} se encuentra apagado, durante este tiempo el inductor L se carga hasta un valor pico. También existe transferencia de energía de la fuente de entrada V_{in} hacia la carga de salida RL, la figura 11 (izquierda) muestra el circuito equivalente para este intervalo de tiempo. Durante el tiempo t_{off} se apaga el interruptor S y debido a que la corriente en el inductor no puede cambiar abruptamente su dirección, se enciende el diodo D_{fw} . En este intervalo el inductor L suministra energía a RL, aunque también existe una contribución del capacitor C; la figura 11(Derecha) muestra el circuito equivalente para este intervalo de tiempo.

4.1.2. Análisis de CD. Aplicando la ley de voltajes de Kirchhoff (LVK) al circuito de la figura 11 (izquierda) se obtienen las ecuaciones 6.

Ecuación 6. Análisis DC 1

$$\begin{aligned}
 -V_{in} + (R_{DS-ON} + R_t) * I_o + V_L + V_o &= 0 \\
 L \frac{di}{dt} &= V_{in} - V_o - (R_{DS-ON} + R_t) * I_o \\
 \Delta_{iL} &= \frac{V_{in} - V_o - (R_{DS-ON} + R_t)}{L} * t_{on}
 \end{aligned}
 \tag{6}$$

Para el tiempo de apagado se tiene el circuito equivalente mostrado en la figura 11 (Derecha), aplicando nuevamente LKV se obtienen las ecuaciones 7.

Ecuación 7. Análisis DC 2

$$\Delta_{iL(off)} = -\frac{V_o + R_i * I_o + V_{fr}}{L} * t_{off} \quad (7)$$

Igualando el rizo de corriente en el inductor durante el encendido y el apagado, se obtiene la ecuación 8.

Ecuación 8. Corriente de inductor

$$\Delta_{iL(on)} = -\Delta_{iL(off)} \quad (8)$$

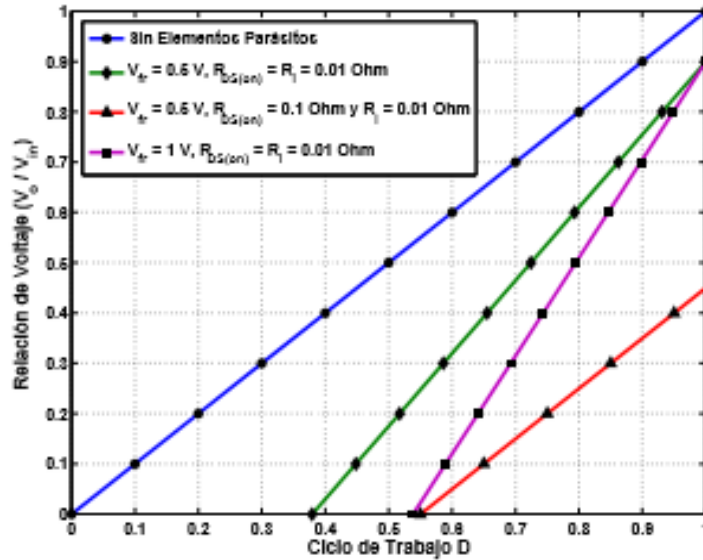
Finalmente, se simplifica la ecuación anterior y se despeja el ciclo de trabajo D, obteniendo la ecuación 9.

Ecuación 9. Ciclo de trabajo.

$$D = \frac{V_o + R_i * I_o + V_{fr}}{V_{in} - R_{DS-ON} * I_o + V_{fr}} \quad (9)$$

La figura 12 muestra el comportamiento del ciclo de trabajo para diferentes valores de elementos parásitos. Se observa que para obtener un voltaje bajo en la salida del convertidor Buck se necesita un ciclo de trabajo pequeño, esto provoca un pico de corriente mayor en el interruptor y un incremento en las pérdidas de potencia.

Figura 12. Ciclo de trabajo



Fuente: PACHECO, Arnoldo, Análisis de Pérdidas del Convertidor Buck Síncrono para Aplicaciones Móviles. [En línea]. [Citado el 20 de abril de 2012]. Disponible en < <https://rua.ua.es/dspace/bitstream.f>>

El valor del capacitor de salida determina el rizo de voltaje en la tensión de la carga; los capacitores utilizados para filtrar la tensión de salida deben tener una resistencia serie equivalente (ESR) muy pequeña, sobre todo en aplicaciones de bajo voltaje. El valor del capacitor de salida se determina a partir de la ecuación 10 como se indica a continuación.

Ecuación 10. Corriente de capacitor.

$$i_c(t) = C * \frac{dV_c}{dt} \quad (10)$$

En la figura 11 se muestra la forma de onda idealizada de la corriente en el capacitor de salida, el rizo de voltaje ΔV_o es:

Ecuación 11. Voltaje del capacitor

$$\Delta V_o = \frac{1}{C} \left(\frac{1}{2} \frac{T_8}{2} \frac{\Delta I_L}{2} \right) = \frac{\Delta I_L * T_8}{8 * C} \quad (11)$$

De la ecuación anterior se despeja el valor del capacitor de salida C y se sustituye ΔI_L y se obtiene la ecuación 12.

Ecuación 12. Valor de capacitancia.

$$C = \frac{(V_{in} - V_o) * D}{8 * \Delta V_o * F^2 * L} \quad (12)$$

Donde ΔV_o es una especificación del diseño. De igual forma se puede utilizar el rizo de corriente durante el apagado para determinar el valor del capacitor de salida. El voltaje que debe soportar el capacitor de salida es igual a la tensión de salida. En las aplicaciones de convertidores CD-CD de alta frecuencia es muy común el uso del MOSFET de potencia, debido a que presenta mejor desempeño. El interruptor controlado debe soportar la corriente del inductor durante el tiempo de encendido. La corriente promedio del MOSFET es:

Ecuación 13. Corriente promedio del MOSFET

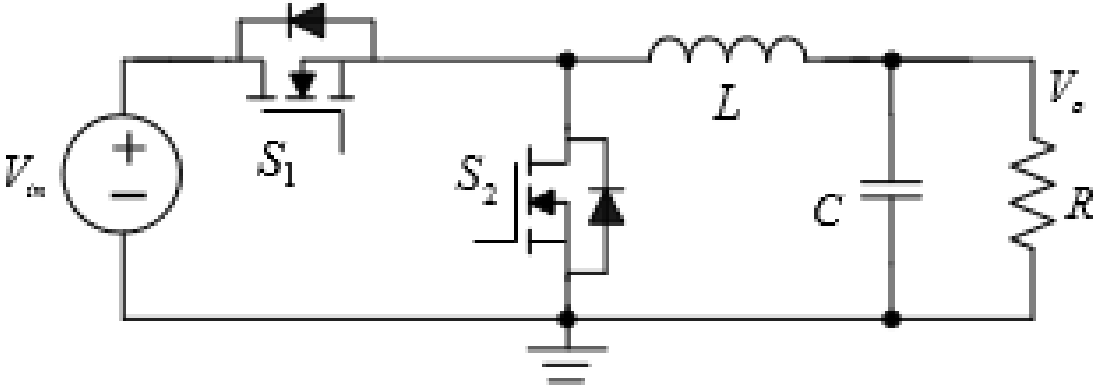
$$I_S = \frac{1}{T} \int_0^{D * T_S} i_{S(t)} * dt \quad (12)$$

4.2. EL CONVERTIDOR BUCK SÍNCRONO

Una de las variantes del convertidor Buck es el convertidor Buck síncrono, el cual utiliza un interruptor controlado para sustituir al diodo de libre circulación, con la

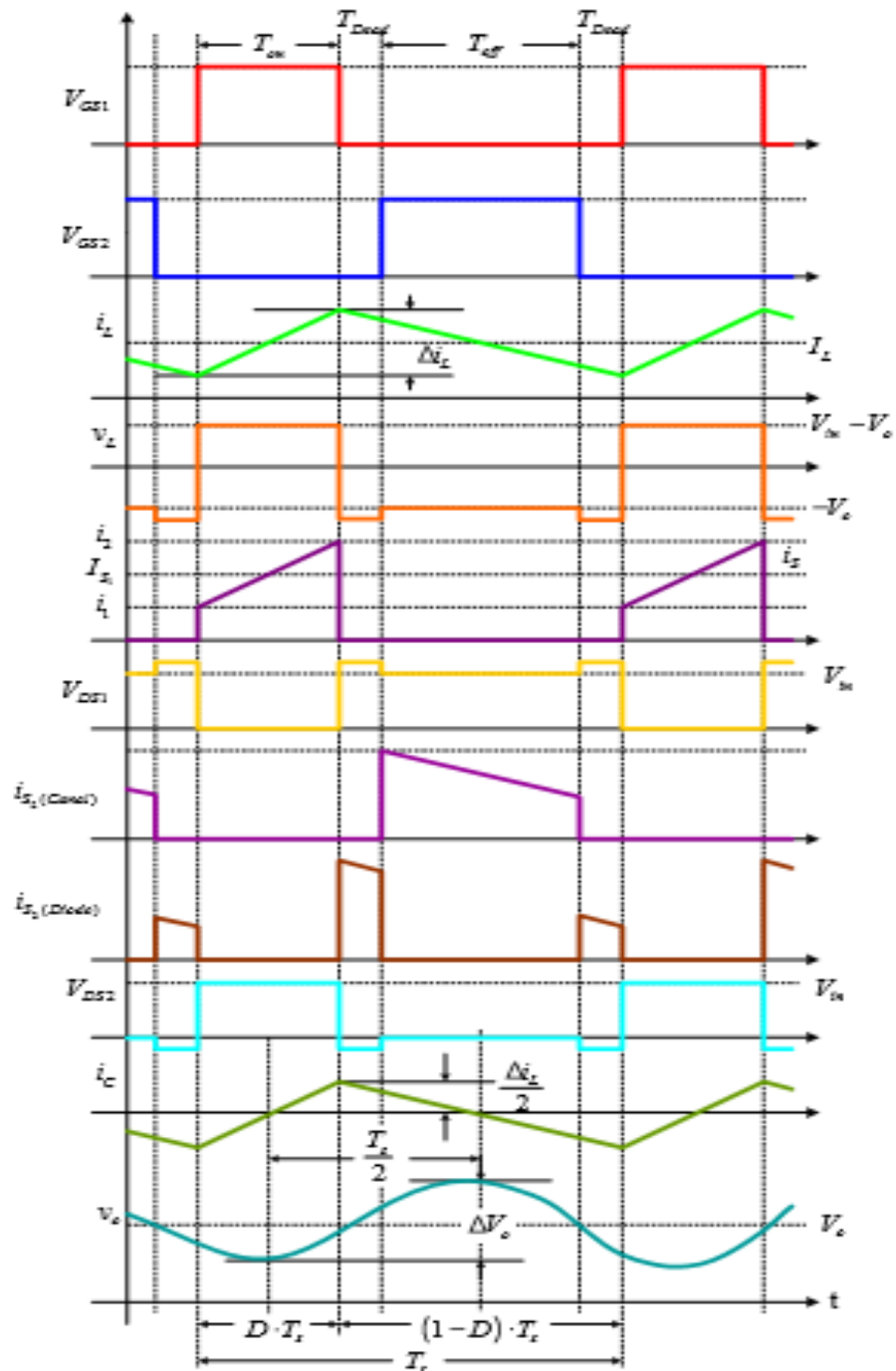
intención de aumentar la eficiencia sobre todo en aplicaciones de voltaje bajo. La figura 13 muestra el convertidor Buck síncrono.

Figura 13. Convertidor Buck síncrono



En la figura 14 se muestran las formas de onda idealizadas del convertidor Buck síncrono operando en MCC.

Figura 14. formas de onda Buck sincrónico

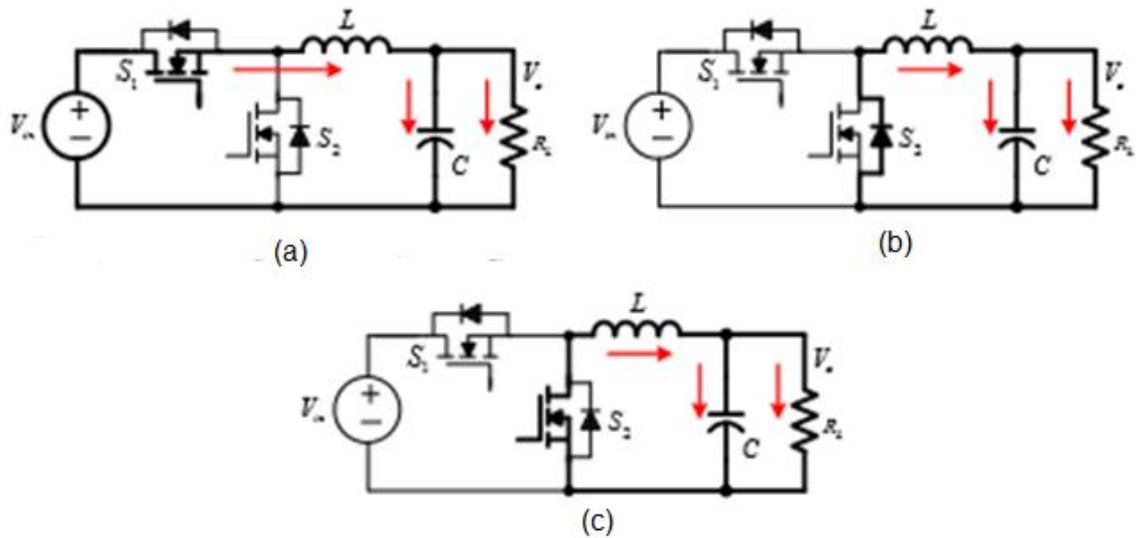


Fuente: PACHECO, Arnoldo, Análisis de Pérdidas del Convertidor Buck Síncrónico para Aplicaciones Móviles. [En línea]. [Citado el 20 de abril de 2012]. Disponible en <<https://rua.ua.es/dspace/bitstream.f>>

Como se puede observar en la figura 14, se introducen intervalos de tiempos muertos entre las señales de control de los MOSFETs, esto para evitar un encendido accidental de ambos interruptores.

4.2.1. Principio de operación. El convertidor Buck síncrono presenta tres circuitos equivalentes durante su operación. En la figura 15 se muestran estos circuitos.

Figura 15. Circuitos equivalentes Buck síncrono



Durante el tiempo t_{on} se enciende el MOSFET S_1 y S_2 se mantiene apagado, en este tiempo se carga el inductor L y existe una transferencia de energía de la entrada hacia R_L , en la figura 15(a) se muestra el circuito equivalente. En t_{Dead} se apaga el MOSFET S_1 y el diodo parásito del MOSFET S_2 se enciende, debido al flujo de la corriente I_L ; en este intervalo el inductor suministra la energía necesaria para R_L , la figura 15(b) muestra el circuito equivalente. Ya que existen dos tiempos muertos en la señal de control el circuito se presenta en dos ocasiones. En el intervalo t_{off} se enciende S_2 ; como la caída de voltaje a través del MOSFET es menor que el voltaje de conducción del diodo parásito, éste se apaga y la corriente

I_L circula por el canal del MOSFET [11]. La figura 15(c) muestra el circuito equivalente.

5. SELECCIÓN, DISEÑO Y MODELADO DE UN CONVERTIDOR DE POTENCIA COMO UN SISTEMA HIBRIDO.

5.1. SIMULACIÓN EN MATLAB DE CONVERTIDORES DE POTENCIA

En esta etapa se presentan las simulaciones desarrolladas a través de MATLAB, con la intención de presentar la respuesta del controlador DC-DC, según la selección de los elementos pasivos (condensador, bobina, etc.)

El anexo I presenta el código desarrollado en MATLAB. Las figuras 16 y 17 presentan la respuesta del sistema en tensión y corriente.

Figura 16. Tensión vs tiempo

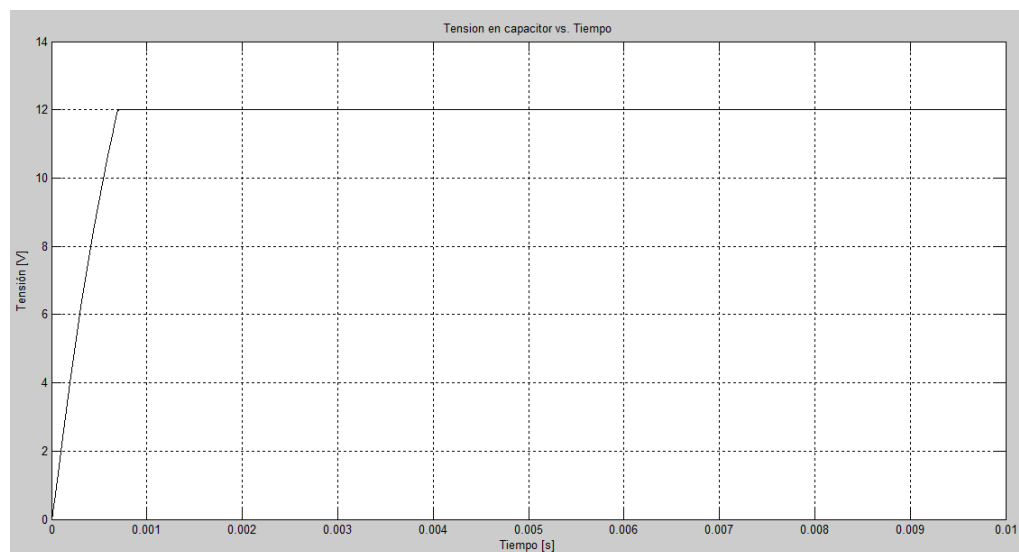
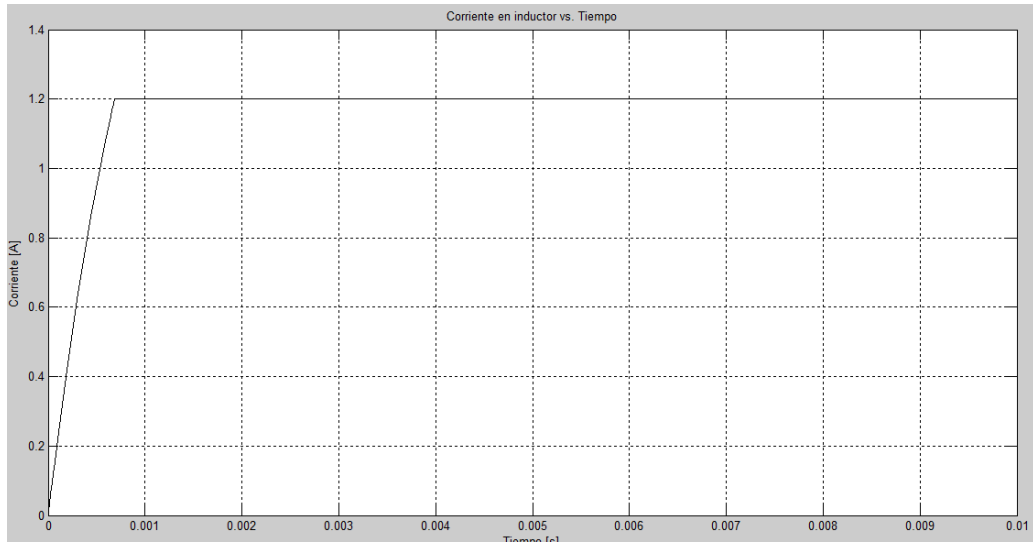


Figura 17. Corriente vs tiempo



La respuesta del sistema de control simulado a través de MATLAB presenta una respuesta tanto en tensión como en corriente que mantiene la señal de proceso y más cercana al valor de referencia establecido.

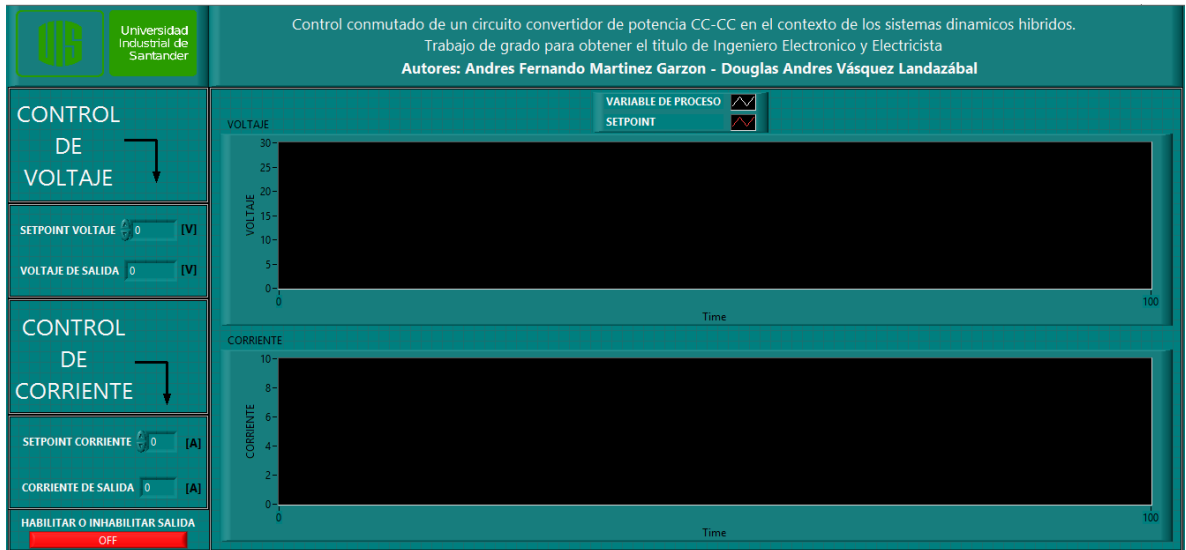
En el Anexo II se evidencia el modelado matemático del convertidor de potencia Buck síncrono.

5.2. DESARROLLO DE INTERFAZ HMI EN LABVIEW

En esta etapa del proyecto se presenta la interfaz HMI que mostrara los parámetros bajo los cuales funciona la fuente diseñada e implementada, en primera medida se explica detalladamente el panel frontal y cada uno de sus componentes, y de igual forma se presenta el diagrama de bloques y la forma como se conecta con el ARDUINO UNO.

5.2.1. Panel frontal. La figura 18 presenta de forma general la interfaz HMI (Human Machine Interface), desarrollada en LABVIEW.

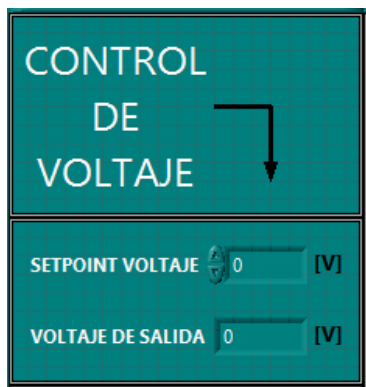
Figura 18. Interfaz HMI diagrama general.



El desarrollo de este panel tiene como fin principal mostrar las condiciones operacionales de la fuente, por tal motivo se grafican los valores de referencia de voltaje y corriente de operación y se presenta también la corriente y el voltaje realimentado para visualizar el control realizado por el ARDUINO UNO.

La figura 19 presenta en los valores de ingreso de referencia de voltaje y la realimentación de voltaje.

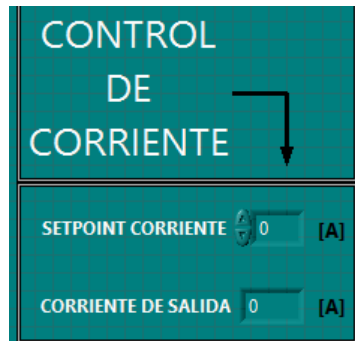
Figura 19. Control de voltaje.



- ✓ **SETPOINT VOLTAJE:** En esta casilla se ingresa el valor que se desea establecer a la salida de la fuente BUCK, el rango de operación es 0-17VDC.
- ✓ **VOLTAJE DE SALIDA:** En esta casilla se visualiza el voltaje de salida de la fuente BUCK.

La figura 20 presenta en los valores de ingreso de referencia de corriente y la realimentación del valor de la corriente consumida por el sistema.

Figura 20. Control de corriente.



- ✓ **SETPOINT CORRIENTE:** En esta casilla se ingresa el valor que se desea establecer a la salida de la fuente BUCK, el rango de operación es 0-3.5A.
- ✓ **CORRIENTE DE SALIDA:** En esta casilla se visualiza la corriente de salida de la fuente BUCK.

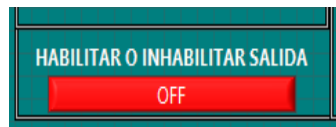
La figura 21 presenta las gráficas en LABVIEW donde se presenta la tendencia de los valores de voltaje y corriente

Figura 21. Tendencia de voltaje y corriente.



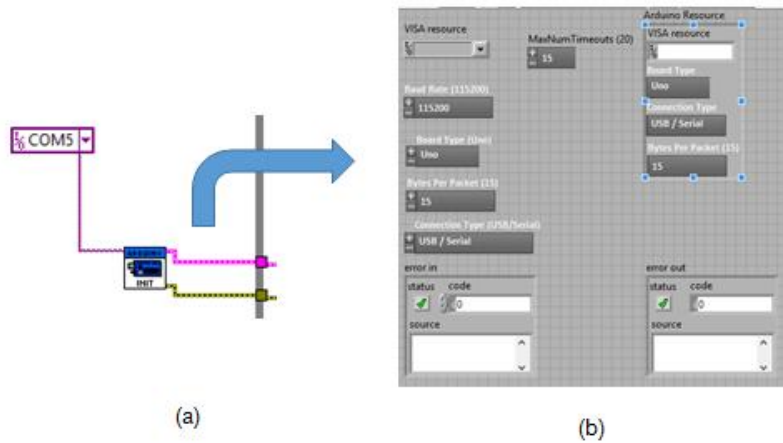
El valor que representa el valor de referencia (Voltaje y corriente) se representa en color ROJO y el valor de proceso (Voltaje y corriente) se representa en color BLANCO. La figura 22 presenta el botón que permite habilitar la salida, esto se realiza a través de la activación de una de las salidas digitales del ARDUINO UNO que se encuentra conectada a un relevador que se encarga de conectar o desconectar la carga.

Figura 22. Habilitar o inhabilitar salida.



5.2.2. Diagrama de bloques. La figura 23(a) presenta la selección del puerto de comunicación con el cual se conecta LABVIEW y ARDUINO, COM5 en este caso, y la figura 23 (b) muestra detalladamente la configuración del puerto serial.

Figura 23. Configuración del puerto serial.

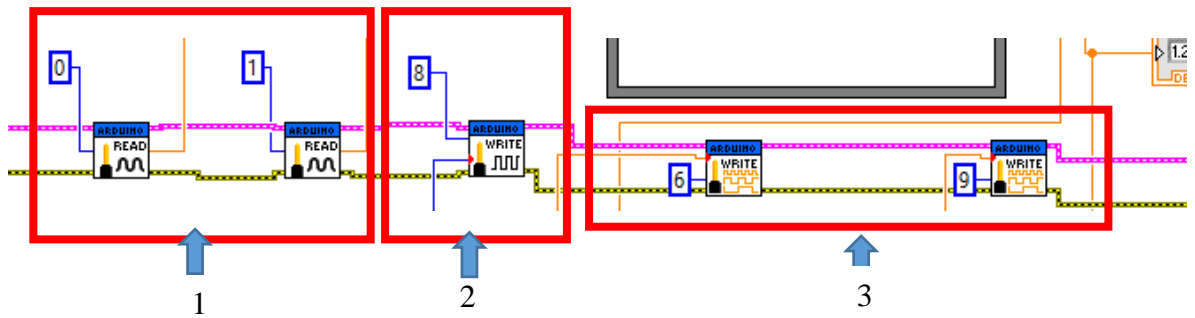


Es importante señalar que todo el algoritmo se encuentra dentro de una estructura WHILE lo que permite que el programa se esté ejecutando continuamente.

La figura 24, presenta la forma como se realiza la conexión de cada uno de los bloques que se encargan de enviar / recibir la información a los PINES del ARDUINO UNO, a continuación se describe cada uno de ellos.

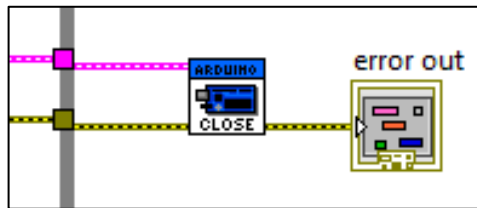
- ✓ **Bloque 1:** A través de los bloques presentados aquí, se realiza la lectura de las entradas analógicas. En la entrada análoga 0 se realiza la lectura del valor de corriente y en la entrada análoga 1 se realiza la lectura del valor de voltaje.
- ✓ **Bloque 2:** La función de este bloque es habilitar o inhabilitar la salida digital 8, esta salida se conecta a un relevador electromecánico que conecta o desconecta la carga conectada a la fuente.
- ✓ **Bloque 3:** Envía al ARDUINO UNO el valor de voltaje o corriente, que será proporcional a la amplitud del pulso PWM, el cual interpretara ARDUINO para realizar el control sobre los MOSFET de potencia.

Figura 24. Lectura y escritura de los puertos del ARDUINO UNO.



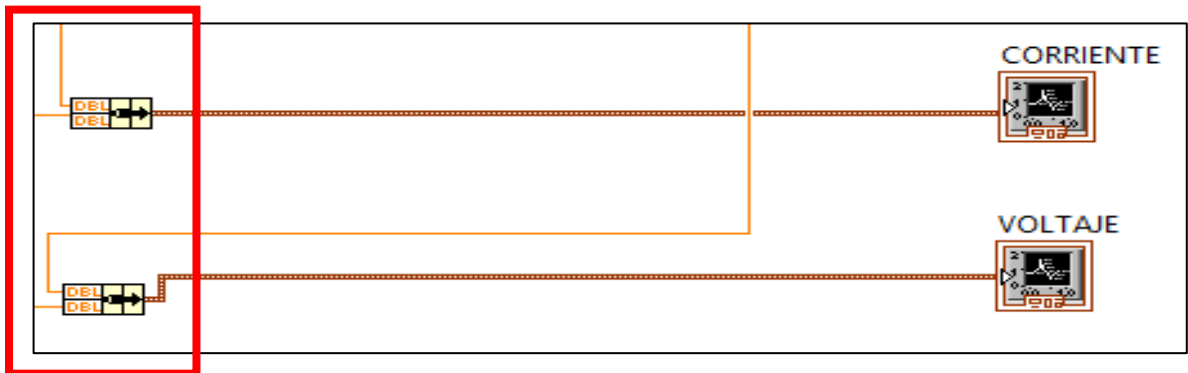
La figura 25 presenta el bloque con el cual se realiza el cierre del puerto serial una vez se termina de ejecutar la estructura WHILE.

Figura 25. Cierre del puerto serial.



La figura 26 presenta finalmente la forma como se estableció el algoritmo para integrar los valores de referencia y VALOR DE PROCESO, esto se realiza a través del bloque BUNDLE.

Figura 26. Integración de gráficas.



6. DISEÑO E IMPLEMENTACIÓN DEL CONVERTIDOR DE POTENCIA BASADO EN LA TÉCNICA DE CONTROL POR MODOS DESLIZANTES A TRAVÉS DE UN ARDUINO UNO.

6.1. DISEÑO DE ESQUEMAS ELECTRÓNICOS Y ELÉCTRICOS PARA CONECTAR EL ARDUINO UNO

A continuación, se presentan detalladamente las etapas bajo las cuales se diseñó el convertidor de potencia.

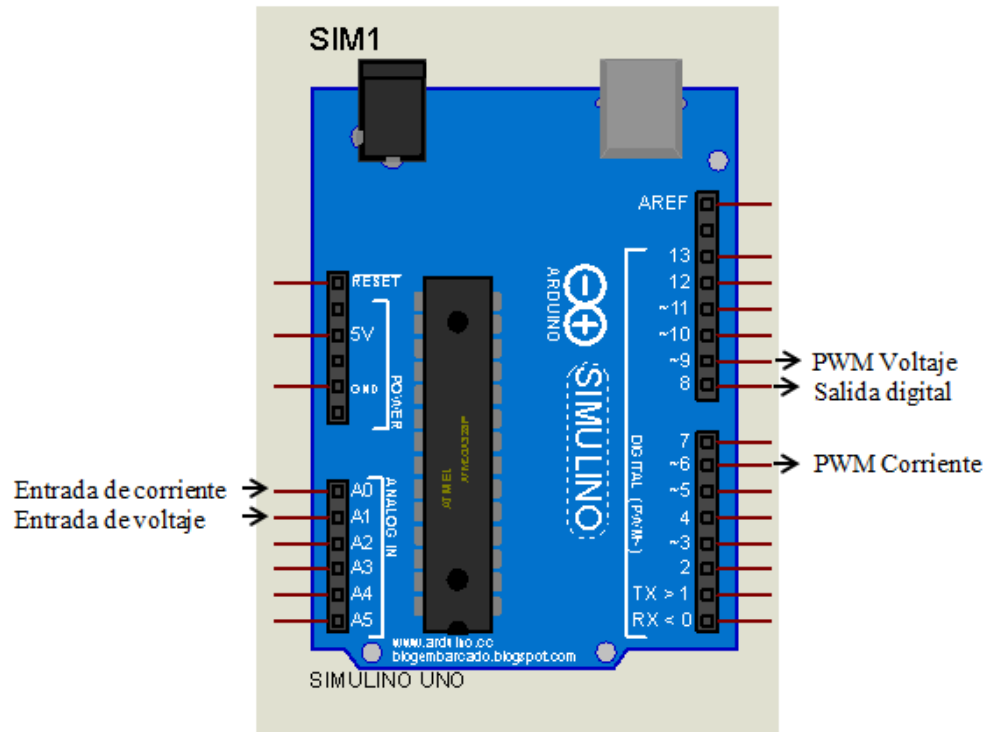
6.1.1. Conexiones al ARDUINO UNO. La tabla 2 presenta el PIN utilizado y la descripción de la señal conectada al ARDUINO UNO, además se presentan las características eléctricas de dicha señal.

Tabla 2. Descripción de señales.

PIN	Descripción de señal	Característica eléctrica
0	Entrada analógica de valor proporcional de corriente.	0-5Vdc
1	Entrada analógica de valor proporcional de voltaje	0-5Vdc.
8	Salida digital para habilitar o inhabilitar carga.	5Vdc
6	Salida PWM para controlar corriente	PWM
9	Salida PWM para controlar voltaje.	PWM

En la figura 27 se presenta la ubicación de las señales que se describen en la tabla 2 y como son conectadas en el ARDUINO UNO.

Figura 27. Conexión de señales al ARDUINO UNO.

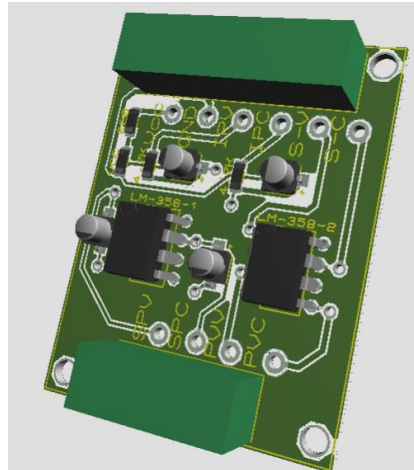


6.1.1. Acople de ARDUINO UNO a la tarjeta de potencia. Para acoplar el ARDUINO UNO a la tarjeta de potencia, se desarrolló una tarjeta que cuenta con dos optoacopladores TLP 250 con el propósito de aislar el control de la potencia. La tabla 3 presenta la nomenclatura utilizada para mencionar las señales, en la tarjeta que se indica en la figura 20.

Tabla 3. Nomenclatura de señales de control.

Nomenclatura	Descripción de señal
IPV, IPC	Entrada de las señales que proviene de las salidas 6 y 9 del ARDUINO UNO.
S-V, S-C	Entrada de las señales de realimentación de voltaje y corriente, van conectadas al ARDUINO UNO
PVV, PVC	Valores de proceso de corriente y voltaje, vienen de la tarjeta de potencia.
SPV, SPC	Salidas de control aisladas que van a la tarjeta de potencia.

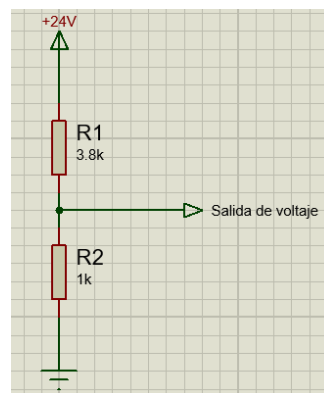
Figura 28. Tarjeta de acople de entre ARDUINO UNO y tarjeta de potencia.



6.1.2. Sensado de voltaje y corriente. Es importante señalar que el sistema de control por modos deslizantes a implementar debe ser realimentado en voltaje y corriente para controlarlas a través de un lazo cerrado.

6.1.2.1. Sensado de voltaje. Para realimentar el ARDUINO UNO con la señal proporcional al voltaje, es necesario acondicionar dicha señal para ajustar los niveles de tensión dado que la entrada análoga del ARDUINO recibe señales entre (0-5Vdc), la figura 29 presenta el esquema implementado.

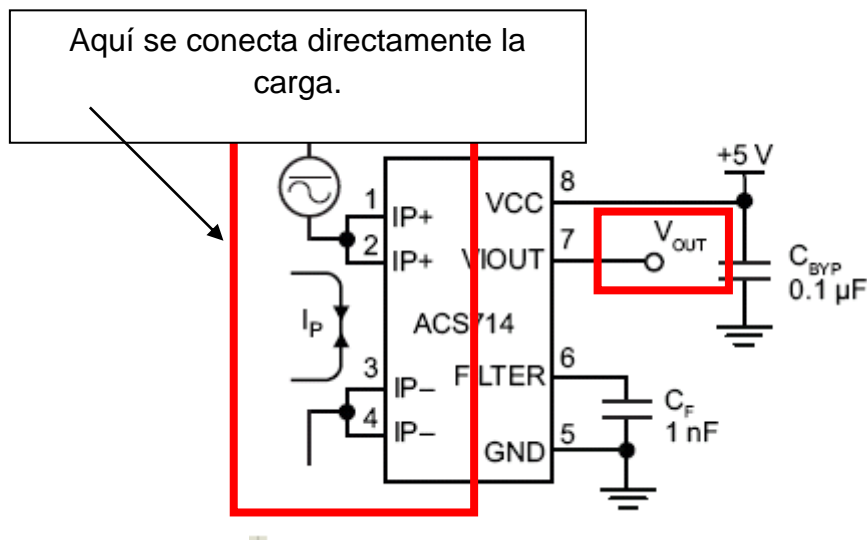
Figura 29. Sensado de voltaje



Los valores de las resistencias presentados en la figura anterior, permiten que el voltaje de salida sea de 5Vdc cuando el voltaje de salida del convertidor de potencia sea 24Vdc, y esta señal se conecta a PVV como lo indica la tabla 3.

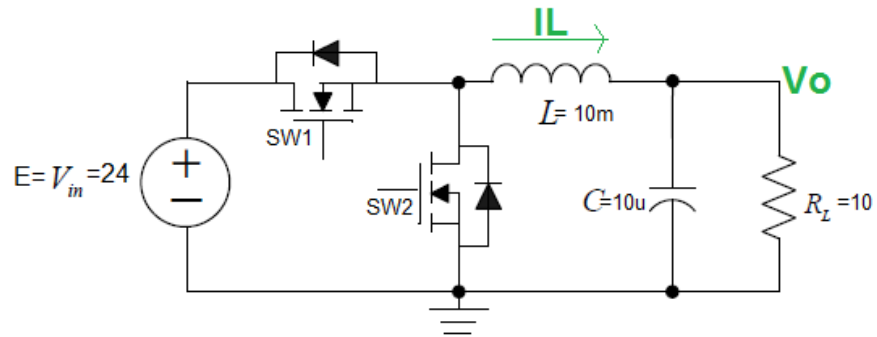
6.1.2.2. Sensado de corriente. Para poder registrar y realimentar el sistema de control se utilizó el sensor de corriente ACS714 el cual entrega una señal de 0-5Vdc proporcional a la corriente, el esquema de conexión se presenta en la figura 30. Esta señal se conecta a PVC como lo indica la tabla 3.

Figura 30. Sensor de corriente



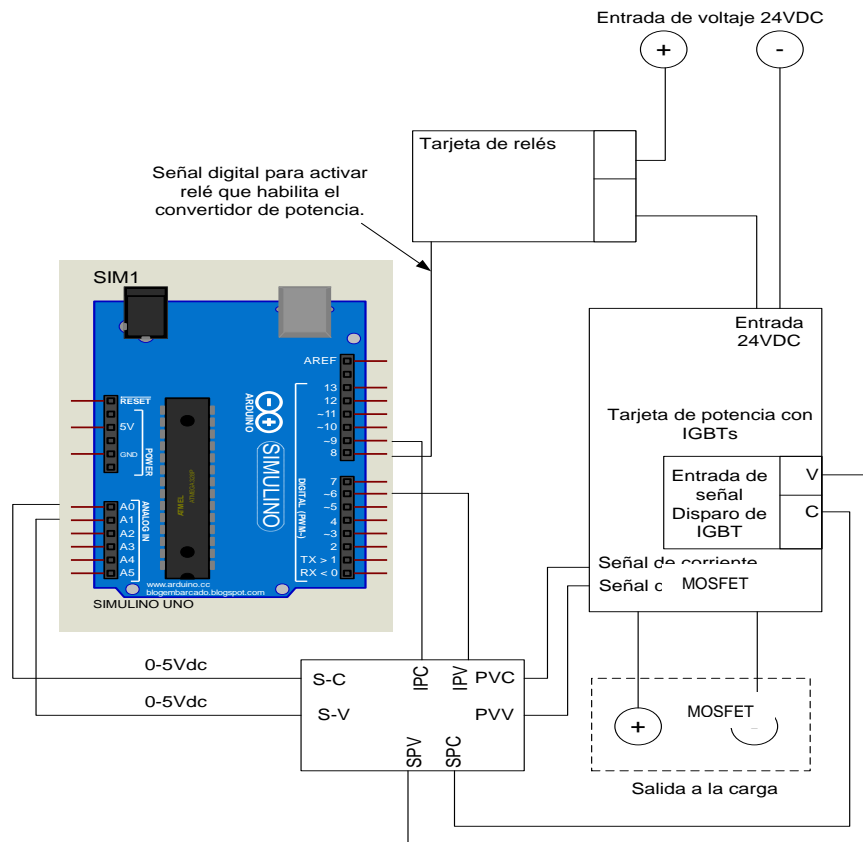
6.1.3. Esquema de conexión de elementos de potencia. La figura 31 presenta el esquema del circuito de potencia bajo el cual se desarrolló finalmente la implementación del convertidor de potencia. Los valores representados en la siguiente imagen se tomaron para realizar las simulaciones presentadas en la sección 5 de este documento.

Figura 31. Circuito de potencia.



6.1.4. Esquema general de conexión entre señales. La figura 32 presenta de forma general la conexión de las tarjetas desarrolladas, de forma que sea fácil de visualizar la función de cada una de ellas.

Figura 32. Esquema general de conexionado.



6.2. SELECCIÓN DE CAJA PARA UBICAR COMPONENTES

La figura 33 presenta la caja donde finalmente se ubicaron los componentes electrónicos que conforman el convertidor de potencia.

Figura 33. Caja de control.



Es importante mencionar que esta caja cuenta con una especificación IP65, que se describe en la tabla 4.

Tabla 4. Características de caja de control IP65

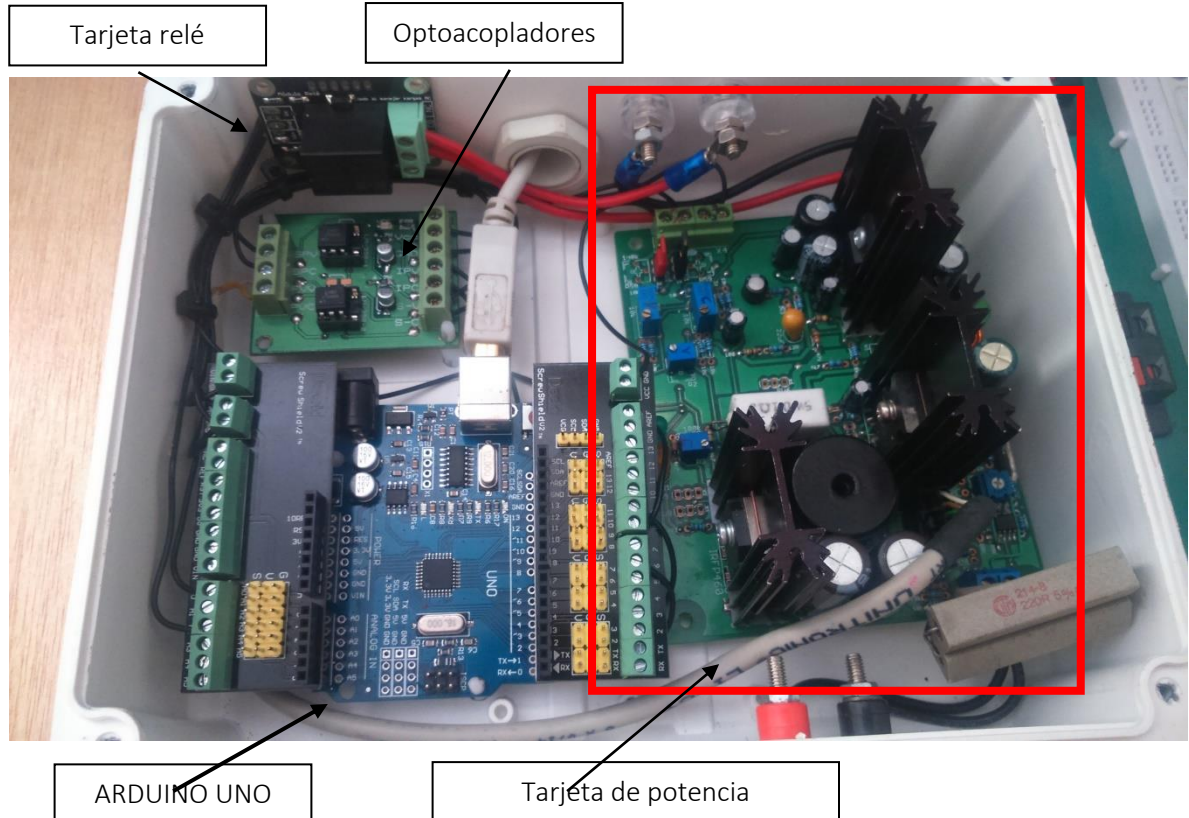
Cifra IP65	Descripción
6	protección total contra penetración de cualquier
5	Protegido contra chorros de agua.

De esta forma se asegura la integridad de los componentes electrónicos que conforman el sistema de medición.

6.3. IMPLEMENTACIÓN DE LAS TARJETAS ELECTRÓNICAS DISEÑADAS

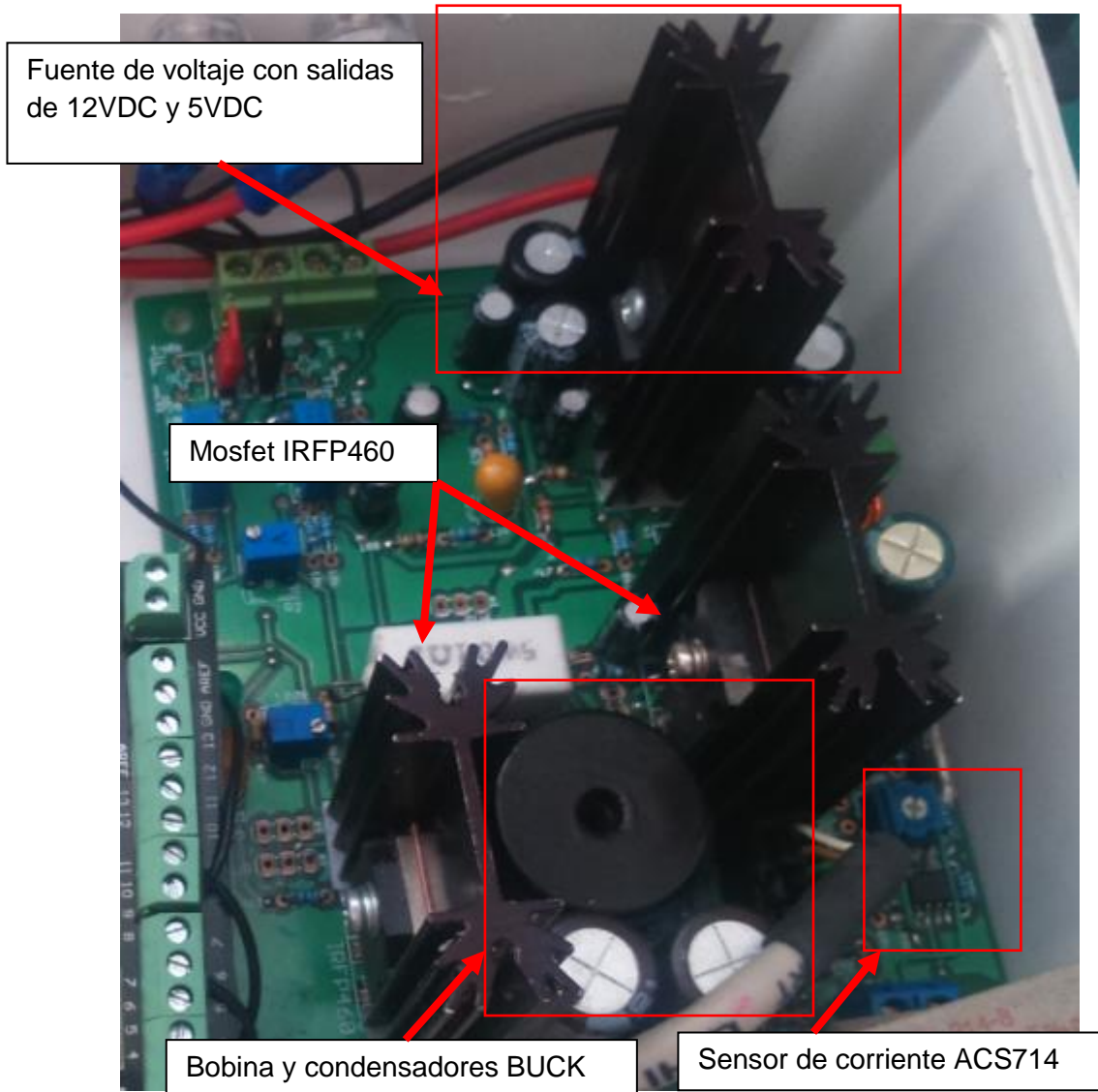
La figura 34 presenta la implementación final del sistema propuesto, con la descripción de cada uno de los elementos que la conforman.

Figura 34. Implementación final del sistema propuesto.



6.3.1. Descripción de elementos de la tarjeta de potencia. La figura 35 presenta los principales elementos de la tarjeta de potencia.

Figura 35. Elementos de tarjeta de potencia.



6.4. DESARROLLO ALGORITMO DE CONTROL POR MODOS DESLIZANTES PARA IMPLEMENTAR EN EL ARDUINO UNO.

Si se define como superficie de deslizamiento $s(t)$ a la diferencia entre el valor deseado $x_{DESEADO}(t)$ y el valor medido $x_{MEDIDO}(t)$ para la tensión de la resistencia de carga R_L del circuito convertidor de potencia, se tiene la ecuación 14, esta

ecuación define la superficie de deslizamiento tanto para controlar el voltaje como la corriente.

Ecuación 14. Calculo de error.

$$s(t) = x_{MEDIDO}(t) - x_{DESEADO}(t) \quad (17)$$

Fuente: Sistemas de control. [En línea]. [Citado el 10 de Septiembre de 2016]. Disponible en <<https://upcommons.upc.edu/bitstream/handle/2099.1/3330/34059-5.pdf?sequence=5>>

Para 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 la ecuación 15.

Ecuación 15. Acción por modos deslizantes.

$$u_{(t)} = \frac{1}{2}(1 - \text{sgn}(s)) \quad (18)$$

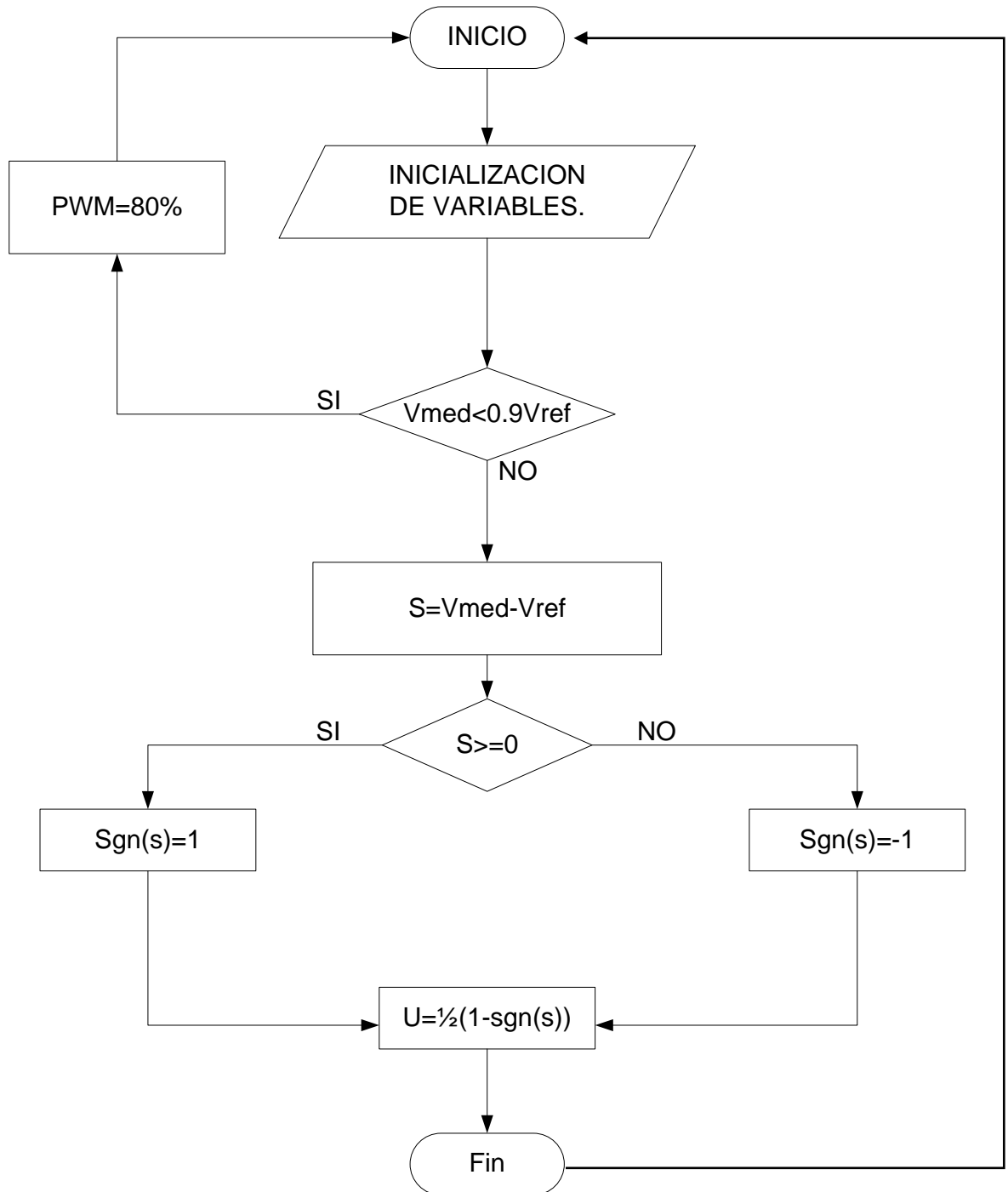
Fuente: Sistemas de control. [En línea]. [Citado el 10 de Septiembre de 2016]. Disponible en <<https://upcommons.upc.edu/bitstream/handle/2099.1/3330/34059-5.pdf?sequence=5>>

La función de signo se define como:

$$\text{sgn}(s) = \frac{|s|}{s} = \begin{cases} 1; & si \ s > 0 \\ 0; & si \ s = 0 \\ -1; & si \ s < 0 \end{cases}$$

Una vez la variable a controlar a caído en la superficie de deslizamiento la salida del ARDUINO UNO aplica la ecuación 18 modificando el valor del PWM dependiendo del $\text{sgn}(s)$. La figura 36 presenta el algoritmo de control desarrollado y programado en el ARDUINO UNO, que cumple exitosamente su función.

Figura 36. Algoritmo de control programado en ARDUINO UNO.



Fuente: Sistemas de control. [En línea]. [Citado el 10 de Septiembre de 2016]. Disponible en <<https://upcommons.upc.edu/bitstream/handle/2099.1/3330/34059-5.pdf?sequence=5>>

7. PRUEBAS OPERACIONALES DEL CONVERTIDOR DE POTENCIA.

La tabla 5 presenta las características de los elementos utilizados para realizar las pruebas del sistema de control.

Tabla 5. Características elementos para realizar pruebas del sistema de control.

Elemento	Característica
Resistencia de carga	8 Ohm – 45W
Multímetro	FLUKE 179

7.1. PRUEBA EN VACÍO

Para determinar que la fuente opera correctamente se realizó el siguiente procedimiento:

- ✓ Se establecen diferentes valores de referencia y se toman los registros del multímetro (figura 37) y el indicado en LABVIEW.
- ✓ Se tabularon los registros en la tabla 6.
- ✓ Se determinó el error de la medida se determina a través de la ecuación 38.

Ecuación 16. Calculo de error.

$$Error_lectura = \left(\frac{Lectura_LABVIEW - Lectura_multimetro}{Lectura_LABVIEW} \right) \cdot 100 \quad (19)$$

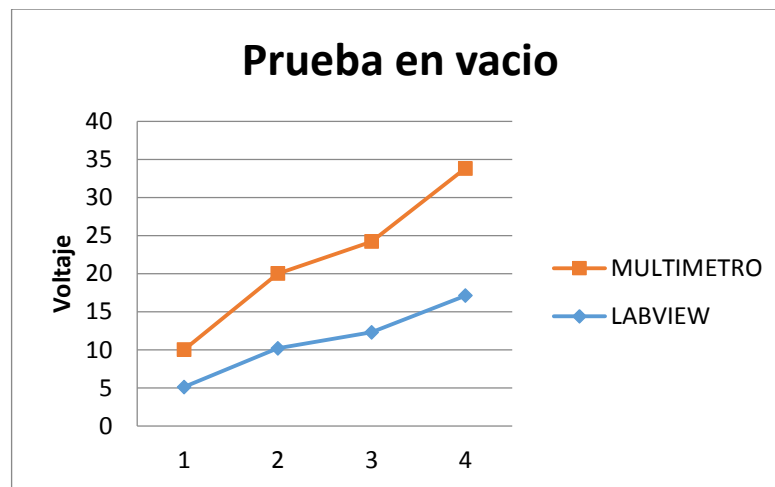
Figura 37. Registro de multímetro.



Tabla 6. Tabulación de mediciones de voltaje

LABVIEW	MULTIMETRO	ERROR
5,1	4,9	3,9%
10,2	9,8	3,9%
12,3	11,9	3,3%
17,1	16,7	2,3%

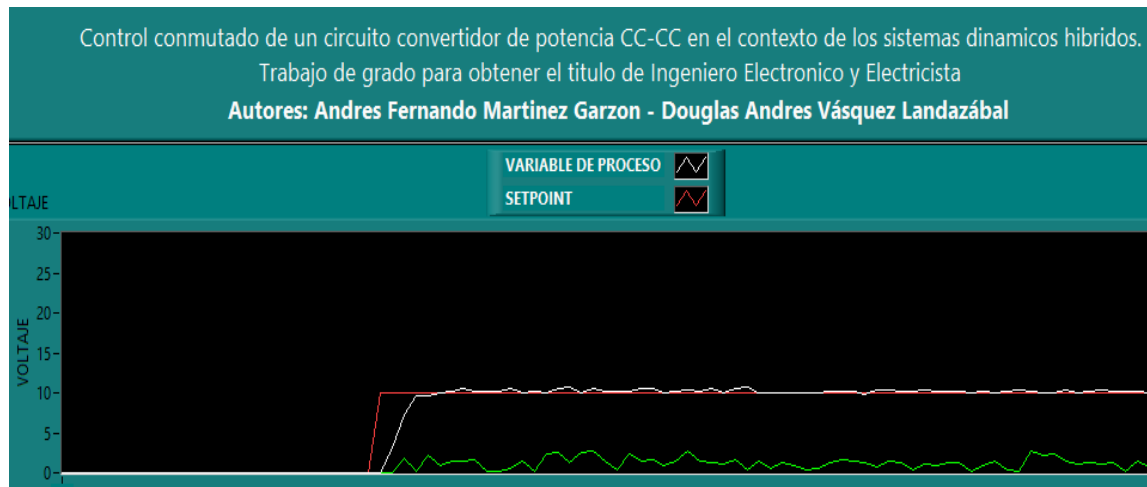
Figura 38. Error de lecturas



7.2. CONTROL DE VOLTAJE

Para realizar esta prueba se conecta la carga (resistencia 8 Ohm -45W) y se varia la referencia, tal como lo indica la figura 39, el sistema de control regula y controla correctamente la tensión de la carga conectada.

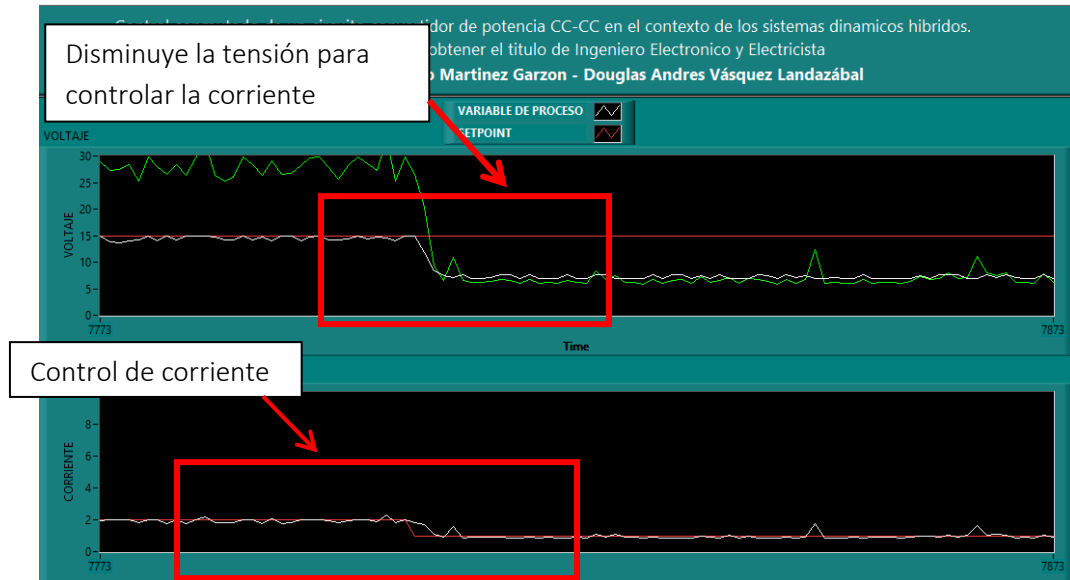
Figura 39. Control de voltaje



7.3. CONTROL DE CORRIENTE

Para realizar esta prueba se conecta una carga (resistencia 8 Ohm – 45W) y en esta ocasión se mantiene el valor de referencia de voltaje constante y se varia la referencia de corriente y como lo indica la figura 40 el controlador implementado opera de forma óptima controlando la corriente de salida entregada a la carga.

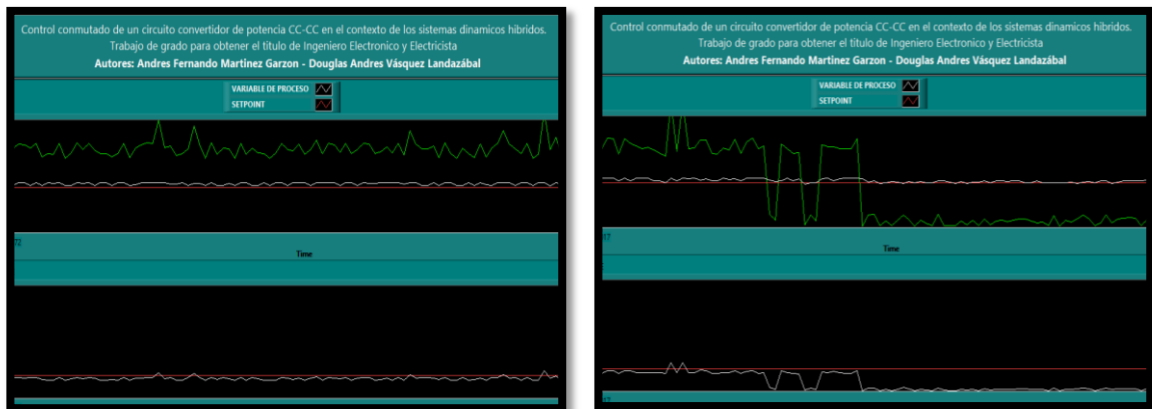
Figura 40. Control de corriente.



7.4. COMPORTAMIENTO DEL SISTEMA DE CONTROL ANTE PERTURBACIONES

La figura 41 presenta el como el sistema de control mantiene el nivel de tensión a la salida de la carga a pesar de conectar y desconectar continuamente una resistencia eléctrica de 8 Ohm -45W.

Figura 41. Comportamiento del sistema de control ante perturbaciones.



8. CONCLUSIONES

A partir de los desarrollos contenidos en la presente tesis, ha sido mostrado que un convertidor de potencia CC-CC tipo Buck puede modelarse matemáticamente mediante la interacción de dinámicas continuas y eventos discretos, a manera de sistema dinámico híbrido. El sistema controlado (convertidor Buck + *SMC*), ha sido analizado mediante formulaciones teóricas, simulaciones, perturbaciones y verificación experimental en laboratorio.

A continuación, se enuncian los principales aportes en cada capítulo:

- El Capítulo 4 estableció una revisión literaria de los convertidores de potencia conmutados como sistemas híbridos y la técnica de control por modos deslizantes. En particular, se definieron principios de operación del convertidor de potencia CC-CC Buck estándar, síncrono y análisis de CC.

- El Capítulo 5 permitió realizar una selección, diseño y modelado de un convertidor de potencia como un sistema híbrido. Asimismo, fue posible definir la combinación entre los modelos híbridos del circuito convertidor de potencia CC-CC y el controlador por modos deslizantes *SMC*, para constituir la formulación matemática correspondiente a la trayectoria (planta + controlador) del circuito controlado. Además, permitió verificar mediante simulación el comportamiento del sistema controlado en lazo cerrado. A partir de ello fue posible evidenciar como el controlador híbrido cumplía con la función para la que estaba siendo diseñado realizando transiciones entre estados diferentes.

Finalmente, el Capítulo 6 presentó el diseño e implementación del convertidor de potencia basado en la técnica de control por modos deslizantes a través de un

dispositivo programable Arduino UNO. La manipulación del comportamiento del mencionado circuito convertidor de potencia CC-CC Buck se realiza por medio de un controlador híbrido por modos deslizantes, diseñado para sistemas de alta sensibilidad. El controlador híbrido implementado muestra un rechazo considerable a perturbaciones incluidas en el entorno de simulación e implementación, demostrando su potencial uso en la práctica.

9. RECOMENDACIONES

Con el propósito de mejorar el comportamiento en lazo cerrado del convertidor de potencia implementado, se recomienda para futuros análisis aumentar la frecuencia de conmutación en el circuito, con el objetivo de reducir aún más, los tiempos de respuesta ante perturbaciones, reducir el error en estado estable y reducir la amplitud de las oscilaciones de alta frecuencia presentes en la tensión de salida. Para ello, será necesario explorar el uso de dispositivos electrónicos como amplificadores y optoacopladores de mayor eficiencia, que ofrezcan un ancho de banda suficiente para los requerimientos de la aplicación.

REFERENCIAS BIBLIOGRÁFICAS

- [1]. HUI YE ; MICHEL, A.N. ; LING HOU, Stability theory for hybrid dynamical systems, Lab. of Wireless Technol., Lucent Technol., Whippany, NJ, USA, Publication Year: 2008
- [2]. DAAFOUZ, J. ; RIEDINGER, P. ; IUNG, C., Stability analysis and control synthesis for switched systems: a switched Lyapunov function approach, IEEE Control Systems Society, Publication Year: 2012.
- [3]. CRUZ JIMÉNEZ, AVILÉZ VIÑAS, J. LARA CABALLERO, E Diseño de un controlador basado en el modelo del autómata híbrido, Universidad Autónoma de Yucatán, Mexico Publication Year: 2009.
- [4]. KERLAN, sistemas eléctricos y electrónicos de potencia enters the ECPE “European Center for Power Electronics “network as a new Competence Centre.
- [5]. JOSÉ LUIS JAIMES MALDONADO, Control Tolerante a Fallas de un sistema Lineal Por Pedazos aplicado un Avión, Centro Nacional de Investigación y Desarrollo Tecnológico, Publication Year: 2014.
- [6]. Sistemas de control. [En línea]. [Citado el 10 de Septiembre de 2016]. Disponible en <https://upcommons.upc.edu/bitstream/handle/2099.1/3330/34059-5.pdf?sequence=5>.

- [7]. EVANGELISTA, Carolina, Control de sistemas no lineales por modos deslizantes de segundo orden. Aplicación a la conversión de energía eólica, Universidad Nacional de Colombia, Bogotá 2012.
- [8]. Garelli, F. Sistemas de estructura variable: Aplicación al control multivariable con restricciones. Tesis doctoral dirigida por Ricardo J. Mantz, Universidad Nacional de la Plata, Argentina. Capítulo 3. 2007.
- [9]. SITUM, ZELJKO, Sliding mode control applied to pneumatic servo drive, Universidad de Zagreb p1-3.
- [10]. ELMALI, H, Sliding mode control perturbation estimation, a new approach. International Journal of control, p. 923-954.
- [11]. Comenzando con ARDUINO. [En línea]. [Citado el 10 de Septiembre de 2016], disponible en http://www.uca.es/recursos/doc/Unidades/Unidad_Innovacion/Innovacion_Docente/ANEXOS_2011_2012/22232441_310201212102.pdf
- [12]. BAEZA, Jorge, Manual de ARDUINO. [En línea]. [Citado el 10 de Septiembre de 2016]. Disponible en <https://rua.ua.es/dspace/bitstream/10045/11833/1/arduino.pdf>
- [13]. Lajara José Rafael, LABVIEW entorno grafico de programación versión 1, editorial ALFAOMEGA, p. 3.
- [14]. Lajara José Rafael, LABVIEW entorno grafico de programación versión 2, editorial ALFAOMEGA, p. 50.

[15]. Molina José Miguel, Programación grafica para ingenieros, editorial Marcombo ediciones técnicas, p. 5, 6.

BIBLIOGRAFÍA

BAEZA, Jorge, Manual de ARDUINO. [En línea]. [Citado el 10 de Septiembre de 2016]. Disponible en <
<https://rua.ua.es/dspace/bitstream/10045/11833/1/arduino.pdf>>

COMENZANDO CON ARUINO. [En línea]. [Citado el 10 de Septiembre de 2016], disponible en
<http://www.uca.es/recursos/doc/Unidades/Unidad_Innovacion/Innovacion_Docente/ANEXOS_2011_2012/22232441_310201212102.pdf>

CRUZ JIMÉNEZ, AVILÉZ VIÑAS, J. LARA CABALLERO,E Diseño de un controlador basado en el modelo del autómeta híbrido, Universidad Autonoma de Yucatán, Mexico Publication Year: 2009.

DAAFOUZ, J. ; RIEDINGER, P. ; IUNG, C., Stability analysis and control synthesis for switched systems: a switched Lyapunov function approach, IEEE Control Systems Society, Publication Year: 2012.

ELMALI, H, Sliding mode control perturbation estimation, a new approach. International Journal of control, p. 923-954.

EVANGELISTA, Carolina, Control de sistemas no lineales por modos deslizantes de segundo orden. Aplicación a la conversión de energía eólica, Universidad Nacional de Colombia, Bogotá 2012.

GARELLI, F. Sistemas de estructura variable: Aplicación al control multivariable con restricciones. Tesis doctoral dirigida por Ricardo J. Mantz, Universidad Nacional de la Plata, Argentina. Capitulo 3. 2007.

HUI YE ; MICHEL, A.N. ; LING HOU, Stability theory for hybrid dynamical systems, Lab. of Wireless Technol., Lucent Technol., Whippany, NJ, USA, Publication Year: 2008

JOSÉ LUIS JAIMES MALDONADO, Control Tolerante a Fallas de un sistema Lineal Por Pedazos aplicado un Avión, Centro Nacional de Investigación y Desarrollo Tecnológico, Publication Year: 2014.

KERLAN, sistemas eléctricos y electrónicos de potencia enters the ECPE “European Center for Power Electronics “network as a new Competence Centre.

LAJARA José Rafael, LABVIEW entorno grafico de programación versión 1, editorial ALFAOMEGA, p. 3.

MOLINA José Miguel, Programación grafica para ingenieros, editorial Marcombo ediciones técnicas, p. 5, 6.

SITUM, ZELJKO, Sliding mode control appiled to pneumatic servo drive, Universidad de Zagred p1-3.

UPCOMMONS Sistemas de control. [En línea]. [Citado el 10 de Septiembre de 2016]. Disponible en <https://upcommons.upc.edu/bitstream/handle/2099.1/3330/34059-5.pdf?sequence=5>.

ANEXOS

ANEXO A. Matriz de selección.

Para realizar la selección de los diferentes componentes que hacen parte del convertidor de potencia, se utilizaron matrices de selección, para esto se dio la valoración que se presenta en la tabla 7.

Tabla 7. Valoración de matriz de selección.

Descripción	Valoración
Muy bueno	3
Bueno	2
Malo	1
Muy malo.	0

La matriz se desarrolla dando valores según la relevancia de los criterios, con esto se busca cual es más significativo para desarrollo futuro de este proyecto. A continuación, se describirán los pasos mediante los cuales se desarrollará la selección de diferentes componentes.

Se calcula el factor de ponderación, según los criterios de selección, ver ecuación 17.

Ecuación 17. Factor de ponderación

$$Factor _ Ponderacion = \frac{Suma}{Total} \quad (17)$$

Fuente: Selección de instrumentos [En línea] [citado 20 de septiembre de 2016] disponible en, www.idea.edu.pe/.../6taherramientadecalidadmatrizdeseleccion.doc

Se calcula el peso de la opción, de cada criterio de selección, comparando los diferentes equipos o marcas a seleccionar, ver ecuación 18.

Ecuación 18. Peso de la opción.

$$Peso_Opcion = \frac{Suma}{Total} \quad (18)$$

Fuente: Selección de instrumentos [En línea] [citado 20 de septiembre de 2016] disponible en, www.idea.edu.pe/.../6taherramientadecalidadmatrizdeseleccion.doc

Selección del instrumento según lo indica la ecuación 19.

Ecuación 19. Selección del instrumento.

$$SI = P_{O1} * F_{P1} + P_{O2} * F_{P2} + P_{O3} * F_{P3} \dots \quad (19)$$

Fuente: Selección de instrumentos [En línea] [citado 20 de septiembre de 2016] disponible en, www.idea.edu.pe/.../6taherramientadecalidadmatrizdeseleccion.doc

Dónde:

- S_1 : Instrumento seleccionado.
- P_O : Peso de la opción.
- F_P : Factor de ponderación.

1.1. SELECCIÓN DE LOS ELEMENTOS DE CONTROL

Para realizar la selección de la tarjeta ARDUINO sobre la que se realizaría el control SMC se tuvieron en cuenta los siguientes criterios de selección:

- ✓ Costo.

- ✓ Periféricos: (PWM, entradas analógicas, Numero de entradas / salidas digitales, comunicación serial)
- ✓ Disponibilidad: facilidades para conseguirlo en el mercado local o nacional.

En la tabla 8 se determina el factor de ponderación tal como lo indica la ecuación.

Tabla 8. Criterio de selección para determinar factor de ponderación.

CRITERIOS DE SELECCIÓN	Costo	Periféricos asociados	Disponibilidad	SUMA	FACTOR DE PONDERACION
Costo		3	3	6	0,40
Periféricos asociados	2		3	5	0,33
Disponibilidad	2	2		4	0,27
SUMA				15	

El criterio más importante para la selección de la tarjeta ARDUINO en el desarrollo de este proyecto de grado es el costo ya que tiene un factor de ponderación de 0,40.

Las tarjetas o módulos ARDUINO a comparar son:

- ✓ ARDUINO UNO.
- ✓ ARDUINO LEONARDO.
- ✓ ARDUINO MEGA

Ahora se comparan cada uno de los módulos con los criterios de selección mencionados. Primero se realiza la comparación entre cada uno de los módulos y el criterio de selección llamado "Costo" como lo indica la tabla 9.

Tabla 9. Costo vs Modulo ARDUINO.

Costo	ARDUINO UNO	ARDUINO MEGA	ARDUINO LEONARDO	SUMA	PESO DE LA OPCION
ARDUINO UNO		3	3	6	0,50
ARDUINO MEGA	2		2	4	0,33
ARDUINO LEONARDO	1	1		2	0,17
SUMA				12	

A través de la tabla 10 se muestra que en cuanto a costo el módulo ARDUINO UNO es la mejor alternativa respecto a los otros dos. La tabla 11 presenta la comparación de los módulos y el criterio de selección llamado “periféricos”.

Tabla 10. Periféricos vs módulo ARDUINO.

Periféricos	ARDUINO UNO	ARDUINO MEGA	ARDUINO LEONARDO	SUMA	PESO DE LA OPCION
ARDUINO UNO		2	2	4	0,29
ARDUINO MEGA	3		3	6	0,43
ARDUINO LEONARDO	2	2		4	0,29
SUMA				14	

A través de la tabla anterior se muestra que en cuanto a los periféricos asociados el módulo ARDUINO MEGA es la mejor alternativa respecto a los otros dos. La tabla 6 presenta la comparación de los módulos y el criterio de selección llamado “disponibilidad”.

Tabla 11. Disponibilidad vs módulo ARDUINO.

Disponibilidad	ARDUINO UNO	ARDUINO MEGA	ARDUINO LEONARDO	SUMA	PESO DE LA OPCION
ARDUINO UNO		3	3	6	0,50
ARDUINO MEGA	2		2	4	0,33
ARDUINO LEONARDO	1	1		2	0,17
SUMA				12	

A través de la tabla anterior se muestra que en cuanto a disponibilidad el módulo ARDUINO UNO es la mejor alternativa respecto a los otros dos. Finalmente, la matriz utilizada para seleccionar el módulo ARDUINO a utilizar, es la mostrada en la tabla 12.

Tabla 12. Matriz de decisión de módulo ARDUINO.

MATRIZ DE DECISIÓN DEL MODULO ARDUINO	ARDUINO UNO	ARDUINO MEGA	ARDUINO LEONARDO	Instrumento seleccionado
ARDUINO UNO	0,50	0,29	0,50	0,51
ARDUINO MEGA	0,33	0,43	0,33	0,37
ARDUINO LEONARDO	0,17	0,29	0,17	0,17

De esta forma se determinó que el módulo **ARDUINO UNO**, es el que mejor se ajusta según los criterios que se tomaron en cuenta para la selección.

1.1.1. Características técnicas de ARDUINO UNO. La tabla 13 presenta las características más importantes del ARDUINO UNO y tal como lo indican las tablas anteriores siendo que el criterio de selección más importante es el costo.

Tabla 13. Especificaciones técnicas de ARDUINO UNO.

Microcontroller	ATmega328P
Operating Voltage	5V
Input Voltage (recommended)	7-12V
Input Voltage (limit)	6-20V
Digital I/O Pins	14 (of which 6 provide PWM output)
PWM Digital I/O Pins	6
Analog Input Pins	6
DC Current per I/O Pin	20 mA
DC Current for 3.3V Pin	50 mA
Flash Memory	32 KB (ATmega328P) of which 0.5 KB used by bootloader
SRAM	2 KB (ATmega328P)
EEPROM	1 KB (ATmega328P)
Clock Speed	16 MHz

1.2. SELECCIÓN DE LOS ELEMENTOS DE POTENCIA

Para realizar la selección del MOSFET del mundo de elementos de conmutación de potencia se tuvieron en cuenta los siguientes criterios de selección:

- ✓ Corriente de operación.
- ✓ Voltaje de operación.
- ✓ Máxima potencia de disipación.

En la tabla 14 se determina el factor de ponderación tal como lo indica la ecuación, lo que determinara cuál de los anteriores criterios tiene mayor importancia al momento de realizar la selección de los MOSFETs.

Tabla 14. Criterios de selección de MOSFETs.

CRITERIOS DE SELECCIÓN	Corriente de operación	Voltaje de operación	Máxima potencia de disipación	SUMA	FACTOR DE PONDERACION
Corriente de operación		2	2	4	0,33
Voltaje de operación	1		1	2	0,17
Máxima potencia de disipación	3	3		6	0,50
SUMA				12	

El criterio más importante para la selección de los MOSFETs para realizar la conmutación de potencia es la máxima disipación de potencia ya que presenta un valor de 0,50 respecto a los otros dos.

Los MOSFET que se compararon se mencionan a continuación: IRFP 540, IRFP 460, IRPF 350.

Ahora se comparan cada uno de los MOSFET s con los criterios de selección mencionados. Primero se realiza la comparación entre los MOSFET s y el criterio de selección llamado “corriente de operación” como lo indica la tabla 15.

Tabla 15. Corriente de MOSFET vs Corriente de operación.

Corriente de operación	IRFP540	IRFP460	IRFP350	SUMA	PESO DE LA OPCION
IRFP540	0	0	1	1	0,11
IRFP460	3	2	2	5	0,56
IRFP350	1	2	0	3	0,33
SUMA				9	

A través de la tabla 16 se muestra que en cuanto a la corriente de operación el MOSFET IRFP 460 es la mejor alternativa respecto a los otros dos. La tabla 17 presenta la comparación entre los MOSFETs y el criterio de selección llamado “voltaje de operación”.

Tabla 16. MOSFET s Vs voltaje de operación.

Voltaje de operación	IRFP540	IRFP460	IRFP350	SUMA	PESO DE LA OPCION
IRFP540	0	0	0	0	-
IRFP460	3	2	2	5	0,56
IRFP350	3	1	0	4	0,44
SUMA				9	

A través de la tabla 17 se muestra que en cuanto al voltaje de operación el MOSFET IRFP 460 es la mejor alternativa respecto a los otros dos. La tabla 18 presenta la comparación entre los MOSFET s y el criterio de selección llamado “Máximo potencia de disipación”.

Tabla 17. MOSFET s Vs Máxima potencia de disipación.

Máxima disipación de potencia	IRFP540	IRFP460	IRFP350	SUMA	PESO DE LA OPCION
IRFP540		1	1	2	0,17
IRFP460	3		3	6	0,50
IRFP350	2	2		4	0,33
SUMA				12	

A través de la tabla 18 se muestra que en cuanto a disipación de potencia el MOSFET IRFP 460 es la mejor alternativa respecto a los otros dos. Finalmente, la matriz utilizada para seleccionar el MOSFET a utilizar, es la mostrada en la tabla 18.

Tabla 18. Selección del MOSFET.

MATRIZ DE DECISIÓN DEL MOSFET	IRFP540	IRFP460	IRFP350	Instrumento seleccionado
IRFP540	0,11	-	0,17	0,09
IRFP460	0,56	0,56	0,50	0,81
IRFP350	0,33	0,44	0,33	0,19

De esta forma se determinó que el MOSFET **IRFP 460**, es el que mejor se ajusta según los criterios que se tomaron en cuenta para la selección.

1.2.1. Características técnicas de MOSFET 460. La figura 42 presenta las características más importantes del MOSFET IRFP 460, y es claro que según el criterio de selección “Máxima disipación de potencia” el valor de este MOSFET es de 280 W.

Figura 42. Especificaciones técnicas de MOSFET IRFP460.

ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS $T_C = 25\text{ }^\circ\text{C}$, unless otherwise noted				
PARAMETER		SYMBOL	LIMIT	UNIT
Drain-Source Voltage		V_{DS}	500	V
Gate-Source Voltage		V_{GS}	± 20	
Continuous Drain Current	V_{GS} at 10 V	I_D	$T_C = 25\text{ }^\circ\text{C}$	20
			$T_C = 100\text{ }^\circ\text{C}$	13
Pulsed Drain Current ^a		I_{DM}	80	A
Linear Derating Factor			2.2	W/ $^\circ\text{C}$
Single Pulse Avalanche Energy ^b		E_{AS}	960	mJ
Repetitive Avalanche Current ^a		I_{AR}	20	A
Repetitive Avalanche Energy ^a		E_{AR}	28	mJ
Maximum Power Dissipation	$T_C = 25\text{ }^\circ\text{C}$	P_D	280	W
Peak Diode Recovery dV/dt^c		dV/dt	3.5	V/ns
Operating Junction and Storage Temperature Range		T_J, T_{stg}	- 55 to + 150	$^\circ\text{C}$
Soldering Recommendations (Peak Temperature)	for 10 s		300 ^d	
Mounting Torque	6-32 or M3 screw		10	lbf · in
			1.1	N · m

ANEXO B. Programa desarrollado en MATLAB.

```
clear all;
close all;
clc;

disp('convertidor Buck');
disp('On your marks....');

%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
%%% declaracion de las variables
% global n t0 tf per T u
%
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
%%% iniciacion de las variables
% per=1/(20e3); %% establecimiento del periodo
t0=0; %% tiempo inicial
tf=0.01; %% tiempo final
% n=10; %% numero de muestras por periodo
% N = round((tf-t0)/per); %% numero de periodos en el espacio de tiempo
% u = 0;
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
%%% Condiciones iniciales
x1=0;
x2=0;
%
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
%%% Inicio Proceso iterativo
```

```

% T=linspace(t0,tf,N*n);          %% Numero de datos en espacio de tiempo
[TC,XC] = ode23tb(@sistema_continuo_adaptado_3,[t0,tf],[x1,x2]);
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
%% Grafica de las soluciones
figure          %% grafica de tension en capacitor
plot(TC,XC(:,2),'k')
title('Tension en capacitor vs. Tiempo');
xlabel('Tiempo [s]');
ylabel('Tensión [V]');
grid on;

figure          %% grafica de corriente en bobina
plot(TC,XC(:,1),'k')
title('Corriente en inductor vs. Tiempo');
xlabel('Tiempo [s]');
ylabel('Corriente [A]');
grid on;

%
function [dx] = sistema_continuo_adaptado_3(t,x)
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
declaracion de variables y parametros
% global ref
dx = zeros(2,1);
L=10e-3;
E=24;
R=10;
C=1e-6;
ref=12;
refl=ref/R;

```

```
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%  
%
```

```
u=(refl-x(1)); %% se define si la tension de salida esta por encima o por debajo de  
la referencia
```

```
u = (1+sign(u))/2; % si u = 0 trabaja en t on (escenario 1) , si u = 1 trabaja en t off (  
escenario2)
```

```
% if x(1)>=0  
    dx(1)=-x(2)/L+(E/L)*u;  
    dx(2)=x(1)/C-x(2)/(R*C);
```

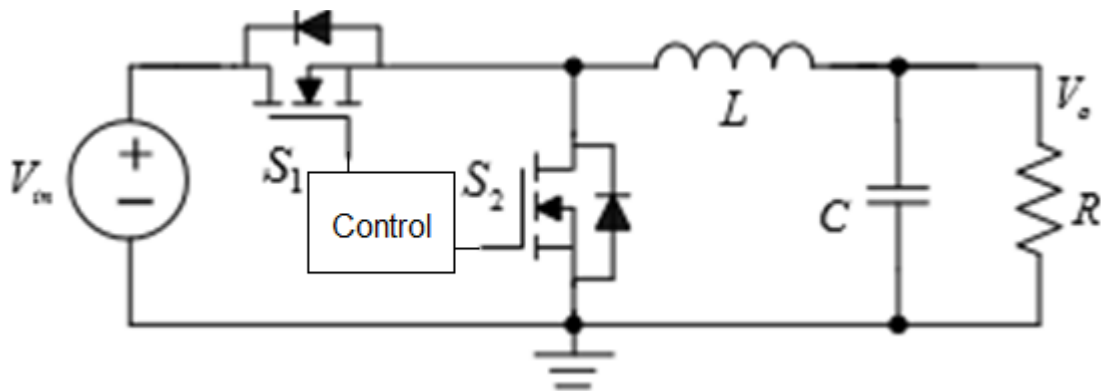
```
% else x(1)<0;  
%  
% dx(1)=x(2)/L;  
% dx(2)=x(2)/(R*C);  
%  
% end
```

```
return
```

ANEXO C. Modelado matemático del convertidor de potencia Buck síncrono

Para obtener las ecuaciones diferenciales que describen el convertidor Buck síncrono, se considera la topología ideal que se muestra en la Figura 1. El sistema de ecuaciones diferenciales que describe la dinámica del convertidor Buck se obtiene mediante la aplicación directa de la corriente de Kirchhoff (LCK) y las leyes de tensión de Kirchhoff (LVK) para cada una de las posibles topologías de circuitos derivadas del valor de función de posición de los interruptores supuestos. Así bien el convertidor de potencia CC-CC tipo BUCK síncrono es un sistema conmutado que opera entre dos modos distintos, dependiendo del estado (abierto-cerrado) en el que se encuentren los dos interruptores. Obedeciendo a señales que son emitidas desde el dispositivo lógico programable.

Figura 1. Topología ideal convertidor de potencia Buck sincrono.



Para el escenario 1. La figura 2(a). muestra el diagrama circuital del convertidor en donde el interruptor 1 (S_{W1}) se cierra, es decir queda activo, mientras se deja abierto el interruptor 2 (S_{W2}), queda inactivo, notando así que la fuente de alimentación suministra energía a los elementos pasivos del circuito.

Procedemos a aplicar la ley de voltaje de Kirchoff (LVK) y la ley de corriente de Kirchoff (LCK) a esta topología. Obtenemos entonces el siguiente sistema de ecuaciones diferenciales:

$$V_L = V_S - V_O = L \frac{di_L}{dt}$$

$$\frac{di_L}{dt} = \frac{V_S}{L} - \frac{V_O}{L} \quad (1)$$

En donde la V_L y V_O representan respectivamente la caída de tensión es el inductor y el capacitor, ahora bien:

$$i_L = i_C + i_R$$

$$C \frac{dV_C}{dt} = i_L - \frac{V_O}{R}$$

$$\frac{dV_C}{dt} = \frac{i_L}{C} - \frac{V_O}{CR} \quad (2)$$

Por otro lado , la figura2(b) muestra el diagrama circuital para cuando la fuente de alimentación es aislado del resto del circuito el S_{W1} queda abierto mientras que el S_{W2} queda activo, es este escenario la energía que se había almacenado en la bobina L y en el capacitor C es disipada por la resistencia de carga R. La dinámica del sistema se describe por medio de las siguientes ecuaciones.

$$V_L = -V_O$$

$$\frac{di_L}{dt} = -\frac{V_O}{L} \quad (3)$$

Al aplicarle LCK,

$$i_L = i_C + i_R$$

$$C \frac{dV_C}{dt} = i_L - \frac{V_O}{R}$$

$$\frac{dV_C}{dt} = \frac{i_L}{C} - \frac{V_O}{CR} \quad (4)$$

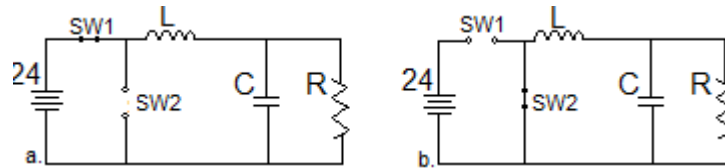
Al comparar las dos descripciones de sistemas dinámicos particulares obtenidas, obtenemos inmediatamente el modelo dinámico unificado, esto resulta en:

$$\frac{di_L}{dt} = \left(\frac{V_S}{L} * (u) \right) - \frac{V_O}{L} \quad (5)$$

$$\frac{dV_C}{dt} = \frac{i_L}{C} - \frac{V_O}{CR} \quad (6)$$

Siendo u la variable de control que oscila en valores entre $u = 1$ o $u = 0$, permitiendo la conmutación entre los dos posibles sistemas. El modelo del convertidor Buck síncrono se representa entonces mediante la ecuación 5 y 6. Usualmente nos referimos a este modelo como el modelo conmutado y a veces hacemos énfasis en la naturaleza de valor binario de la función de posición de conmutación.

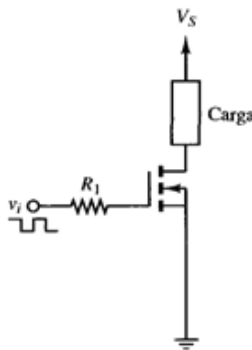
Figura 2. Topologías circuitales en un convertidor Buck



ANEXO D. Circuito de excitación para MOSFET

El MOSFET es un circuito controlado por tensión, lo que se hace relativamente simple su activación y desactivación. El estado de conducción se consigue cuando la tensión puerta-fuente sobrepasa de forma suficiente la tensión umbral, lo que fuerza al MOSFET a entrar en la región de trabajo óhmica. Normalmente, la tensión puerta-fuente del MOSFET para el estado activado en circuitos conmutados está entre 10 y 20 V (para los IRFP460 se usó una tensión de 12 V). El estado desactivado se consigue con una tensión menor que la tensión umbral.

Figura 1. Circuito elemental de excitación MOSFET

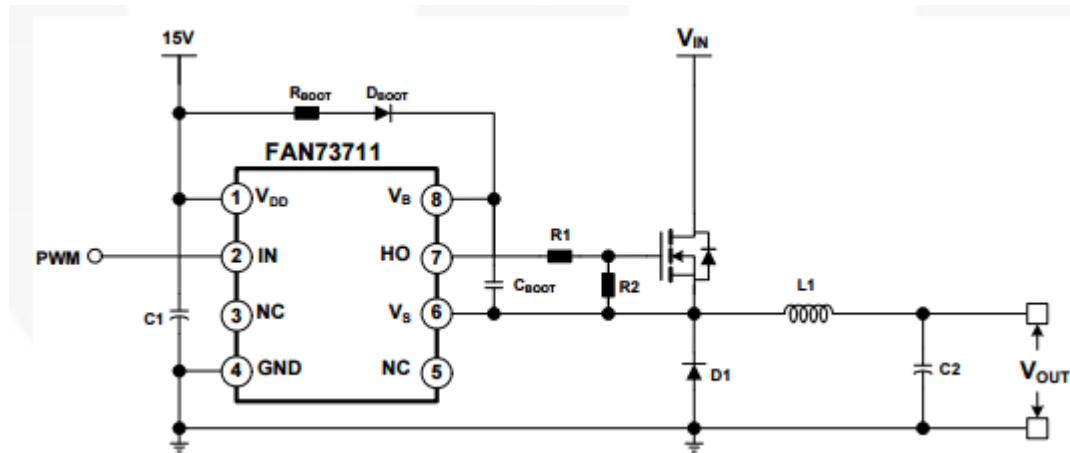


Fuente: Daniel W. Hart, *Electronica de Potencia*, editorial Prentice Hall, p. 125.

Las señales de control de disparo de los MOSFETs que vienen de los opto acopladores van a las entradas de los drivers, los cuales se encargan en convertirlas en voltajes de *Gate-Source* para encender o apagar los MOSFET. Algunas topologías de convertidores, como el convertidor reductor que utilizan un MOSFET de canal n, requieren que el circuito de excitación del MOSFET sea flotante con respecto a la masa del circuito. A los circuitos de excitación para estas aplicaciones se les llama circuito de excitación de lado alto. Los excitadores de

puerta para MOSFETs se pueden encontrar en forma de circuito integrado como es el caso del FAN73711 el cual se trabajó durante el proyecto.

Figura 2. Aplicación integrado FAN73711 en un convertidor de potencia Buck



Fuente: Datasheet FAN73711