

ESCUELA POLITÉCNICA DEL EJERCITO

DEPARTAMENTO DE ELÉCTRICA Y ELECTRÓNICA

**CARRERA DE INGENIERÍA EN ELECTRÓNICA,
AUTOMATIZACIÓN Y CONTROL**

**PROYECTO DE GRADO PARA LA OBTENCIÓN DEL
TÍTULO EN INGENIERÍA**

TÍTULO:

**Diseño e implementación de un Control por Modo
Deslizante para un Convertidor Buck Boost DC/DC**

AUTOR:

Pablo Antonio Salazar Calahorrano

Director: **Ing. Paúl Ayala**

Codirector: **Ing. Wilson Yépez**

SANGOLQUÍ - ECUADOR

2013

CERTIFICACIÓN

En nuestra calidad de Director y Codirector, certificamos que el Señor Pablo Antonio Salzar Calahorrano con C.I. 1713269833, ha desarrollado el proyecto de grado titulado “Diseño e implementación de un Control por Modo Deslizante para un Convertidor Buck-Boost DC/DC”, observando las disposiciones institucionales, metodológicas y técnicas, que regulan esta actividad académica, por lo que autorizamos para que el mencionado señor reproduzca el documento definitivo, presente a las autoridades del Departamento de Eléctrica y Electrónica y proceda a la exposición de su contenido.

Sangolquí, Jueves 25 de Abril de 2013

Sr. Ing. Paúl Ayala
Director

Sr. Ing. Wilson Yépez
Co-Director

Autorización

Yo Pablo Antonio Salazar Calahorrano autorizo a la Escuela Politécnica del Ejército (ESPE), la publicación en el repositorio digital del proyecto de tesis titulado “Diseño e implementación de un Control por Modo Deslizante para un Convertidor Buck-Boost DC/DC” cuyo contenido, ideas y criterios son de mi exclusiva responsabilidad y autoría.

Sangolquí, Jueves 25 de Abril de 2013

Sr. Pablo Salazar

AGRADECIMIENTO

En primer lugar a Dios, por ser mi compañero, amigo y hermano, por guiarme y estar conmigo a cada momento. Luego al Ing. Paúl Ayala por compartir sus conocimientos conmigo, sin límites ni restricciones, como lo hace un amigo. A mis padres y hermano, quienes confiaron en mí desde el principio de mi carrera estudiantil, apoyándome tanto moral como económicamente. A mis suegros que sin conocerme bien me han apoyado y me han tratado como a un hijo. A mis familiares y amigos, en especial, quienes han estado pendientes de mi desempeño, quienes han compartido los buenos y malos instantes de esta hermosa vida. A mis profesores, quienes con paciencia y vocación me han enseñado, más que una profesión, valores y principios con los que debo servir a mi prójimo. Finalmente, agradezco a la Escuela Politécnica del Ejército, institución que me acogió y me educó integralmente para ser un excelente profesional.

Pablo Salazar

DEDICATORIA

A:

Mi compañero de camino, Jesús.

Mis Angelitos padres y madre, que honran su nombre.

Mi Amore Clarita, una mujer excepcional.

Mi nena Ariadna, motivo de mi éxito.

Pablo Salazar

PRÓLOGO

La investigación del control para convertidores conmutados de potencia DC/DC o también conocidos como sistemas de estructura variable, se ha desarrollado activamente durante las dos últimas décadas, a causa de la gran variedad de aplicaciones industriales que requieren rapidez de respuesta, estabilidad frente a perturbaciones y alta eficiencia, características que resultan difíciles de conseguir con sistemas de índole no lineal como los convertidores. Sin embargo, los últimos estudios apuntan al control en régimen deslizante como una solución factible, debido a sus características de insensibilidad a perturbaciones externas, robustez y respuesta dinámica rápida. Además, los sistemas de control por modos deslizantes tienen una elevada aceptación dentro la comunidad científica e ingenieril, porque su aplicación se deben a los grandes avances en la electrónica de potencia, que permiten la implementación de dispositivos de conmutación de muy alta velocidad.

Por lo tanto, el presente proyecto de tesis basado en estudios relacionados al control por modo deslizante de convertidores de potencia de algunos autores como Hebertt Sira-Ramírez, Ramón Silva-Ortigoza, Lyapunov y otros, pretende estudiar y analizar el régimen deslizante y la construcción de la superficie de deslizamiento para el sistema no lineal, específico, del convertidor buck boost DC/DC, comparando las simulaciones contra la implementación de un prototipo del circuito final, de tal forma que se resuelva la ley de control en un microcontrolador, dándole al prototipo autonomía.

El presente trabajo se desarrollará en tres etapas; la primera correspondiente a los dos primeros capítulos donde se estudiarán los sistemas no lineales y los de estructura variable, se obtendrá un modelo del convertidor buck-boost DC/DC y su normalización, que luego servirá para construir la ley de control deseada aplicando la teoría del régimen deslizante, concentrando los esfuerzos en elaborar un método para la obtención de la superficie de deslizamiento. La segunda etapa, correspondiente al tercer capítulo, consistirá en simular el control por modo deslizante del modelo del convertidor en cuestión, mediante la resolución de las ecuaciones resultantes aplicando el software libre, SCILAB y Open Modélica, similares a MATLAB, centrándose en el análisis de las simulaciones obtenidas. Finalmente, la tercera etapa, correspondiente a los dos capítulos finales, se compondrá de la implementación del circuito resultante que incluirá la resolución de las ecuaciones en un microcontrolador, y la conclusiones finales, donde se compararán los datos teóricos y los experimentales.

Índice general

Certificación	I
Autorización	II
Agradecimiento	III
Dedicatoria	IV
Prólogo	V
Indice de Figuras	VIII
Indice de Cuadros	XI
Indice de Algoritmos	XII
1. INTRODUCCIÓN	1
1.1. Antecedentes	1
1.2. Justificación e Importancia	3
1.3. Alcance del Proyecto	4
1.4. Objetivos	5
1.4.1. General	5
1.4.2. Específicos	5
2. EL CONVERTIDOR BUCK-BOOST DC/DC	6
2.1. Sistemas No Lineales	6
2.2. Sistemas de Estructura Variable	9
2.2.1. Dispositivos Electrónicos de Potencia	10
2.3. Análisis del Convertidor Buck Boost DC/DC	18
2.3.1. Modelamiento Matemático	19
2.3.2. Operación en Modo Continuo	21
2.3.3. Diseño del convertidor	24

3. MODO DESLIZANTE	27
3.1. Descripción	27
3.2. Método del Control Equivalente	29
3.3. Condiciones de existencia del MD	
30	
3.3.1. Condición de transversalidad	30
3.3.2. Condición necesaria y suficiente para la existencia de un régimen deslizando	31
3.4. Estudio de Estabilidad	32
3.4.1. Criterio de Estabilidad por el método directo de Lyapunov	33
3.5. Análisis de Invariancia ante Perturbaciones	36
3.5.1. Propiedad de Invariancia Fuerte	36
3.5.2. Propiedad de Invariancia Débil	38
3.6. Diseño de la Superficie de Deslizamiento	39
3.7. Aplicación del control por modo deslizante al modelo del convertidor Buck-Boost DC/DC	40
3.7.1. Primera Superficie Deslizante Candidata	40
3.7.2. Segunda Superficie Deslizante Candidata	42
4. SIMULACIÓN, IMPLEMENTACIÓN Y PRUEBAS	44
4.1. Simulación en SCILAB	45
4.1.1. Introducción a Scilab	45
4.1.2. Simulación del Proyecto	46
4.2. Implementación del Prototipo	54
4.2.1. Convertidor Buck-Boost	54
4.2.2. Circuito Interfaz de Potencia	59
4.2.3. Circuito de Control	61
4.3. Pruebas	65
4.3.1. Primera Prueba	65
4.3.2. Segunda Prueba	67
4.3.3. Tercera Prueba	68
4.3.4. Análisis de Errores	68
5. CONCLUSIONES Y RECOMENDACIONES	70
5.1. Conclusiones.	70
5.2. Recomendaciones.	72
Bibliografía	73
ANEXOS	A

Índice de figuras

1.1. Esquema general de control para un convertidor. Fuente: Pablo Valverde, Diseño de Control no lineal para Convertidores Conmutados dc-dc.	1
1.2. Esquema del Convertidor Buck-Boost DC-DC. Fuente: Wikipedia.	2
1.3. Esquema del Convertidor Flyback. Fuente: Wikipedia.	2
2.1. Sistemas no lineales Estacionarios Fuente: Oscar Duarte, Introducción a los sistemas no lineales.	7
2.2. Sistema no lineal controlado Fuente: María Marta Seron, Sistemas No Lineales - Notas de Clase	7
2.3. Diodo Tunel Fuente: María Marta Seron, Sistemas No Lineales - Notas de Clase	8
2.4. Punto de Equilibrio del circuito del diodo túnel Fuente: María Marta Seron, Sistemas No Lineales - Notas de Clase.	9
2.5. Dispositivos de electrónica de potencia Fuente: Daniel W. Hart, Electrónica de Potencia, Prentice Hall.	12
2.6. Aplicaciones de la Electrónica de Potencia según los dispositivos empleados Fuente: Mohan, Underland y Robbins; Power Electronics: Converters, Applications and Design.	12
2.7. Estructura interna de un diodo de potencia Fuente: Daniel W. Hart, Electrónica de Potencia, Prentice Hall	13
2.8. Símbolo y característica estática corriente-tensión de un diodo de potencia Fuente: Daniel W. Hart, Electrónica de Potencia, Prentice Hall	13
2.9. Conmutación del diodo Fuente: Daniel W. Hart, Electrónica de Potencia, Prentice Hall	15
2.10. Símbolo y estructura básica del MOSFET Fuente: Daniel W. Hart, Electrónica de Potencia, Prentice Hall	16
2.11. Característica estática del transistor MOSFET canal N Fuente: Daniel W. Hart, Electrónica de Potencia, Prentice Hall	16

2.12. Pérdidas en conducción y en conmutación	
Fuente: Daniel W. Hart, Electrónica de Potencia, Prentice Hall	18
2.13. Convertidor Buck-Boost DC/DC no-invertido	19
2.14. Operación del convertidor para el modelamiento matemático	19
2.15. Circuito 1: Encendido de transistores y carga del inductor	21
2.16. Circuito 2: Transistores apagados y descarga del inductor	21
2.17. Formas de Onda del Convertidor Buck Boost DC-DC	22
2.18. Caso crítico de estudio para el diseño del inductor	24
3.1. Regimen deslizante sobre una superficie de deslizamiento	
Fuente: Battista, Tesis Doctoral (Battista, 2000)	28
3.2. Descripción vectorial del régimen deslizante	
Fuente: Pablo Valverde, Diseño e implementación de un control no lineal de convertidores conmutados dc-dc.	28
3.3. Método del Control Equivalente	
Fuente: Battista, Tesis Doctoral (Battista, 2000).	30
3.4. Interpretación geométrica de la superficie de Lyapunov	
Fuente: Neves Francisco, Discrete - Time Sliding Mode Control.(Selenio, 1998)	34
3.5. Propiedad de Invariancia Fuerte	
Fuente: Fuente: Battista, Tesis Doctoral (Battista, 2000).	37
3.6. Propiedad de Invariancia Débil	
Fuente: Battista, Tesis Doctoral (Battista, 2000).	39
4.1. Diagrama del sistema de Control por Modo Deslizante de un Convertidor Buck- Boost DC/DC	44
4.2. Ambiente Scilab Console	46
4.3. Señal de Conmutación	49
4.4. Corriente en el inductor	50
4.5. Tensión en el Capacitor	50
4.6. Corriente en el inductor del convertidor Buck-Boost controlada por modo des- lizante	52
4.7. Resultados sobre la corriente en el inductor controlada por modo deslizante . .	52
4.8. Voltaje en el Capacitor del convertidor Buck-Boost controlado por modo desli- zante.	53
4.9. Señal de Control	53
4.10. Señal de error a causa de la superficie de deslizamiento	54
4.11. Esquema del circuito convertidor Buck-Boost no invertido DC/DC	55
4.12. Inductor 4.4 [mH] a 5.4 [A]	56
4.13. Tensión en el Capacitor para $C = 1000 [\mu F]$	56
4.14. Componentes principales del convertidor Buck-Boost	57

4.15. Circuito Convertidor Buck-Boost implementado	58
4.16. Circuito Interfaz de Potencia	59
4.17. Circuito interfaz de Potencia implementado	60
4.18. Circuito de Control	61
4.19. Sensor de Corriente ACS712	
Fuente: Sparkfun Electronics, www.didacticaselectronicas.com	62
4.20. Respuesta del Sensor de Corriente ACS712 vs conversión ADC en el PIC18F2550	64
4.21. Circuito de control implementado	65
4.22. Sistema controlado a 0.48[A]	66
4.23. Sistema controlado a 0.61[A]	67
4.24. Sistema controlado a 0.80[A]	69

Índice de cuadros

2.1. Características cualitativas de los dispositivos de electrónica de potencia	11
4.1. Código de la función implementada en Scilab correspondiente al modelo del convertidor Buck-Boost	47
4.2. Características principales Mosfet IRF740	57

Índice de algoritmos

4.1. Diagrama de Flujo para la simulación del Convertidor Buck-Boost no-invertido DC/DC	48
4.2. Diagrama de Flujo para la simulacion del Convertidor Buck-Boost controlado por Modo Deslizante	51
4.3. Diagrama de flujo del programa de Control por modo deslizante implementado en el PIC18F2550	63

Capítulo 1

INTRODUCCIÓN

1.1. Antecedentes

Existe una gran variedad de aplicaciones industriales en las cuales se requiere convertir un voltaje fijo de una fuente de DC, en un voltaje variable de suministro de DC, para estos casos es necesario un convertidor DC/DC, dispositivo que transforma en forma directa, una magnitud fija a otra DC variable, el equivalente a un transformador de AC. Los convertidores de DC se usan para el control de motores de tracción de automóviles eléctricos, frenado regenerativo de motores de DC donde se regresa la energía a la fuente, en reguladores de voltaje de DC y fuentes de corriente. Los convertidores están entre una fuente primaria y una carga, generalmente resistiva, como se observa en la figura 1.1.

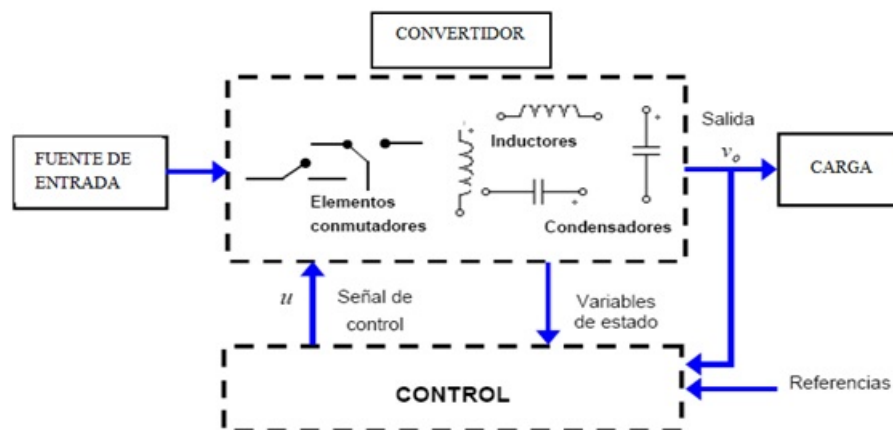


Figura 1.1: Esquema general de control para un convertidor.

Fuente: Pablo Valverde, Diseño de Control no lineal para Conversores Conmutados dc-dc.

Como fuentes de entrada, se encuentran las baterías electrolíticas, las pilas de combustible, los paneles solares, los generadores eólicos y la red eléctrica rectificada. Las cargas serán de voltaje continuo, citando como aplicaciones desde la alimentación de tarjetas microprocesadoras y DSPs (Procesador Digital de Señal), que se encuentran en equipos informáticos y de teleco-

municaciones, hasta buses de alimentación en sistemas embarcados (satélites de comunicación, automóviles, aviones). El tipo de convertidor buck – boost DC/DC se muestra en la figura 1.2 y tiene una magnitud del voltaje de salida que puede ser mayor o menor respecto de la magnitud del voltaje de entrada, esto es una fuente de alimentación conmutada (switch mode power supply). El voltaje de salida es ajustable variando el ciclo de trabajo del transistor de conmutación, puede variar linealmente de 0 a -1 (para un convertidor ideal) y su polaridad es opuesta al voltaje de entrada.

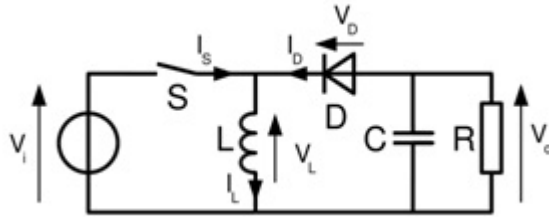


Figura 1.2: Esquema del Convertidor Buck-Boost DC-DC.

Fuente: Wikipedia.

La aplicación más importante del convertidor buck boost es el desarrollo del convertidor fly-back, que con dos bobinas acopladas en lugar de una, como se muestra en la figura 1.3, permite almacenar energía en su núcleo magnético y desarrollar aplicaciones industriales específicas como, cargadores de baterías de teléfonos móviles, fuentes de alimentación de PC, sistemas de ignición en motores de combustión interna, y generación de grandes tensiones para tubos de rayos catódicos en televisiones y monitores.

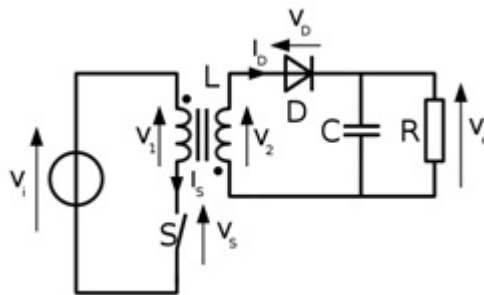


Figura 1.3: Esquema del Convertidor Flyback.

Fuente: Wikipedia.

El convertidor buck boost es considerado también, un sistema de estructura variable que se compone de dos subsistemas continuos y una lógica que realiza la conmutación entre ellos en función de los estados del sistema. La acción de control que resulta de esta ley de conmutación es una función discontinua de los estados. Un modo de operación particular se obtiene cuando las conmutaciones ocurren a frecuencia muy elevada, restringiendo la trayectoria de los estados del sistema a una variedad en el espacio de estados. Este modo de operación es llamado modo o régimen deslizante y presenta propiedades muy interesantes. Los estudios más recientes del

control por modo deslizante en el Ecuador, se ha desarrollado en un proyecto de tesis en la Escuela Politécnica Nacional para un convertidor boost aplicando reconstructores integrales, en el año 2010 y la exposición del artículo “Implementación de un control por modo deslizante y su efecto en el comportamiento dinámico y la robustez del convertidor buck”, en el VI congreso de Ciencia y Tecnología ESPE 2011 en la Escuela Politécnica de Ejercito. Este estudio no se ha realizado anteriormente en el departamento de Ingeniería Eléctrica y Electrónica de la Escuela Politécnica del Ejercito (ESPE) a nivel de pregrado.

1.2. Justificación e Importancia

El control de convertidores de potencia conmutados dc-dc, es un área de investigación muy activa, tanto en electrónica de potencia como en teoría de control automático. La importancia actual de esta investigación se debe a que diversas aplicaciones industriales exigen rapidez de respuesta, estabilidad frente a perturbaciones y alta eficiencia. Tradicionalmente, un método importante para el diseño de subsistemas de control en convertidores conmutados DC/DC es la técnica de modulación de anchura de pulsos (PWM). Procedimiento que exige obtener un modelo de pequeña señal del convertidor, que es válido alrededor del entorno del punto de equilibrio para el que se ha realizado la linealización y que no permite conocer el comportamiento del mismo cuando la señal de excitación es de magnitud importante; posteriormente, se realiza el diseño del subsistema de control mediante técnicas de control clásico, como el modelo promediado del controlador no lineal PWM sustituyendo la señal de control discreta por una función continua denominada “ciclo de trabajo” (Sira-Ramirez, 1989). Para este tipo de control, a pesar que, a frecuencia fija de conmutación, permite un dimensionamiento adecuado de los componentes, resulta difícil la obtención de la dinámica instantánea del convertidor, aunque funciona bien como regulador de tensión.

La utilización de la teoría de control no lineal aplicada sobre sistemas de estructura variable, como los convertidores dc-dc, permite un conocimiento y un control más preciso de la dinámica resultante. De este modo, alternativamente a las estrategias de diseño del control basadas en aproximación lineal del convertidor mediante el modelo en pequeña señal, en 1976, W.W. Burns y T. G. Wilson (W.W. Burns, 1976) analizan el comportamiento dinámico de diversas estructuras convertidoras en el plano de estado; observando que las no linealidades intrínsecas del sistema pueden evidenciarse en este dominio, llegando, inclusive, a razonar su comportamiento promediado. La aparición del plano de estado como herramienta de trabajo, plantea uno de los problemas más importantes de la teoría de control que consiste en el diseño de controladores que permitan el seguimiento de una determinada trayectoria por parte de alguna de las variables de un sistema tanto lineal como no lineal, garantizando, de este modo, una dinámica deseada en la variable controlada. Así surge la teoría de control por modo deslizante aplicado a sistemas de estructura variable introducido en los años 50 en la antigua Unión Soviética por Emelyanov

y otros colaboradores (Emelyanov, 1967); desde entonces, ha sido desarrollado en sistemas no lineales, multi entrada-salida, sistemas discretos, sistemas estocásticos, etc., en aplicaciones en campos tan diversos como la electrónica de potencia, problemas de diseño aerospacial, control de brazos robot, etc. En tal virtud es importante el actual proyecto de tesis porque en él se pretende realizar un estudio de las características más importantes del control en régimen deslizante, como la adición de robustez al sistema respecto a variaciones de sus parámetros y perturbaciones externas aplicado al convertidor buck boost dc-dc; por otro lado, cuando el sistema se encuentra en régimen deslizante el orden de la dinámica se reduce en un grado y las características de la superficie de deslizamiento se “imponen” al sistema (Solé, 1999).

Según la definición de Sira-Ramírez (Sira-Ramirez, 1988) una superficie en el espacio de estado de un sistema dinámico representa una relación entre las variables de estado que describen el comportamiento del sistema. Si éste es forzado a evolucionar sobre esta superficie, las relaciones estáticas de la dinámica resultante quedan determinadas por los parámetros y ecuaciones que definen la superficie. Por otra parte, una adecuada acción de control es importante para que las trayectorias del sistema se “dirijan” hacia la superficie. Cuando esto ocurre se dice que el sistema se encuentra en régimen o dinámica deslizante y la superficie se denomina superficie de deslizamiento. A partir de este punto se deriva otra importancia de este proyecto de tesis, el cual intenta plantear una metodología de diseño de la superficie de deslizamiento con la adecuada acción que permita controlar un convertidor buck boost dc-dc. Finalmente, pero no menos importante será la utilización de software libre o también conocido como open source, SILAB y OPEN MODÉLICA para las simulaciones, programas similares a MATLAB y la confrontación final con los datos experimentales obtenidos de la implementación física del prototipo.

1.3. Alcance del Proyecto

En el presente proyecto de tesis se analizará el modelamiento del convertidor buck-boost DC/DC. Además se planteará una metodología de diseño de la superficie de deslizamiento; para posteriormente, realizar el control en régimen deslizante del convertidor buck boost dc-dc, teóricamente. El programa de simulación SILAB permitirá obtener los primeros resultados con variaciones de parámetros del convertidor buck boost DC/DC y perturbaciones externas, como cambios en la fuente y en la carga, para corroborar la robustez de la técnica de control en régimen deslizante para el convertidor mencionado.

Se construirá un prototipo aproximado que corresponda al diseño antes mencionado y se realizarán mediciones sobre el mismo, considerando similares perturbaciones, para posteriormente, comparar los datos experimentales con la información obtenida de las simulaciones y establecer las conclusiones finales. El control se implementará en un microcontrolador microchip (PIC).

1.4. Objetivos

1.4.1. General

Diseñar e implementar un control en regimen deslizando de un convertidor Buck-Boost DC/DC.

1.4.2. Específicos

- Plantear una metodología de diseño del control en modo deslizando para el convertidor buck boost DC/DC.
- Comparar los resultados de la simulación obtenida en Silab y el prototipo implementado.
- Validar el comportamiento del sistema mediante la implementación de un prototipo.

Capítulo 2

EL CONVERTIDOR BUCK-BOOST DC/DC

2.1. Sistemas No Lineales

Los avances tecnológicos actuales han generado una enorme variedad de nuevos problemas y aplicaciones que son no lineales en esencia. Por ejemplo, fenómenos no lineales tales como equilibrios múltiples, ciclos límite, bifurcaciones, corrimiento de frecuencias y caos, se observan comúnmente en aplicaciones modernas importantes en ingeniería, tales como sistemas de comando de vuelo, manipuladores robot, sistemas de autopistas automatizadas, estructuras de ala de avión, y sistemas de inyección de combustible de alto rendimiento. Tales fenómenos no lineales no se pueden describir mediante dinámica de modelos lineales. Una razón ineludible para el uso de modelos no lineales y el desarrollo de conceptos y herramientas de sistemas no lineales de control, tales como los de pasivación por realimentación (van der Schaft, 2000) y estabilidad entrada-estado (Sontag, 1989), y procedimientos sistemáticos de diseño, tales como «backstepping» y «forwarding» (Krstić et al., 1995; Sepulchre et al., 1997). La importancia de estos procedimientos sistemáticos de diseño es que, aunque restringidos a sistemas con estructura especial, incluyen sistemas de importancia práctica, tales como barcos, motores a reacción, motores turbo-diesel y motores eléctricos de inducción.

Los sistemas no lineales se los puede clasificar en *estacionarios* y *dinámicos*.

Los sistemas no lineales estacionarios o invariantes en el tiempo, son aquellos cuyo comportamiento es invariante al corrimiento del origen temporal y sus funciones no dependen del tiempo, como se observa en algunos ejemplos de la figura 2.1.

Los sistemas no lineales dinámicos o variantes en el tiempo poseen funciones que dependen del tiempo, siendo objeto de estudio en éste capítulo los sistemas modelados por un número finito de ecuaciones diferenciales ordinarias de primer orden acopladas entre sí, representadas en forma compacta con la ecuación diferencial vectorial de primer orden (2.1.1).

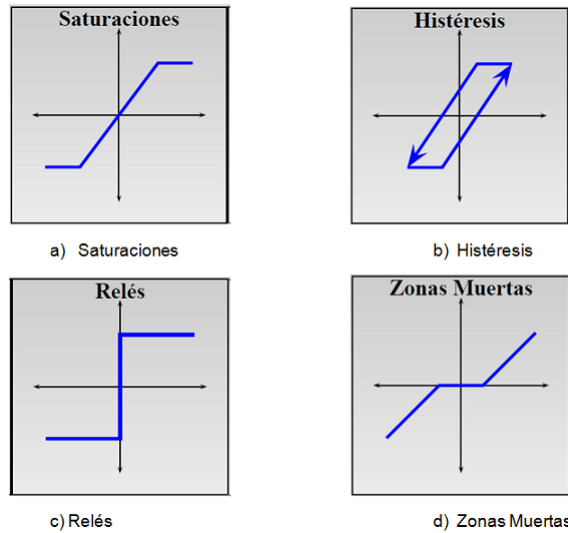


Figura 2.1: Sistemas no lineales Estacionarios

Fuente: Oscar Duarte, Introducción a los sistemas no lineales.

$$\dot{x} = f(x, u) \tag{2.1.1}$$

donde, u las entradas (de control) al sistema, x las variables de estado dependientes del tiempo y f es una función vectorial no lineal. A veces se considera también la ecuación de salida (2.1.2).

$$y = h(x, u) \tag{2.1.2}$$

donde y son las variables de interés, por ejemplo variables físicamente medibles o variables que deseamos se comporten de alguna forma especial.

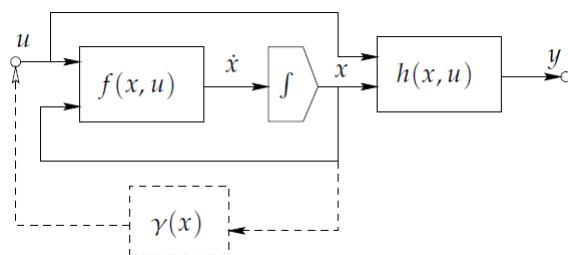


Figura 2.2: Sistema no lineal controlado

Fuente: María Marta Seron, Sistemas No Lineales - Notas de Clase

Muchas veces la entrada u no aparece explícitamente en (2.1.1), ya sea porque la entrada es cero o porque fue especificada como una función del estado $u = \gamma(x)$ (control por realimentación), figura 2.2. En este caso la ecuación de estado es la ecuación *no forzada* (2.1.3).

$$\dot{x} = f(x) \tag{2.1.3}$$

Un concepto importante relacionado con la ecuación de estado (2.1.3) es el de puntos de equilibrio.

Definición 2.1. Puntos de Equilibrio.- Un punto $x = \bar{x}$ en el espacio de estado es un punto de equilibrio (PE) de (2.1.3) si tiene la propiedad de que cuando el estado inicial del sistema es \bar{x} , el estado permanece en \bar{x} en todo tiempo futuro.

Los PE de (2.1.3) son las raíces de la ecuación (2.1.4).

$$f(x) = 0 \tag{2.1.4}$$

Un PE puede ser *aislado*, es decir no tiene otros PE en la vecindad, o puede existir un *continuo* de PE. Cuando el sistema es lineal, (2.1.3) tiene la forma conocida de la ecuación (2.1.5).

$$\dot{x} = Ax + Bu \tag{2.1.5}$$

y el único PE aislado posible (tomando $u = 0$) es $x = 0$.

Como las técnicas de análisis y control lineales son bien conocidas, siempre es conveniente, al analizar un sistema no lineal, comenzar linealizando el sistema alrededor de algún punto de equilibrio y estudiar el sistema lineal resultante. Sin embargo esto no es suficiente debido básicamente a dos razones:

1. la linealización sólo predice el comportamiento local, no sirve para estudiar el comportamiento lejos del punto de operación;
2. la dinámica de un sistema no lineal es mucho más rica que la de un sistema lineal debido a la presencia de fenómenos no lineales como: escape en tiempo finito, múltiples PE aislados, ciclos límite, oscilaciones sub-armónicas, armónicas o casi-periódicas, caos, etc.

Por ejemplo se tiene un circuito con diodo túnel.

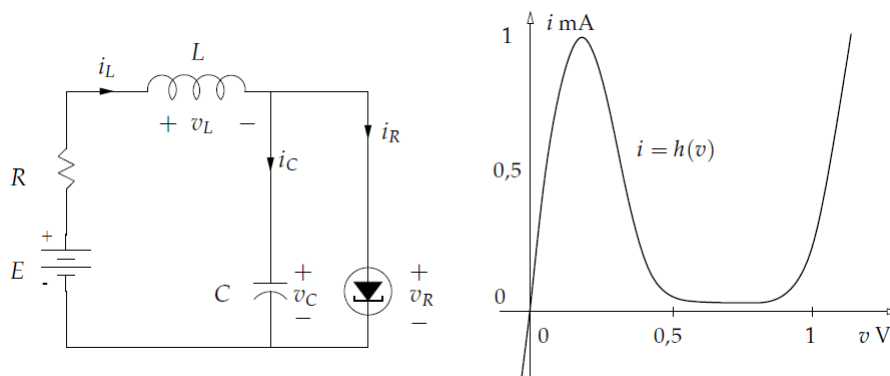


Figura 2.3: Diodo Túnel

Fuente: María Marta Seron, Sistemas No Lineales - Notas de Clase

La Figura 2.3 muestra un circuito con diodo túnel, donde la relación constitutiva del diodo es $i_R = k(v_R)$. Usando las leyes de Kirchoff y tomando como variables de estado $x_1 = v_C$ (tensión

en el capacitor) y $x_2 = i_L$ (corriente en la inductancia), el circuito puede describirse con las ecuaciones de estado del sistema (2.1.6).

$$\begin{cases} \dot{x}_1 = \frac{1}{C} [-h(x_1) + x_2] \\ \dot{x}_2 = \frac{1}{L} [-x_1 - Rx_2 + u] \end{cases} \quad (2.1.6)$$

donde $i = h(v)$ es la característica $v - i$ del diodo túnel. Los PE son las raíces de la ecuación (2.1.7).

$$h(x_1) = \frac{E}{R} - \frac{1}{R}x_1 \quad (2.1.7)$$

Según el valor de E/R puede haber uno o tres PE, como se observa en la figura 2.4.

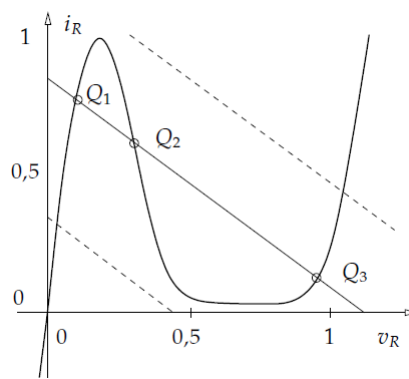


Figura 2.4: Punto de Equilibrio del circuito del diodo túnel

Fuente: María Marta Seron, Sistemas No Lineales - Notas de Clase.

2.2. Sistemas de Estructura Variable

Muchos modelos actuales contienen los cambios estructurales en tiempo de ejecución, a estos se los conoce como *sistemas de estructura variable*, término genérico que se aplica a una serie de paradigmas de modelado, como mallas de adaptación en elementos finitos, modelos discretos de comunicación de las redes informáticas flexibles, etc.. Dentro del paradigma del modelado basado en ecuación, ocurre un cambio estructural debido a un cambio en el conjunto de variables y debido a un cambio en el conjunto de ecuaciones entre estas variables dependientes del tiempo. La causa de estos cambios bruscos puede ser una acción voluntaria por parte del operador, el cambio de los valores temporales de ciertos parámetros del sistema, o la activación automática de uno o más interruptores presentes en el sistema, siendo este último el caso asociado al convertidor buck boost.

2.2.1. Dispositivos Electrónicos de Potencia

Existe una amplia variedad de dispositivos electrónicos de potencia que pueden funcionar como interruptores y pueden ser clasificados de acuerdo con su grado de controlabilidad:

1. Dispositivos no controlados: en este grupo se encuentran los *diodos*. Los estados de conducción o cierre (ON) y bloqueo o apertura (OFF) dependen del circuito de potencia. Por tanto, estos dispositivos no disponen de ningún terminal de control externo.
2. Dispositivos semicontrolados: en este grupo se encuentran, dentro de la familia de los *tiristores*, los *SCR* (“*Silicon Controlled Rectifier*”) y los *TRIAC* (“*Triode of Alternating Current*”). En éste caso su puesta en conducción (paso de OFF a ON) se debe a una señal de control externa que se aplica en uno de los terminales del dispositivo, comúnmente denominado puerta. Por otro lado, su bloqueo (paso de ON a OFF) lo determina el propio circuito de potencia. Es decir, se tiene control externo de la puesta en conducción, pero no así del bloqueo del dispositivo.
3. Dispositivos totalmente controlados: en este grupo encontramos los transistores bipolares *BJT* (“*Bipolar Junction Transistor*”), los transistores de efecto de campo *MOSFET* (“*Metal Oxide Semiconductor Field Effect Transistor*”), los transistores bipolares de puerta aislada *IGBT* (“*Insulated Gate Bipolar Transistor*”), los tiristores *GTO* (“*Gate Turn-Off Thyristor*”), entre otros.

El paso previo para el diseño del convertidor Buck Boost es la selección de los dispositivos (interruptores) electrónicos de potencia, por lo cual mediante la tabla 2.1 y las figuras 2.5 y 2.6, se compara cualitativamente los distintos dispositivos y se elige la mejor opción. La tabla 2.1 muestra las características más relevantes de los dispositivos en cuestión, mientras que la figura 2.5 compara gráficamente las características de tensión, corriente y frecuencia de dichos componentes electrónicos. Por otro lado la figura 2.6 muestra algunas posibles aplicaciones de los distintos dispositivos de electrónica de potencia.

La mejor elección es una combinación de diodo rápido y mosfet para la configuración de buck boost DC/DC, debido principalmente a las características de respuesta en frecuencia, corriente y tensión.

CARACTERÍSTICAS	DISPOSITIVOS						
	Diodo	Tiristor			Transistor		
		SCR	TRIAC	GTO	BJT	MOSFET	IGBT
Disparo	depende del circuito	por tensión en terminal puerta de ambos signos, funciona en AC y DC	por corriente en terminal puerta	por corriente en terminal puerta	por tensión en terminal puerta	por tensión en terminal puerta	por tensión en terminal puerta
Bloqueo	depende del circuito	depende del circuito	por corriente en terminal puerta	por corriente en terminal puerta	por tensión en terminal puerta	por tensión en terminal puerta	por tensión en terminal puerta
Tensión	<10kV	<1000V	<6kV	<1200V	<1000V	<2000V	<2000V
Corriente	<5kA	<25A	<3kA	<700A	<100A	<500A	<500A
Potencia	alta	baja	alta	media	baja	media-alta	media-alta
Frecuencia	<10MHz	<500Hz	<500Hz	<25kHz	<500kHz	<75kHz	<75kHz
Potencia del circuito de mando	-----	baja	alta	media-alta	muy baja	muy baja	muy baja
Complejidad del circuito de mando	-----	baja	alta	alta	muy baja	muy baja	muy baja
Máxima Tensión Inversa	media	-----	alta	baja-media	baja-media	media-alta	media-alta
Pérdidas en Conmutación	baja p/media	alta	alta	media-alta	muy baja	muy baja	media-alta

Cuadro 2.1: Características cualitativas de los dispositivos de electrónica de potencia

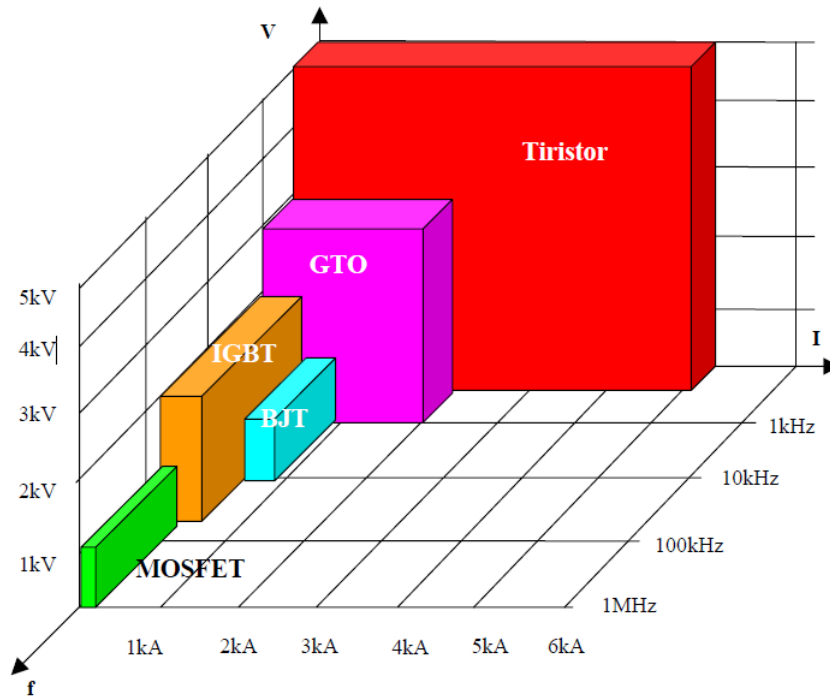


Figura 2.5: Dispositivos de electrónica de potencia
 Fuente: Daniel W. Hart, Electrónica de Potencia, Prentice Hall.

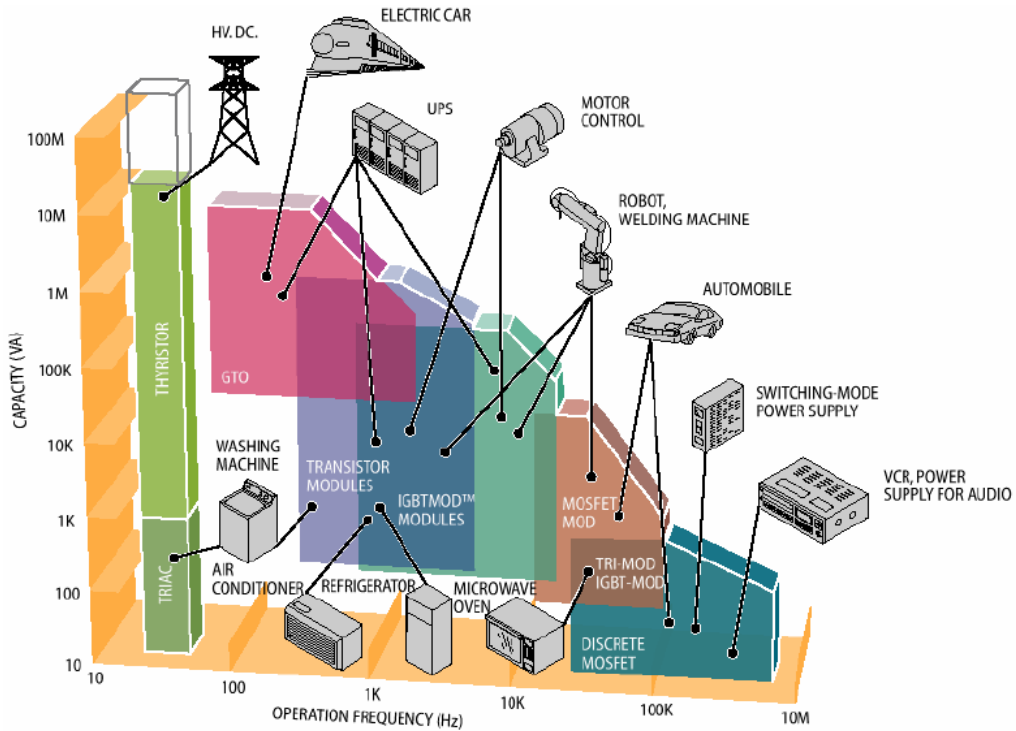


Figura 2.6: Aplicaciones de la Electrónica de Potencia según los dispositivos empleados
 Fuente: Mohan, Underland y Robbins; Power Electronics: Converters, Applications and Design.

Diodo de Potencia

Un diodo semiconductor es una estructura P-N que, dentro de sus límites de tensión y corriente, permite la circulación de corriente en un único sentido. Detalles de funcionamiento, generalmente despreciados para los diodos de señal, pueden ser significativos para componentes de mayor potencia, caracterizados por un área mayor (para permitir mayores corrientes) y mayor longitud (para soportar tensiones inversas más elevadas).

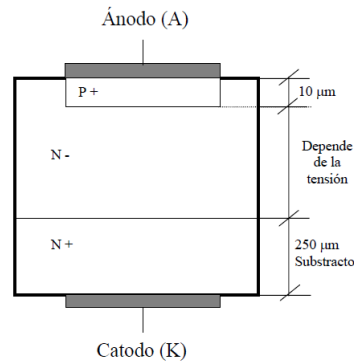


Figura 2.7: Estructura interna de un diodo de potencia
 Fuente: Daniel W. Hart, Electrónica de Potencia, Prentice Hall

Como se puede observar en la figura 2.7, el diodo está formado por una sola unión PN, aunque la estructura de un diodo de potencia es algo diferente a la de un diodo de señal, puesto que en este caso existe una región N intermediaria con un bajo dopaje. El papel de esta región es permitir al componente soportar tensiones inversas más elevadas. Esta región de pequeña densidad de dopaje dará al diodo una significativa característica resistiva en polarización directa, la cual se vuelve más significativa cuanto mayor sea la tensión que ha de soportar el componente. Las capas que hacen los contactos externos son altamente dopadas, para obtener un contacto con características óhmicas y no del tipo semiconductor.

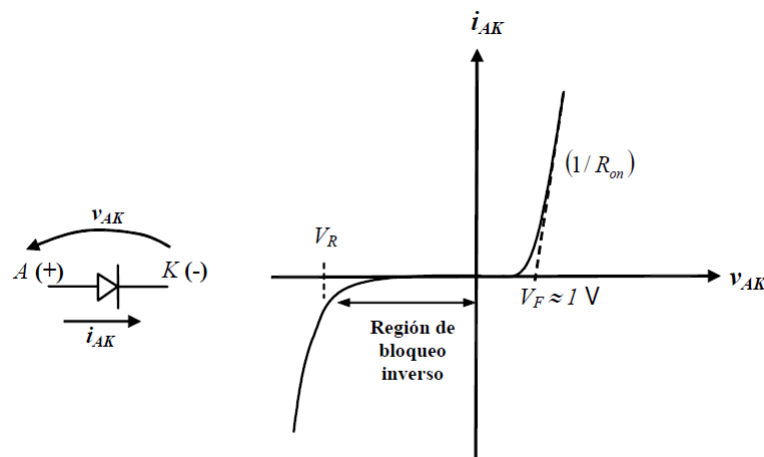


Figura 2.8: Símbolo y característica estática corriente-tensión de un diodo de potencia
 Fuente: Daniel W. Hart, Electrónica de Potencia, Prentice Hall

La tensión V_F que se indica en la curva estática corriente-tensión de la figura 2.8, se refiere a la caída de tensión cuando el diodo está conduciendo (polarización directa). Para diodos de potencia, ésta tensión de caída en conducción directa oscila aproximadamente entre 1 y 2 Volts. Además, esta caída depende de la corriente que circule, teniéndose una característica corriente - tensión bastante lineal en la zona de conducción. Esta relación se conoce como la resistencia en conducción del diodo, abreviada por R_{on} y que se puede obtener como el inverso de la pendiente de la asíntota de la curva estática en la zona de polarización directa. La tensión V_R representa la tensión de ruptura del dispositivo (“Breakdown Voltage”) o, lo que es lo mismo, la máxima tensión inversa que puede soportar el diodo cuando éste está bloqueado (polarización inversa). Un diodo de potencia puede soportar tensiones inversas elevadas. Si se supera el valor de tensión de ruptura especificado por el fabricante, el diodo puede llegar a destruirse por excesiva circulación de corriente inversa y en definitiva, por excesiva disipación de potencia.

Como ya se ha mencionado, los diodos son interruptores unidireccionales en los cuales no puede circular corriente en sentido contrario al de conducción. El único procedimiento de control consiste en invertir la tensión ánodo cátodo, no disponiendo de ningún terminal de control. En régimen transitorio cabe destacar dos fenómenos:

1. *Recuperación Inversa*: El paso de conducción a bloqueo no se efectúa instantáneamente. Cuando el diodo conduce una corriente I en polarización directa, la zona central de la unión está saturada de portadores mayoritarios, y aunque un circuito externo fuerce la anulación de la corriente aplicándole una tensión inversa, cuando la corriente pasa por cero aún existe una cantidad de portadores que cambian su sentido de movimiento y permiten la conducción de una corriente inversa durante un tiempo, denominado tiempo de recuperación inverso (t_{rr}), tal como se muestra en la figura 2.9. Los parámetros definidos en el proceso de bloqueo dependen de la corriente directa, de la derivada de la corriente (di/dt) y de la tensión inversa aplicada.
2. *Recuperación Directa*: Es otro fenómeno de retardo de menor importancia que el anterior, cuando el diodo pasa de bloqueo a conducción, y cuyo efecto se muestra también en la figura 2.9. En el proceso de puesta en conducción, la respuesta del diodo es inicialmente de bloqueo a la corriente. Siendo esta respuesta quien provoca una sobre tensión V_{fp} , ocasionada por la modulación de la conductividad del diodo durante la inyección de portadores minoritarios. Así el diodo se asemeja a una resistencia donde su valor decrece con el tiempo. Esta resistencia equivalente está relacionada con la concentración de portadores minoritarios inyectados. Por tanto V_{fp} depende de la anchura y resistividad de la zona central del diodo.

Dependiendo de las aplicaciones, existen varios tipos de diodos:

- *Diodos Schottky*: Se utilizan cuando se necesita una caída de tensión directa muy pequeña (0,3 V típicos) para circuitos con tensiones reducidas de salida. No soportan tensiones inversas superiores a 50 – 100 V.

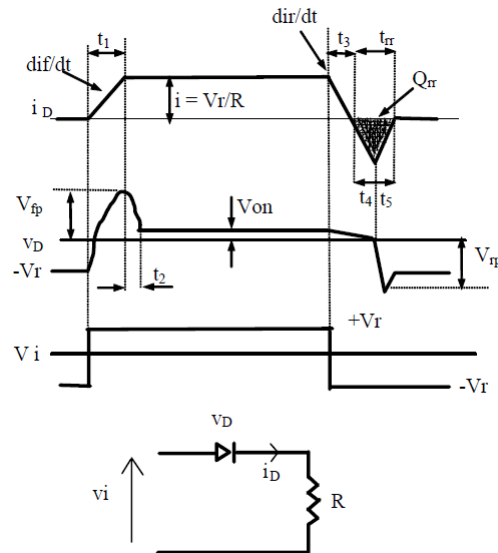


Figura 2.9: Conmutación del diodo

Fuente: Daniel W. Hart, Electrónica de Potencia, Prentice Hall

- *Diodos de recuperación rápida:* Son adecuados en circuitos de frecuencia elevada en combinación con interruptores controlables, donde se necesitan tiempos de recuperación pequeños. Para unos niveles de potencia de varios cientos de voltios y varios cientos de amperios, estos diodos poseen un tiempo de recuperación inversas (t_{rr}) de pocos nanosegundos.
- *Diodos rectificadores o de frecuencia de línea:* La tensión en el estado de conducción (ON) de estos diodos es la más pequeña posible, y como consecuencia tienen un t_{rr} grande, el cual es únicamente aceptable en aplicaciones de la frecuencia de línea. Estos diodos son capaces de bloquear varios kilovoltios y conducir varios kiloamperios. Se pueden conectar en serie y/o paralelo para satisfacer cualquier rango de tensión o de corriente.

MOSFET (Metal-Oxide-Semiconductor Field Effect Transistors)

Los MOSFET son transistores controlados por tensión. Ello se debe al aislamiento (óxido de Silicio) de la puerta respecto al resto del dispositivo. Existen dos tipos básicos de MOSFET, los de canal n y los de canal p, si bien en Electrónica de Potencia los más comunes son los primeros, por presentar menores pérdidas y mayor velocidad de conmutación, debido a la mayor movilidad de los electrones con relación a los agujeros.

Principio de funcionamiento y estructura

El terminal de puerta G (Gate) está aislado del semiconductor por óxido de silicio (SiO_2). La unión PN define un diodo entre la Fuente S (Source) y el Drenador D (Drain), el cual conduce cuando $V_{DS} < 0$. El funcionamiento como transistor ocurre cuando $V_{DS} > 0$. La figura 2.10 muestra la estructura básica del transistor.

Cuando una tensión $V_{GS} > 0$ es aplicada, el potencial positivo en la puerta repele los agujeros

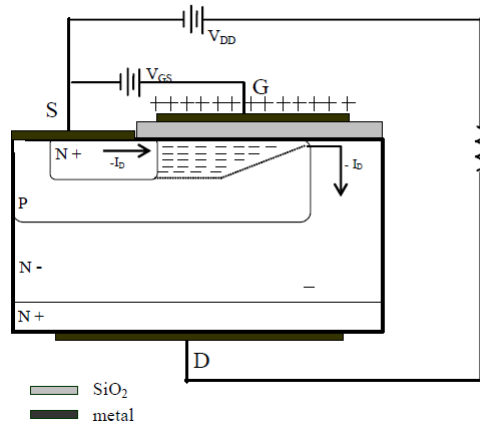


Figura 2.10: Símbolo y estructura básica del MOSFET
 Fuente: Daniel W. Hart, Electrónica de Potencia, Prentice Hall

en la región P, dejando una carga negativa, pero sin portadores libres. Cuando esta tensión alcanza un cierto valor umbral (V_T), electrones libres (generados principalmente por efecto térmico) presentes en la región P son atraídos y forman un canal N dentro de la región P, por el cual se hace posible la circulación de corriente entre D y S. Aumentando V_{GS} , más portadores son atraídos, ampliando el canal, reduciendo su resistencia (R_{DS}), permitiendo el aumento de I_D . Este comportamiento caracteriza la llamada “región óhmica”.

La circulación de I_D por el canal produce una caída de tensión que produce un “efecto embudo”, o sea, el canal es más ancho en la frontera con la región N+ que cuando se conecta a la región N-. Un aumento de I_D lleva a una mayor caída de tensión en el canal y a un mayor “efecto embudo”, lo que conduciría a su colapso y a la extinción de la corriente. Obviamente el fenómeno tiende a un punto de equilibrio, en el cual la corriente I_D se mantiene constante para cualquier V_{DS} , caracterizando una región activa o de saturación del MOSFET. La figura 2.11 muestra la característica estática del MOSFET de potencia.

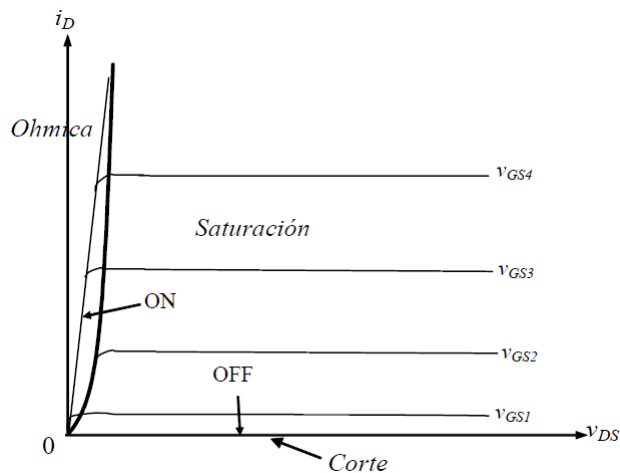


Figura 2.11: Característica estática del transistor MOSFET canal N
 Fuente: Daniel W. Hart, Electrónica de Potencia, Prentice Hall

Una pequeña corriente de puerta es necesaria apenas para cargar y descargar las capacidades de entrada del transistor. La resistencia de entrada es del orden de $10^{12}\Omega$. De forma análoga a los bipolares, se tiene fundamentalmente tres zonas de trabajo bien diferenciadas:

- Corte: La tensión entre la puerta y la fuente es más pequeña que una determinada tensión umbral (V_T), con lo que el dispositivo se comporta como un interruptor abierto.
- Óhmica: Si la tensión entre la puerta y la fuente (o surtidor) es suficientemente grande y la tensión entre el drenador y la fuente es pequeña, el transistor se comporta como un interruptor cerrado, modelado por una resistencia, denominada R_{ON} .
- Saturación: Si el transistor está cerrado pero soporta una tensión drenador-surtidor elevada, éste se comporta como una fuente de corriente constante, controlada por la tensión entre la puerta y el surtidor. La disipación de potencia en este caso puede ser elevada dado que el producto tensión-corriente es alto.

Obviamente, en electrónica de potencia interesa que un MOSFET trabaje en corte o en óhmica (interruptor abierto o cerrado). Se debe tomar en cuenta que la zona de saturación de un BJT corresponde a la zona Óhmica del MOSFET y que la zona de saturación de éste corresponde a la zona activa del BJT.

Uno de los inconvenientes de los transistores MOSFET es que la potencia que pueden manejar es bastante reducida. Para grandes potencias es inviable el uso de estos dispositivos, en general, por la limitación de tensión. Sin embargo, son los transistores más rápidos que existen, con lo cual se utilizan en aplicaciones donde es necesario altas velocidades de conmutación (se pueden llegar a tener aplicaciones que trabajan a 1MHz, algo impensable para los bipolares).

Otro de los inconvenientes de este tipo de transistores es que la resistencia en conducción R_{ON} varía mucho con la temperatura y con la corriente que circula, con lo que no se tiene un comportamiento de interruptor casi ideal como en el caso de los bipolares. Sin embargo, su ventaja más relevante es la facilidad de control gracias al aislamiento de la puerta. El consumo de corriente de puerta es pequeño y se simplifica el diseño del circuito de disparo (driver) y control correspondiente.

Por otro lado, la disipación de potencia no es otra cosa que las pérdidas que tiene el dispositivo semiconductor. Existen dos mecanismos que provocan las pérdidas. Lo que se denominan pérdidas en conducción, es decir, cuando el interruptor está cerrado y por tanto hay circulación de corriente. Para un MOSFET cuando está cerrado se comporta como una resistencia de valor R_{ON} , de manera que disipa una potencia que vale aproximadamente $R_{ON}I^2$. Además existen unas pérdidas adicionales, denominadas pérdidas en conmutación, que se producen cuando un semiconductor pasa del estado de bloqueo a conducción y viceversa. Las transiciones de corriente y tensión en el semiconductor no son instantáneas ni perfectas, con lo que en cada conmutación se producen unas determinadas pérdidas. Las pérdidas en conmutación dependen de la frecuencia de conmutación, es decir, cuantas más veces por segundo abra y cierre un

transistor, más potencia estará disipando el semiconductor. Por lo tanto, las pérdidas por conmutación dependen directamente de la frecuencia de trabajo del dispositivo. De ahí que se debe limitar la frecuencia de conmutación de cualquier dispositivo en electrónica de potencia para evitar su destrucción.

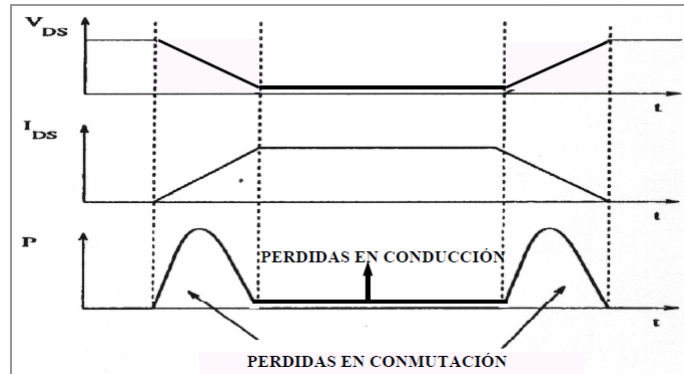


Figura 2.12: Pérdidas en conducción y en conmutación

Fuente: Daniel W. Hart, Electrónica de Potencia, Prentice Hall

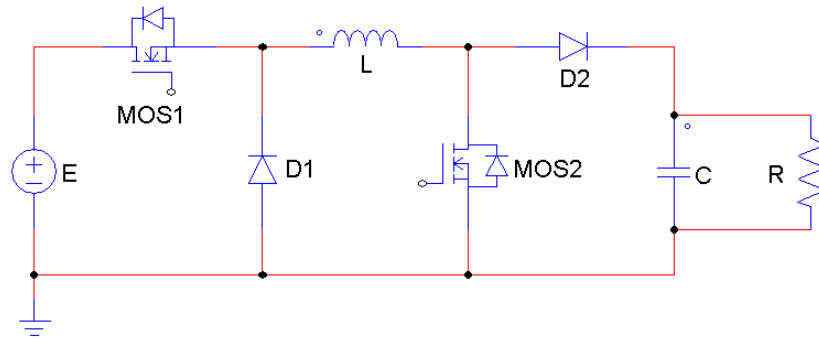
La figura 2.12 muestra las curvas de tensión (V_{DS}), corriente (I_{DS}) y potencia (P) de un MOSFET inicialmente bloqueado (OFF). Se puede ver la conmutación de OFF a ON, después un periodo que se mantiene en conducción para después volver a cerrarse. La figura 2.12 muestra las pérdidas (potencia disipada) relacionadas con la conmutación y la conducción del dispositivo.

2.3. Análisis del Convertidor Buck Boost DC/DC

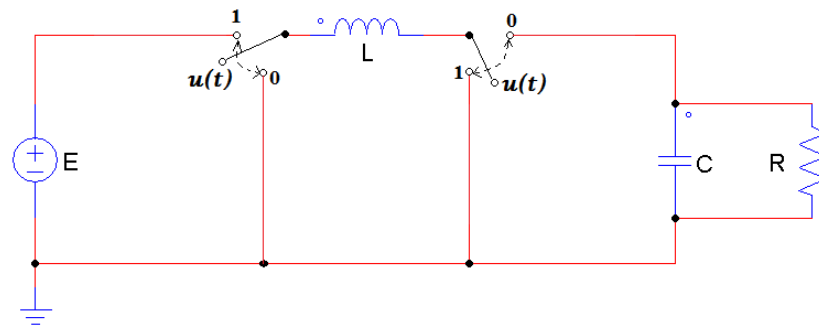
En todo circuito se distinguen dos estados, transitorio y estacionario o permanente. Por un lado, como el objetivo del proyecto es controlar el convertidor, siempre se tenderá a minimizar cualquier efecto del estado transitorio, que pueda perjudicar el encendido del circuito, por lo que el estado transitorio se tratará en el segundo capítulo relacionado al control por modo deslizante. Por otro lado, el estado estacionario permitirá conocer el comportamiento de los componentes electrónicos de potencia, las formas de onda y obtener las fórmulas para el diseño del convertidor mencionado.

Existe dos posibles configuraciones del convertidor Buck Boost DC/DC, en función del voltaje de salida respecto a la tensión de entrada, la invertida y la no-invertida, siendo esta última el objeto de este estudio.

La topología del convertidor Buck Boost no-invertida que se analizará se muestra en la figura 2.13a, esta permitirá la implementación de los *interruptores* de la figura 2.13b, lo cual corresponde a un sistema de estructura variable.



(a) Circuito para implementación

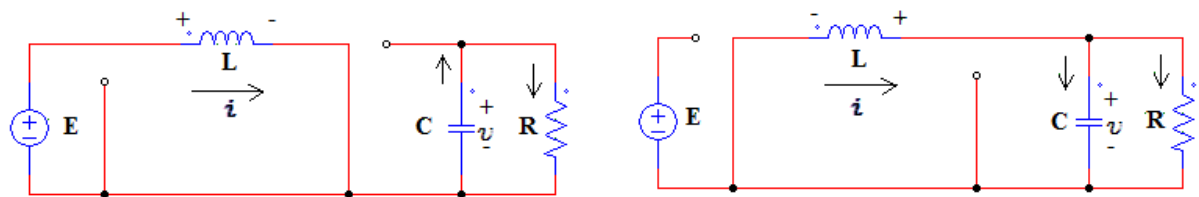


(b) Sistema de Estructura Variable

Figura 2.13: Convertidor Buck-Boost DC/DC no-invertido

2.3.1. Modelamiento Matemático

El sistema de estructura variable de la figura 2.13b, permite visualizar los dos circuitos que se desprenden, figura 2.14, debido a los posibles valores de la señal de conmutación:



(a) Circuito cuando $u = 1$

(b) Circuito cuando $u = 0$

Figura 2.14: Operación del convertidor para el modelamiento matemático

El primero, cuando la señal de control (u) toma un valor alto igual a uno lógico, que en la práctica será un valor de voltaje suficiente para activar los transistores mosfet y colocar en estado de no conducción a los diodos de la figura 2.13(a); y, el segundo, cuando la señal de conmutación (u) tome un valor bajo igual a cero lógico, que corresponde a un valor de voltaje suficiente para desactivar los transistores mosfet y poner en modo de conducción a los diodos. Por lo tanto, se tiene las siguientes ecuaciones:

Según figura 2.14a, si $u = 1$:

En tensión $E = L \cdot \frac{d}{dt}i$, donde la variable i es la corriente en el inductor y despejando la derivada queda:

$$\frac{d}{dt}i = \frac{E}{L} \quad (2.3.1)$$

En corriente $-C \frac{d}{dt}v = \frac{v}{R}$, donde la variable v es la tensión en el capacitor y la ecuación significa que el capacitor se descarga en la resistencia y similar a lo anterior se despeja la derivada:

$$\frac{d}{dt}v = -\frac{v}{R.C} \quad (2.3.2)$$

Según figura 2.14b, si $u = 0$:

En Voltaje $L \cdot \frac{d}{dt}i + v = 0$, que despejando queda:

$$\frac{d}{dt}i = -\frac{v}{L} \quad (2.3.3)$$

En corriente $i = C \cdot \frac{d}{dt}v + \frac{v}{R}$, que al despejar queda:

$$\frac{d}{dt}v = \frac{i}{C} - \frac{v}{R.C} \quad (2.3.4)$$

Tomando en cuenta los valores de u y agrupando las ecuaciones (2.3.1), (2.3.2), (2.3.3) y (2.3.4), se tiene el sistema (2.3.5).

$$\begin{aligned} \frac{d}{dt}i &= -(1-u) \cdot \frac{v}{L} + u \cdot \frac{E}{L} \\ \frac{d}{dt}v &= (1-u) \cdot \frac{i}{C} - \frac{v}{R.C} \end{aligned} \quad (2.3.5)$$

Donde:

i representa la corriente instantánea en el inductor;

v representa el voltaje instantáneo en el capacitor;

E , L , C , y R son los valores de tensión de entrada, inductancia, capacitancia y resistencia, respectivamente.

El sistema (2.3.5) representa los dos posibles circuitos de la figura 2.14.

En los convertidores conmutados es posible dos modos de funcionamiento, esto depende de la continuidad o no de la corriente que circula por el inductor, es así que, mientras la corriente en el inductor sea siempre mayor que cero durante todo el período de conmutación, el convertidor trabajará en *modo continuo*, pero si en algún momento dicha corriente se anula en el mismo período, el convertidor estará en *modo discontinuo*, este último no se revisará por cuanto se necesita toda la energía almacenada en la bobina, sin embargo, se tomará en cuenta el mínimo valor de la inductancia para no entrar en modo discontinuo.

2.3.2. Operación en Modo Continuo

Debido a la conmutación de los interruptores de la figura 2.13(b), se puede distinguir un sistema multivariable de dos tipos de circuitos que harán trabajar a la bobina en modo continuo; el primero, donde la bobina almacena energía que proviene de la fuente de alimentación; y el segundo, en el que dicha energía se transfiere a la carga, como se analiza a continuación:

Durante el ciclo de encendido de los transistores, como se observa en la figura 2.15, existe una corriente circulante a través del inductor, de tal manera que este se encuentra almacenando energía. En este ciclo, el transistor MOS1 entra en conducción, drenador-fuente, debido al pulso en la compuerta, según un valor alto de la señal de control, en el mismo instante el diodo uno (D1) se encuentra polarizado en sentido inverso, por lo que no conduce y el diodo dos (D2) tampoco conduce porque la circulación de corriente sigue el camino con menor resistencia, que es a través del transistor MOS2, el cual ha sido activado por el mismo pulso que activó el transistor MOS1, en sentido drenador-fuente, cerrando así el ciclo de carga de la bobina.

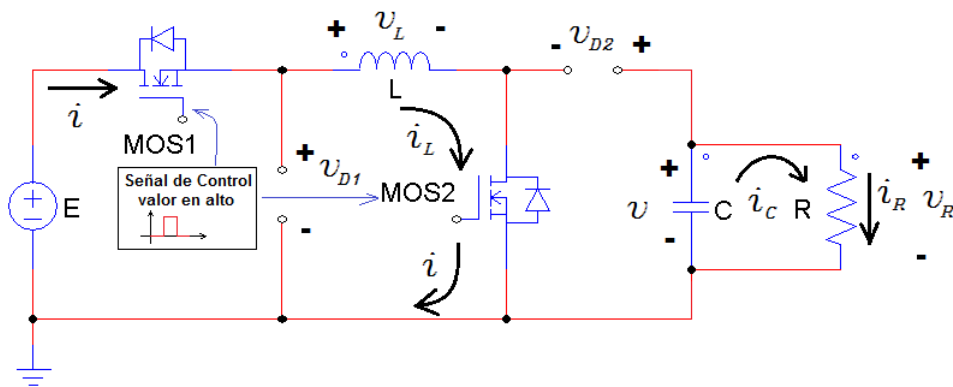


Figura 2.15: Circuito 1: Encendido de transistores y carga del inductor

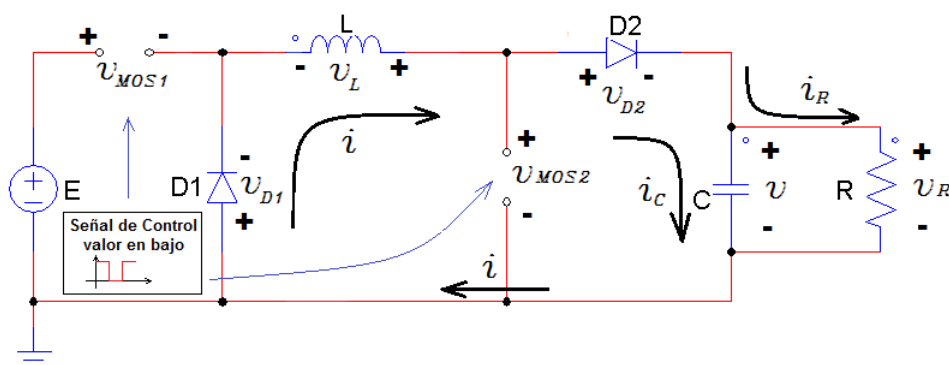


Figura 2.16: Circuito 2: Transistores apagados y descarga del inductor

Durante el ciclo de apagado de los transistores, figura 2.16, el flujo de corriente hacia el inductor es interrumpido, por un pulso en bajo proveniente de la señal de control que llega a la compuerta de MOS1 y MOS2, lo que produce la desactivación simultánea de dichos transistores, con ello y debido al efecto de la fuerza contra electromotriz presente en la bobina, el

sentido del flujo de corriente de descarga, en el inductor, es el mismo que en el circuito de carga, sin embargo, la polaridad se invierte, permitiendo entregar energía a la carga por activación simultánea de los diodos que se polarizan de forma positiva y favorable a la corriente circulante.

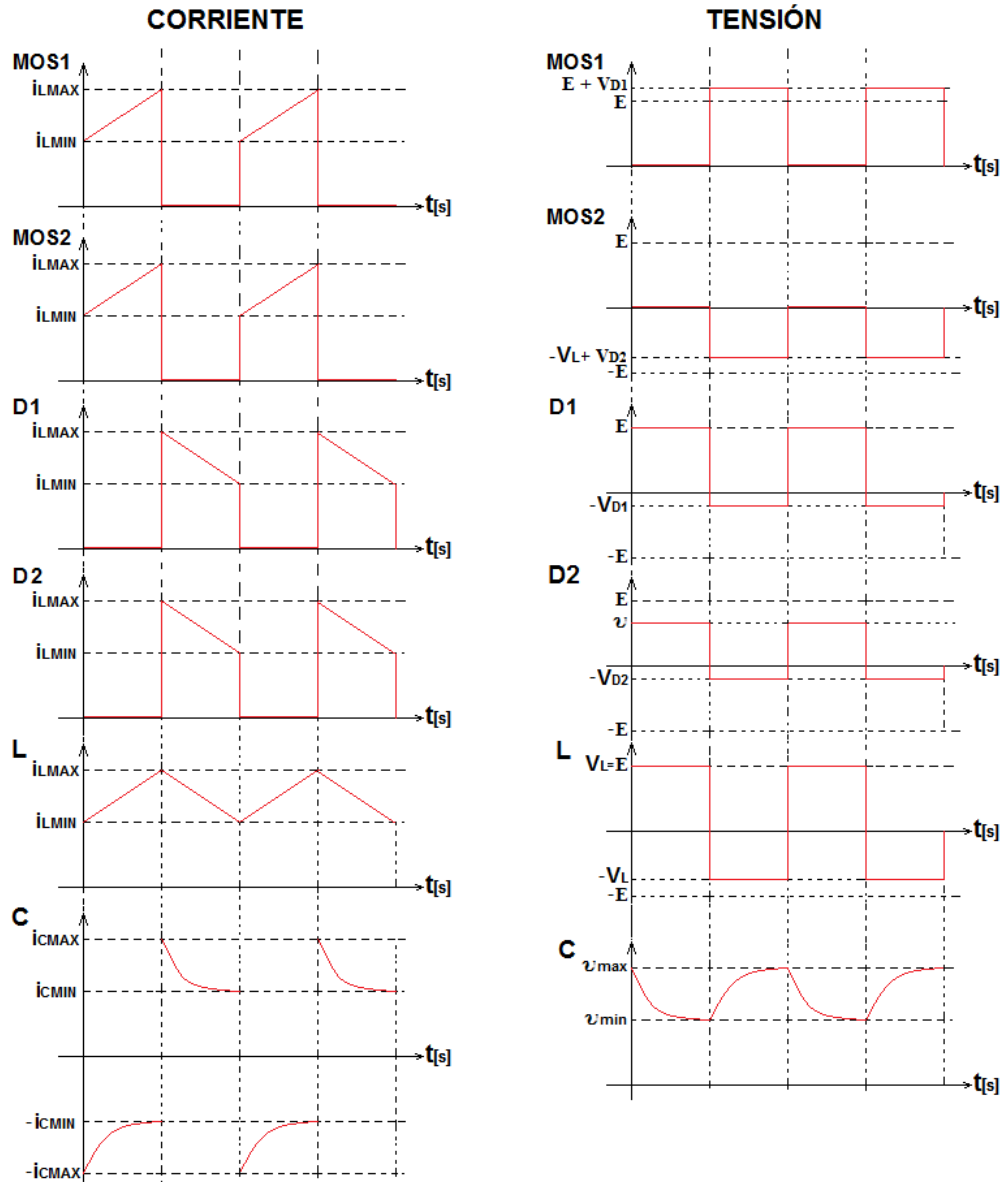


Figura 2.17: Formas de Onda del Convertidor Buck Boost DC-DC

El funcionamiento periódico de los ciclos de encendido y apagado de los transistores MOS-FET provoca las formas de onda que se muestra en la figura 2.17 y con esto se obtiene las ecuaciones (2.3.6), (2.3.7) y (2.3.8), que describen el comportamiento del convertidor.

$$I_{DS,promMOS1} = I_{DS,promMOS2} = \frac{i_{L,max} + i_{L,min}}{2} \cdot D \quad (2.3.6)$$

$$I_{D1,prom} = I_{D2,prom} = \frac{i_{L,max} + i_{L,min}}{2} \cdot (1 - D) \quad (2.3.7)$$

$$I_{L,prom} = \frac{i_{L,max} + i_{L,min}}{2} \quad (2.3.8)$$

Donde:

$I_{DS,promMOS1}$ y $I_{DS,promMOS2}$ es la corriente en sentido drenador-fuente (drain-source) promedio para los transistores mosfet MOS1 y MOS2 respectivamente, cuando los transistores están encendidos;

$I_{D1,prom}$ y $I_{D2,prom}$ es la corriente promedio en el diodo uno (D1) y diodo dos (D2) cuando los transistores están apagados;

$I_{L,prom}$, $i_{L,max}$ y $i_{L,min}$, es el valor de la corriente circulante en el inductor, promedio, máximo y mínimo, respectivamente;

D es el ciclo de trabajo de los transistores mosfet o también llamado ciclo de conmutación; e,

I_R corriente promedio en la carga.

Y considerando que:

$$I_{DS} = I_E;$$

$I_D = I_O = I_R$ (por comportamiento ideal del capacitor en corriente continua, circuito abierto); y,

$T_{on} = D.T = \frac{D}{f}$ (T es período de la conmutación o f es la frecuencia de conmutación), entonces se tiene la ecuación (2.3.9).

$$I_O = \frac{(1-D)}{D} . I_E \quad (2.3.9)$$

Donde:

D es el ciclo de trabajo de la señal de conmutación.

I_O es la corriente promedio de salida o corriente en la carga.

I_E es la corriente promedio de entrada que provee la fuente.

Por otro lado, tomando en cuenta las pérdidas depreciables para un circuito donde la potencia de entrada es igual a la potencia de salida, entonces se tiene la ecuación (2.3.10).

$$E . I_E = V_O . I_O \quad (2.3.10)$$

Donde:

V_O es el valor de la caída tensión promedio de salida presente en la resistencia de carga o en el capacitor. Es decir, $V_C = V_R = V_O$.

Reemplazando la ecuación (2.3.9) en la ecuación (2.3.10) y despejando V_O se obtiene la ecuación (2.3.11).

$$V_O = \frac{D}{1-D} . E \quad (2.3.11)$$

2.3.3. Diseño del convertidor

DISEÑO DEL INDUCTOR

La tensión presente en los terminales del inductor se puede representar matemáticamente con la ecuación (2.3.12).

$$v_L = L \cdot \frac{d}{dt} i \quad (2.3.12)$$

La ecuación (2.3.12) en términos de diferencias se convierte en la ecuación (2.3.13).

$$\Delta V_L = L \cdot \frac{\Delta i}{\Delta t} \quad (2.3.13)$$

Debido a la posición del inductor en el convertidor, se observa que durante el ciclo de encendido del transistor se tienen las relaciones presentes en (2.3.14).

$$\begin{aligned} \Delta V_L &= E \\ \Delta t &= D \cdot T = \frac{D}{f} \end{aligned} \quad (2.3.14)$$

Reemplazando las relaciones (2.3.14) en la ecuación (2.3.13) y despejando L se tiene la ecuación (2.3.15).

$$L = \frac{E \cdot D}{\Delta i \cdot f} \quad (2.3.15)$$

Con la ecuación (2.3.15), se obtiene el valor de inductancia requerido para el convertidor con el respectivo valor de rizado de corriente del inductor, representado por Δi , sin embargo, si se desea trabajar en modo continuo, habrá un valor de inductancia mínimo, de tal forma, que nunca la corriente en el inductor baje hasta cero en el momento de la descarga, lo que significa que existirá, respectivamente, un valor mínimo-promedio de corriente de salida mayor que cero, como se observa en la figura 2.18, y está descrito por la ecuación (2.3.16).

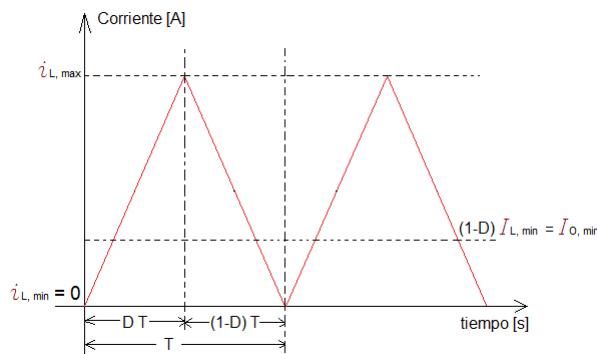


Figura 2.18: Caso crítico de estudio para el diseño del inductor

$$I_{O,min} = (1 - D) \cdot I_{L,min} \quad (2.3.16)$$

Para el caso crítico donde el convertidor trabaje en la frontera entre los modos de conducción continuo y discontinuo, se puede definir el valor de la corriente mínima-promedio que circula por el inductor en terminos de su corriente máxima, ecuación (2.3.17).

$$I_{L,min} = \frac{i_{L,max}}{2} \quad (2.3.17)$$

Por otro lado, de la figura 2.18 se deduce que $i_{L,min} = 0$, por lo que se tiene la ecuación (2.3.18) para el caso crítico en estudio.

$$\Delta i = i_{L,max} \quad (2.3.18)$$

Reemplazando (2.3.16) en (2.3.17) y esto a su vez en (2.3.18) se tiene la ecuación (2.3.19).

$$\Delta i = \frac{2}{(1-D)} \cdot I_{O,min} \quad (2.3.19)$$

Si se reemplaza (2.3.19) en (2.3.15) se tiene la ecuación (2.3.20) con la cual se puede calcular el valor mínimo de la inductancia, para asegurar el funcionamiento del convertidor en el modo de conducción continuo.

$$L_{min} = \frac{E \cdot D \cdot (1-D)}{2 \cdot I_{O,min} \cdot f} \quad (2.3.20)$$

DISEÑO DEL CAPACITOR

El capacitor de salida no forma parte del convertidor, sin embargo, es un elemento de importancia para definir el rizado del voltaje de salida.

El nivel del rizado de la tensión de salida $V_{O,Riz}$, está definido por el capacitor $V_{Riz,C}$, y por el rizado de corriente provocado por la resistencia serie equivalente (ESR) $V_{Riz,ESR}$, ecuación (2.3.21).

$$V_{O,Riz} = V_{Riz,C} + V_{Riz,ESR} \quad (2.3.21)$$

Se considera en el criterio de diseño para la elección del valor de la capacitancia que el rizado de la señal de salida está provocado fundamentalmente por el efecto del capacitor, por lo que el efecto de la resistencia equivalente serie (ESR) se considerará como el diez por ciento de la acción del capacitor, en tal virtud, se desprecia, ecuación (2.3.22).

$$V_{O,Riz} \approx V_{Riz,C} \quad (2.3.22)$$

Por otro lado, el valor de la corriente circulando a través del capacitor puede definirse matemáticamente, ecuación (2.3.23).

$$i_C = C \cdot \frac{d}{dt} v \quad (2.3.23)$$

La ecuación (2.3.23) expresada en términos de diferencia, ecuación (2.3.24).

$$\Delta I_C = C \cdot \frac{\Delta V_C}{\Delta t} \quad (2.3.24)$$

Cuando los transistores MOSFET están activos, el capacitor suministra la corriente de carga, por lo tanto, la corriente promedio en el capacitor durante el tiempo que dura el ciclo de carga de la bobina es $\Delta I_C = I_O$, además considerando que $\Delta V_C = V_{O,Riz}$, tomando Δt de las relaciones (2.3.14) y depejando el valor de la capacitancia C , se tiene la ecuación (2.3.25) que permite calcular el valor de la capacitancia.

$$C = \frac{I_O \cdot D}{f \cdot \Delta V_C} = \frac{I_O \cdot D}{f \cdot V_{O,Riz}} \quad (2.3.25)$$

DETERMINACION DE LOS SEMICONDUCTORES

Las características de los semiconductores se puede deducir de las figuras 2.15 y 2.16, por lo que, para el caso de la característica de corriente necesaria de los transistores de potencia mosfet MOS1 y MOS2, estará dada por aquella que permita el conductor del cual esta hecho el bobinado del inductor, por lo tanto, $I_{DS,1} = I_{DS,2} > I_{L,max}$.

Por otro lado, el voltaje inverso en los terminales drenaje-fuente:

- Para el transistor MOS1: $v_{MOS1} > v_{D1} + E$.
- Para el transistor MOS2: $v_{MOS2} > v_L - v_{D1}$.

Para el caso de los diodos será:

$$\begin{aligned} I_{D1} = I_{D2} &> I_{L,max} \\ V_{RRM,D1} &> E \\ V_{RRM,D1} &> V_O \end{aligned}$$

donde V_{RRM} corresponde a la tensión en sentido inverso de pico repetitivo que puede soportar el diodo.

Capítulo 3

MODO DESLIZANTE

El control en modo deslizante, se puede definir como la aplicación de una señal de control que conmuta a alta frecuencia, en el orden de los kilohertzios (KHz) para electrónica de potencia, y consigue llevar el estado del sistema a un campo escalar S , denominado superficie de deslizamiento, la cual tendrá que cumplir las especificaciones deseadas. La principal ventaja de este control es su robustez ante perturbaciones, cuando éstas tienen cotas conocidas. A continuación, se realiza el análisis de esta técnica.

3.1. Descripción

Considérese el siguiente sistema no lineal (3.1.1) de una entrada afín en el control (Battista, 2000).

$$\dot{x} = f(x) + g(x) \cdot u \quad (3.1.1)$$

donde $x \in X$, con $X \subset \mathfrak{R}^n$ conjunto abierto, es el vector de estados; $u : \mathfrak{R}^n \rightarrow \mathfrak{R}$ es la acción de control; y f y g son campos vectoriales locales suficientemente suaves definidos en X , con $g(x) \neq 0, \forall x \in X$.

Se define un campo escalar h como una función suave de conmutación $h : X \rightarrow \mathfrak{R}$, con gradiente ∂h no nulo en X , llamada *superficie de deslizamiento*. Luego el conjunto (3.1.2).

$$S = \{x \in X : h(x) = 0\} \quad (3.1.2)$$

donde S tiene dimensión $(n-1)$.

Una ley de control de estructura variable (3.1.3) puede obtenerse forzando a la acción de control u a tomar un valor de dos posibles, según sea el signo de la superficie deslizante $h(x)$.

$$u = \begin{cases} u^+(x) & \text{si } h(x) > 0 \\ u^-(x) & \text{si } h(x) < 0 \end{cases} \quad u^+(x) \neq u^-(x) \quad (3.1.3)$$

con $u^+(x)$ y $u^-(x)$ funciones suaves en X y, *sin pérdida de generalidad*, se puede aceptar que satisfacen $u^+(x) > u^-(x)$; ($u^+(x) = 1, u^-(x) = 0$).

Se dice que existe un régimen deslizante sobre S cuando, como resultado de la ley de control (3.1.3), el sistema alcanza la superficie S y se mantiene localmente en su entorno. Para la existencia de un régimen deslizante sobre S debe cumplirse (3.1.4), es decir, que los campos vectoriales controlados $(f + g \cdot u^+)$ y $(f + g \cdot u^-)$ apunten localmente hacia la superficie S , figura 3.1, Utkin (1977).

$$\begin{cases} \lim_{h \rightarrow 0^+} \langle \partial h, f + g \cdot u^+ \rangle < 0 \\ \lim_{h \rightarrow 0^-} \langle \partial h, f + g \cdot u^- \rangle > 0 \end{cases} \quad (3.1.4)$$

Donde $\langle \cdot, \cdot \rangle$ denota el producto escalar.

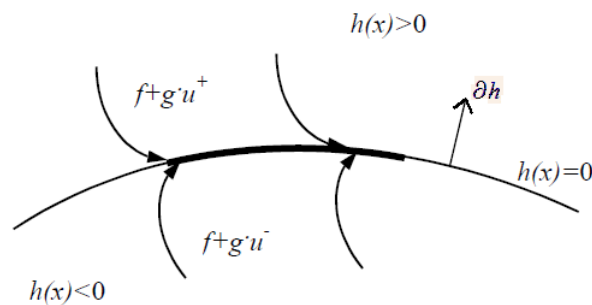


Figura 3.1: Régimen deslizante sobre una superficie de deslizamiento
Fuente: Battista, Tesis Doctoral (Battista, 2000)

Dicho de otra forma, se define la existencia del modo deslizante si las proyecciones de $(f + g \cdot u^+)$ y de $(f + g \cdot u^-)$ sobre el gradiente de $h(x)$ son de signos opuestos y apuntan hacia la superficie. La representación gráfica de la dirección de estos vectores se puede observar en la figura 3.2.

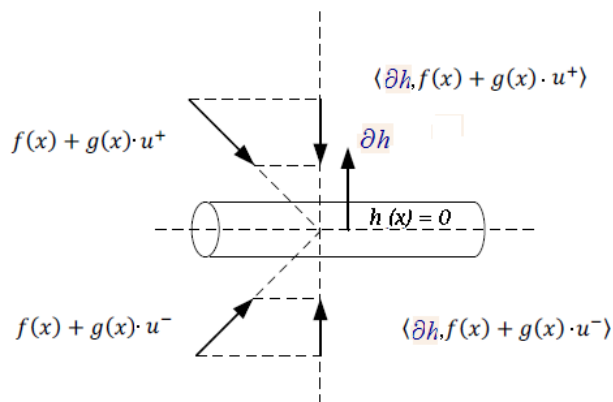


Figura 3.2: Descripción vectorial del régimen deslizante
Fuente: Pablo Valverde, Diseño e implementación de un control no lineal de convertidores conmutados dc-dc.

Debido que muchos conceptos relacionados con el modo deslizante pueden explicarse mediante su interpretación geométrica, en adelante se hará uso de la *derivada direccional* o *derivada de Lie*:

$$L_f h(x) : \mathfrak{R}^n \rightarrow \mathfrak{R}$$

que denota la derivada parcial de un campo escalar $h(x) : \mathfrak{R}^n \rightarrow \mathfrak{R}$ en la dirección de un campo vectorial $f(x) : \mathfrak{R}^n \rightarrow \mathfrak{R}^n$:

$$L_f h(x) = \frac{\partial h}{\partial x} f$$

Como la derivada de Lie es un operador lineal, derivando la función de conmutación $h(x)$ se tiene la ecuación (3.1.5).

$$\dot{h}(x) = L_{f+g \cdot u} h = L_f h + L_g h \cdot u \quad (3.1.5)$$

La expresión (3.1.4) se puede escribir entonces como el sistema (3.1.6).

$$\begin{cases} \lim_{h \rightarrow 0^+} L_{f+g \cdot u^+} h < 0 \\ \lim_{h \rightarrow 0^-} L_{f+g \cdot u^-} h > 0 \end{cases} \quad (3.1.6)$$

Existen varios métodos para resolver el problema suscitado por la discontinuidad en el lado derecho de la ecuación diferencial (3.1.1) (Hung J.Y, 1993). Uno de ellos es el método del control equivalente.

3.2. Método del Control Equivalente

Se basa en reconocer que $\dot{h}(x) = 0$ es condición necesaria para confinar la trayectoria de estados a la superficie de deslizamiento $h(x) = 0$ (Utkin, 1977).

Se define, entonces, la acción de control equivalente $u_{eq}(x)$ como la ley de control por re-alimentación suave (ficticia) para la cual S es una superficie invariante local del sistema (3.1.1), figura 3.3.

En (3.2.1) se presenta la *condición de invariancia*.

$$\begin{cases} h(x) = 0 \\ \dot{h}(x) = \langle \partial h, f + g \cdot u_{eq}(x) \rangle = L_{f+g \cdot u_{eq}(x)} h = 0 \end{cases} \quad (3.2.1)$$

El control equivalente $u_{eq}(x)$, representado por (3.2.2) se obtiene directamente de la condición de invariancia (3.2.1).

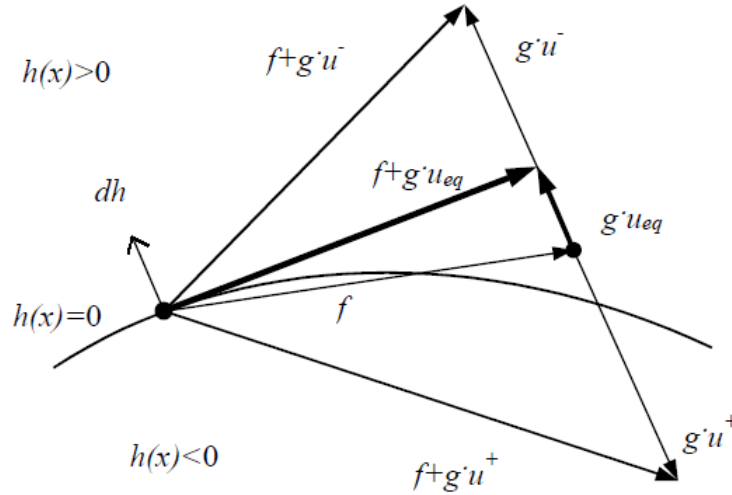


Figura 3.3: Método del Control Equivalente
Fuente: Battista, Tesis Doctoral (Battista, 2000).

$$u_{eq}(x) = - \frac{L_f h}{L_g h} \Big|_{h=0} = - \left(\frac{\partial h}{\partial x} \cdot g \right)^{-1} \cdot \frac{\partial h}{\partial x} \cdot f \Big|_{h=0} \quad (3.2.2)$$

Reemplazando u por $u_{eq}(x)$ en (3.1.1), se obtiene la dinámica ideal de deslizamiento descrita por (3.2.3).

$$\begin{cases} \dot{x} = f + g \cdot u_{eq} = \left[I - g \cdot \left(\frac{\partial h}{\partial x} \cdot g \right)^{-1} \cdot \frac{\partial h}{\partial x} \right] \cdot f \\ h(x) = 0 \end{cases} \quad (3.2.3)$$

3.3. Condiciones de existencia del MD

3.3.1. Condición de transversalidad

Se dice que el control continuo equivalente $u_{eq}(x)$ está bien definido cuando existe y queda unívocamente determinado a partir de la condición de invariancia (3.2.1).

Lema 3.1. (Sira-Ramirez, 1988) *Es condición necesaria y suficiente para que el control equivalente esté bien definido, que satisfaga localmente en S la condición de transversalidad (3.3.1).*

$$\langle \partial h, g \rangle = L_g h \neq 0 \quad (3.3.1)$$

Demostración

Si $u_{eq}(x)$ está bien definido, entonces necesariamente $L_g h \neq 0$ sobre S . Caso contrario, para que $u_{eq}(x)$ exista, $L_f h$ también debería ser cero. Pero si esto ocurriese, el control equivalente no sería único, dado que la condición de invariancia (3.2.1) se satisface trivialmente para cualquier control u . Por el otro lado, si $L_g h \neq 0$ sobre S , entonces, de (3.2.2), $u_{eq}(x)$ existe.

Supóngase que existen dos funciones $u_{eq1}(x)$ y $u_{eq2}(x)$, que verifican la condición de invariancia, entonces se tiene (3.3.2).

$$L_{f+g \cdot u_{eq1}} h = L_{f+g \cdot u_{eq2}} h = 0 \quad (3.3.2)$$

Luego se tiene (3.3.3).

$$L_g h \cdot (u_{eq1}(x) - u_{eq2}(x)) = 0 \quad (3.3.3)$$

Como $L_g h \neq 0$, entonces $u_{eq1}(x) = u_{eq2}(x)$, es decir que la $u_{eq}(x)$ es única. Geométricamente, el Lema 1 establece que el campo vectorial g no puede ser tangente a la superficie de deslizamiento S .

3.3.2. Condición necesaria y suficiente para la existencia de un régimen deslizante

Lema 3.2. (Sira-Ramirez, 1988) *Si un régimen deslizante existe sobre S , entonces se tiene una condición necesaria es (3.3.4).*

$$\langle \partial h, g \rangle = L_g h < 0 \quad (3.3.4)$$

Demostración

Restando entre sí las ecuaciones de (3.1.6), se cumple sobre S con la ecuación (3.3.5).

$$L_g h \cdot (u^+ - u^-) < 0 \quad (3.3.5)$$

Dado que $u^+(x) - u^-(x) > 0$, el resultado es inmediato. y se demuestra (3.3.4).

Condición necesaria y suficiente para la existencia de un régimen deslizante

Teorema 3.1. (Sira-Ramirez, 1988)

Una condición necesaria y suficiente para la existencia del modo deslizante local sobre S , es que localmente en X , para $x \in S$, se cumpla (3.3.6).

$$u^-(x) < u_{eq}(x) < u^+(x); \text{ con } u^+(x) > u^-(x) \quad (3.3.6)$$

Demostración

Supóngase que exista un régimen deslizante ideal sobre S , entonces se cumple localmente (3.1.6), como se observa en (3.3.7).

$$L_{f+g \cdot u^+} h = L_f h + L_g h \cdot u^+ < 0 \quad (3.3.7)$$

y dividiendo por (3.3.4) (Lema 3.2), se obtiene la ecuación (3.3.8).

$$\frac{L_f h}{L_g h} + u^+ = -u_{eq}(x) + u^+ > 0 \quad (3.3.8)$$

De la misma manera se demuestra que $-u_{eq}(x) + u^- < 0$.

De modo que se cumple (3.3.6).

Considerando $u^-(x) > u^+(x)$ se obtiene de forma similar $u^+(x) < u_{eq}(x) < u^-(x)$.

Por lo tanto, una condición necesaria y suficiente para la existencia de un régimen deslizante local sobre S , es que la acción de control equivalente $u_{eq}(x)$ quede bien definida entre dos cotas, una máxima y otra mínima que pueden ser $u^+(x)$ o $u^-(x)$, independientemente de la desigualdad existente entre $u^-(x)$ y $u(x)$.

Entonces, la condición necesaria y suficiente, se puede generalizar y se muestra en la ecuación (3.3.9).

$$\min(u^-(x), u^+(x)) < u_{eq}(x) < \max(u^-(x), u^+(x)) \quad (3.3.9)$$

3.4. Estudio de Estabilidad

La riqueza dinámica de los sistemas no lineales presenta ciertos fenómenos que no se evidencian al estudiar los sistemas lineales (Khalil, 1996). Uno de estos fenómenos es la existencia de múltiples puntos de equilibrio aislados. Un sistema lineal puede tener un solo punto de equilibrio aislado, y por lo tanto un solo estado de régimen estacionario que si el punto es estable atrae al estado del sistema independientemente del estado inicial. En cambio, los sistemas no lineales pueden tener varios puntos de equilibrio, y la convergencia a uno estable depende del estado inicial. Debido a esto, resulta importante recordar el concepto de estabilidad de los diferentes puntos de equilibrio de los sistemas no lineales para poder entender mejor el comportamiento del mismo.

Aquí se analiza la estabilidad de los puntos de equilibrio de los sistemas no lineales mediante el estudio del comportamiento del estado en un entorno de los mismos. Para ello se presenta el concepto de estabilidad en el sentido de Lyapunov.

3.4.1. Criterio de Estabilidad por el método directo de Lyapunov¹

Considere el sistema autónomo (3.4.1).

$$\begin{cases} \frac{dx_1}{dt} = F_1(x_1, x_2) \\ \frac{dx_2}{dt} = F_2(x_1, x_2) \end{cases} \quad (3.4.1)$$

Sea $\Upsilon(x_1(t), x_2(t))$ una trayectoria de (3.4.1) y considere la función $\varepsilon(x_1, x_2)$ continua y con primeras derivadas parciales continuas en una región que contiene a la trayectoria. Si un punto (x_1, x_2) se mueve a lo largo de las trayectorias de acuerdo a las ecuaciones $x_1 = x_1(t)$ y $x_2 = x_2(t)$, entonces $\varepsilon(x_1, x_2) = \varepsilon(x_1(t), x_2(t)) = \varepsilon(t)$ es una función de t sobre Υ , su razón de cambio (3.4.2) es la idea principal de Lyapunov Escobar (2007).

$$\dot{\varepsilon}(x_1, x_2) = \frac{d\varepsilon}{dt} = \frac{\partial \varepsilon}{\partial x_1} \cdot \frac{dx_1}{dt} + \frac{\partial \varepsilon}{\partial x_2} \cdot \frac{dx_2}{dt} = \frac{\partial \varepsilon}{\partial x_1} \cdot F_1 + \frac{\partial \varepsilon}{\partial x_2} \cdot F_2 \quad (3.4.2)$$

Generalizando (3.4.2) se tiene (3.4.3).

$$\dot{\varepsilon}(x) = \frac{\partial \varepsilon}{\partial x} \cdot \frac{dx}{dt} = \frac{\partial \varepsilon}{\partial x} \cdot F(x) = \begin{bmatrix} \frac{\partial \varepsilon}{\partial x_1} & \frac{\partial \varepsilon}{\partial x_2} & \cdots & \frac{\partial \varepsilon}{\partial x_n} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} F_1(x) \\ F_2(x) \\ \vdots \\ F_n(x) \end{bmatrix} \quad (3.4.3)$$

Definición 3.1. Se supone que $\varepsilon(x)$ es continua y tiene primeras derivadas parciales continuas en una región que contiene al origen(Escobar, 2007).

Si $\varepsilon(0) = 0$ y

- i. Si $\varepsilon(x) > 0 \forall (x) \neq (0)$, decimos que ε es definida positiva.
- ii. Si $\varepsilon(x) < 0 \forall (x) \neq (0)$, decimos que ε es definida negativa.
- iii. Si $\varepsilon(x) \geq 0 \forall (x) \neq (0)$, decimos que ε es semidefinida positiva.
- iv. Si $\varepsilon(x) \leq 0 \forall (x) \neq (0)$, decimos que ε es semidefinida negativa.

La derivada de $\varepsilon(x)$ sobre las trayectorias del sistema depende de la ecuación vectorial de estado del sistema. De este modo, $\dot{\varepsilon}(x)$ será diferente para diferentes sistemas.

Definición 3.2. Se dice que $\varepsilon(x_1, x_2)$ es una *función de Lyapunov* para el sistema (3.4.1) (Escobar, 2007),

- Si $\varepsilon(x_1, x_2)$ es continua, con primeras derivadas parciales continuas en una región que contiene al origen.
- Si $\varepsilon(x_1, x_2)$ es definida positiva.

¹Alexander Mikhailovich Lyapunov (1857-1918) fue un matemático ruso cuyos trabajos aparecieron publicados a mediados de 1892 y dieron origen al estudio de estabilidad mediante un enfoque teórico que hoy lleva su nombre.

- Si existe $\dot{\varepsilon}(x_1, x_2)$ a lo largo de las trayectorias u órbitas del sistema (3.4.1) y sea menor o igual que cero sobre la trayectoria, es decir, que exista la derivada (3.4.4).

$$\dot{\varepsilon}(x_1, x_2) \leq 0 \tag{3.4.4}$$

- Por otro lado, se dice que $\varepsilon(x_1, x_2)$ es una *función Lyapunov estricta*, si existe (3.4.5).

$$\dot{\varepsilon}(x_1, x_2) < 0 \tag{3.4.5}$$

Dicho de otra forma, si $\phi(t; t_0, x_0)$ representa la solución de $\dot{x} = F(x)$ dada a partir de la condición inicial $x(0) = x_0$, en el instante inicial $t = t_0$, entonces $\dot{\varepsilon}(x) = \frac{d}{dt}\varepsilon(\phi(t, t_0, x_0))$. Consecuentemente, si $\dot{\varepsilon}(x)$ es negativa, $\varepsilon(x)$ será decreciente sobre las trayectorias solución de $\dot{x} = F(x)$. Por lo tanto, el siguiente teorema representa el *método directo de Lyapunov*.

Teorema 3.2. Criterio de Lyapunov (Escobar, 2007)

- a. Si existe una función de Lyapunov para el sistema (3.4.1), entonces el punto crítico (0,0) es estable.
- b. Si existe una función de Lyapunov estricta para el sistema (3.4.1), entonces el punto crítico (0,0) es asintóticamente estable.
- c. Si $\dot{\varepsilon}(x_1, x_2)$ es definida positiva entonces (0,0) es un punto crítico inestable.

Se puede demostrar que $\varepsilon(x)$ una función de Lyapunov, el conjunto de los x tal que $\varepsilon(x) = C$, para alguna constante $C > 0$ es una hypersuperficie cerrada, denominada superficie de Lyapunov o superficie de nivel, en el espacio de estados que encierra al origen. El uso de las superficies de Lyapunov hace que el teorema sea fácilmente interpretable. Las superficies que corresponden a constantes decrecientes, se encuentran íntegramente contenidas como lo muestra la figura 3.4 para el caso de \mathfrak{R}^2 .

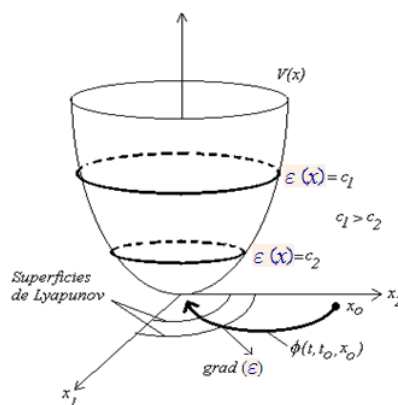


Figura 3.4: Interpretación geométrica de la superficie de Lyapunov
 Fuente: Neves Francisco, Discrete - Time Sliding Mode Control.(Selenio, 1998)

La condición $\dot{\varepsilon}(x) \leq 0$ se puede interpretar geométricamente a través de la ecuación (3.4.6),

ya que la misma significa que el producto interno entre el gradiente de ε y el campo vectorial F es negativo o igual a cero:

$$\nabla \varepsilon(x) \cdot F(x) \leq 0 \quad (3.4.6)$$

Teniendo en cuenta que F es un vector tangente a la trayectoria solución, la condición (3.4.6) significa que cuando una trayectoria cruza una superficie de Lyapunov, esta trayectoria la hace hacia adentro y nunca vuelve a salir. Además, cuando $\dot{\varepsilon}(x) < 0$ las trayectorias se mueven desde una superficie hacia otra interior correspondiente a un C menor. Cuando C decrece, las superficies de Lyapunov correspondientes se achican hacia el origen mostrando que las trayectorias se aproximan al origen a medida que transcurre el tiempo. En cambio, si $\dot{\varepsilon}(x) \leq 0$ no se puede asegurar que las trayectorias converjan al origen, pero se puede concluir que el origen es estable, ya que las trayectorias quedarán contenidas en algún entorno del origen, si la condición inicial está dentro de alguna superficie de Lyapunov contenida en dicho entorno (Selenio, 1998).

Con el objeto de facilitar los cálculos se usará la derivada de Lie para ejecutar el teorema 3.2 y comprobar la estabilidad de un sistema autónomo de la forma (3.1.1). Además, para función candidata a función de Lyapunov se tomará en cuenta la sugerencia de Sira-Ramírez y asociados Sira-Ramírez (2005), donde se considera la cantidad escalar (3.4.7), la cual es siempre positiva debido a que está elevada al cuadrado la superficie deslizante.

$$\varepsilon(x) = \frac{1}{2} \cdot h^2(x) \geq 0 \quad (3.4.7)$$

Como se observa, la ecuación (3.4.7) está basada en la superficie deslizante y esto se debe a que representa una cierta “energía” instantánea del error con respecto a la variedad S , se hace idénticamente cero sobre la variedad S (Sira-Ramírez (2005), esto a su vez es el objetivo del control. Entonces, se requiere, por lo dicho en el teorema 3.2, que la derivada de la función candidata (3.4.7) sea menor que cero, como se observa en (3.4.8).

$$\frac{d\varepsilon}{dt} = \frac{1}{2} \cdot h^2(x) = h(x) \cdot \dot{h}(x) < 0 \quad (3.4.8)$$

Tomando en cuenta la relación (3.1.5) y recordando la relación de la condición de invariancia (3.2.1), se obtiene, sumando y restando la cantidad $L_g h(x) \cdot u_{eq}$ a la derivada de $h(x)$ en la expresión (3.1.5), la relación descrita por (3.4.9).

$$\begin{aligned} h(x) \cdot \dot{h}(x) &= h(x) \cdot [L_f h(x) + L_g h(x) \cdot u] \\ &= h(x) \cdot [L_f h(x) + L_g h(x) \cdot u_{eq} + L_g h(x) \cdot u - L_g h(x) \cdot u_{eq}] \\ &= h(x) \cdot [0 + L_g h(x) \cdot (u - u_{eq})] \\ h(x) \cdot \dot{h}(x) &= h(x) \cdot [L_g h(x) \cdot (u - u_{eq})] < 0 \end{aligned} \quad (3.4.9)$$

Por lo tanto, si se cumple con (3.4.9) se habrá determinado la estabilidad del sistema, según el método directo de Lyapunov descrito por el teorema 3.2.

3.5. Análisis de Invariancia ante Perturbaciones

Considere la modificación al sistema (3.1.1) como se muestra en el sistema perturbado (3.5.1).

$$\dot{x} = f(x) + g(x) \cdot u + \rho \quad (3.5.1)$$

donde $\rho \in \mathfrak{R}^n$ es el vector de perturbaciones el cual puede ser descompuesto unívocamente en dos vectores $g(x) \cdot \alpha$ y β de la forma (3.5.2).

$$\rho = g(x) \cdot \alpha + \beta \quad (3.5.2)$$

donde α es una función escalar suave.

Uno de estos vectores pertenece al espacio generado por el campo vectorial g , si $g(x) \cdot \alpha \in \text{span}\{g(x)\}$; y, el otro es tangente a la variedad de S , si $\beta \in \ker\{\partial h\}$ (Battista, 2000).

Tomando en cuenta la condición de invariancia (3.2.1), se obtiene el control equivalente (3.5.3) para el sistema perturbado (3.5.1).

$$u_{eq}(x) = -\frac{L_{f+\rho}h}{L_g h} = -\left(\frac{\partial h}{\partial x} \cdot g\right)^{-1} \cdot \frac{\partial h}{\partial x} \cdot (f + \rho) \quad (3.5.3)$$

Por lo tanto, la dinámica ideal de deslizamiento está dada por la ecuación (3.5.4).

$$\dot{x} = f + g \cdot u_{eq} + \rho = \left[I - g \cdot \left(\frac{\partial h}{\partial x} \cdot g\right)^{-1} \cdot \frac{\partial h}{\partial x} \right] \cdot (f + \rho) \quad (3.5.4)$$

Ahora, cuando el sistema (3.5.4) resulta independiente de la perturbación ρ , el modo deslizante muestra la propiedad de invariancia fuerte ante dicha perturbación.

3.5.1. Propiedad de Invariancia Fuerte

Teorema 3.3. (Sira-Ramirez, 1988)

Un régimen deslizante sobre la variedad de S del sistema perturbado (3.5.1) satisface la propiedad de invariancia fuerte respecto de ρ si y solo si el vector de perturbación ρ satisface la condición de acoplamiento (3.5.5).

$$\rho \in \text{span}\{g(x)\} \quad (3.5.5)$$

Es decir, que (3.5.2) se reduce a $\rho = g(x) \cdot \alpha$. Figura 3.5.

Demostración

Si se satisface la propiedad de invariancia fuerte, la dinámica deslizante ideal del sistema perturbado (3.5.4) debe coincidir con la del sistema no perturbado (3.2.3), por lo que igualando

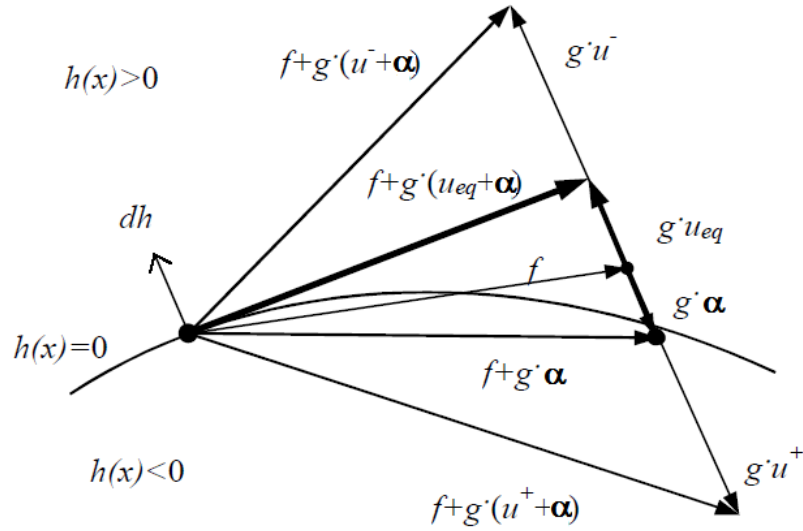


Figura 3.5: Propiedad de Invariancia Fuerte

Fuente: Fuente: Battista, Tesis Doctoral (Battista, 2000).

resulta:

$$\begin{aligned}
 \left[I - g \cdot \left(\frac{\partial h}{\partial x} \cdot g \right)^{-1} \cdot \frac{\partial h}{\partial x} \right] \cdot f &= \left[I - g \cdot \left(\frac{\partial h}{\partial x} \cdot g \right)^{-1} \cdot \frac{\partial h}{\partial x} \right] \cdot (f + \rho) \\
 \left[I - g \cdot \left(\frac{\partial h}{\partial x} \cdot g \right)^{-1} \cdot \frac{\partial h}{\partial x} \right] \cdot \rho &= 0 \\
 \rho &= g \cdot \left(\frac{\partial h}{\partial x} \cdot g \right)^{-1} \cdot \frac{\partial h}{\partial x} \cdot \rho
 \end{aligned} \tag{3.5.6}$$

Se verifica no trivialmente (3.3.5), si y sólo si el vector de perturbaciones es de la forma $\rho = g(x) \cdot \alpha$.

Por otro lado, si la perturbación satisface la condición de acoplamiento (3.5.5), entonces, la dinámica del sistema perturbado (3.5.4) con $\rho = g(x) \cdot \alpha$ se reduce a (3.2.3), que es la dinámica del sistema sin perturbar (Battista, 2000).

Teorema 3.4. (Sira-Ramirez, 1988)

Sea $\rho \in \text{span} \{g(x)\}$ una perturbación, y $u_{eq}^*(x)$ el control equivalente correspondiente a un régimen deslizante sobre la variedad S del sistema sin perturbar (3.1.1). Sean $u^+(x) > u^-(x)$ las funciones de control del sistema de estructura variable. Si un régimen deslizante del sistema perturbado (3.5.1) existe sobre S , luego, necesariamente, la perturbación $\rho = g(x) \cdot \alpha$ es tal que α queda acotada por (3.5.7).

$$u_{eq}^*(x) - u^+(x) < \alpha < u_{eq}^*(x) - u^-(x) \tag{3.5.7}$$

Demostración

Si el régimen deslizante para el sistema perturbado (3.5.1) existe, entonces se permite (3.5.8).

$$\begin{cases} \lim_{h \rightarrow 0^+} L_{f+g \cdot u^+ + \rho} h = \lim_{h \rightarrow 0^+} L_{f+g \cdot (u^+ + \alpha)} h < 0 \\ \lim_{h \rightarrow 0^-} L_{f+g \cdot u^- + \rho} h = \lim_{h \rightarrow 0^-} L_{f+g \cdot (u^- + \alpha)} h > 0 \end{cases} \quad (3.5.8)$$

Esto implica que un régimen deslizante existe para el sistema sin perturbar (3.1.1) con una ley de control de estructura variable (3.5.9).

$$\begin{cases} u^+(x) + \alpha & \text{si } h(x) \geq 0 \\ u^-(x) + \alpha & \text{si } h(x) < 0 \end{cases} \quad (3.5.9)$$

Luego por la condición necesaria y suficiente:

$$\begin{aligned} u^-(x) + \alpha &< u_{eq}^*(x) < u^+(x) + \alpha \\ u^-(x) + \alpha - u_{eq}^*(x) - \alpha &< u_{eq}^*(x) - u_{eq}^*(x) - \alpha < u^+(x) + \alpha - u_{eq}^*(x) - \alpha \\ -u_{eq}^*(x) + u^-(x) &< -\alpha < -u_{eq}^*(x) + u^+(x) \end{aligned}$$

Entonces se demuestra (3.5.7):

$$u_{eq}^*(x) - u^-(x) > \alpha > u_{eq}^*(x) - u^+(x)$$

Para la obtención de esta cota se ha considerado $u_{eq}^*(x) = -\frac{L_f h}{L_g h}$.

Por lo tanto, la perturbación α no afecta al modo deslizante, ya que una vez que se alcanza la superficie de deslizamiento el comportamiento del régimen deslizante es similar al del sistema sin perturbar.

Por otro lado, cuando la perturbación ρ no satisface la condición de acoplamiento (3.5.5), el régimen deslizante sobre S presenta la condición de *invariancia débil*.

3.5.2. Propiedad de Invariancia Débil

En este apartado se analiza el efecto de la componente tangente a la variedad S : $\rho = \beta$ con $\beta \in \ker\{\partial h\}$, figura 3.6.

La acción de control equivalente (3.5.3) coincide con la del sistema sin perturbar (3.2.2). Entonces se tiene (3.5.10).

$$u_{eq}(x) = -\frac{L_{f+\beta} h}{L_g h} = -\frac{L_f h}{L_g h} = u_{eq}^*(x) \quad (3.5.10)$$

debido a que como $\beta \in \ker\{\partial h\}$, resulta $\langle \partial h, \beta \rangle = 0$, o equivalentemente $L_\beta h = 0$.

Por otra parte, la dinámica ideal de deslizamiento se verá, obviamente, afectada por la perturbación $\rho = \beta$, como se observa en (3.5.11).

$$\dot{x} = f + g \cdot u_{eq}^* + \beta = \left[I - g \cdot \left(\frac{\partial h}{\partial x} \cdot g \right)^{-1} \cdot \frac{\partial h}{\partial x} \right] \cdot f + \beta \quad (3.5.11)$$

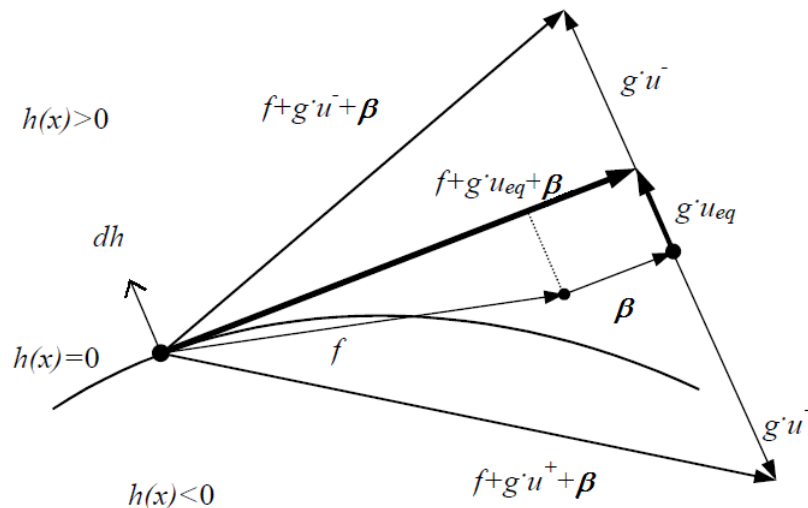


Figura 3.6: Propiedad de Invariancia Débil
Fuente: Battista, Tesis Doctoral (Battista, 2000).

3.6. Diseño de la Superficie de Deslizamiento

El planteamiento de la superficie de deslizamiento se constituye como una parte primordial en el diseño de leyes de control para sistemas controlados por conmutadores, es así que, se ha intentado de varias formas establecer una técnica para el diseño de dicha superficie, pero los resultados muestran criterios que funcionan a manera de filtro para determinar si la superficie propuesta permite o no la estabilidad del sistema. Es decir, se debe proponer una superficie y someterla a validación para determinar la accesibilidad de la superficie deslizante, previamente la suposición fundamental es:

- La satisfacción de la restricción algebraica; $h(x) = 0$, por parte de la trayectoria de estado $x(t)$, lo cual ocurre gracias a acciones de control restringidas por $u \in \{0, 1\}$, produce, idealmente, un **comportamiento deseable** del estado x del sistema controlado (Sira-Ramírez, 2005).

Entonces:

- La escogencia de la salida, $y = h(x)$, y, por lo tanto, la naturaleza de la variable $h(x) = 0$, es decir, de la superficie S , depende enteramente del **objetivo deseado de control** (Sira-Ramírez, 2005).
- Las variables involucradas en $h(x)$, obviamente, deben tener representación física.

Luego, una vez escogida $h(x)$, se aplican los criterios. Por un lado, para determinar la accesibilidad de la superficie deslizante mediante régimen deslizante, se debe cumplir, primero, la condición de transversalidad (3.3.1), y, segundo, la condición necesaria y suficiente, representada en forma general por la ecuación (3.3.9). Por otro lado, para determinar la accesibilidad de la superficie desde el enfoque de Lyapunov debe cumplir con el teorema 3.2.

Si la superficie deslizante propuesta no cumple con los requerimientos del régimen deslizante o de Lyapunov, se deberá escoger otra superficie, talvez con otra variable del circuito o una combinación de variables.

3.7. Aplicación del control por modo deslizante al modelo del convertidor Buck-Boost DC/DC

El modelo del convertidor buck-boost dc/dc se obtiene del apartado 2.3.1 y está representado matemáticamente por (2.3.5), para lo cual se realiza un cambio de variable, donde $x_1 = i$ y $x_2 = v$, entonces $\frac{d}{dt}i = \dot{x}_1$ y $\frac{d}{dt}v = \dot{x}_2$. Por lo tanto el sistema queda representado matemáticamente por (3.7.1), el cual pasado a la forma $\dot{x} = f(x) + g(x) \cdot u$, está dado por (3.7.2).

$$\begin{aligned} \dot{x}_1 &= -(1-u) \cdot \frac{x_2}{L} + u \cdot \frac{E}{L} \\ \dot{x}_2 &= (1-u) \cdot \frac{x_1}{C} - \frac{x_2}{R \cdot C} \end{aligned} \quad (3.7.1)$$

$$\dot{x} = \begin{pmatrix} -\frac{x_2}{L} \\ \frac{x_1}{C} - \frac{x_2}{R \cdot C} \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} \frac{x_2}{L} + \frac{E}{L} \\ -\frac{x_1}{C} \end{pmatrix} \cdot u \quad (3.7.2)$$

Antes que nada, se precisa que el valor de x_1 es siempre positivo, ya que la corriente en el inductor nunca cambia de sentido, además el dimensionamiento del convertidor se lo ha realizado de tal forma que la corriente en el inductor nunca llegue a cero con la excepción del caso en el que el circuito está apagado, el cual no cuenta para el análisis. Por otro lado, el valor de la variable x_2 es siempre positiva, también, debido a que el voltaje en el capacitor debe siempre guardar la misma referencia que el voltaje de entrada, dada la configuración no-invertida del convertidor buck-boost DC/DC que se ha propuesto desde el inicio del análisis. Cualquier valor negativo de x_1 o x_2 se consideraría como un mal funcionamiento del convertidor no-invertido Buck-boost DC/DC, ya que no responde al modelo (3.7.2).

3.7.1. Primera Superficie Deslizante Candidata

La primera superficie deslizante (3.7.3) que se propone, permite un control de la caída de tensión en el capacitor, ajustando su valor, representado por x_2 , a un valor referencial de voltaje V_{ref} .

$$h(x) = x_2 - V_{ref} \quad (3.7.3)$$

Accesibilidad de S: régimen deslizante.

Se calculan los valores de $L_f h$, $L_g h$ y u_{eq} , y se deben comprobar las condiciones de existencia del modo deslizante.

$$L_f h(x) = \frac{\partial h}{\partial x_1} \cdot f_1 + \frac{\partial h}{\partial x_2} \cdot f_2 = 0 \cdot \left(-\frac{x_2}{L}\right) + 1 \cdot \left(\frac{x_1}{C} - \frac{x_2}{R \cdot C}\right) = \frac{x_1}{C} - \frac{x_2}{R \cdot C} \quad (3.7.4)$$

$$L_g h(x) = \frac{\partial h}{\partial x_1} \cdot g_1 + \frac{\partial h}{\partial x_2} \cdot g_2 = 0 \cdot \left(\frac{x_2}{L} + \frac{E}{L}\right) + 1 \cdot \left(-\frac{x_1}{C}\right) = -\frac{x_1}{C} \quad (3.7.5)$$

$$u_{eq} = -\frac{L_f h(x)}{L_g h(x)} = -\frac{\frac{x_1}{C} - \frac{x_2}{R \cdot C}}{-\frac{x_1}{C}} = \frac{R \cdot x_1 - x_2}{R \cdot x_1} = 1 - \frac{x_2}{R \cdot x_1}$$

$$0 < u_{eq} < 1$$

$$1 > \frac{x_2}{R \cdot x_1} > 0$$

Si $\frac{x_2}{R} = i_R$ y $x_1 = i_L$, entonces se tiene

$$1 > \frac{i_R}{i_L} > 0 \quad (3.7.6)$$

Análisis:

- La superficie cumple con la condición de transversalidad, ya que por (3.7.5), se observa claramente $L_g h(x) \neq 0$.
- Para que se cumpla con la condición necesaria y suficiente $0 < u_{eq} < 1$, se debe cumplir (3.7.6). Tomando en cuenta que el valor promedio de la corriente en la resistencia i_R es I_O y el valor promedio de la corriente en el inductor i_L es I_E , se demuestra que no siempre se cumple (3.7.6), porque como se observa en la relación (2.3.9), depende de la relación $\frac{(1-D)}{D}$. Por lo tanto, La superficie candidata no cumple, en todos los casos, la condición necesaria y suficiente.

Estabilidad: Criterio de Lyapunov.

Se calcula $\frac{d\varepsilon}{dt}$ y se debe verificar el teorema 3.2, para lo cual la función de energía positiva candidata está descrita por (3.7.7).

$$\varepsilon(x) = \frac{1}{2} (x_2 - V_{ref})^2 \quad (3.7.7)$$

Tomando en cuenta (3.7.5), U_{eq} y $u = \begin{cases} 1, & h < 0 \\ 0, & h > 0 \end{cases}$.

Para $u = 1$, $h = -h$, se tiene:

$$\begin{aligned} \frac{d\varepsilon}{dt} = h \cdot \dot{h} &= h \cdot [L_g h \cdot (u - u_{eq})] = \\ &= (-h) \cdot \left\{ \left(-\frac{x_1}{C}\right) \cdot \left[1 - \left(1 - \frac{x_2}{R \cdot x_1}\right)\right] \right\} = \\ &= (-h) \cdot \left[-\frac{x_1}{C} \cdot \frac{x_2}{R \cdot x_1}\right] = \end{aligned}$$

Entonces:

$$\frac{d\varepsilon}{dt} = -h \cdot \left(\frac{x_2}{R \cdot C} \right) > 0 \quad (3.7.8)$$

Para $u = 0$, $h = +h$, se tiene:

$$\begin{aligned} \frac{d\varepsilon}{dt} = h \cdot \dot{h} &= h \cdot [L_g h \cdot (u - u_{eq})] = \\ &= (+h) \cdot \left\{ \left(-\frac{x_1}{C} \right) \cdot \left[0 - \left(1 - \frac{x_2}{R \cdot x_1} \right) \right] \right\} = \\ &= (+h) \cdot \left[\left(-\frac{x_1}{C} \right) \cdot \left(-\frac{R \cdot x_1 - x_2}{R \cdot x_1} \right) \right] = \end{aligned}$$

Entonces:

$$\frac{d\varepsilon}{dt} = h \cdot \left(\frac{R \cdot x_1 - x_2}{R \cdot C} \right) < 0 \quad (3.7.9)$$

Análisis:

Tomando en cuenta que x_1 y x_2 son valores positivos, por el teorema 3.2 y considerando el resultado de (3.7.8), la función candidata (3.7.7), hace inestable al sistema (3.7.2) sobre la superficie de deslizamiento (3.7.3).

3.7.2. Segunda Superficie Deslizante Candidata

La segunda superficie deslizante (3.7.10) que se propone, permite un control de la corriente en el inductor, ajustando su valor, representado por x_1 , a un valor deseado de corriente I_d .

$$h(x) = x_1 - I_d \quad (3.7.10)$$

Accesibilidad de S: régimen deslizante.

Se calculan los valores de $L_f h$, $L_g h$ y u_{eq} , y se deben comprobar las condiciones de existencia del modo deslizante.

$$L_f h(x) = \frac{\partial h}{\partial x_1} \cdot f_1 + \frac{\partial h}{\partial x_2} \cdot f_2 = 1 \cdot \left(-\frac{x_2}{L} \right) + 0 \cdot \left(\frac{x_1}{C} + \frac{x_2}{R \cdot C} \right) = -\frac{x_2}{L} \quad (3.7.11)$$

$$L_g h(x) = \frac{\partial h}{\partial x_1} \cdot g_1 + \frac{\partial h}{\partial x_2} \cdot g_2 = 1 \cdot \left(\frac{x_2}{L} + \frac{E}{L} \right) + 0 \cdot \left(-\frac{x_1}{C} \right) = \frac{x_2}{L} + \frac{E}{L} \quad (3.7.12)$$

$$u_{eq} = -\frac{L_f h(x)}{L_g h(x)} = -\frac{-\frac{x_2}{L}}{\frac{x_2}{L} + \frac{E}{L}} = \frac{x_2}{x_2 + E} \quad (3.7.13)$$

Análisis:

- La superficie cumple con la condición de transversalidad, ya que por (3.7.12), se observa claramente $L_g h(x) \neq 0$.
- Dado que x_1 y x_2 son valores positivos la superficie cumple con la condición necesaria y suficiente, ya que u_{eq} se encuentra en el rango $0 < u_{eq} < 1$, demostrado en (3.7.13).

Estabilidad: Criterio de Lyapunov.

Se calcula $\frac{d\varepsilon}{dt}$ y se debe verificar el teorema 3.2, para lo cual la función de energía positiva candidata está descrita por (3.7.14).

$$\varepsilon(x) = \frac{1}{2}(x_1 - I_d)^2 \quad (3.7.14)$$

Tomando en cuenta (3.7.12), (3.7.13) y $u = \begin{cases} 1, & h < 0 \\ 0, & h > 0 \end{cases}$.

Para $u = 1$, $h = -h$, se tiene:

$$\begin{aligned} \frac{d\varepsilon}{dt} = h \cdot \dot{h} &= h \cdot [L_g h \cdot (u - u_{eq})] = \\ &= (-h) \cdot \left\{ \left(\frac{x_2}{L} + \frac{E}{L} \right) \cdot \left[1 - \left(\frac{x_2}{x_2 + E} \right) \right] \right\} = \\ &= (-h) \cdot \left[\left(\frac{x_2 + E}{L} \right) \cdot \left(\frac{x_2 + E - x_2}{x_2 + E} \right) \right] = \end{aligned}$$

Entonces:

$$\frac{d\varepsilon}{dt} = -h \cdot \left(\frac{E}{L} \right) < 0 \quad (3.7.15)$$

Para $u = 0$, $h = +h$, se tiene:

$$\begin{aligned} \frac{d\varepsilon}{dt} = h \cdot \dot{h} &= h \cdot [L_g h \cdot (u - u_{eq})] = \\ &= (+h) \cdot \left\{ \left(\frac{x_2}{L} + \frac{E}{L} \right) \cdot \left[0 - \left(\frac{x_2}{x_2 + E} \right) \right] \right\} = \\ &= (+h) \cdot \left[\left(\frac{x_2 + E}{L} \right) \cdot \left(-\frac{x_2}{x_2 + E} \right) \right] = \end{aligned}$$

Entonces:

$$\frac{d\varepsilon}{dt} = h \cdot \left(-\frac{x_2}{L} \right) < 0 \quad (3.7.16)$$

Análisis:

Tomando en cuenta que x_2 es un valor positivo, por el teorema 3.2 y considerando el resultado de (3.7.15) y (3.7.16), la función candidata (3.7.14), hace asintóticamente estable al sistema (3.7.2) sobre la superficie de deslizamiento (3.7.10).

Por lo tanto, la superficie deslizante candidata seleccionada para implementar el control es la segunda, descrita por (3.7.10).

Capítulo 4

SIMULACIÓN, IMPLEMENTACIÓN Y PRUEBAS

La simulación se la realiza en Scilab que es un software libre, para cálculo científico orientado a la computación numérica. Además de ser un *lenguaje interpretado*, posee una extraordinaria versatilidad y capacidad para resolver problemas de matemática aplicada, física, ingeniería, procesamiento de señales y otras muchas aplicaciones. Emplea un entorno de ventana amigable que recuerda mucho a los paquetes Matlab, Maple, Mathematica, etc.

La implementación tendrá como base los resultados de la simulación y las consideraciones de pérdidas existentes en el circuito, a causa de sobretensiones y sobrecorrientes como resultado de la conmutación que se produce en los transistores mosfet o por efecto de la carga y descarga de energía del inductor.

Tanto la simulación como la implementación se apoya en el diagrama de bloques de la figura 4.1.

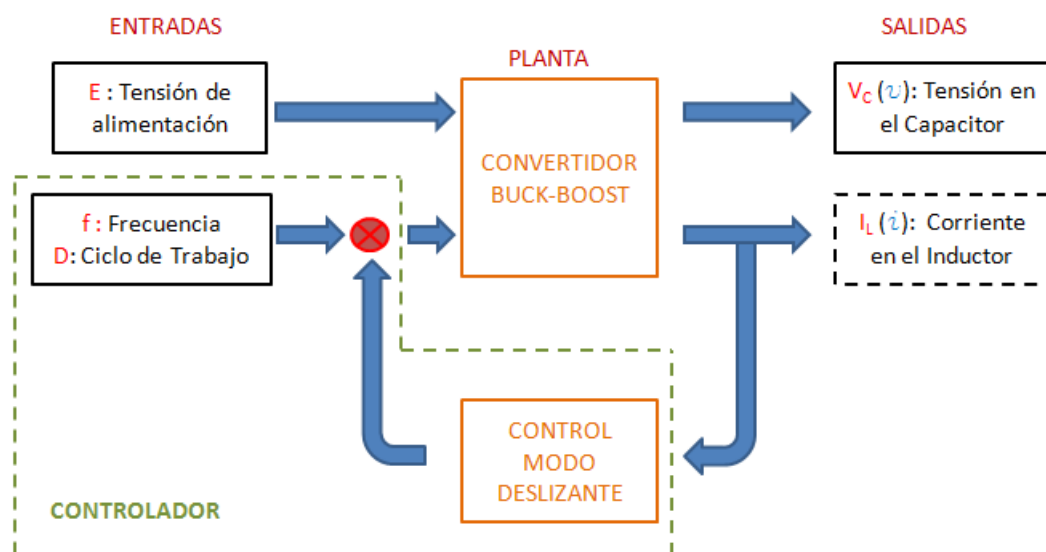


Figura 4.1: Diagrama del sistema de Control por Modo Deslizante de un Convertidor Buck-Boost DC/DC

En el diagrama de bloques del proyecto, figura 4.1, se observa que las variables de entrada son la tensión de alimentación, la frecuencia y ciclo de trabajo, estas dos últimas forman parte del controlador, ya que al actuar el control en régimen deslizante sobre estas, provocará que el convertidor Buck-Boost varíe la tensión en el capacitor y la corriente en la bobina las cuales se presentan como variables de salida que además están en función del voltaje y corriente de entrada, respectivamente. Cabe mencionar que la variable de salida de interés en forma práctica es el voltaje en el capacitor que es igual al voltaje de salida, sin embargo al controlar la corriente en el inductor se realiza un control indirecto de dicha tensión de salida.

4.1. Simulación en SCILAB

4.1.1. Introduccion a Scilab

SCILAB es un programa desarrollado de forma a disponer en un sólo ambiente herramientas de cálculo numérico, programación y gráficos. El mismo fue desarrollado por el INRIA (Institut Nationale de Recherche en Informatique et en Automatique) y el ENPC (Ecole Nationale des Ponts et Chaussées) de Francia. Es similar a MATLAB y otros programas de cálculo numérico. Puede ser utilizado en una variedad de sistemas operativos tales como UNIX, Windows, Linux, etc.

A partir de Mayo de 2003, el programa pasa a ser mantenido por un conjunto de instituciones y empresas francesas denominado Consorcio SCILAB. Los objetivos principales del mismo son:

- Organizar la cooperación e intercambio entre los desarrolladores de SCILAB, con vistas a incorporar dentro del programa los últimos avances científicos en el área de computación numérica;
- Organizar la cooperación e intercambio entre usuarios de SCILAB de forma a que el programa pueda ser utilizado en forma efectiva en la industria, educación e investigación.

Desde el punto de vista del usuario, SCILAB presenta algunas ventajas tales como:

- Disponibilidad de la última versión vía Internet;
- El programa puede ser utilizado, copiado y distribuido en forma legal;
- Los resultados obtenidos pueden ser divulgados sin restricción;
- Se tiene acceso al código fuente;
- La certeza de estar participando de una comunidad cuyo principal objetivo es la difusión irrestricta del conocimiento.

SCILAB es un ambiente de programación flexible cuyas principales características y prestaciones son:

- Programación con lenguaje simple y fácilmente asimilable;
- Posee capacidades de generación de gráficos en dos y tres dimensiones;
- Permite operaciones diversas operaciones matriciales;
- Permite operaciones con polinomios y funciones de transferencia;
- Permite la resolución de sistemas de ecuaciones lineales y ecuaciones diferenciales;
- Posibilita al usuario la creación y definición de funciones propias;
- Soporta la creación y utilización de conjuntos de funciones destinadas a aplicaciones específicas denominados “Toolboxes”, por ejemplo: Control, Optimización, Redes Neuronales, etc.

SCILAB es disponible en forma gratuita en sitio web oficial de SCILAB: <http://scilabsoft.inria.fr>.

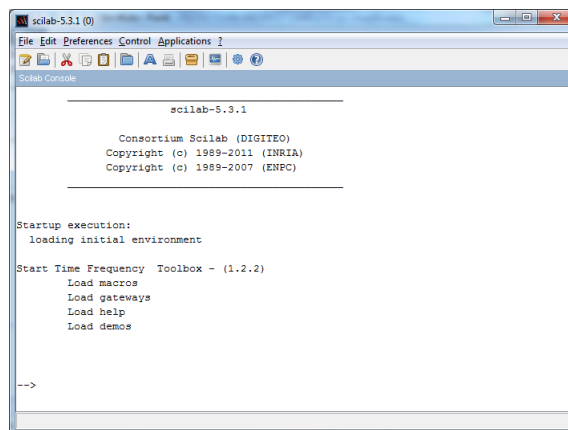


Figura 4.2: Ambiente Scilab Console

Documentación referente a SCILAB puede ser encontrada y bajada desde el mismo sitio web de SCILAB, así como muchas otras obras y colaboraciones disponibles en Internet. Normalmente, todos los materiales pueden ser utilizados sin costo, solamente se deben mantener los créditos y referencias correspondientes para los autores.

El ambiente de la consola en Scilab es similar a MATLAB como se observa en la figura 4.2.

4.1.2. Simulación del Proyecto

La programación se ha realizado en base a scripts que son archivos de texto donde se incorpora los comandos apropiados que permitirán la simulación la misma que se ha dividido en dos fases.

Fase 1: El Convertidor Buck-Boost

Los primero que se debe tomar en cuenta es el modelo matemático del convertidor en cuestión que corresponde al sistema (3.7.1) el mismo que mediante un script hecho función, se lo puede programar como se observa en el cuadro 4.1.

```

1 //BuckBoostdef
2 //Definición del convertidor Buck-Boost
3 function dx=buckboostdef(x)
4     L=0.00440; .....//Inductor
5     E=15; .....//Fuente de alimentacion
6     R=41; .....//Resistencia de carga
7     C=0.00047; .....//Capacitor
8     dx=zeros(2,1); .....//Inicializacion
9     //Ecuacion diferencial -- Modelo Matemático
10    dx(1)=-(1-uu)*x(2)/L+(uu*E/L);
11    dx(2)=((1-uu)*x(1)/C)-(x(2)/(R*C));
12 endfunction

```

Line 11, Column 39. Function 'buckboostdef' at Line 9.

Cuadro 4.1: Código de la función implementada en Scilab correspondiente al modelo del convertidor Buck-Boost

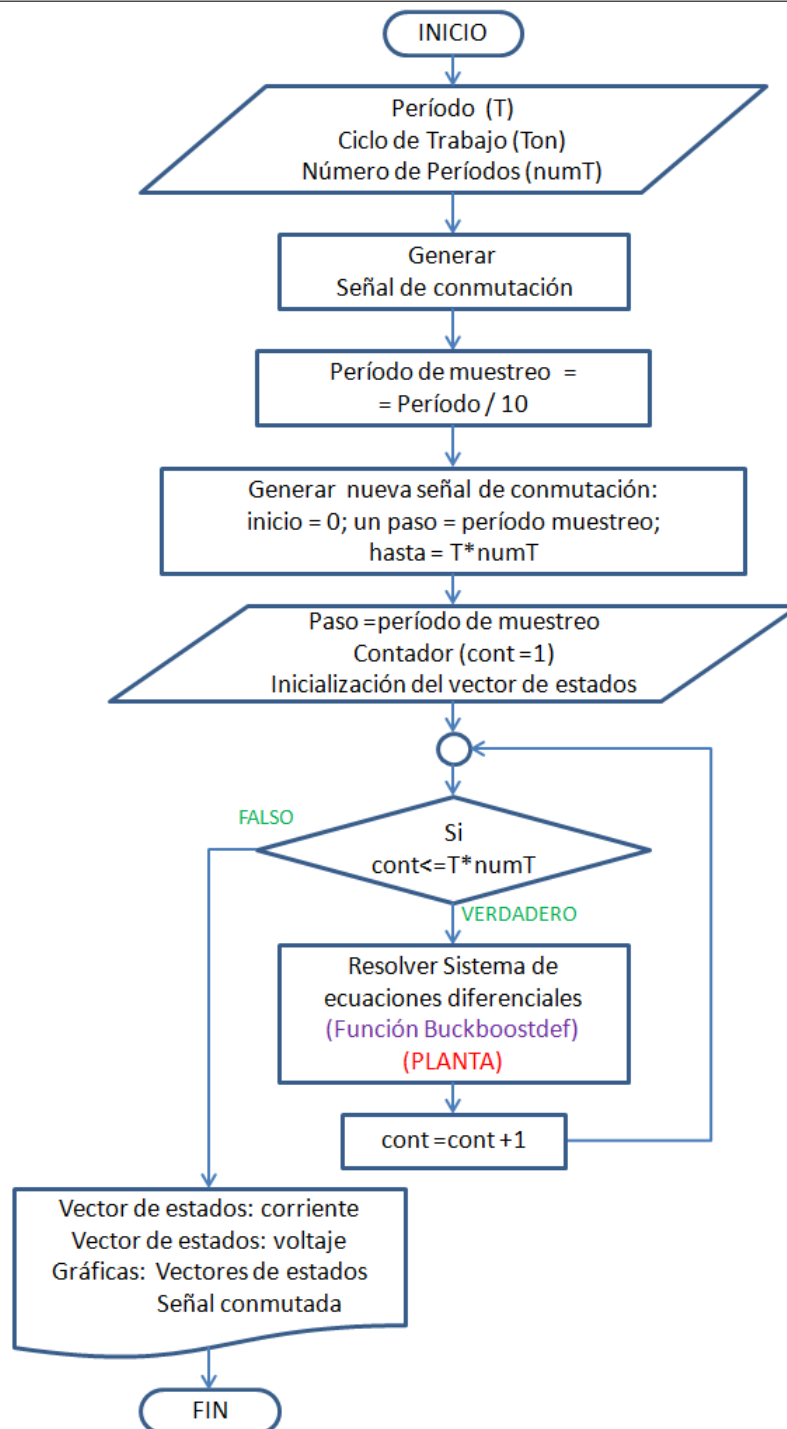
Donde:

x es la entrada de la función y, también el vector de estados, para este caso $x(1)$ es la corriente en el inductor y $x(2)$ es el voltaje en el capacitor, ambos valores instantáneos.

dx es la salida de la función y el vector de las derivadas de los estados.

Además, en esta función se pueden configurar los valores de inductancia, capacitancia, resistencia de carga y la tensión de entrada al convertidor. Por otro lado, la función Buckboostdef descrita en el cuadro 4.1 corresponde a la planta en el diagrama de bloques de la figura 4.1.

Entonces se define el algoritmo 4.1 con un diagrama de flujo, que seguirá la simulación del convertidor en cuestión y que explica la operación del programa principal descrito en el anexo 2.

Algoritmo 4.1 Diagrama de Flujo para la simulación del Convertidor Buck-Boost no-invertido DC/DC

Simulación

Para realizar la simulación se deben tomar en cuenta, valores de componentes lo más cercano posible a la realidad que sirvan efectivamente a la simulación y se puedan conseguir en el mercado, ya que se pretende implementar un prototipo del proyecto a fin de comprobar el funcionamiento del convertidor y posteriormente el del control en régimen deslizante.

Por lo tanto se ha seleccionado los siguientes datos:

Para la definición de la función Buckboostdef:

$L = 0.0044$; la inductancia es 4,4 [mH] para la bobina.

$E = 24.2$; corresponde a un valor de 24.2 [V] para la fuente de alimentación.

$R = 235$; la resistencia de carga tendrá un valor de 235[Ω].

$C = 0.00047$; la capacitancia es 470[μF] para el capacitor.

La señal de conmutación generada posee las siguientes características:

$T = 0.00005$; corresponde a una frecuencia $f = 20$ KHz.

$Ton = 0.000025$; corresponde a un ciclo de trabajo $D = 50\%$

$numT = 15000$; corresponde a la cantidad de períodos a simular, este datos solo se requiere para la simulación.

Para la simulación es necesario correr tres scripts, el primero corresponde a la definición del modelo descrito en el cuadro 4.1, el segundo y el tercero, corresponden a la generación de una señal cuadrada y el programa principal, respectivamente y cuyo código se encuentra en los anexos 1 y 2.

Observar la señal de conmutación en la figura 4.3 confirma la frecuencia de 20 KHz pero corrige el ciclo de trabajo a 40% para efecto de calculos.

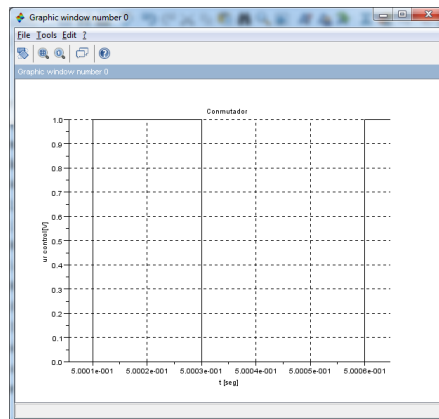


Figura 4.3: Señal de Conmutación

Como se observa en la figura 4.4a, la corriente en la bobina presenta un estado transitorio subamortiguado cuyo tiempo de estabilización es mayor a 1 [s]. Además, con una ampliación de la señal se demuestra que existe una oscilación de la corriente en el inductor como se esperaba, según la figura 4.4b, de la cual se obtiene gráficamente el valor de $\Delta i = 290 - 180 = 110$ [mA] aproximadamente, el cual se puede calcular mediante la ecuación (2.3.15) descrita en el capítulo dos.

Entonces:

$$\Delta i = \frac{E \cdot D}{L \cdot f} = \frac{24.2 \cdot 0.40}{0.0044 \cdot 20000} = 110 \text{ [mA]}$$

Por lo que existe un error, debido al hecho de la observación en la gráfica y cuya aproximación no difiere del valor teórico. Por lo tanto, los cálculos son acordes a la simulación.

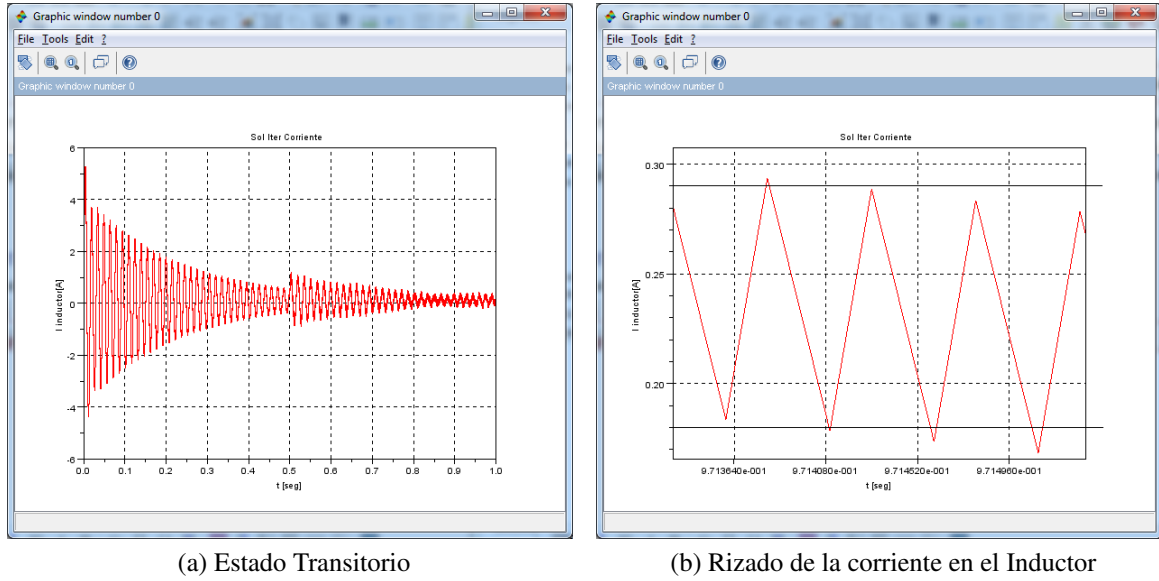


Figura 4.4: Corriente en el inductor

En la figura 4.5a se observa la tensión en el capacitor cuyo movimiento transitorio es subamortiguado y tiempo de estabilización mayor a 1 [s], Por otro lado, si se amplía la señal se demuestra el rizado de voltaje esperado y observado en la figura 4.5b, gráficamente se estima el valor $\Delta V_C = V_{C,max} - V_{C,min} = 17,8698 - 17,8662 = 0,0036 = 3,6 [mV]$, el cual se puede obtener mediante la ecuación (2.3.25) descrita en el capítulo dos.

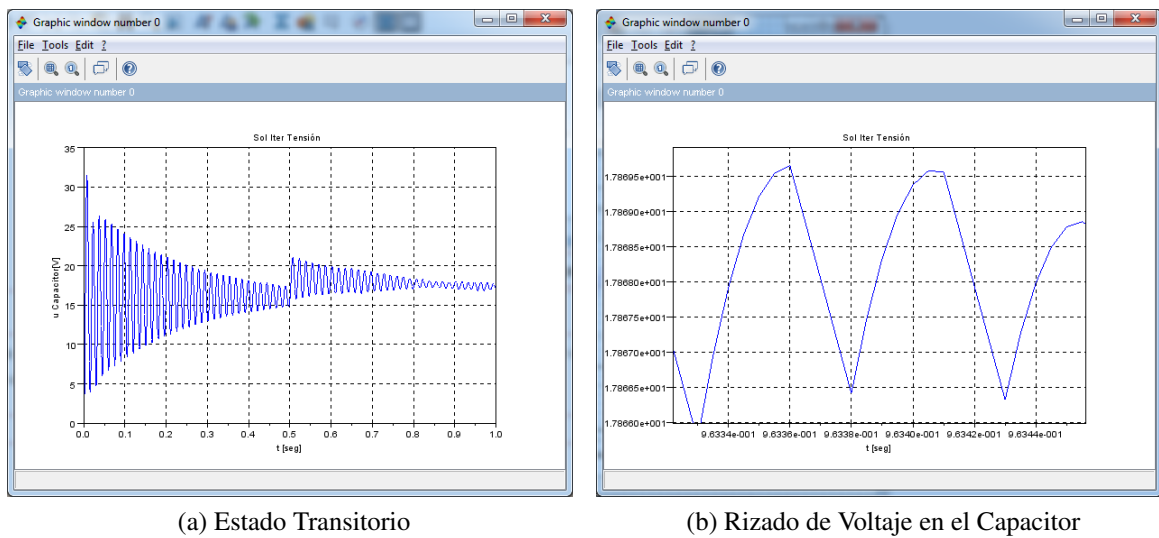


Figura 4.5: Tensión en el Capacitor

Entonces:

$$I_O = \frac{V_O}{R} = \frac{24,2}{235} = 0,1029 [A]$$

$$\Delta V_C = \frac{I_O \cdot D}{f \cdot C} = \frac{0,1029 \cdot 0,4}{20000 \cdot 0,00047} = 0,0043 = 4,3 [mV]$$

Por lo que existe un error de 0.7 [mV] entre la simulación y el valor obtenido teóricamente, sin embargo al ser este tan pequeño se considera despreciable.

Además, por la ecuación (2.3.11) del capítulo dos, se tiene:

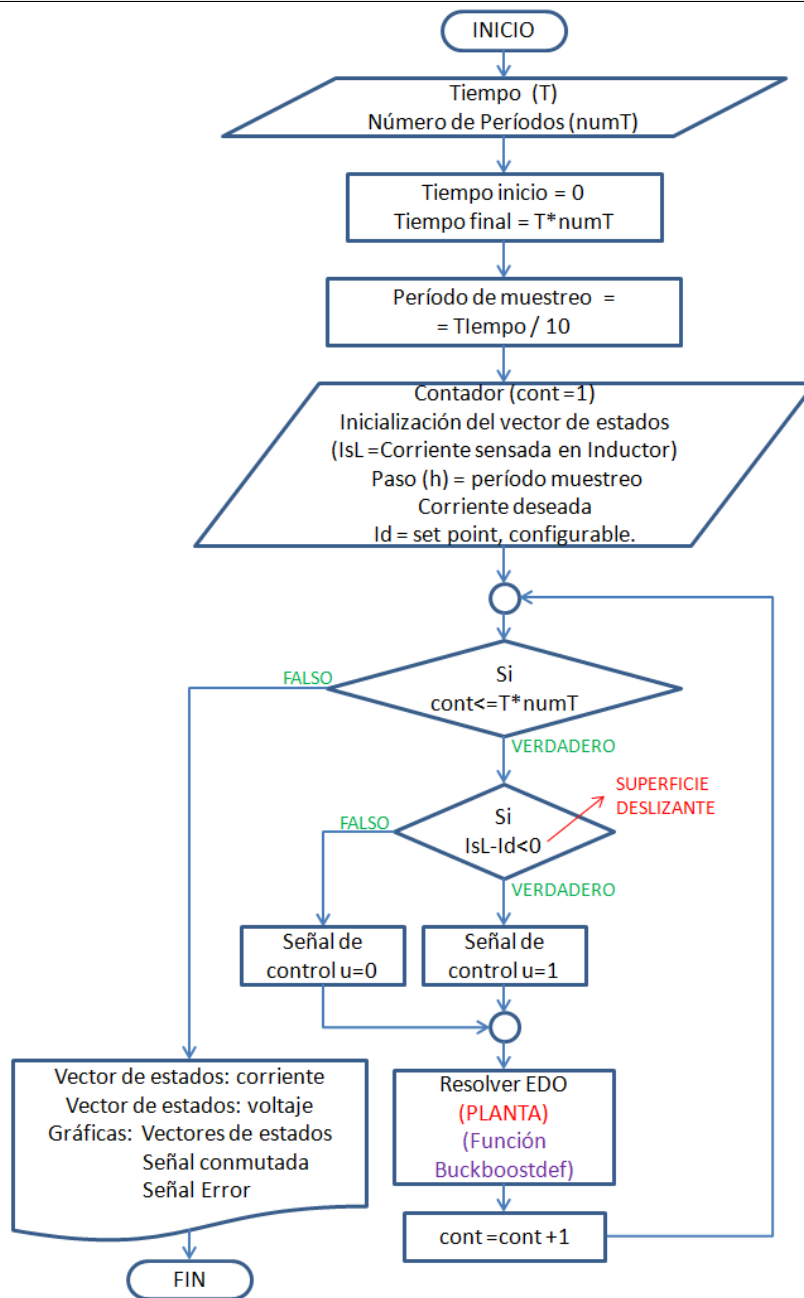
$$V_O = \frac{D}{1-D} \cdot E = \frac{0.4}{0.6} \cdot 24.2 = 16.3 [V]$$

Y el valor observado en la figura 4.5a, muestra que el sistema tiende a estabilizarse alrededor del valor $V_O = 17 [V]$. Por lo que hay un error de $0.7[V]$ aproximadamente, el cual puede ser despreciable respecto al valor de la tensión de salida.

Por lo tanto, los cálculos concuerdan con la simulación.

Fase 2: El Control por Modo Deslizante

Algoritmo 4.2 Diagrama de Flujo para la simulación del Convertidor Buck-Boost controlado por Modo Deslizante



Para implementar el control se realiza un cambio en el diagrama de flujo descrito en el algoritmo 4.1, como se observa en el nuevo algoritmo 4.2, el mismo que corresponde al código implementado en el anexo 3.

Simulación

La simulación del convertidor controlado usa dos scripts, aquel que contiene la función buckboostdef y el programa principal donde se encuentra la implementación del control por modo deslizante. Para el caso de la función buckboostdef se toma los mismos valores de entrada que se usaron para la simulación del convertidor, es decir, $L = 4.4$ [mH], $E = 24.2$ [V], $R = 235[\Omega]$ y $C = 470[\mu F]$. Por otro lado, la frecuencia y el ciclo de trabajo estará dado por el régimen deslizante.

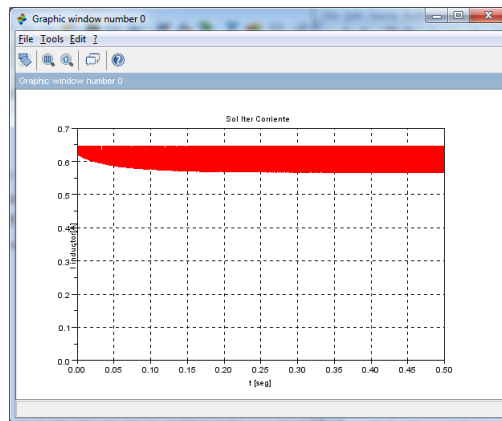
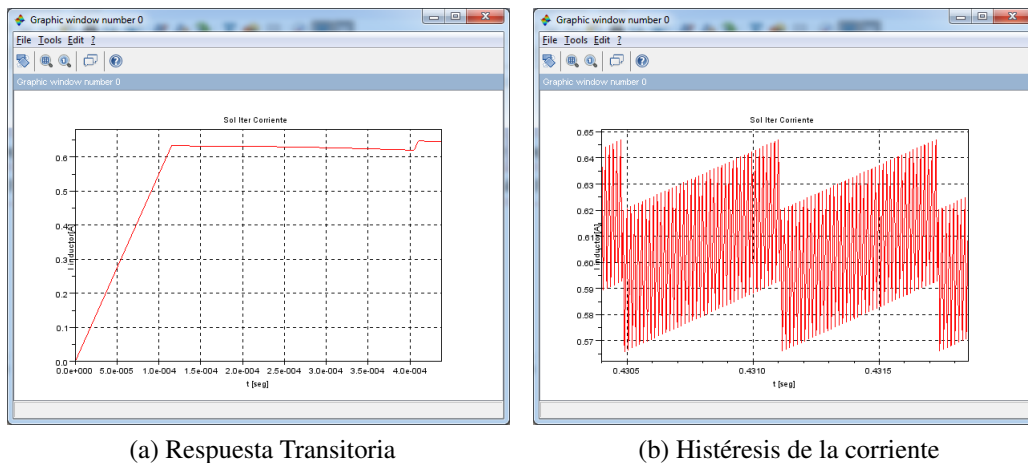


Figura 4.6: Corriente en el inductor del convertidor Buck-Boost controlada por modo deslizante



(a) Respuesta Transitoria

(b) Histéresis de la corriente

Figura 4.7: Resultados sobre la corriente en el inductor controlada por modo deslizante

El período de muestreo seleccionado es $5 [\mu s]$, lo que equivale una frecuencia de muestreo de 200 [KHz]. Por otro lado, la corriente deseada es 0.62 [A].

En la figura 4.7a se observa que la respuesta transitoria de la corriente en el inductor alcanza la estabilidad en $120 \mu s$ aproximadamente, con un valor alrededor de 0.62 [A] .

En la figura 4.7b se ve claramente que además del rizo de corriente esperado se tiene una histéresis, esto se debe a que el control por modo deslizante se encuentra trabajando a frecuencia finita.

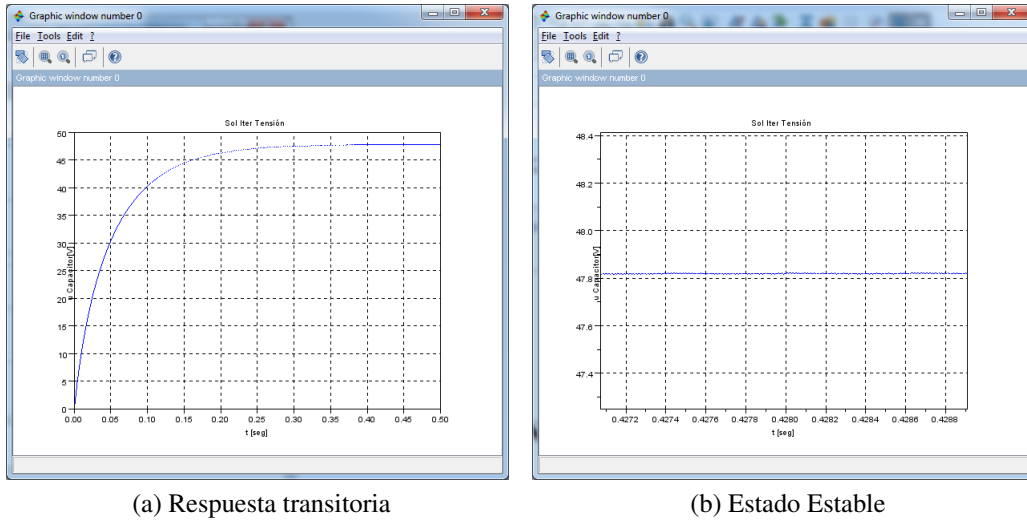


Figura 4.8: Voltaje en el Capacitor del convertidor Buck-Boost controlado por modo deslizante.

Para el caso de la tensión controlada en el capacitor, se observa en la figura 4.8a, que el tiempo del estado transitorio es de 0.3 [s] aproximadamente, y el voltaje de salida en estado estable es de 47.8 [V] aproximadamente, figura 4.8b.

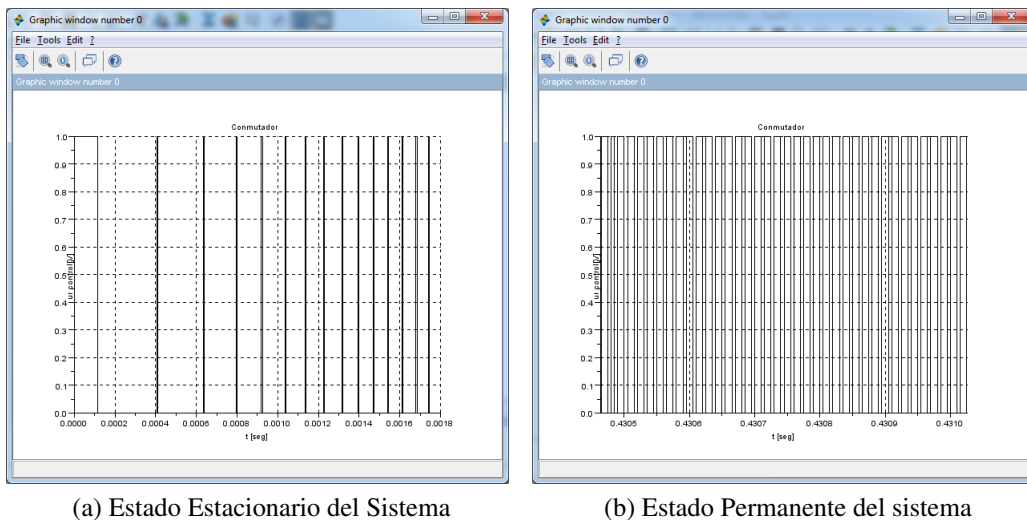


Figura 4.9: Señal de Control

Según el algoritmo 4.2 se tiene adicionalmente la salida de la señal de conmutación que se muestra en la figura 4.9 donde se observa que la frecuencia de conmutación y el ciclo de trabajo

varían constantemente, también se observa en la figura 4.10 que la señal de error varía, todo esto a causa de la superficie de deslizamiento implementada.

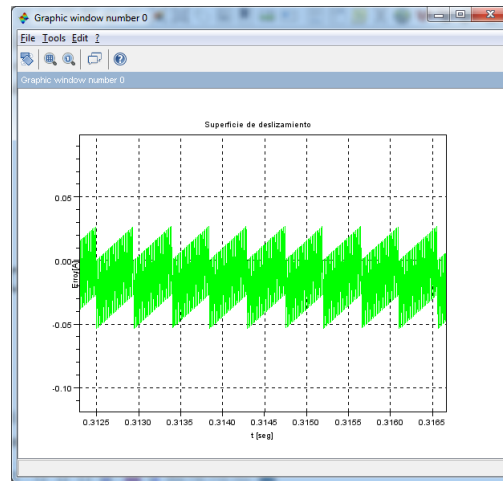


Figura 4.10: Señal de error a causa de la superficie de deslizamiento

4.2. Implementación del Prototipo

El diseño de los circuitos electrónicos implementados se realizará en tres etapas y cada una se construirá en una tarjeta electrónica diferente. La primera, corresponde al convertidor Buck-Boost, es decir, la construcción de la planta o circuito de potencia. La segunda, el circuito electrónico que controla los transistores mosfet, los cuales controlan el circuito de potencia, este circuito será la interfaz de potencia. Finalmente, la tercera etapa en cuya tarjeta electrónica está instalado, el sensor de corriente y la implementación del programa de control en un integrado microcontrolador microchip (PIC), el circuito de control.

4.2.1. Convertidor Buck-Boost

El esquema de la figura 4.11, muestra toda la circuitería que debe implementarse, incluido las protecciones, para que el circuito convertidor buck-boost en configuración no-invertida funcione correctamente.

Componentes

Como se mencionó en el capítulo dos de este proyecto, la parte más crítica del diseño del convertidor en cuestión es el diseño de la bobina, más que eso es importante conseguirla en el mercado, es decir, que exista el inductor con la inductancia adecuada, por lo que en principio se calcula el valor mínimo de inductancia para una corriente de salida mínima, para luego construir el inductor con las consideraciones de frecuencia y potencia, tomando en cuenta que según la

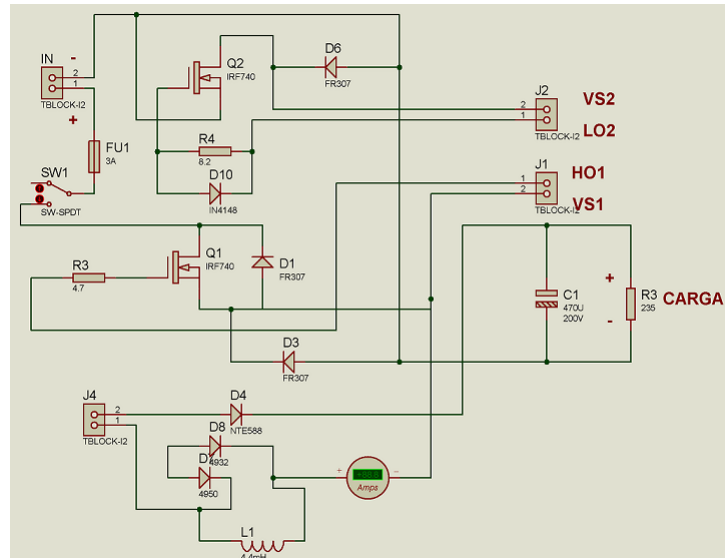


Figura 4.11: Esquema del circuito convertidor Buck-Boost no invertido DC/DC

ecuación $\Delta i = \frac{E \cdot D}{L \cdot f}$, con un valor, lo más alto posible, de inductancia se puede conseguir un menor rizado de corriente y por consiguiente los errores en el sistema serán minimizados.

Entonces se propone, como requerimientos mínimos, para la ecuación (2.3.20), descrita en el capítulo dos, los siguientes:

$$E = 24.2[V]$$

$$D = 50\%$$

$$f_{min} = 4 [KHz]$$

$$I_{O,min} = 0.2[A]$$

Se tiene: $L_{min} = \frac{E \cdot D \cdot (1-D)}{2 \cdot I_{O,min} \cdot f} = \frac{24,2 \cdot 0,5 \cdot 0,5}{2 \cdot 0,2 \cdot 4000} = 0,00378$, esto representa una inductancia mínima de 3.78 [mH]. Por otro lado, el inductor, según los datos propuestos, debe responder a alta frecuencia en potencia, superior a 4 KHz. Adicionalmente, se propone un inductor por el cual pueda circular una corriente máxima de 4[A].

Entonces, se busca un inductor con las características antes mencionadas, pero dentro del país no existe algún distribuidor de inductores a alta frecuencia y traerlo de algún país extranjero resulta costoso, por lo que se procede a construirlo, en cuyo caso un núcleo de ferrita en forma toroidal es lo más conveniente, figura 4.12a, para alta frecuencia en potencia y deberá ser lo más grande posible, para realizar un devanado con el calibre de cable respectivo, de forma que pueda circular 4 [A]. En el anexo 4 se detalla la construcción de un inductor toroidal, información con la cual se ha construido la bobina de 4.4 [mH] a 5.4 [A] que se muestra en la figura 4.12b.

Ahora seleccionar el capacitor el más fácil, debido a que existe una gran variedad de componentes de este tipo en el mercado, que se pueden ajustar al inductor obtenido, y según la ecuación $\Delta V_C = \frac{I_O \cdot D}{f \cdot C}$, mientras más alto es el valor de capacitancia, menor será el rizado de tensión a la salida, sin embargo, el límite máximo permitido de este valor está condicionado por la ecuación (3.7.16) del capítulo tres, donde se especifica que control es posible si el voltaje en el capacitor nunca cae a cero y siempre sea positivo.

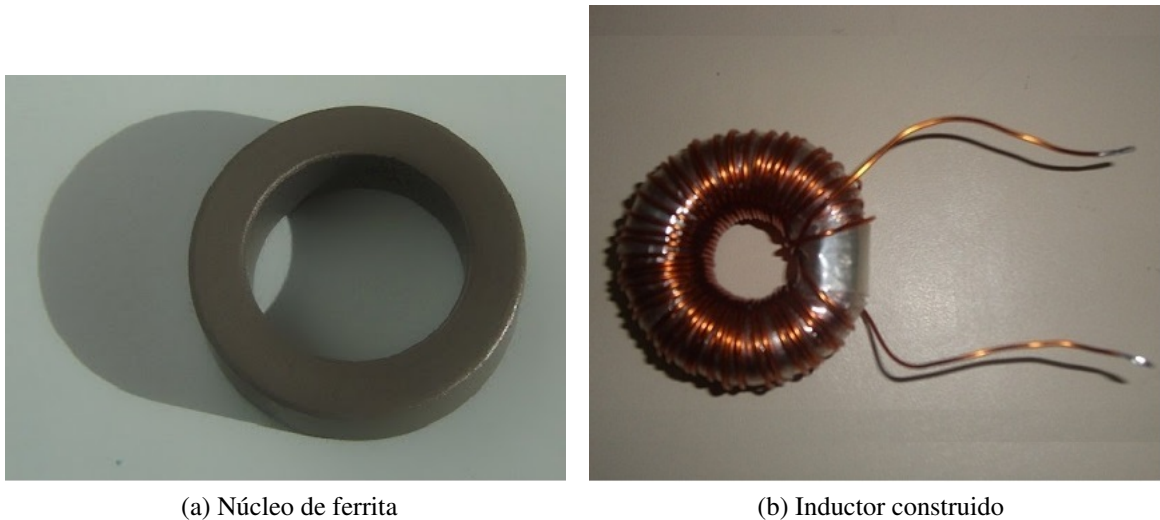
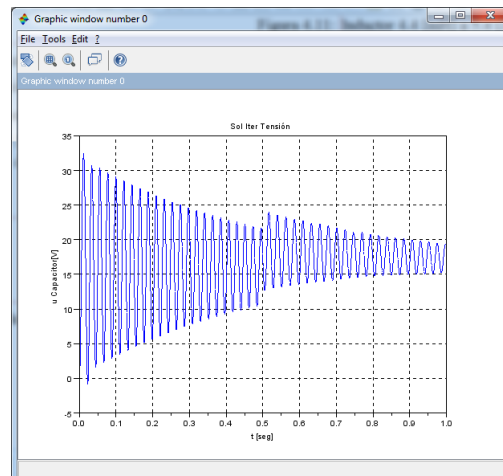


Figura 4.12: Inductor 4.4 [mH] a 5.4 [A]

Para estimar el valor del capacitor se puede hacer uso de la simulación, para lo cual si se selecciona un capacitor de 1000 [μF] la respuesta en tensión es aquella mostrada en la figura 4.13, donde el voltaje del capacitor cae por debajo de cero, por lo tanto se descarta esta propuesta.

Figura 4.13: Tensión en el Capacitor para $C = 1000 [\mu F]$

Luego se toma el valor de 470 [μF] cuyo efecto se muestra en la figura 4.5a, donde la tensión en el capacitor siempre se mantiene positiva. Por otro lado, la característica de voltaje será igual al doble del valor de operación, por lo que 100 [V] estará bien, sin embargo el capacitor seleccionado es de 470 [μF] a 200 [V] como se muestra en la figura 4.14a.

Para el caso de la resistencia de carga se usará un reóstato¹ que soporta hasta 2[A] máximo, el cual se muestra en figura 4.14b.

Para seleccionar los transistores mosfet es importante considerar que para el caso del convertidor de este proyecto, serán significativas las pérdidas por conmutación, es decir, las pérdidas

¹SHUNT REGULATOR REGELWIDERSTAND 440[Ω]marca TERCO, propiedad de la Escuela Politécnica del Ejército (ESPE)



Figura 4.14: Componentes principales del convertidor Buck-Boost

por conducción serán de carácter despreciable, debido a que la frecuencia de operación es superior a 4 KHz. Además, los transistores deben soportar la conducción de corrientes superiores a 5.4 [A], característica del inductor, para evitar el calentamiento de dichos transistores. Por lo tanto, se selecciona el transistor MOSFET IRF740, cuyas características principales se observan en el cuadro 4.2 y que se exponen de forma completa en la hoja técnica adjunta en el anexo 5.

PARAMETER	SYMBOL	TEST CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNITS
Drain to Source Breakdown Voltage	BV_{DSS}	$V_{GS} = 0V, I_D = 250\mu A$ (Figure 10)	400	-	-	V
On-State Drain Current	$I_{D(ON)}$	$V_{DS} > I_{D(ON)} \times r_{DS(ON)MAX}, V_{GS} = 10V$	10	-	-	A
Drain to Source On Resistance	$r_{DS(ON)}$	$V_{GS} = 10V, I_D = 5.2A$	-	0.47	0.550	Ω
Turn-On Delay Time	$t_{D(ON)}$	$V_{DD} = 200V, I_D \approx 10A, R_G = 9.1\Omega, R_L = 20\Omega, V_{GS} = 10V$ MOSFET Switching Times are Essentially Independent of Operating Temperature	-	15	21	ns
Rise Time	t_r		-	25	41	ns
Turn-Off Delay Time	$t_{D(OFF)}$		-	52	75	ns
Fall Time	t_f		-	25	36	ns

Cuadro 4.2: Características principales Mosfet IRF740

Antes de seleccionar los diodos de potencia que finalmente cierran el circuito, es necesario acotar que existe un riesgo de corto circuito en el esquema del convertidor buck-boost no invertido a implementarse, figura 2.13 del capítulo dos, ubicado en la malla que involucra la bobina, el transistor mosfet que se encuentra referenciado a tierra, transistor bajo, y el diodo, cuyo terminal ánodo se encuentra conectado a tierra y el terminal cátodo está conectado al terminal fuente del transistor mosfet que no está referenciado a tierra, transistor alto. El problema se presenta si, el transistor bajo, por algún motivo, alcanza a conectarse antes que el transistor alto o en la desconexión el transistor alto es ligeramente más rápido que el transistor bajo. Para esto se ha tomado las siguientes precauciones:

- Se ha colocado como resistencia de activación, valor 4.7[Ω], en el terminal gate del tran-

sistor alto, y una resistencia igual a $8.2[\Omega]$ en paralelo con un diodo ultra rápido 1N4148, anexo 6, en el terminal gate del transistor bajo, figura ,para lograr una activación más lenta y una desactivación rápida de este último.

- Se ha seleccionado un diodo ultrarápido NTE588, anexo 7, cuyo terminal cátodo está conectado al terminal positivo del capacitor y el terminal ánodo está conectado al terminal drenaje del transistor bajo, y en la malla donde existe el riesgo, se ha colocado un diodo rápido FR307, anexo 8, todo esto para forzar la circulación correcta de la corriente cuando se descarga la bobina. Ambos diodos son de 3 [A].

En adición, la carga y descarga de la bobina produce picos de sobretensión, para suprimirlos se ha colocado dos diodos supresores de transientes de sobrevoltaje, un diodo NTE4932 de 24 [V], anexo 9, que cortará los picos cuando el inductor se está cargando, y un diodo NTE4950 de 50 [V], anexo 10, que suprimirá los picos cuando ocurra la descarga de la energía de la bobina.

Finalmente, se colocan dos diodos de libre circulación FR307, entre los terminales drenaje y fuente de cada uno de los transistores mosfet, que protegen a los transistores.

Tomando en cuenta todo lo antes mencionado el circuito implementado se muestra en la figura 4.15, y cuyo circuito impreso se encuentra en el anexo 11.

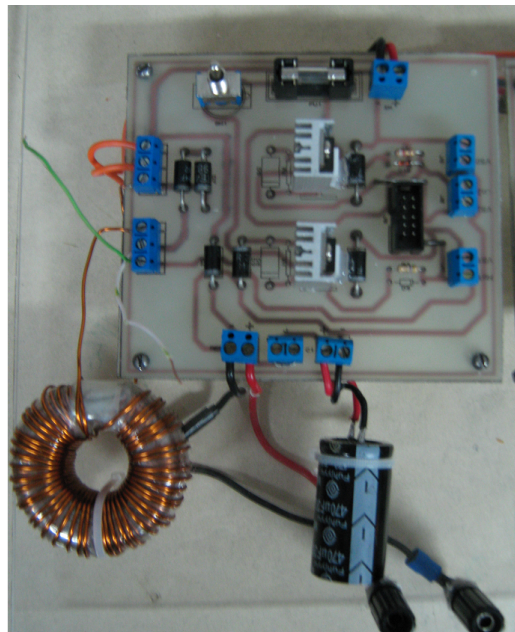


Figura 4.15: Circuito Convertidor Buck-Boost implementado

Las características finales del convertidor Buck-Boost son:

$E = 24,2 [V]$, tensión máxima de alimentación

$V_O = 50 [V]$, tensión máxima de salida

$I_O = 2 [A]$, corriente máxima de salida

4.2.2. Circuito Interfaz de Potencia

El esquema del circuito electrónico usado como interfaz de potencia se muestra en la figura 4.16.

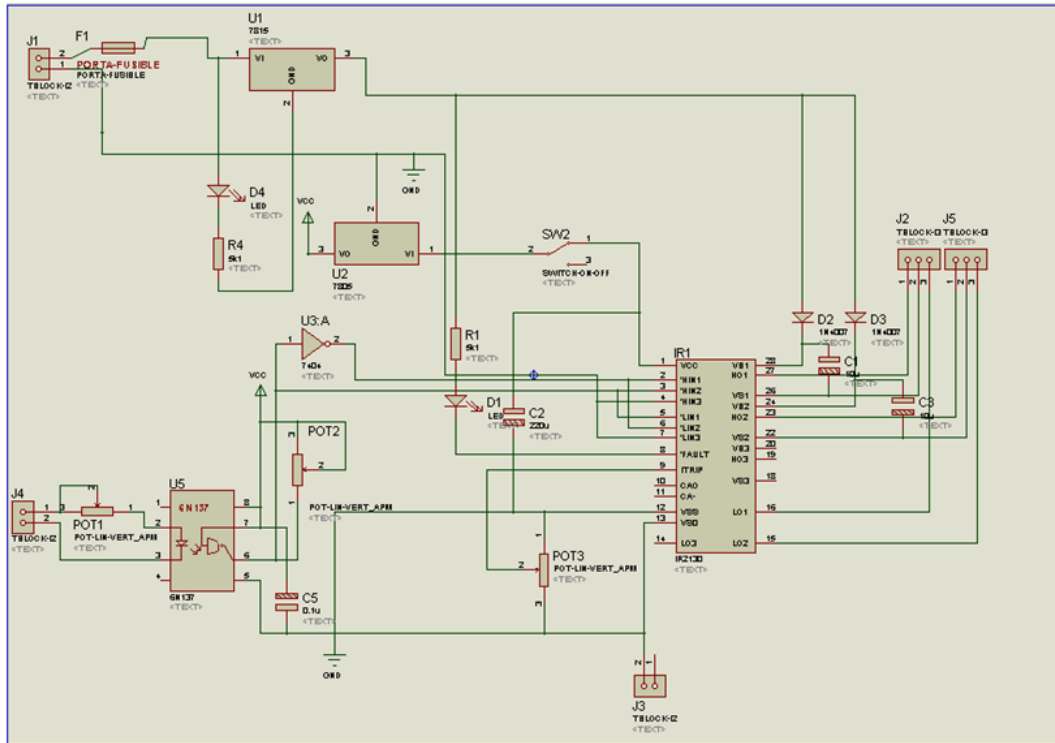


Figura 4.16: Circuito Interfaz de Potencia

Componentes

Para recibir la señal de control se encuentra un optoacoplador 6N137, anexo 12, que permite aislar y proteger a la etapa de control de la etapa de potencia, este opto tiene la capacidad de responder, en la práctica, hasta 100KHz, lo cual es aceptable para este prototipo.

Dado que la señal que entrega el optoacoplador es invertida es necesario colocar un circuito integrado negador, la compuerta 7404, anexo 13, es ideal para este propósito.

El componente más importante de este circuito de interfaz de potencia es el controlador para transistores IR2130, descrito en la hoja técnica del anexo 14, este es el responsable de la operación de los transistores del circuito de potencia, cuyo funcionamiento en forma general se describe a continuación.

El integrado IR2130 es un driver de alta velocidad y alto voltaje, usado para MOSFET e IGBT con tres canales independientes de salida tanto en alto como en bajo con una tierra referencial. Posee una entrada de señal de TTL, 5 [V], y una salida de señal para activación de la compuerta, para este caso es de 15 [V], para cada transistor mosfet, es decir, son seis entradas y seis salidas. Para la configuración del hardware de este integrado hay que tener varias

consideraciones como son el aislamiento de las señales por precaución y la configuración del circuito de bootstrap.

El integrado cuenta con protecciones en sobrecorriente (ITRIP), el cual en caso de un cortocircuito o una sobrecarga es deseable apagar todas las salidas. En ITRIP se encuentra un monitoreo constante de la corriente a través de un comparador. Así también tiene un circuito de falla, el cual consiste en un enclavamiento, el cual es puesto a 1 cuando se produce una falla, esta condición mantiene las salidas bloqueadas o elimina la alimentación del circuito para no seguir operando. El tiempo muerto generado por el integrado en las señales de salida, permite que los transistores conectados a un mismo ramal no puedan conectarse al mismo tiempo, evitando de esta manera un cortocircuito.

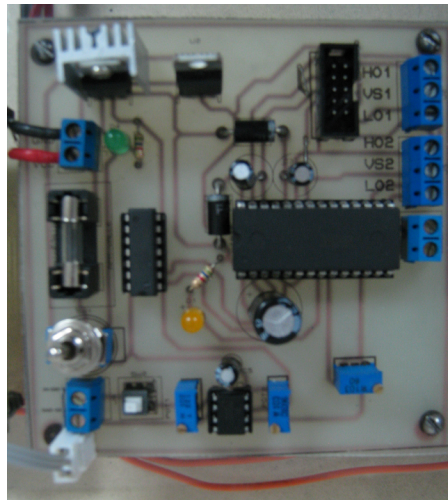


Figura 4.17: Circuito interfaz de Potencia implementado

CIRCUITO BOOTSTRAP

EL circuito de alimentación bootstrap está formada por un diodo (DBS) y un capacitor bootstrap (CBS). Esta técnica es necesaria cuando se requiere que el circuito de excitación sea flotante respecto a la tierra del circuito, es decir, permite tener una tierra virtual, esto es conveniente para activar los transistores mosfet que no están referenciados a la tierra del circuito.

Este método tiene como ventajas que es muy simple y barato; pero tiene inconvenientes impuestos por el proceso de carga del condensador. Estos son que el tiempo que está conduciendo el transistor de la parte de arriba es limitado porque depende del tiempo que tarda en descargarse CBS, y que la frecuencia máxima de trabajo se limita al tiempo que dura la carga de dicho capacitor.

La manera de operación del circuito bootstrap es el siguiente: Durante el tiempo que el transistor Q_{alto} está en 'OFF', y el transistor Q_{bajo} está en 'ON', el condensador CBS se carga a un valor de tensión aproximadamente la tensión de alimentación. La carga es muy rápida porque el t_{CARGA} es muy pequeño. Cuando Q_{bajo} pasa a 'OFF' y se desea que Q_{alto} pase a estado 'ON', el diodo DBS queda polarizado en inverso. Con la tensión almacenada en CBS durante el estado anterior, se polariza al driver superior del circuito de control con el que se

excita a Q_{alto} , de tal forma que pasa a estado 'ON'. En conclusión se deduce que interesa que CBS sea muy pequeño para que se cargue lo más rápidamente posible, pero por otro lado, interesa que CBS sea muy grande para que tarde mucho tiempo en descargarse. Por lo tanto es necesario tomar una solución de compromiso. Prácticamente, el capacitor CBS debe ser de un tamaño 10 veces superior a la capacidad de entrada que presenta la puerta del MOSFET.

Finalmente, el circuito implementado se muestra en la figura 4.17, cuyo circuito impreso se encuentra en el anexo 15.

4.2.3. Circuito de Control

El circuito de control está integrado básicamente por el sensor de corriente ACS712, anexo 16, y el microcontrolador PIC18F2550, anexo 17, porque es más pequeño que el tradicional PIC16F877A, dado que solo se requiere una entrada análoga para recibir la señal del sensor y una salida digital por donde saldrá la señal de control, la interconexión se muestra en el esquema de la figura 4.18.

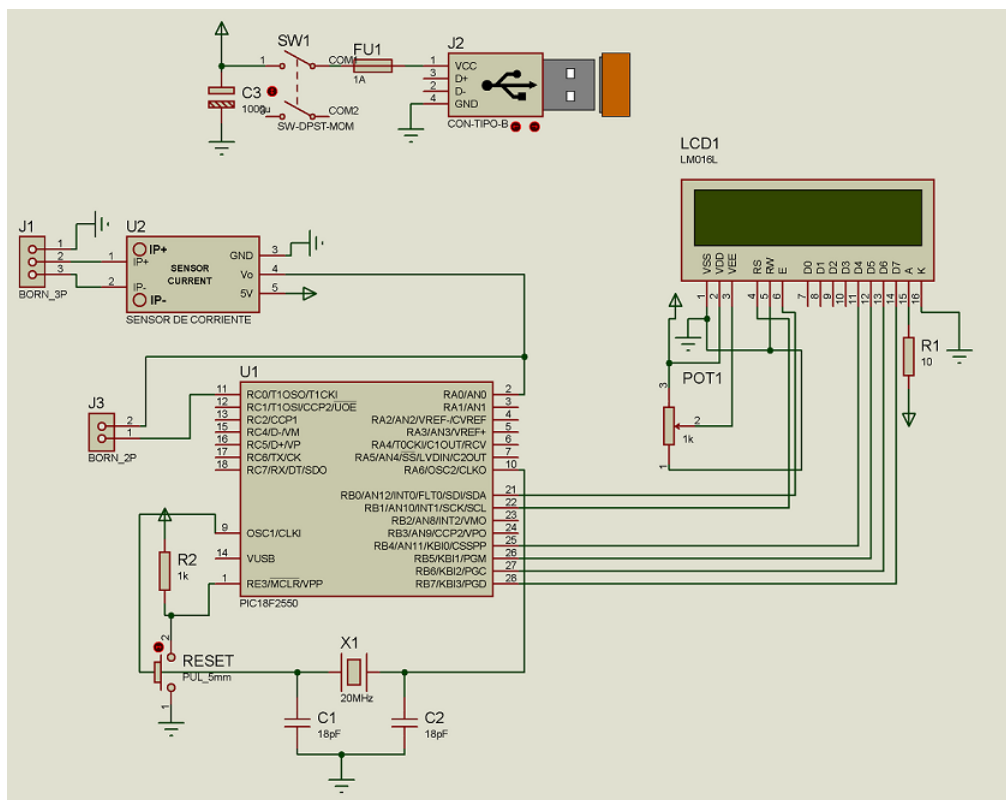


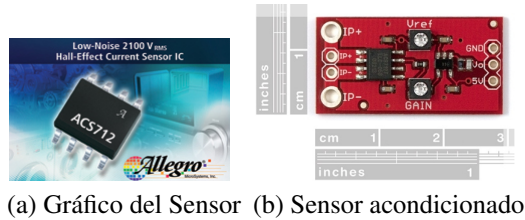
Figura 4.18: Circuito de Control

Componentes

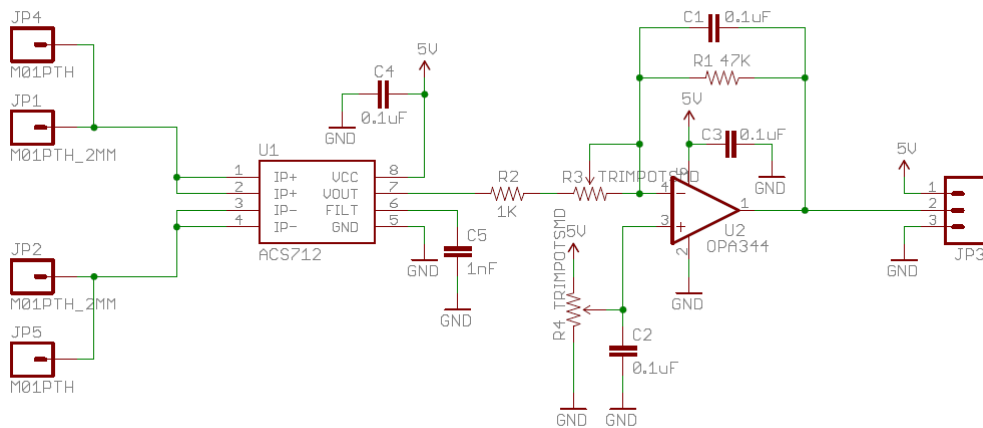
El sensor de corriente ACS712, figura 4.19a, es un sensor de efecto HALL², este se sirve del efecto Hall para la medición de campos magnéticos o corrientes. Si fluye corriente por un sensor

²denominado según Edwin Herbert Hall

Hall y se aproxima a un campo magnético que fluye en dirección vertical al sensor, entonces el sensor crea un voltaje saliente proporcional al producto de la fuerza del campo magnético y de la corriente. Si se conoce el valor de la corriente, entonces se puede calcular la fuerza del campo magnético; si se crea el campo magnético por medio de corriente que circula por una bobina o un conductor, entonces se puede medir el valor de la corriente en el conductor o bobina.



(a) Gráfico del Sensor (b) Sensor acondicionado



(c) Esquema del acondicionamiento del sensor ACS712

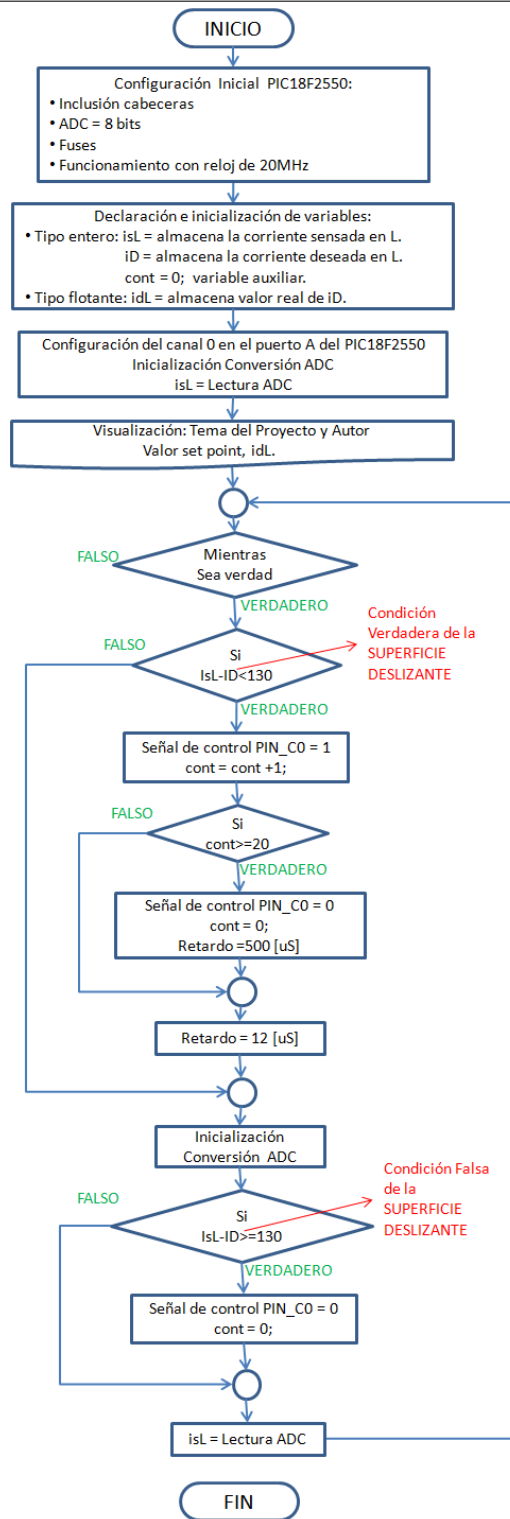
Figura 4.19: Sensor de Corriente ACS712

Fuente: Sparkfun Electronics, www.didacticaselectronicas.com

En este caso se tiene el sensor ACS712 acondicionado, figura 4.19b, cuyo diagrama esquemático se muestra en la figura 4.19c. Según las especificaciones técnicas del sensor ACS712, puede registrar un cambio de corriente en $5[\mu s]$, esto conveniente al desarrollo del proyecto. Además este sensor se lo puede adquirir en el mercado nacional. Cabe mencionar que la salida de voltaje del ACS712 acondicionado, puede variar en ganancia y referencia, tan solo moviendo los potenciómetros que incluyen en la pequeña placa.

El microcontrolador PIC18F2550 permitirá la implementación de la superficie deslizante mediante programación en lenguaje C. Adicionalmente se usa un LCD 2x16 para visualizar el tema del proyecto, su autor y el valor de corriente, a través del inductor, al que se requiere ajustar el sistema.

Algoritmo 4.3 Diagrama de flujo del programa de Control por modo deslizante implementado en el PIC18F2550

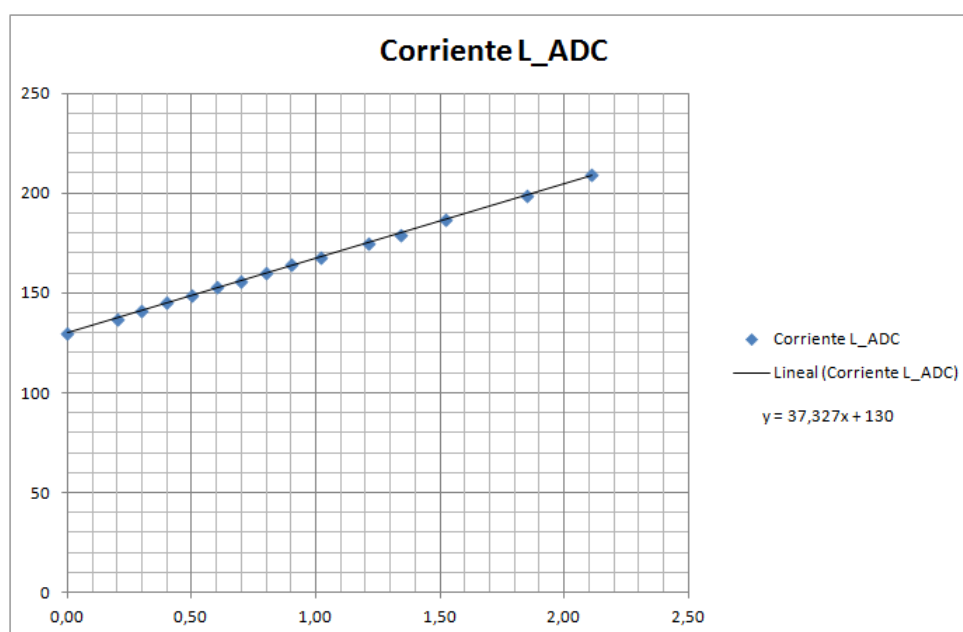


El diagrama de flujo descrito por el algoritmo 4.3, permite entender como es posible que la variación de la frecuencia y el ciclo de trabajo, señal que sale por el PIN C0, está en función de la corriente obtenida por el sensor, el cual transmite la información al microcontrolador, señal que ingresa por el canal análogo AN0, ubicado en el PINA0 de dicho PIC.

Como se ha configurado la conversión ADC en el PIC igual a 8 bits, el valor almacenado en la variable isL es un dato de tipo entero, que cuando la corriente sensada en la bobina es igual a cero, le corresponde un valor convertido de 130. Entonces, es importante obtener la curva característica del sensor para determinar la ecuación que permita conseguir el dato real de la variable sensada. Es así que se tiene la tabla 4.20a, cuya curva de respuesta del sensor se muestra en la figura 4.20b, por lo tanto la ecuación (4.2.1) permite obtener el valor real de corriente sensada.

Corriente en el Inductor	Value_ADC
0,00	130
0,20	137
0,30	141
0,40	145
0,50	149
0,60	153
0,70	156
0,80	160
0,90	164
1,02	168
1,21	175
1,34	179
1,52	187
1,85	199
2,11	209

(a) Datos obtenidos experimentalmente



(b) Curva de la respuesta del Sensor ACS712

Figura 4.20: Respuesta del Sensor de Corriente ACS712 vs conversión ADC en el PIC18F2550

$$I_{REAL} = \frac{I_{SENSADA} - 130}{37,3} \quad (4.2.1)$$

El circuito de control implementado se muestra en la figura 4.21 y cuyo circuito impreso se encuentra en el anexo 18.

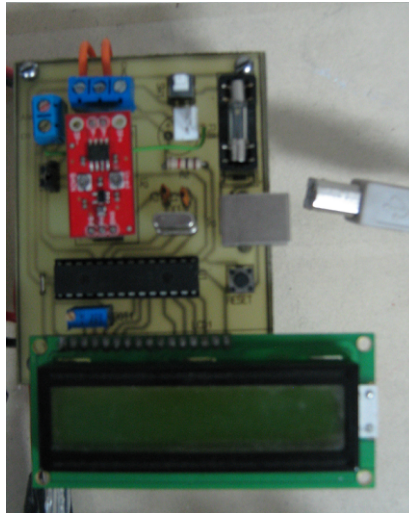


Figura 4.21: Circuito de control implementado

4.3. Pruebas

Para realizar las pruebas del control por modo deslizante del convertidor Buck-Boost no-invertido DC/DC implementado se ha considerado tres puntos de referencia con respecto a los cuales se ejecutará el control, por lo tanto, se realiza tres pruebas, tomando en cuenta que los valores de tensión de alimentación, inductancia, capacitancia y resistencia no cambian. Cabe mencionar el período de muestreo utilizado es de $5[\mu\text{S}]$.

Los datos constantes son:

$$E = 24.2 [\text{V}]$$

$$L = 4.4 [\text{mH}]$$

$$C = 470 [\mu\text{F}]$$

$$R = 162 [\Omega]$$

4.3.1. Primera Prueba

El punto referencial o set point será una corriente circulante en el inductor de $0.48 [\text{A}]$.

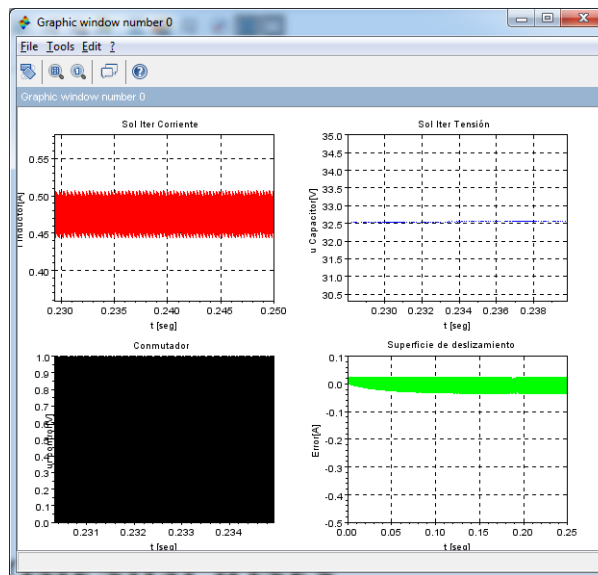
Simulación

Se observa en la figura 4.22a, que se alcanza el control de la corriente en el inductor alrededor de $0.48 [\text{A}]$ y se espera una histéresis de $\pm 0.03 [\text{A}]$, aproximadamente. En tensión, la

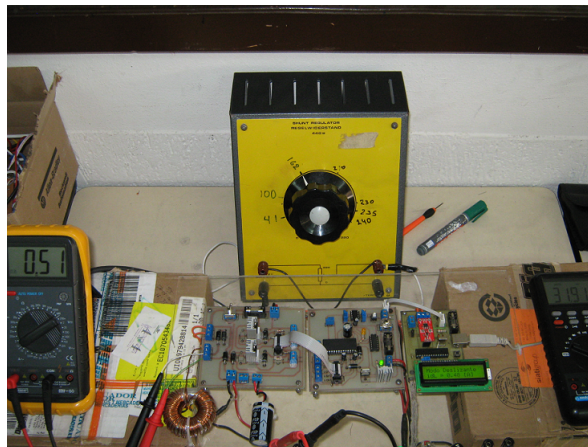
estabilización se produce en 32.5 [V].

Práctica

Una vez colocado en el programa implementado en el microcontrolador el valor referencial de 0.48[A] se enciende el sistema controlado y se obtiene la imagen de la figura 4.22b, la cual muestra una estabilización de corriente y voltaje de 0.51[A] y 31.91[V], respectivamente.



(a) Simulación



(b) Práctica

Figura 4.22: Sistema controlado a 0.48[A]

Cálculo de errores

- Corriente: $Error\% = \left| \frac{I_{simul} - I_{pract}}{I_{simul}} \right| \cdot 100 = \left| \frac{0,48 - 0,51}{0,48} \right| = 6,3\%$
- Voltaje: $Error\% = \left| \frac{V_{simul} - V_{pract}}{V_{simul}} \right| \cdot 100 = \left| \frac{32,5 - 31,91}{32,5} \right| = 1,8\%$

4.3.2. Segunda Prueba

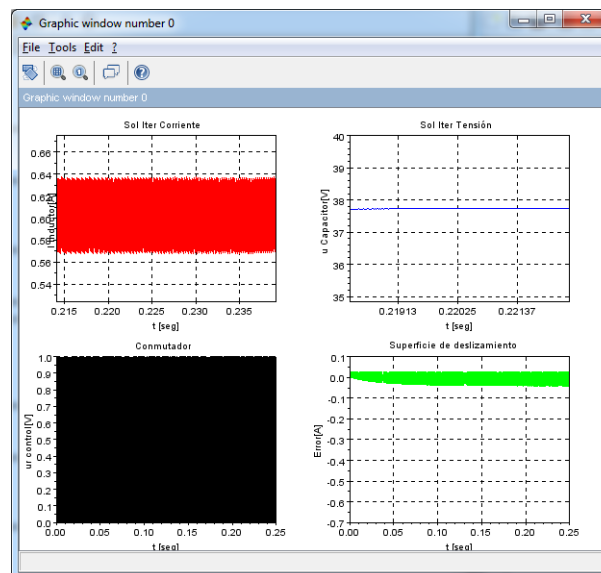
El punto referencial o set point será una corriente circulante en el inductor de 0.61 [A].

Simulación

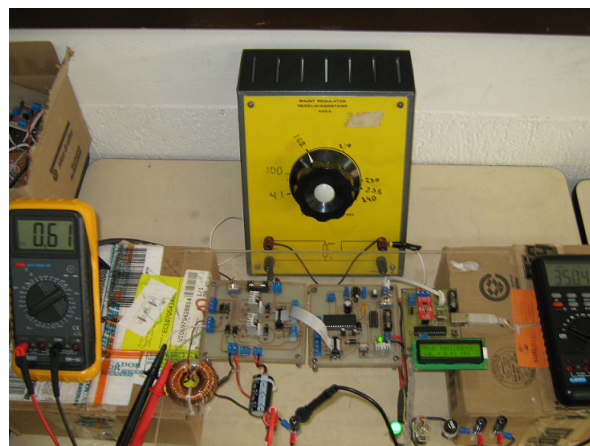
Se observa en la figura 4.23a, que se alcanza el control de la corriente en el inductor alrededor de 0.61 [A] y se espera una histéresis de + 0.02 [A] y - 0.04[A], aproximadamente. En tensión, la estabilización se produce en 37.6 [V].

Práctica

Una vez colocado en el programa implementado en el microcontrolador el valor referencial de 0.61[A] se enciende el sistema controlado y se obtiene la imagen de la figura 4.23b, la cual muestra una estabilización de corriente y voltaje de 0.61[A] y 35.04[V], respectivamente.



(a) Simulación



(b) Práctica

Figura 4.23: Sistema controlado a 0.61[A]

Cálculo de errores

- Corriente: $Error \% = \left| \frac{I_{simul} - I_{pract}}{I_{simul}} \right| \cdot 100 = \left| \frac{0,61 - 0,61}{0,61} \right| = 0 \%$
- Voltaje: $Error \% = \left| \frac{V_{simul} - V_{pract}}{V_{simul}} \right| \cdot 100 = \left| \frac{37,6 - 35,04}{37,6} \right| = 6,8 \%$

4.3.3. Tercera Prueba

El punto referencial o set point será una corriente circulante en el inductor de 0.80 [A].

Simulación

Se observa en la figura 4.24a, que se alcanza el control de la corriente en el inductor alrededor de 0.8 [A] y se espera una histéresis de + 0.03 [A] y -0.05[A], aproximadamente. En tensión, la estabilización se produce en 44.5 [V].

Práctica

Una vez colocado en el programa implementado en el microcontrolador el valor referencial de 0.8[A] se enciende el sistema controlado y se obtiene la imagen de la figura 4.24b, la cual muestra una estabilización de corriente y voltaje de 0.78[A] y 40.20[V], respectivamente.

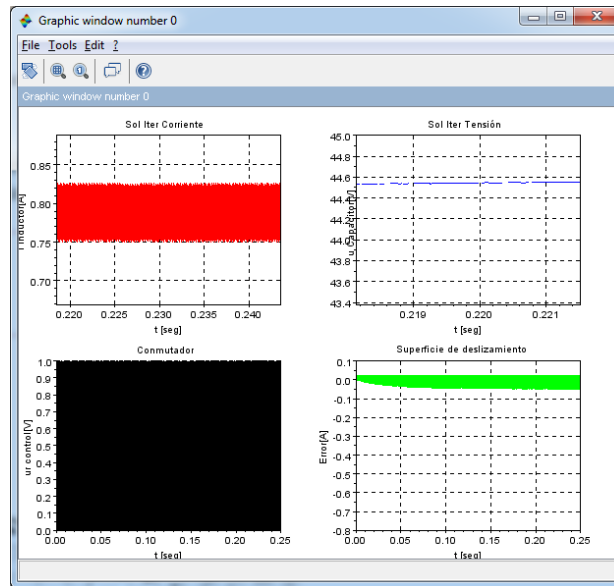
Cálculo de errores

- Corriente: $Error \% = \left| \frac{I_{simul} - I_{pract}}{I_{simul}} \right| \cdot 100 = \left| \frac{0,80 - 0,78}{0,80} \right| = 2,5 \%$
- Voltaje: $Error \% = \left| \frac{V_{simul} - V_{pract}}{V_{simul}} \right| \cdot 100 = \left| \frac{44,5 - 40,2}{44,5} \right| = 9,6 \%$

4.3.4. Análisis de Errores

El error promedio en la corriente que circula por el inductor es 2.93%, esto se produce debido a la resolución del sistema, ya que en la implementación de la superficie deslizante en el microcontrolador, como se observa en el algoritmo 4.3, se trabaja con datos enteros en la diferencia del valor sensado respecto del valor de referencia o set point. Entonces si se usa la ecuación 4.2.1, se puede calcular que para un paso de un número entero a otro consecutivo se tiene una diferencia de 30 [mA], lo que provoca que el control ajuste con un error de ± 30 [mA] dependiendo del valor de la corriente y de la forma como se pierdan datos en la conversión de los mismos.

El error promedio en la tensión del capacitor es 6.07%, esto se produce principalmente por el voltaje de polarización de los diodos, que para el caso del diodo FR307 es 1.2[V] y para el diodo NTE588 es 0.95[V], lo que en suma se tiene una pérdida de voltaje igual a 2.15[V].



(a) Simulación del sistema controlado a 0.80[A]



(b) Práctica

Figura 4.24: Sistema controlado a 0.80[A]

Por otro lado, la respuesta del sistema en el instante del sensamiento de la corriente provoca que el modo deslizante trabaje a frecuencia finita, esto produce una histéresis de la corriente circulante en el inductor, responsable también de los errores.

Capítulo 5

CONCLUSIONES Y RECOMENDACIONES

5.1. Conclusiones.

- El voltaje de salida del convertidor está en función de la variación del ciclo de trabajo de la señal que conmuta los transistores y sólo de ese valor, de tal forma que para $D < 0.5$ se comporta como reductor y para $D > 0.5$ se comporta como elevador. Este comportamiento es una ventaja, ya que si existe una caída de tensión en la entrada se puede regular el ciclo de trabajo para que la salida se mantenga en el valor deseado o si se requiere una salida de voltaje de valor menor a la de la entrada, se lo puede conseguir también.
- La implementación del convertidor Buck-Boost DC no es costosa y sus componentes se pueden conseguir en el mercado fácilmente a excepción del toroide de ferrita para la bobina, este toroide se lo puede obtener de una fuente de computadora o equipos de radio-comunicación reciclados. Además, el software de simulación es de tipo, código abierto, por lo que no tiene costo y es fácil adquirirlo.
- Una desventaja del convertidor en cuestión es que los requerimientos de los componentes son mayores, que los que se necesita para otros tipos de convertidores, por ejemplo, el convertidor reductor (Buck) o el convertidor elevador (Boost).
- Un beneficio del control en modo deslizante es que no es necesario tener la función de transferencia del convertidor para iniciar el análisis, pues se puede usar la ecuación diferencial que describe el comportamiento del convertidor y responde a la forma $\dot{x} = f(x) + g(x) \cdot u$.
- Existe un conjunto de superficies de deslizamiento que se pueden aplicar, sin embargo, no todas cumplen las condiciones de existencia del modo deslizante, y el análisis de estabilidad y robustez, por lo que no siempre la primera superficie que se propone funciona.

Es así que, en algunos casos serán dos o tres los intentos, antes de encontrar la superficie de deslizamiento válida. Con esto se deduce que no existe una técnica para seleccionar dicha superficie, pero si hay algunas consideraciones que se explican en el apartado 3.6 del capítulo 3, para diseñar la superficie de deslizamiento.

- Para analizar la estabilidad se tiene algunas opciones siendo el método directo de Lyapunov una muy recomendable, sin embargo, al igual que con la superficie de deslizamiento se debe seleccionar, para este caso, la función de energía, pero afortunadamente se tiene el criterio que dicha función debe ser una señal de energía y no de potencia. También se puede escoger es una función de energía igual a la mitad de la superficie de deslizamiento elevada al cuadrado, ecuación 3.14 del capítulo 3, pero siempre debe ser positiva y su razón de cambio respecto al tiempo debe ser negativa para que el sistema sea estable, según Lyapunov.
- El método de Lyapunov es una herramienta de análisis muy poderosa. Sin embargo, presenta dos desventajas. La primera es que no hay un método sistemático para hallar una función de Lyapunov por lo tanto hay que proponer una función candidata y probar si la misma cumple con los requisitos de estabilidad. La segunda es que el teorema solo brinda condiciones suficientes, por lo tanto, el hecho de no encontrar una función candidata a Lyapunov que satisfaga las condiciones de estabilidad o de estabilidad asintótica, no significa que el origen es inestable o asintóticamente estable.
- El objetivo en la práctica es controlar el voltaje de salida, que para el caso del convertidor diseñado en este proyecto es igual al voltaje promedio en el capacitor, sin embargo, se observa que el control se ejecuta con la variable, corriente en el inductor, debido a que una superficie de deslizamiento que integre la variable, voltaje en el capacitor, se vuelve inestable; a esto se le conoce como *control indirecto*, ya que al controlar la corriente en el inductor, se está controlando el voltaje de salida.
- El control en modo deslizante es continuo, visto desde la perspectiva de las conmutaciones esto es posible a frecuencia infinita, para este caso y según la simulación estaría alrededor de los trecientos kilohertzios (300[KHz]). La desventaja se encuentra en los dispositivos electrónicos de potencia debido a las limitaciones de fabricación. Por lo tanto, el control trabajará a frecuencia finita, esto da lugar a la existencia de una banda de histéresis que se encuentra alrededor de la superficie de deslizamiento de tal forma que brinda un efecto de rizado sobre los valores de la variables de estado, corriente en el inductor y voltaje en el capacitor, para el caso del convertidor implementado esto afecta de forma mínima a los resultados obtenidos.
- Se verifica la ventaja del control por modo deslizante, su robustez ante perturbaciones que pueden localizarse en la carga y/o en la fuente, ya que al variar ligeramente la carga y/o el voltaje, el control sobre la corriente en el inductor se mantiene.

- La lectura del dato que proviene del sensor ACS712 limita la frecuencia máxima de operación del sistema a 36 [KHz].
- El sistema posee una limitación en la frecuencia mínima de encendido que es 960 [Hz], esto se debe principalmente a las condiciones de funcionamiento del driver IR2130, el cual es afectado cuando se requiere que los transistores mosfet se activen a una menor frecuencia que la mencionada.
- La respuesta del sistema está en función de la rapidez con que el microcontrolador realice las operaciones matemáticas y la velocidad de adquisición de las variables sensadas.
- Se demuestra que la simulación del convertidor en cuestión es acertada, ya que el error de está respecto de los cálculos teóricos es mínimo.
- En el diseño de circuito electrónicos con características de un sistema de estructura variable las pérdidas por conmutación siempre serán mayores que las pérdidas por conducción, por lo que siempre se pensará en la forma de minimizar dichas pérdidas por conmutación.

5.2. Recomendaciones.

- Realizar un previo análisis de los componentes electrónicos de potencia es importante, ya que permite estimar el costo del proyecto y los alcances del mismo.
- Es necesario que la variable involucrada en la superficie deslizante tenga una representación física, caso contrario no se puede lograr el control, debido a que para el lazo de control realimentado se necesita sensor la variable presente en la superficie, ya sea el control de tipo directo o indirecto.
- En el diseño de circuitos electrónicos con características de un sistema de estructura variable siempre será necesario establecer los riesgos que involucren las conmutaciones a alta energía, para esto será importante realizar un análisis profundo de los transitorios presentes en todo el sistema para colocar protecciones de sobrevoltaje, sobrecorriente y contra corto-circuito, en los lugares adecuados.
- Una forma de reducir sustancialmente las pérdidas por conmutación de los transistores mosfet en el convertidor diseñado en este proyecto, es alterando el ciclo de trabajo que permite la activación del transistor mosfet que está referenciado a la tierra del circuito, transistor bajo, de manera que sea interior con respecto al ciclo de trabajo que activa el transistor mosfet que no está referenciado a tierra, transistor alto.
- Cuando la energía de un inductor se carga y se descarga siempre existirán sobretensiones, especialmente si se trata de potencia, es por esto que se recomienda colocar diodos que

supriman los traslapes de sobrevoltaje en paralelo a la bobina, es así que en este proyecto se usó los diodos NTE 4932 y NTE 4950.

- El estudio en detalle del manejo de los drivers que controlan los transistores mosfet es importante, ya que la realización de este proyecto ha dependido esencialmente de esta etapa.
- En los sensores de corriente comúnmente se especifica la respuesta que tiene frente a una función paso, es decir, la velocidad con la que responde el sensor cuando existe un cambio en el valor de la corriente, esta característica es importante cuando se trata de corriente continua, no así para el caso de corriente alterna, cuya especificación se refiere al ancho de banda. Por otro lado, un sensor con menor tiempo de respuesta mejora las características del sistema en lo que se refiere al período de muestreo.
- En la implementación del circuito de potencia se añade un diodo en antiparalelo a cada transistor mosfet, se lo conoce también como diodo volante, diodo de libre circulación, o diodo damper que permite reducir las pérdidas por conmutación que se producen cuando los transistores operan a alta frecuencia como es el caso de la aplicación de este proyecto.
- Se debe correr primero la simulación del sistema controlado antes de configurar la corriente de control en el microcontrolador, ya que si la salida de voltaje es mayor que el diodo supresor de picos implementado, puede ocasionar el mal funcionamiento de este y posteriormente la quema de circuitos integrados como el driver IR2130.
- Se recomienda trabajar con valores enteros en el microcontrolador, ya que hacerlo con flotantes limita aún más la frecuencia de operación del sistema o en su defecto se puede implementar el sistema en un controlador más veloz que el tradicional microcontrolador PIC, posiblemente en un DSPIC o en una tarjeta FPGA.
- Para alimentar el circuito de control y el circuito de potencia se debe usar fuentes independientes.

Bibliografía

- Battista, H. D. (2000). *Control de la Calidad de Potencia en Sistemas de Conversión de Energía Eólica*. PhD thesis, Universidad Nacional de La Plata.
- Emelyanov (1967). Variable structure control systems. *Nauka, Moscú, URSS*.
- Escobar, J. (2007). *Ecuaciones Diferenciales con aplicaciones en Maple*. Universidad de Antioquia <http://matematicas.udea.edu.co/jescobar/>.
- Hung J.Y, W. G. y. J. H. (1993). Variable structure control: a survey. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 40:1–22.
- Khalil (1996). *Nonlinear Systems*. Prentice Hall.
- Selenio, A. N. F. R. M. B. R. S. (1998). Discrete time sliding mode control: A new design strategy applied to induction motor drives. In *Conferencia en procedimientos de control Americano*.
- Sira-Ramirez (1988). Differential geometric methods in variable-structure control. *International Journal of Control*, Vol. 48, No. 4:1359–1390.
- Sira-Ramirez (1989). Nonlinear variable structure systems in sliding mode; the general case. *IEEE Transactions on Automatic Control*, Vol. 34; No.11:1186–1199.
- Sira-Ramírez, H.; Márquez, R. R.-E. F. L.-S. O. (2005). *Control de Sistemas no lineales*. PEARSON EDUCATION, S.A.
- Solé, D. B. (1999). *Control en modo deslizante aplicado a la generación de señal en convertidores conmutados DC/DC*. PhD thesis, Universidad Politécnica de Cataluña.
- Utkin (1977). Variable structure systems with sliding mode. *IEEE Transactions on Automatic Control*, 22:212–222.
- W.W. Burns, III, T. W. (June 1976). Energy transfer and storage in a voltage step-up dc-to-dc converter. In *Power Electronics Specialists Conference Preview and Digest of on erence Papers*.