



BENEMÉRITA UNIVERSIDAD AUTÓNOMA DE PUEBLA
FACULTAD DE CIENCIAS DE LA ELECTRÓNICA
MAESTRÍA EN INGENIERÍA ELECTRÓNICA, OPCIÓN
INSTRUMENTACIÓN ELECTRÓNICA

Tesis para obtener el grado de
MAESTRA EN INGENIERÍA ELECTRÓNICA

"CONTROL EN MODO DESLIZANTE EN TECNOLOGÍA
CMOS PARA CONVERTIDORES CD-CD TIPO BUCK"

Presenta:

Lic. Sandra Huerta Moro*

Directores:

Dr. Víctor Rodolfo González Díaz
Dr. José Fermi Guerrero Castellanos

Dedicatoria

A mi familia, que siempre me brinda su apoyo incondicional. Por hacerme fuerte, amarme y motivarme a seguir adelante. Muchos de mis logros se los debo a ustedes, incluido éste. *"Always"*.

Agradecimientos

A mis asesores, el Dr. Víctor Rodolfo González Díaz y el Dr. José Fermi Guerrero Castellanos por su infinita paciencia, por sus valiosas enseñanzas, asesorías, tiempo y por depositar en mí la confianza para realizar este trabajo.

Al Consejo Nacional de Ciencia y Tecnología (CONACYT) por otorgarme una beca durante los 2 años de duración del programa de maestría.

A la Benemérita Universidad Autónoma de Puebla y a la Facultad de Ciencias de la Electrónica, por los años de formación brindados no sólo en éstos dos años, sino desde el inicio de mi carrera profesional.

A todos los excelentes profesores que me han acompañado en este proceso de preparación, así como mis compañeros de maestría por su apoyo y su valiosa amistad.

A familia y mis amigos, que se han vuelto parte fundamental en esta etapa de mi vida. Por apoyarme, aconsejarme y quererme ver triunfar, pero sobretodo por permitirme aprender más de la vida a su lado.

Al Dr. Gerardo Mino Aguilar por toda su guía y conocimientos; por impulsarme a seguir adelante y motivarme a alcanzar mis metas.

Tabla de Contenido

Abreviaciones, siglas y acrónimos	XI
1 Convertidores CD-CD	1
1.1 Gestión de micropotencia en sistemas electrónicos	1
1.2 Convertidores CD-CD	4
1.3 Configuraciones de los convertidores	8
1.4 Convertidores tipo bajada	8
1.4.1 Funcionamiento del convertidor Buck	12
1.5 Convertidores tipo subida	16
1.5.1 Convertidor Boost	16
1.6 Técnicas de control para convertidores CD-CD	19
1.7 Antecedentes	30
1.8 Controles sintetizados en Chip de aplicación específica . . .	35
2 Propuesta de control para un convertidor CD-CD	41
2.1 Sistemas de estructura variable	46
2.2 Superficie deslizante	47
2.3 Modelo matemático del convertidor Buck	50
2.4 Puntos de equilibrio	56
3 Aplicación de un algoritmo de control en modo deslizante para convertidores CD-CD tipo reductor	61
3.1 Simulación del control sobre la corriente en el inductor (x_1)	63
3.2 Simulación del control sobre el voltaje en el capacitor (x_2)	64

3.3	Aplicación del algoritmo de control sobre las dos variables de estado	65
3.4	Modificación al método de control utilizando coeficientes de compensación	67
3.5	Variaciones en el valor de la carga del convertidor	69
4	Diseño del convertidor Buck en tecnología CMOS	74
4.1	Modelado y simulación del sistema con componentes eléctricos	74
4.2	Análisis del control sobre la variable x_2 (voltaje en el capacitor)	79
4.3	Análisis del control sobre la variable x_1 (corriente en el inductor)	85
4.3.1	Espejo de corriente	85
5	Caracterización del circuito de control para el convertidor CD-CD	90
5.1	Descripción del sistema en su equivalente a nivel transistor	90
5.2	Consideraciones para el diseño del Amplificador Operacional	99
	Conclusiones	110
	Bibliografía	119

Índice de Figuras

1.1	Diagrama a bloques de un convertidor CD-CD.	4
1.2	Convertidor de tipo bajada.	9
1.3	Capacitancia vs Potencia de salida para diferentes configuraciones de convertidores tipo bajada [1].	10
1.4	Diagrama a bloques del PWM.	11
1.5	Diagrama convertidor Buck.	13
1.6	Modo de conducción continuo.	14
1.7	Fase 1 del convertidor Buck.	14
1.8	Fase 2 del convertidor Buck.	15
1.9	Modo de conducción discontinuo.	15
1.10	Diagrama convertidor Boost.	16
1.11	Fases del convertidor Boost.	17
1.12	Diagrama de bloques del control por retroalimentación de estados [2]	21
1.13	Diagrama de bloques del control con el diseño de un observador [2]	22
1.14	Esquema del control Proporcional Integral Derivativo [2].	25
1.15	Respuesta de control PID y CMD para la posición de un carro [3].	26
1.16	Respuesta de control PID y CMD para el ángulo del péndulo [3].	26
1.17	Modulación por ancho de pulso y por frecuencia de pulso.	29
2.1	Dinámica del control en modo deslizante	45
2.2	Convertidor CD-CD reductor.	52

2.3	Bloques que forman el sistema de conversión.	57
2.4	Diagrama del convertidor Buck.	57
3.1	Diagrama a bloques del convertidor Buck	62
3.2	Diagrama a bloques del convertidor Buck con control . . .	63
3.3	Respuesta del convertidor para la variable x_1	64
3.4	Diagrama a bloques del convertidor Buck con control en x_2	65
3.5	Respuesta del control en x_2	65
3.6	Diagrama a bloques del convertidor aplicando control en ambas variables de estado	66
3.7	Respuesta del convertidor aplicando control en ambas variables de estado	67
3.8	Diagrama de bloques con compensación en el control . . .	68
3.9	Diagrama de bloques con compensación en el control . . .	68
3.10	Diagrama de bloques con compensación en el control . . .	69
3.11	Diagrama de bloques con compensación en el control . . .	70
3.12	Respuesta para $Rn = 50 \Omega$ y $R = 75 \Omega$	72
4.1	Diagrama del convertidor Buck con elementos eléctricos. .	75
4.2	Diagrama del controlador.	75
4.3	Diagrama del convertidor con control ideal: (a) Convertidor Buck, (b) Amplificador Operacional, (c) Controlador. . . .	76
4.4	Esquema convertidor Buck con control en x_1 y x_2	77
4.5	Esquema convertidor Buck con control sobre la variable x_2 : (a) Convertidor Buck, (b) Controlador.	79
4.6	Parámetros de simulación para el control en x_2	80
4.7	Parámetros de simulación para el control en x_2 con $Vd = 1.8$ V y $E = 5$ V.	81
4.8	Parámetros de simulación para el control en x_2 con $Vd = 1.8$ V y $E = 9$ V.	81
4.9	Parámetros de simulación para el control en x_2 con $Vd = 2.5$ V y $E = 5$ V.	82

4.10	Parámetros de simulación para el control en x_2 con $Vd = 2.5$ V y $E = 9$ V.	83
4.11	Parámetros de simulación para el control en x_2 con $Vd = 3.3$ V y $E = 5$ V.	83
4.12	Parámetros de simulación para el control en x_2 con $Vd = 3.3$ V y $E = 9$ V.	84
4.13	Espejo simple de corriente.	85
4.14	Espejo de corriente en el convertidor Buck.	86
4.15	Corriente en el nodo de salida del espejo de corriente.	87
4.16	Fuente de voltaje controlada por corriente.	88
4.17	Esquema convertidor Buck con control en x_1 : (a) Convertidor Buck, (b) Controlador, (c) Amplificador de transimpedancia.	88
4.18	Respuesta del control sobre la variable de corriente.	89
5.1	Diagrama esquemático para el control de dos variables de estado. (a) Convertidor Buck, (b) OTA, (c) Controlador.	91
5.2	Espejo de corriente con transistores tipo N.	92
5.3	Amplificador de transimpedancia y sumador.	92
5.4	Esquemático del controlador.	94
5.5	Respuesta del control para $Vd = 5$ V.	95
5.6	Respuesta del control para $Vd = 3.3$ V.	96
5.7	Respuesta del control para $Vd = 1.2$ V.	97
5.8	Rizo en la señal de salida.	97
5.9	Esquemático del amplificador operacional.	101
5.10	Símbolo del amplificador operacional.	102
5.11	Diagrama completo del convertidor con control. (a) Convertidor Buck, (b) Controlador, (c) Amplificador operacional.	103
5.12	Respuesta para $Vd = 1.2$ V con $E = 5$ V.	104
5.13	Respuesta para $Vd = 1.2$ V con $E = 3.3$ V.	104

Índice de tablas

1.1	Especificaciones para el diseño del convertidor CD-CD. . .	18
1.2	Técnicas de control para el convertidor Buck.	27
2.1	Variables de estado.	53
3.1	Comportamiento del Buck para diferentes valores de E y Vd con $R = 50 \Omega$	70
3.2	Comportamiento del Buck para diferentes valores de E y Vd con $R = 100 \Omega$	71
3.3	Comportamiento del Buck para diferentes valores de E y Vd con $Rn = 50 \Omega$ y $R = 75 \Omega$	72
3.4	Comportamiento del Buck para diferentes valores de E y Vd con $Rn = 50 \Omega$ y $R = 100 \Omega$	73
4.1	Comportamiento del Buck para diferentes valores de resistencias.	78
4.2	Lista de parámetros para la simulación.	80
4.3	Valores de corriente i_L para diferentes valores de voltaje de entrada E	87
5.1	Comportamiento del Buck para diferentes valores de resistencias para el control de las dos variables de estado. .	98
5.2	Características de la respuesta de salida del convertidor para diferentes parámetros de entrada.	105

5.3	Características de la respuesta de salida del convertidor en las diferentes etapas de diseño para una resistencia constante de 50Ω	109
-----	--	-----

Abreviaciones, siglas y acrónimos

A/D: Analog to Digital

ADC: Analog to Digital Converter

CCM: Modo de conducción continuo

CD: Corriente directa

CMD: Control en Modo Deslizante

CMOS: Complementary Metal Oxide Semiconductor

DCM: Modo de conducción discontinuo

EEF: Factor de mejora de eficiencia

FVCC: Fuente de voltaje controlada por corriente

OTA: Amplificador de Transimpedancia

OpAmp: Amplificador Operacional

PID: Proporcional, Integral, Derivativo

PE: Punto de equilibrio

PI: Proporcional Derivativo

PWM: Pulse width modulation

TF: Transfer Function

Ts: Tiempo de asentamiento

VCR: Relación de conversión de tensión

Resumen

En este trabajo se hace una revisión y análisis de las diferentes configuraciones de los convertidores CD-CD. Utilizando de entre estas el tipo reductor (Buck), se propone el diseño de un control no lineal, utilizando el método de control en modo deslizante (SMC por sus siglas en inglés). El SMC cual es una técnica de control relativamente simple de implementar pero lo suficientemente robusta para permitir cambios significativos en la carga y voltaje de entrada del convertidor para satisfacer la demanda del sistema de sin afectar la respuesta de salida en un rango grande de frecuencias de conmutación.

El alcance principal de este trabajo está enfocado en la utilización de un convertidor CD-CD tipo Buck de baja potencia para aplicaciones portátiles, para lo cual se utiliza la tecnología CMOS de 180 nanómetros, para su realización en un circuito integrado.

Justificación

Uno de los principales problemas en la alimentación de sistemas de corriente directa, es el alto consumo de energía, aunado a la alta contaminación armónica y otros fenómenos que afectan la red eléctrica, los cuales pueden ocasionar el mal funcionamiento en las etapas de control y de adquisición de datos, resultando en la pérdida de estos. Debido a la demanda en el consumo de dispositivos portátiles que necesitan baterías, los convertidores de corriente directa a corriente directa tienen un lugar fundamental en el mantenimiento de la duración de la batería, así como en la tarea principal de estos, proporcionar uno o varios voltajes de alimentación estables con la corriente necesaria.

Por lo anterior, se hace necesario el diseño de un sistema de potencia que reduzca estos inconvenientes, pero que además, reduzca los costos de diseño y de mantenimiento. Por tanto, en esta tesis se propone el diseño de un convertidor CD - CD reductor en un circuito integrado; ya que el convertidor se considera un sistema de conmutación estable, por lo cual, facilitará la manipulación de sus parámetros para que su comportamiento coincida con las necesidades de alimentación del sistema y garantice una tensión de salida y una respuesta predecibles. El sistema propuesto reduce significativamente los recursos de hardware para el control. Por tanto, reducirá así la susceptibilidad en ambientes contaminados por armónicos u otras ondas electromagnéticas, que afectan a los sistemas tradicionales.

Objetivos

General

Diseñar con tecnología CMOS el control en modo deslizante para convertidores CD-CD tipo reductor.

Específicos

- Desarrollar un marco de referencia teórico y comparativo del estado del arte de los convertidores CD-CD.
- Obtener una descripción matemática de un convertidor CD-CD reductor.
- Modelar un convertidor CD-CD de forma comportamental.
- Establecer una ley de control en modo deslizante.

Organización de la Tesis

Este trabajo de Tesis se encuentra organizado en los siguientes capítulos:

- Capítulo 1: Se presenta una introducción de los sistemas de micropotencia, donde los convertidores forman parte fundamental. Posteriormente, se describen las características principales para el diseño de un convertidor CD-CD, así como las diferentes configuraciones existentes, entre ellas la elegida para el trabajo, el convertidor tipo bajada y por último una revisión del Estado del Arte.
- Capítulo 2: En este Capítulo se analiza la técnica de control en modo deslizante (CMD). Así mismo, se hace el análisis del modelo matemático para un convertidor Buck, como sistema de estructura variable, para la implementación de una técnica de control no lineal.
- Capítulo 3: Se realiza la simulación del modelo de convertidor elegido con la función de control sobre cada una de las variables de estado y se obtienen los resultados preliminares con la herramienta de Matlab/Simulink®.
- Capítulo 4: Se presentan las pruebas del modelo del convertidor Buck en la herramienta de diseño de Circuitos Integrados Cadence/Virtuoso®, con base en los resultados obtenidos en la simulación del Capítulo 3.
- Capítulo 5: Se presentan los diferentes bloques que componen el circuito, en su diseño a nivel transistor para realizar la caracterización del sistema.

Capítulo 1

Convertidores CD-CD

En muchas aplicaciones industriales, así como en aparatos portátiles de uso cotidiano, como computadoras, tabletas, teléfonos celulares, etc., por mencionar algunos; es necesaria la implementación de sistemas de potencia cada vez más eficientes, así como el diseño de sistemas de energía limpia.

En la mayoría de los sistemas mencionados, se requieren diferentes niveles de voltaje en corriente directa (C.D.) para hacer operar varios circuitos electrónicos a la vez. Para ello, es necesario convertir un voltaje fijo de una fuente de CD en un potencial fijo que no cambie a pesar de las variaciones en la carga, temperatura o condiciones de demanda externa. Este tipo de comportamiento se puede obtener mediante un convertidor CD-CD [4].

1.1 Gestión de micropotencia en sistemas electrónicos

Recientemente, el uso de energías renovables en los sistemas de alimentación ha crecido exponencialmente debido a las ventajas ambientales y ecológicas ganadas en la reducción de la producción de energía [5]. La relación entre las fuentes de energía renovables y las redes eléctricas es posible con la implementación de convertidores CD-CD.

Los convertidores son ampliamente utilizados en un rango extenso de aplicaciones, desde equipos portátiles hasta aplicaciones industriales, como

por ejemplo: en fuentes de energía conmutada en el manejo de motores, vehículos eléctricos, frenado regenerativo de motores de corriente continua, tranvías, carretillas elevadoras, sistemas de alimentación ininterrumpida, sistemas fotovoltaicos, aviones, barcos y dispositivos portátiles.

El bus de entrada de un convertidor es un voltaje en CD no regulado y se obtiene rectificando el voltaje de línea, el cual estará oscilando debido a los cambios en la magnitud del voltaje. Así, los convertidores en modo de conmutación son usados para convertir una entrada no regulada de CD en una salida de CD constante controlada a un nivel de voltaje deseado [6]. Sin embargo, uno de los principales problemas en la alimentación de estos sistemas de corriente directa, es el alto consumo de energía del mismo circuito convertidor, aunado a la alta contaminación armónica y otros fenómenos que afectan la red eléctrica, los cuales pueden ocasionar el mal funcionamiento en las etapas de control y de adquisición de datos resultando en la pérdida de estos. Por lo anterior, se hace necesario el diseño de un sistema de potencia que reduzca estos inconvenientes, pero que además, reduzca los costos de diseño y de mantenimiento.

Hoy en día, la tecnología requiere sistemas más compactos y con menor consumo de potencia, en especial porque se busca incrementar su uso en aplicaciones portátiles; ahí radica la importancia de realizar un sistema con estas características en un circuito integrado. Al diseñar este convertidor CD-CD en un circuito integrado, se reducirá considerablemente la pérdida de datos, en comparación con un diseño discreto que muy probablemente, requerirá de ser conectado con algún otro sistema o dispositivo intermedio.

Por tanto, en esta tesis se propone el diseño de un convertidor CD - CD reductor en un circuito integrado; ya que el convertidor se considera un sistema de conmutación estable; esta característica facilitará la manipulación de sus parámetros para que su comportamiento coincida con las necesidades de alimentación del sistema y garantice una tensión de salida y una respuesta predecibles.

La integración monolítica de los sistemas electrónicos es una de las

mejores opciones para reducir costo, tamaño y consumo de energía eléctrica [7]. Dado que es necesario minimizar las pérdidas de energía, en un rango amplio de voltajes de entrada, se hace necesario el diseño de sistemas cada vez más eficientes y estables, con el fin de aumentar la vida útil de los equipos [8]. La tecnología CMOS permite integrar sistemas cada vez más complejos para su uso en aplicaciones portátiles; haciéndolos más avanzados y con necesidad de menos conectores externos.

1.2 Convertidores CD-CD

Un convertidor CD-CD convierte una onda en forma directa de CD no regulada a una forma de onda de CD regulada, como se muestra en la figura 1.1. El objetivo es convertir una tensión de entrada V_{in} de corriente directa en una tensión de salida de CD mayor, menor o ambas V_{out} y dicha conversión debe ser constante a pesar de las variaciones en la tensión de entrada y la carga de salida [9].

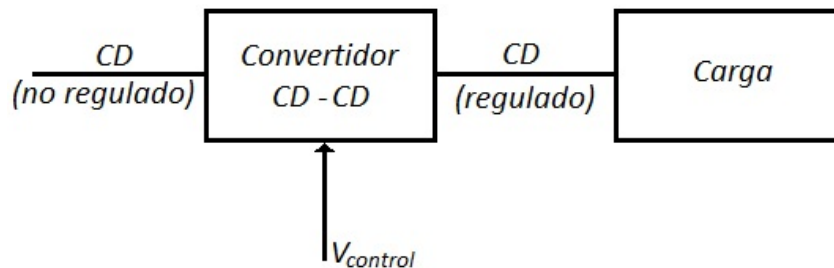


Figura 1.1: Diagrama a bloques de un convertidor CD-CD.

En los convertidores, el voltaje de salida debe ser controlado al nivel deseado, a pesar de las variaciones en la carga. Utilizan uno o más interruptores para transformar un nivel de CD a otro, a través de un suministro conmutado de la energía. El valor de voltaje de entrada y de salida es controlado por la duración de encendido y apagado de los interruptores.

Un convertidor CD-CD, siendo un sistema complejo requiere un análisis exhaustivo para entender su funcionamiento. Por lo tanto, es necesario conocer sus características, las cuales pueden ser clasificadas en dos grupos: estáticas y dinámicas.

Las características estáticas se relacionan con la conversión de la señal y no con el control aplicado al sistema; dichas características denotan la naturaleza de un convertidor en estado estacionario, es decir, cuando el sistema alcanza el equilibrio. Entre las más importantes se encuentran las siguientes:

- Relación de conversión de tensión VCR

- Ruido
- Eficiencia
- Densidad de potencia
- Factor de mejora de eficiencia EEF
- Precisión

Por otra parte, las características dinámicas tienen que ver con la técnica de control utilizada para el convertidor y expresan su comportamiento durante los transitorios. Las más sobresalientes son:

- Regulación de línea
- Regulación de carga
- Ancho de banda
- Sobreimpulso

Para el diseño de un convertidor CD-CD es indispensable tomar como principal la característica de VCR. Esta es la relación entre la tensión de salida y la de entrada durante la etapa de conversión, denotada como:

$$VCR = \frac{V_{out}}{V_{in}} \quad (1.1)$$

Un convertidor con una VCR mayor que 1 es un convertidor de tipo subida o step-up, mientras que, si el VRC es menor, se dice que es reductor o step-down.

Otra propiedad importante para considerar es la precisión. Idealmente, se busca que, por medio del algoritmo de control, la señal siga la referencia sin importar las condiciones externas. La precisión está dada por la ecuación:

$$e_{control} = \frac{V_{out}}{k_{control}V_{control}} * 100 \quad (1.2)$$

Donde $e_{control}$ es el porcentaje de error en la salida de voltaje con respecto al voltaje de control y $k_{control}$ es el factor de escalamiento de voltaje.

La regulación en línea denota el potencial de un convertidor para hacer frente a las variaciones de tensión, así como la regulación de carga expresa el potencial del convertidor para lidiar con las variaciones de corriente de carga, la cual no es necesariamente lineal [10]. Lo anterior va a definir una parte central en el desarrollo de un control para el sistema.

La regulación de línea es calculada por medio de la siguiente ecuación:

$$R_{line} = \frac{V_{out,in2} - V_{out,in1}}{V_{in2} - V_{in1}} * 100 \quad (1.3)$$

donde $V_{in2} - V_{in1}$ son las variaciones de tensión de línea y $V_{out,in2} - V_{out,in1}$ es la variación de voltaje de salida.

La regulación de carga se denota por la siguiente ecuación, donde $I_{1,2}$ son dos distintas corrientes de carga:

$$R_{load} = \frac{V_{out,I2} - V_{out,I1}}{I_2 - I_1} \quad (1.4)$$

Como últimos parámetros a considerar están el ancho de banda y el sobreimpulso. El ancho de banda describe que tan eficiente puede ser el sistema frente a los cambios de carga, tensión de línea y señales de control; asimismo, entrega la mayor frecuencia de variación de la carga tolerada sin afectar otros requerimientos. El sobreimpulso es la desviación de la tensión de salida debido a un transitorio en la carga.

Existen diferentes técnicas para lograr la conversión de voltaje de CD-CD, dependiente de las condiciones en las que se esté operando. Algunas de estas condiciones son: rango de conversión del voltaje, potencia máxima de salida, número de componentes eléctricos, eficiencia de conversión, por mencionar algunas. Las técnicas principales de conversión son 3: lineal de voltaje, capacitiva e inductiva [10].

1. Conversión lineal de voltaje: Se realiza la conversión del voltaje a través de la disipación del exceso de potencia en un resistor, haciendo

divisores resistivos; por lo tanto, la tensión de salida sólo puede ser disminuida y la eficiencia es proporcional a la relación de conversión del voltaje.

2. Conversión capacitiva: Se basa en la capacidad de almacenamiento de energía de los capacitores, en forma de campo eléctrico, para llevar a cabo la transferencia de carga desde la entrada hasta la salida del convertidor. Por lo tanto, es posible aumentar o disminuir la tensión de salida. La eficiencia de conversión de energía, llegará al 100 por ciento de manera ideal, dependiendo de la topología del convertidor utilizado, pero independiente de la potencia de salida.
3. Conversión inductiva: En esta técnica se utilizan componentes pasivos, como lo son los inductores, los cuales almacenan energía en un campo magnético. Se utilizan para la transferencia de energía de la entrada a la salida y su eficiencia relacionada a la conversión de energía siempre será máxima e independiente de la relación de la conversión de voltaje y potencia de salida.

Las técnicas de conversión tienen sus respectivas limitantes, en función de la aplicación en las que son utilizadas. La técnica de conversión inductiva es una opción para los convertidores con inductores de baja resistencia o factor de calidad están disponibles. Para las tecnologías donde haya capacitores con una alta densidad de capacitancia, la técnica de conversión capacitiva será una mejor alternativa.

Para un trabajo realizado con tecnología CMOS (donde los inductores son integrados) el principal problema es la falta de inductores de alta calidad. Los convertidores CD-CD de tipo inductivo pertenecen al grupo de convertidores conmutados, consisten en uno o más inductores y condensadores y al menos dos interruptores. En este trabajo se plantea el control para un convertidor tipo reductor. Al ser una topología básica en los convertidores, el convertidor reductor tiene un mayor potencial para ser integrado monolíticamente, debido a que requiere un menor número

de componentes eléctricos; de tal forma que es capaz de lograr una mejor eficiencia en la conversión de la energía.

1.3 Configuraciones de los convertidores

Existen diferentes configuraciones de los convertidores dependiendo de las características de funcionamiento en su salida. Las principales configuraciones son:

- Tipo bajada (Step-down ó Buck)
- Tipo subida (Step-up ó Boost)
- Tipo subida/bajada (Buck-Boost)
- Convertidor Cúk
- Convertidor Full-bridge

Las topologías básicas son las de tipo subida y tipo bajada, mientras que las demás son combinaciones de las anteriores, tales como la Buck-Boost y Cúk, mientras que la Full-bridge es derivada de la tipo step-down [6].

Estas configuraciones a su vez entran en la clasificación de convertidores inductivos, lo cual refiere al uso de uno o más elementos pasivos y al menos un elemento activo.

1.4 Convertidores tipo bajada

Un convertidor tipo bajada o Buck, se muestra en la figura 1.2. Produce un voltaje de salida V_{out} menor que el voltaje de entrada V_{in} .

El principio de operación del convertidor tipo bajada es el siguiente:

Cuando el interruptor se cierra durante un tiempo t_{on} (o bien se encuentra en 1), aparece el voltaje de entrada V_{in} a través de la carga. Si el interruptor permanece abierto durante un tiempo t_{off} (posición en 2), el voltaje a través de la carga es cero.

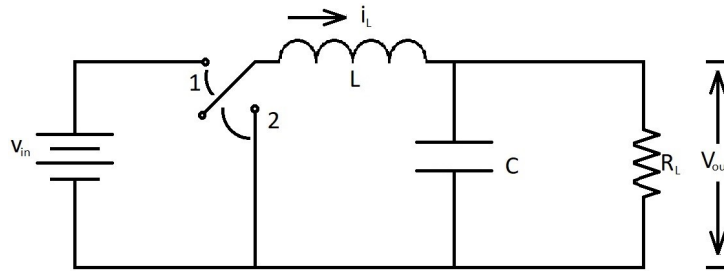


Figura 1.2: Convertidor de tipo bajada.

El voltaje promedio de la salida se define de la siguiente manera:

$$V_{out} = \frac{1}{T_s} \int_0^{T_s} v_o(t) dt = \frac{t_{on}}{T_s} V_d = f t_1 V_d = k V_d \quad (1.5)$$

donde:

- T_s es el periodo de conmutación
- $k = \frac{t_{on}}{T_s}$ es el ciclo de trabajo del interruptor
- f es la frecuencia de conmutación

Suponiendo que el convertidor no tiene pérdidas, la potencia de su entrada es igual que la de su salida y la resistencia efectiva de entrada, vista desde la fuente es:

$$R_i = \frac{R}{k} \quad (1.6)$$

lo cual indica que el convertidor hace que la resistencia de entrada R_i sea una resistencia variable [9].

Por otra parte, k que es el ciclo de trabajo tiene una variación de cero a uno, variando t_{on} , T o f . Consecuentemente, es posible controlar la densidad de potencia mediante el valor de k y así el voltaje de salida V_{out} varía entre cero y V_d .

Existen diferentes topologías para convertidores de tipo bajada [1], las cuales son:

- Convertidor Buck
- Convertidor de puente

- Convertidor Buck de 3 niveles
- Convertidor $Buck^2$
- Convertidor Watkins-Johnson

El convertidor Buck requiere menor número de componentes eléctricos en comparación con otros convertidores tipo bajada. Únicamente requiere de un inductor, un condensador y dos interruptores. Tiene mayor potencial para lograr una mayor eficiencia en la conversión de energía debido al uso reducido de los interruptores, ya que éstos elementos causan pérdidas tanto de conducción como de conmutación, especialmente en el caso de convertidores monolíticos, debido a las altas frecuencias de conmutación.

En la figura 1.3 se muestra la capacitancia requerida en función de la potencia de salida para cada una de las topologías mencionadas de convertidores de tipo bajada.

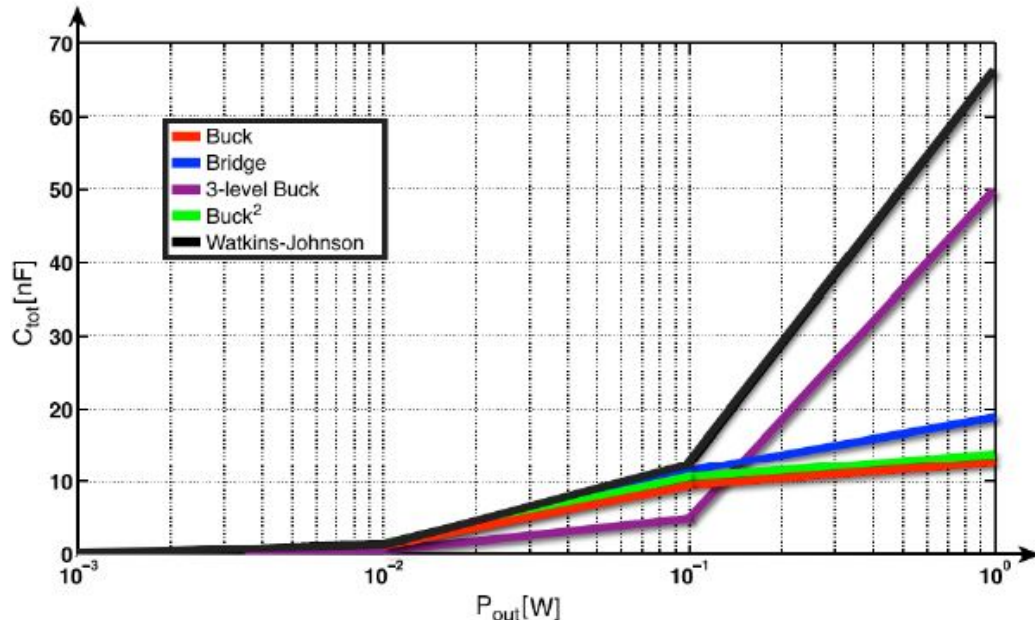


Figura 1.3: Capacitancia vs Potencia de salida para diferentes configuraciones de convertidores tipo bajada [1].

De la figura 1.3, es claro que debido a la capacitancia requerida en función de la potencia de salida de cada una de las topologías para convertidores de tipo bajada, el convertidor Buck muestra ser la mejor

opción para la integración monolítica, logrando una potencia de salida de P_{out} con la C_{tot} más baja requerida [1].

Otra característica importante en los convertidores tipo bajada es la frecuencia de operación. Dependiendo de la frecuencia, el convertidor puede operar en dos modos: a frecuencia constante o a frecuencia variable.

1. Operación a frecuencia constante: Se varía el tiempo de encendido (t_{on}) y la frecuencia de conmutación del convertidor se mantiene constante, así el ancho de pulso se hace variar. Esta clase de control se le conoce como de modulación por ancho de pulso (PWM).
2. Operación a frecuencia variable: En este caso la frecuencia de conmutación varía constantemente, pero el control está en el tiempo de encendido t_{on} o el tiempo de apagado t_{off} . Esta técnica es conocida como modulación por frecuencia. Sin embargo, para poder obtener todo el intervalo de voltajes de salida la frecuencia debe oscilar en un amplio margen, lo cual genera armónicos a frecuencias impredecibles; complicando el diseño.

Sin embargo, el método de operación más utilizado es el PWM, mostrado a bloques en la figura 1.4.

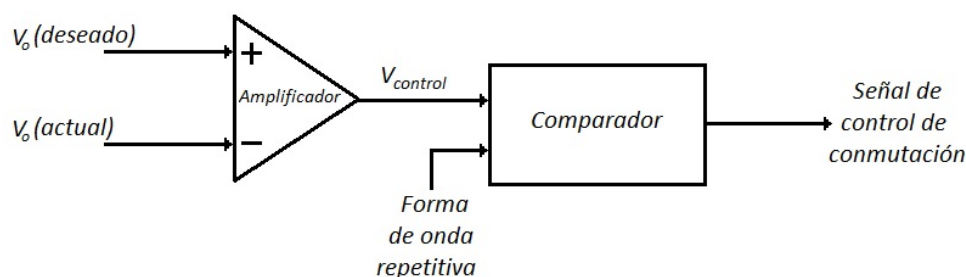


Figura 1.4: Diagrama a bloques del PWM.

En el PWM la conmutación a una frecuencia de conmutación constante, la señal de control de conmutación, la cual controla el estado de encendido o apagado del interruptor, se genera a partir de la comparación del nivel de voltaje de la señal de control v_{control} con una forma de onda repetitiva. La

señal de control del voltaje es obtenida de la amplificación del error, o la diferencia entre el voltaje actual de salida y el valor deseado. La frecuencia de la onda repetitiva tiene un pico constante, por lo que se puede ver como una señal diente de sierra, la cual establece la frecuencia de conmutación. Esta frecuencia se mantiene constante en un control PWM y su rango va hasta algunos cientos de kilohertz. Cuando el error es amplificado, es mayor que el diente de sierra, entonces la señal de control es grande, causando que el interruptor se active, de lo contrario está apagado. El ciclo de trabajo (D) se expresa por la siguiente relación:

$$D = \frac{t_{on}}{T_s} = \frac{v_{control}}{V_{ds}} \quad (1.7)$$

donde V_{ds} es el pico de la señal diente de sierra.

Variando la relación $\frac{t_{on}}{T_s}$, es posible controlar V_{out} . Es importante considerar que el promedio del voltaje de salida varía linealmente con el voltaje de control, como en los amplificadores lineales.

Sin embargo, este circuito tiene algunas desventajas: La primera es que en la práctica la carga debe ser inductiva; incluso con una carga resistiva siempre habrá pérdidas de inductancia, lo cual significa que el interruptor tendría que absorber o disipar energía. La segunda es que, como el voltaje varía entre cero y el valor deseado, no es aceptable en muchas aplicaciones portátiles. Este problema es resuelto usando un diodo, como será explicado en la siguiente sección.

1.4.1 Funcionamiento del convertidor Buck

El diagrama eléctrico de un convertidor Buck se muestra en la figura 1.5:

Durante el intervalo en el cual el interruptor está encendido, el diodo se polariza en inversa y la entrada provee energía a la carga y al inductor. Cuando el interruptor está apagado, la corriente del inductor fluye a través del diodo, transmitiendo la energía almacenada a la carga. La corriente promedio del inductor es igual al promedio de la corriente de salida I_{out} , debido a que el promedio de la corriente en el capacitor en estado estable

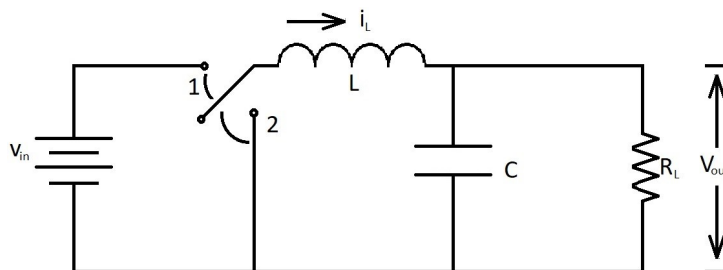


Figura 1.5: Diagrama convertidor Buck.

es cero [6].

El convertidor Buck tiene dos modos de conducción: en modo continuo (CCM) y modo de conducción discontinuo (DCM).

El modo continuo se denomina así por el hecho de que la corriente a través del inductor siempre tiene un valor finito y positivo durante el ciclo de conmutación, debido a que la corriente del inductor fluye continuamente, por lo cual no permite que el inductor se descargue. Cuando el interruptor está encendido por un tiempo determinado, el interruptor conduce la corriente y el diodo se encuentra inversamente polarizado y la corriente del inductor crece linealmente. Esto resulta en un voltaje positivo a través del inductor $V_L = V_{in} - V_o$. Este voltaje causa un incremento lineal en la corriente del inductor i_L . Cuando el interruptor está apagado, debido a la energía almacenada, $i_{L(t)}$ sigue fluyendo, pero ahora la corriente pasa por el diodo y $V_L = -V_{out}$. La representación en el tiempo se muestra en la figura 1.6

Este proceso puede ser dividido en dos etapas, de acuerdo con el estado de carga del inductor:

1. Primera fase: Carga del inductor

Cuando el interruptor sw_1 está cerrado y sw_2 está abierto durante un tiempo de encendido t_{on} , entonces permite la carga del inductor L en serie con el capacitor y la carga (C y R), por lo tanto el circuito queda como mostrado en la figura 1.7; causando un incremento en la corriente del inductor, denominada $i_{L(t)}$ desde su valor mínimo hasta el máximo. Como consecuencia, cuando $i_{L(t)}$ es mayor que la corriente de

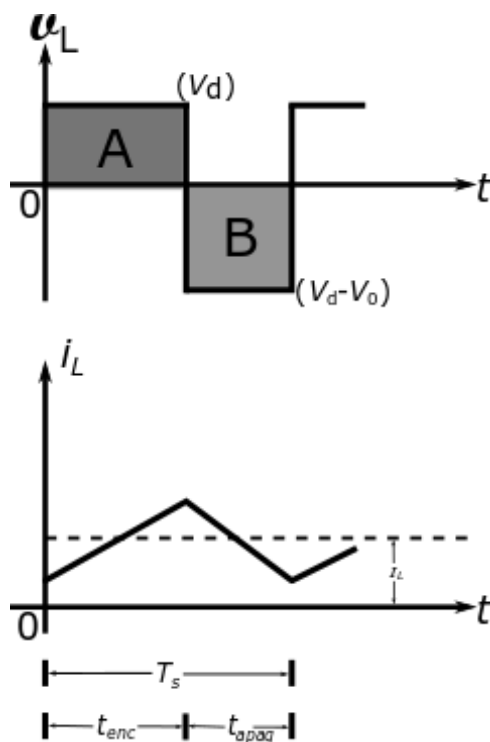


Figura 1.6: Modo de conducción continuo.

salida del circuito, el capacitor comienza su carga. Antes de alcanzar ese punto, la corriente fluye de C a R_L , después la corriente cambia de dirección. Esto debido a la diferencia de potencial, debido a que $i_{L(t)}$ fluye a través de R_L .

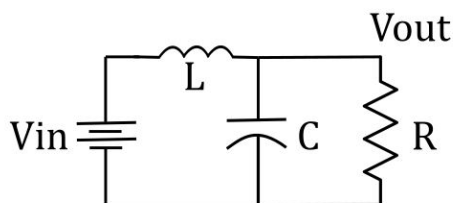


Figura 1.7: Fase 1 del convertidor Buck.

2. Segunda fase: Descarga del inductor

Esto es cuando sw_1 está abierto y por el contrario, sw_2 se cierra durante un tiempo, llamado de apagado (t_{off}), entonces el inductor empieza su descarga en el capacitor y en R_L , disminuyendo la corriente del máximo al valor mínimo, su representación está en la figura 1.8. Durante la primera etapa $i_{L(t)}$ es mayor que la corriente

de salida, por lo cual C se carga más rápido, posteriormente, L y C se descargan en R_L .

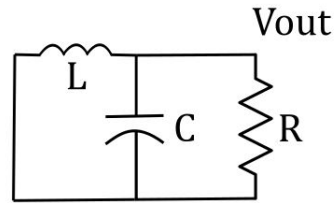


Figura 1.8: Fase 2 del convertidor Buck.

En estado estable, la forma de onda debe repetirse en un periodo de tiempo, la integral del voltaje en el inductor durante un periodo debe ser cero, donde $T_s = t_{on} + t_{off}$ y el voltaje de salida varía con el ciclo de trabajo de un voltaje de entrada dado, por lo cual no depende de ningún otro parámetro del circuito.

En la configuración reductora o tipo bajada, debido a que la descarga del inductor no es proporcional respecto al voltaje de entrada, el voltaje de salida siempre será menor que el de entrada.

Por otra parte, en la conducción en modo discontinuo (DCM) el valor de $i_L(t)$ varía entre un valor positivo y cero, como se muestra en la figura 1.9.

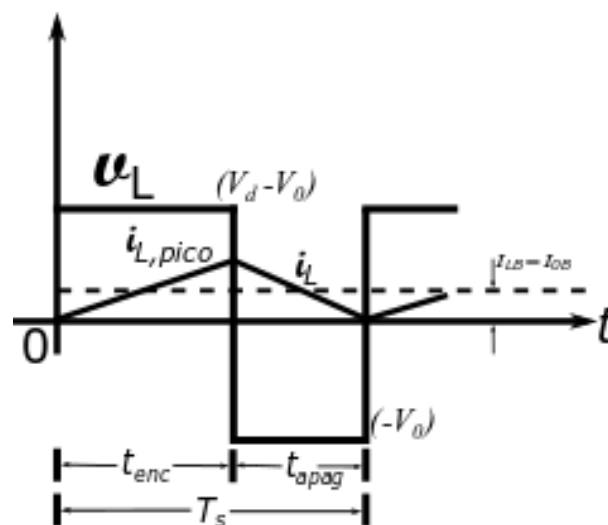


Figura 1.9: Modo de conducción discontinuo.

Su funcionamiento puede ser descrito en tres fases, donde las primeras

dos son equivalentes al CCM y la tercera es un tiempo muerto, es decir, donde el inductor se descarga completamente, debido a que sw_1 y sw_2 están abiertos durante un tiempo muerto t_d , lo cual hace imposible que la corriente en el inductor tome valores negativos, haciendo un corto del capacitor a nodo común.

1.5 Convertidores tipo subida

Los convertidores *step – up* se utilizan para la conversión de un voltaje de entrada V_{in} en uno mayor de salida V_{out} .

El convertidor Boost es la configuración básica de los convertidores de tipo subida, de ahí surgen derivados del mismo, tales como el convertidor Bridge Current-Fed y el inversor Watkins-Johnson [10].

1.5.1 Convertidor Boost

En un convertidor con esta configuración en CCM, la corriente a través del inductor nunca tiene un valor igual a cero, su valor es finito y positivo. El diagrama de esta topología se muestra en la figura 1.10.

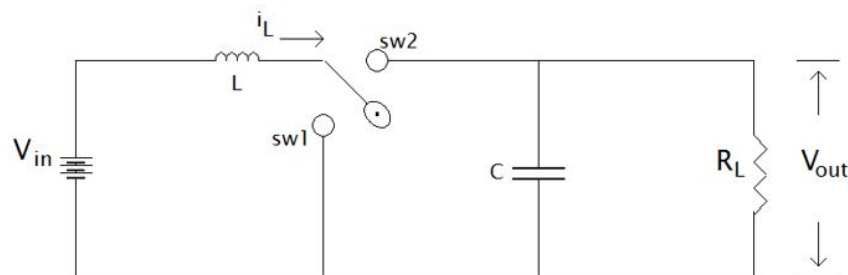


Figura 1.10: Diagrama convertidor Boost.

El comportamiento de este puede ser descrito en dos fases, dependiendo del estado de carga o descarga del inductor, como se muestra en la figura 1.11:

1. Primera fase: carga del inductor

Si sw_1 está cerrado y sw_2 está abierto para un tiempo finito de encendido t_{on} , entonces el inductor se carga con el voltaje de

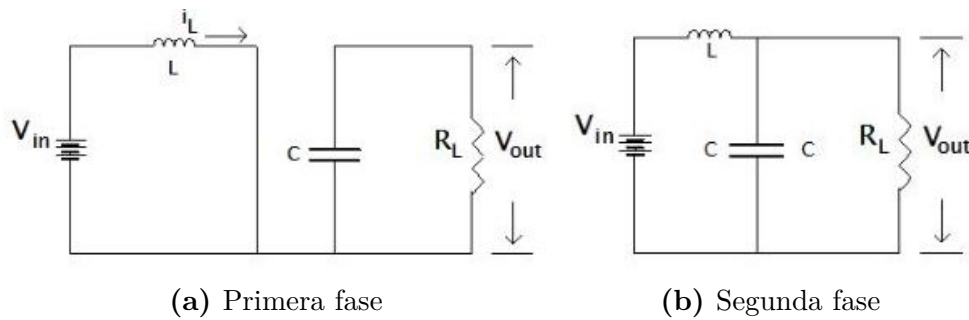


Figura 1.11: Fases del convertidor Boost.

entrada, haciendo que la corriente a través de él aumente del mínimo al máximo valor. Al mismo tiempo, el condensador C se descarga por medio de la carga R_L .

2. Segunda fase: descarga del inductor

Cuando sw_1 está abierto y sw_2 cerrado durante un tiempo t_{off} , entonces el condensador se empieza a descargar en C y R_L , causando que el valor de la corriente i_L disminuya del valor máximo al mínimo, por el contrario del caso anterior. Así, la corriente se divide entre el condensador y la resistencia, cargando C y activando R_L .

Para este trabajo será utilizado el convertidor *step-down*: *Buck* debido a que requiere de menos componentes eléctricos. Esta configuración dentro de los convertidores es ampliamente utilizado en sistemas portables, donde es necesario energizar sistemas con un valor menor al de la fuente de alimentación y que además utilicen un potencial bajo (menores a 5 V). Al utilizar sólo un elemento de conmutación, tiene el potencial para lograr la mayor eficiencia de conversión de energía, siendo la mejor opción para una integración monolítica y satisfaciendo la condición de uso en aplicaciones portátiles.

Especificaciones de diseño	
Tecnología	CMOS 180 nm
Topología	Buck
Capacitor	100 μ F
Inductor	40 mH
Resistencia de carga	50 Ω
Técnica de control	Control en modo deslizante

Tabla 1.1: Especificaciones para el diseño del convertidor CD-CD.

La tabla 1.1 muestra las especificaciones del diseño del convertidor CD-CD tipo Buck. Se utiliza una tecnología de diseño CMOS de 180 nm para las simulaciones correspondientes. Así mismo, denota el valor de los componentes eléctricos, los cuales tendrán un valor constante a lo largo del proceso de diseño.

1.6 Técnicas de control para convertidores CD-CD

Los convertidores CD-CD son cada vez más requeridos en aplicaciones portátiles debido a los avances tecnológicos, donde es necesario el control de la salida del sistema pese a perturbaciones externas. Por lo cual, se da lugar a una amplia variedad de configuraciones y técnicas para su control. Existen varios métodos de control para el convertidor Buck; de tal forma, es relevante realizar un análisis de algunas de ellas con el fin de conocer sus ventajas y desventajas.

Para controlar un convertidor se utiliza un bloque de procesamiento de señales. Dicho bloque, observa las características del sistema para cumplir con los criterios de conversión requeridos.

En la práctica se utilizan diferentes métodos de control, la mayoría descritos en [2].

Algunos métodos de diseño de control por retroalimentación son utilizados para convertidores CD-CD: posicionamiento de polos por retroalimentación de estados, diseño de un observador, control Proporcional Integral Generalizado, control basado en pasividad por medio del método de inyección de amortiguación y conformación de energía y, finalmente, control basado en pasividad estática a través de un punto de vista hamiltoniano utilizando la retroalimentación del error de salida pasivo asociado con el seguimiento linealizado o la estabilización, dinámica de error [2].

- El método de **linealización aproximada** en el control de dispositivos electrónicos de potencia conmutada consiste en la retroalimentación de estado o salida en base al modelo de linealización tangente promedio alrededor de un equilibrio deseado o trayectoria de referencia. El equilibrio deseado se logrará, siempre que el sistema controlado (inicial) está suficientemente cerca del objetivo de control deseado. Sin embargo, en los convertidores de potencia CD a CD el diseño del controlador basado en linealización

aproximada promedio es exitoso en el control semi-global del sistema no lineal.

• **Control por retroalimentación de estados:** se asume que el modelo promedio normalizado del convertidor es controlable, el cual se expresa en el espacio de estados de la forma expresada en 1.9:

$$\dot{x}_\delta = Ax_\delta + bu_{av,\delta} \quad (1.8)$$

donde x_δ es el promedio del estado incremental, definido como la diferencia $x - \bar{x}$, siendo $\bar{x} = X$ un estado de equilibrio constante promedio, correspondiente a la entrada de equilibrio promedio constante $u_{av}^- = U$. La entrada de control promedio incremental es entonces $u_{av,\delta} = u_{av} - U$. La matriz A , es una matriz cuadrada constante de dimensiones $n \times n$ y b es un vector columna n -dimensional.

Bajo ciertas condiciones, un controlador de retroalimentación promedio incremental lineal de la forma: $u_{av,\delta} = -k^T x_\delta$, garantiza la estabilidad exponencial del origen de las coordenadas de estado incremental promedio.

La trayectoria en lazo cerrado del sistema, surge de los estados iniciales y converge gracias a la colocación adecuada de los eigenvalores de la matriz $A - bk^T$ en la región estable del plano complejo.

En el contexto de los modelos electrónicos con interruptores, la ley de control de retroalimentación promedio, no puede ser directamente implementada debido a la naturaleza misma de la entrada de control u . En los convertidores, los controladores de retroalimentación basados en linealización generalmente logran la regulación al punto de equilibrio deseado, incluso desde condiciones iniciales que están significativamente lejos de dicho equilibrio. En particular, los controladores de retroalimentación basados en linealización realizan una estabilización al punto de equilibrio deseado incluso cuando los

movimientos del sistema no lineal controlado comienzan en el origen del espacio de estado, es decir, también son adecuados para la fase de arranque de la operación de los convertidores.

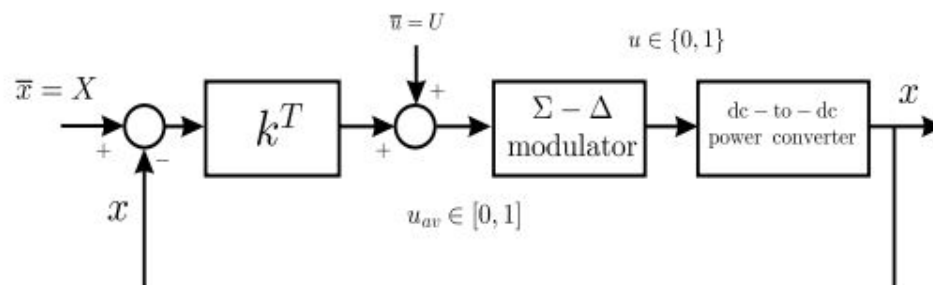


Figura 1.12: Diagrama de bloques del control por retroalimentación de estados [2]

La figura 1.12, representa el modelo para el diseño de un control por retroalimentación de estados para un convertidor CD-CD, como descrito en esta sección.

• Colocación de polos basada en el diseño de un observador

En principio, todas las variables en un circuito pueden ser medidas, sin embargo, el exceso de dispositivos de medición incrementa costo en el diseño de circuitos integrados y contribuye en la degradación del rendimiento y la fiabilidad. Un enfoque común para el diseño de control de retroalimentación de salida es recurrir a observadores de estado, ya sean observadores de estado completos u observadores de estado reducidos.

Los modelos de convertidor de promedio no lineal se linealizan sobre sus puntos de equilibrio y se propone un observador para el modelo lineal promedio. El estado promedio observado y la salida se usan luego en la síntesis de la ley de control de retroalimentación de estado completo lineal que es para regular el convertidor conmutado no lineal. Considerando el modelo promediado de un convertidor:

$$\dot{x}_\delta = Ax_\delta + bu_{av,\delta} \quad (1.9)$$

$$y_\delta = c^T x_\delta \quad (1.10)$$

donde y_δ es la salida, definida como $y - \bar{y}$ y $\bar{y} = Y$ es el valor de equilibrio de la salida correspondiente al valor de equilibrio del estado. Se supone que el sistema convertidor promedio linealizado es observable desde la salida medida $y_\delta = c^T x_\delta$. El observador de Luenberg para dicho sistema, está representado por un sistema dinámico, construido de la siguiente forma:

$$\dot{\hat{x}}_\delta = A\hat{x}_\delta + bu_{av,\delta} + l(y_\delta - \hat{y}_\delta) \quad (1.11)$$

$$y_\delta = c^T x_\delta \quad (1.12)$$

donde l es un vector de ganancias constantes. El error estimado $e_\delta = x_\delta - \hat{x}_\delta$, evoluciona de acuerdo a la dinámica de la ecuación

$$\dot{e}_\delta = (A - lc^T)e_\delta \quad (1.13)$$

La propiedad de observabilidad del sistema linealizado de 1.11 y 1.6, garantizan que los eigenvalores de la matriz $(A - lc^T)e_\delta$ pueden ser colocados arbitrariamente en el plano complejo, con la elección apropiada del vector l .

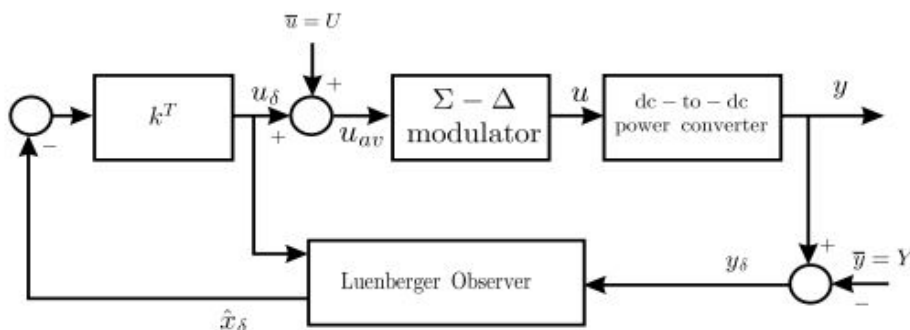


Figura 1.13: Diagrama de bloques del control con el diseño de un observador [2]

En la figura 1.13, se muestra el modelo para el diseño de un observador aplicado a un convertidor de potencia.

La estabilidad del sistema global de circuito cerrado, depende de la estabilización de retroalimentación lineal de x_δ , como si fuera perfectamente conocida y la estabilización del error de estimación de estado mediante la inyección de salida [2].

· **Control Proporcional Integral Generalizado (GPI)**

Si el diseño de un observador de estado necesita ser evitado en el diseño del controlador de retroalimentación promedio, una posible alternativa es el uso de reconstructores de estado basados en la integración iterada de entradas y salidas. Esta técnica es llamada Integral Proporcional Generalizada (GPI), la cual es una técnica de control lineal.

Un controlador GPI es equivalente a una red de compensación del controlador, usando el modelo linealizado alrededor de un punto de equilibrio dado, el cual se basa en el error, el punto de ajuste y una variable medida. Se puede establecer la relación entre una retroalimentación y una red de compensación. Se basa en reconstructores integrales del vector de estado. Dichos reconstructores obtienen las variables de estado como una combinación lineal finita de integrales iteradas de entradas y salidas, de acuerdo con el modelo del sistema, considerando las condiciones iniciales desconocidas.

El estado estimado (o reconstruido integralmente) del sistema, en términos de combinaciones lineales finitas de integrales iteradas de entradas y salidas exhibe un error polinómico de tiempo de orden finito con respecto al valor del vector de estado real. El uso de la reconstrucción integral del vector de estado en lugar del estado real en la ley de control de retroalimentación de estado lineal produce un sistema de lazo cerrado inestable que hace que el control de retroalimentación diseñado sea inútil [2].

· **Control Proporcional Integral PI**

El control PID requiere un buen conocimiento del sistema y un ajuste

preciso para obtener un buen rendimiento. Sin embargo, debido a que se trabaja con un sistema de estructura variable, se dificulta especificar un modelo matemático preciso [2].

La acción de control proporcional da una salida del controlador que es proporcional al error

$$C_p(s) = K_p \quad (1.14)$$

donde K_p es una ganancia proporcional ajustable. Un controlador proporcional puede controlar cualquier planta estable, pero posee un desempeño limitado.

La acción de control integral otorga una salida del controlador, la cual es proporcional al error acumulado, ecuación 1.16

$$C_i(s) = \frac{K_i}{s} \quad (1.15)$$

$$u(t) = k_i \int_0^t e(\tau) d\tau \quad (1.16)$$

lo que implica que es un controlador lento. Dada una referencia constante, el error en régimen permanente es cero.

Con un control proporcional (PI), es necesario que exista error para tener una acción de una constante de control distinta de cero. Con acción integral, un error pequeño positivo siempre dará una acción de control creciente. Este control es adecuado para todos los procesos donde la dinámica es de primer orden. La acción PI, se define mediante 1.17

$$u(t) = K_p e(t) + \frac{K_p}{T_i} \int_0^t e(\tau) d\tau \quad (1.17)$$

La acción de control derivativa hace más rápido el control $C_d(s) = K_p * T_d$, aunque tiene la desventaja de amplificar el ruido y provocar saturación en el actuador. Esta acción derivativa no se

utiliza sola, debido a que sólo es eficaz durante periodos transitorios. Cuando una acción de control derivativa se agrega a un controlador proporcional, permite obtener un controlador de alta sensibilidad, es decir, responde a la velocidad del cambio de error y produce una corrección significativa antes de que la magnitud del error se vuelva demasiado grande. Aunque el control derivativo no afecta en forma directa al error de estado estacionario, añade amortiguamiento al sistema, lo cual provoca una mejora en la precisión en estado estable. La figura 1.14, muestra la representación a bloques de cada una de las acciones de control: Proporcional, integral y derivativo:

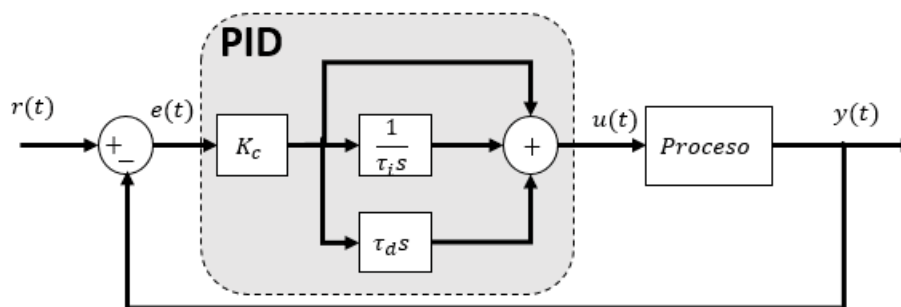


Figura 1.14: Esquema del control Proporcional Integral Derivativo [2].

En [3], se hace la comparación de la técnica de control PID contra el control en modo deslizante, para la aplicación a un péndulo invertido sobre un carro, donde lo que se busca es controlar la posición del carro y el ángulo del péndulo. Los resultados muestran que ambos controladores sirven para esta aplicación específica. Sin embargo, para controlar la posición del carro, el control en modo deslizante tiene un menor tiempo de asentamiento respecto al otro; con el PID se requiere poco más que un segundo para la estabilización. Además, el PID presenta un sobreimpulso, mientras que CMD puede desprejarse el sobreimpulso, como es mostrado en la figura 1.15.

Respecto al control del ángulo, la respuesta del CMD, muestra las mismas características, en la figura 1.16, muestra un menor sobreimpulso en comparación con el PID, además de una respuesta más rápida.

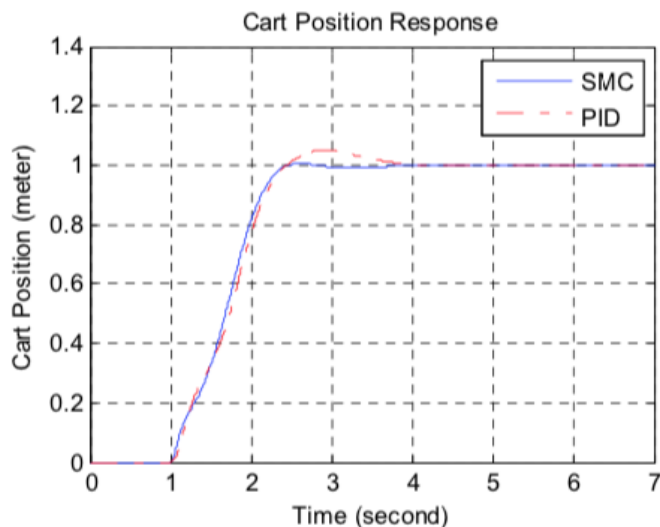


Figura 1.15: Respuesta de control PID y CMD para la posición de un carro [3].

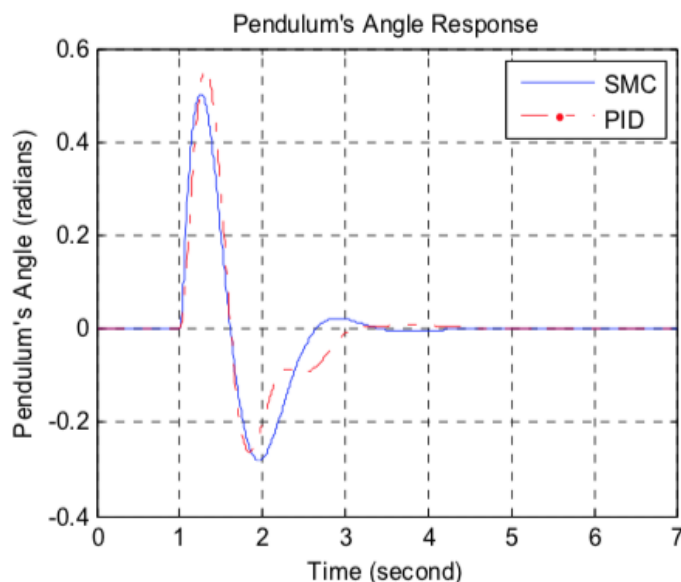


Figura 1.16: Respuesta de control PID y CMD para el ángulo del péndulo [3].

De las figuras 1.15 y 1.16, la comparación de estas dos técnicas de control, muestra que ambas técnicas son útiles para alcanzar el objetivo de control; sin embargo, el PID requerirá un ajuste más detallado sobre el modelo matemático para obtener la respuesta deseada, además de que el control en modo deslizante permite alcanzar el objetivo con una mejor respuesta dinámica.

Por otra parte, después de analizar los antecedentes de control para convertidores, a manera de síntesis, en la tabla 1.2 se muestra un resumen

Controles para el convertidor tipo Buck		
Controlador	Resumen	Limitantes
Retroalimentación de estados	Se asume que el modelo promedio del convertidor es controlable. La trayectoria en lazo cerrado surge de los estados iniciales y converge de acuerdo con la colocación de los eigenvalores.	No puede ser directamente implementada.
Colocación de polos basada en el diseño de un observador	Todas las variables deben poder ser medidas. El modelo no lineal se lineariza sobre los puntos de equilibrio y se propone un observador para el modelo lineal promedio.	Exceso de dispositivos de medición incrementa costo y degrada el rendimiento.
Control proporcional integral	La acción de control proporcional da una salida al controlador proporcional al control y la acción integral otorga una salida del controlador, proporcional al error acumulado. Es necesario que exista el error para tener una acción distinta de cero. Es adecuado para los procesos donde la dinámica es de primer orden.	Requiere un buen conocimiento del sistema y un ajuste preciso para obtener un buen rendimiento.
Proporcional Integral Generalizado (GPI)	Se basa en el error, el punto de ajuste y una variable medida. Es equivalente a una red de compensación, usando el modelo linealizado alrededor de un punto de equilibrio dado.	El uso de la reconstrucción integral del vector de estado produce un sistema en lazo cerrado inestable.
Regulador Lineal Cuadrático (LQR)	Técnica de espacio de estados para asignar polos en lazo cerrado. Toma en cuenta una función de costo la cual, a su vez, permite hacer un compromiso entre la magnitud de la señal y el desempeño del sistema.	En caso de no estimar correctamente los valores de las matrices, después de un tiempo finito grande, la trayectoria no seguirá a la referencia.

Tabla 1.2: Técnicas de control para el convertidor Buck.

con 5 de las técnicas de control más utilizadas en convertidores CD-CD tipo Buck, tales como: retroalimentación de estados, colocación de polos, control PI, GPI y por último LQR. Cada uno de los posibles controladores tienen sus respectivos limitantes, partiendo de que el convertidor Buck tiene dos distintas fases de operación, entonces las técnicas de control lineal pudieran ser no tan adecuadas por el proceso de linealización del sistema; por otra parte, también se debe ser cauteloso con la elección del controlador, particularmente hablando del diseño a nivel circuito integrado, ya que de lo contrario podría resultar un sistema con mayor consumo de potencia o costo elevado.

Las técnicas de modulación para convertidores inductivos se dividen en dos categorías: modulación por ancho de pulso (PWM) y modulación por frecuencia de pulso (PFM). La primera (PWM) es la opción más utilizada

para convertidores que no son integrados totalmente. Sin embargo, PFM es la mejor opción para convertidores monolíticos [10].

Un ejemplo del uso de modulación por ancho de pulso (PWM) se presenta en [5]. Para modelar el comportamiento en pequeña señal del convertidor, se obtiene un modelo promediado del espacio de estados. Con este modelo es posible obtener el comportamiento, la respuesta a la frecuencia dinámica y la estabilidad del convertidor con un lazo de control. Para esto, dicho modelo debe adecuarse para que los elementos activos del convertidor se encuentren una década por debajo de la frecuencia de conmutación, lo cual los hace inadecuados para convertidores de alta frecuencia, debido a la dificultad que presentan para su integración. Sin embargo, dicho control no es lo suficientemente robusto tratando de grandes variaciones de algunos parámetros como el voltaje de entrada o la carga.

La figura 1.17 (a), muestra la señal modulada por ancho de pulso, la cual es generada por la comparación entre una señal triangular con una frecuencia constante y un voltaje de referencia V_{ref} . Cuando dicho voltaje de referencia es mayor a la amplitud de la señal, la señal del PWM es positiva. Por lo tanto, el tiempo en alto t_{on} se incrementa con un valor creciente de V_{ref} , dando como resultado que el ciclo de trabajo sea proporcional a la amplitud de V_{ref} . No obstante, V_{ref} no debe ser mayor ni menor que los límites de la amplitud de la señal triangular, ya que esto puede conducir a la inestabilidad, debido a las oscilaciones subarmónicas.

La modulación por frecuencia de pulso (PFM), es otro método de control para convertidores, el cual consta de un tiempo de encendido t_{on} constante, como se muestra en la figura 1.17 (b). El tiempo para cargas bajas de operación de baja frecuencia y el tiempo para cargas altas de operación de alta frecuencia son iguales, es decir, $t_{on1}=t_{on2}$. Como consecuencia, cuando V_{in} y V_{out} se supone constante, la regulación de V_{out} , bajo cargas variables, se logra cambiando la frecuencia de conmutación f_{sw} de los interruptores; contrario a PWM, donde f_{sw} es constante y la regulación de V_{out} bajo

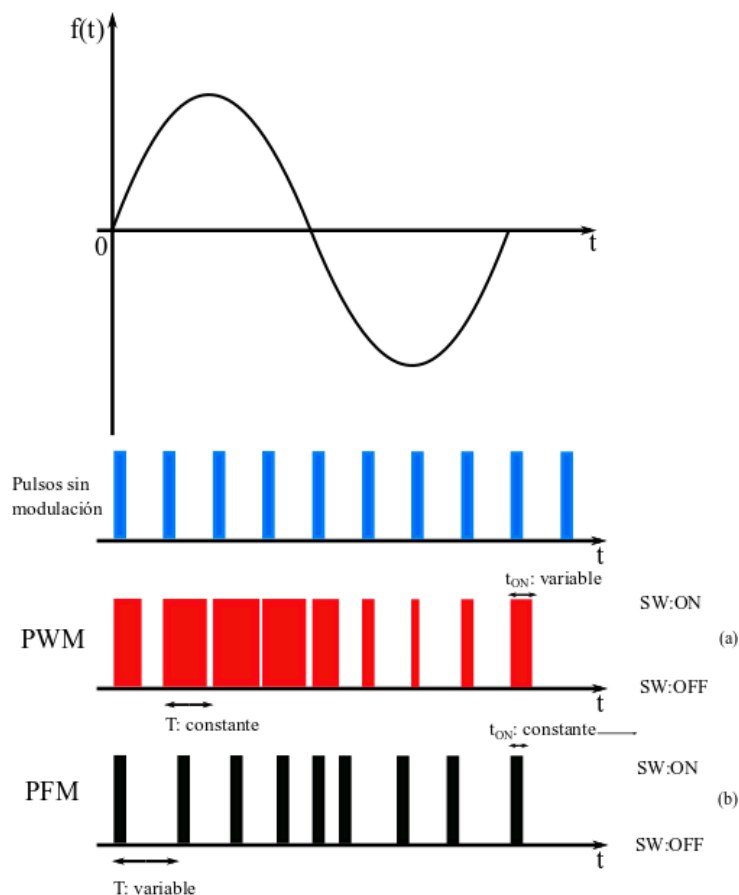


Figura 1.17: Modulación por ancho de pulso y por frecuencia de pulso.

cargas variables se logra mediante el tiempo de encendido [10].

1. La diferencia principal en estas dos técnicas de control, es que el PWM utiliza un tiempo t_{on} para regular el voltaje de salida del convertidor. Por otra parte, PFM utiliza un cambio en la frecuencia de conmutación f_{sw} .
2. En la mayor parte del estado del arte, los convertidores son controlados usando la técnica de PWM, esto debido a que se obtiene una alta eficiencia de conmutación y un ruido bajo. Sin embargo, la principal desventaja de esta técnica, es el alto contenido de armónicos en múltiplos enteros de la frecuencia de funcionamiento, lo cual decremanta la eficiencia del convertidor al disminuir los valores de la tensión de entrada. Esto es ocasionado por el contenido de armónicos no deseados para ciclos de trabajo pequeños son de alta potencia con respecto a la potencia de la señal de salida deseada

[10].

3. El control proporcional-integral y el control por histéresis son las soluciones de control en lazo cerrado más utilizadas en convertidores CD-CD. Sin embargo, el diseño de dichos controladores lineales, se basa en el modelo del convertidor linealizado al rededor del punto de equilibrio cerca del cual el controlador da buenos resultados, sin embargo, esto resulta no eficiente para algunas aplicaciones.

El control en modo deslizante (CMD), ha sido introducido para controlar sistemas de estructura variable. Un sistema de estructura variable es un sistema en el que el modelo dinámico actual, o la estructura del sistema, depende en gran medida de la región del espacio de estado donde se encuentra circunstancialmente el funcionamiento del sistema. Idealmente, funcionan a una frecuencia de conmutación infinita, la cual puede ser variable, capaz de seguir una trayectoria de referencia y así lograr el estado deseado. La característica principal de esta técnica de control es la estabilidad y la robustez del controlador ante variaciones en los parámetros del sistema y perturbaciones. Su principal ventaja sobre un controlador PI, es un menor tiempo de respuesta.

1.7 Antecedentes

Hoy en día existe una gama inmensa de dispositivos electrónicos portátiles, tales como: teléfonos móviles, tabletas, portátiles, etc. Estos dispositivos tienen una batería con potencia limitada. Con el fin de aumentar la vida útil de la batería, el diseño en gestión de la energía se ha convertido en un importante tema de estudio [11]. Los circuitos analógicos se han utilizado generalmente para el control de fuentes de alimentación conmutadas porque son simples y rentables. Sin embargo, el costo de los circuitos digitales se ha reducido rápidamente en los últimos años. Además, el control digital se puede utilizar para superar las desventajas de los circuitos analógicos [12].

Dado que los convertidores se aplican en diferentes condiciones de funcionamiento en situaciones prácticas, la resistencia de carga suele ser variable en el tiempo o desconocido. Entonces, para estos convertidores, el objetivo más importante es mantener la tensión de salida siguiendo el valor deseado con buena respuesta dinámica en términos de rechazo de las perturbaciones de carga. A medida que la resistencia de carga ingresa al sistema a través de un canal desde la entrada de control en el modelo del circuito original basado en las leyes de Kirchhoff, se considera como la distorsión de desajuste [12].

Existen técnicas de control lineal y no lineal. Es posible aplicar una técnica de control lineal para un sistema no lineal, pasando por diversos procesos matemáticos. Sin embargo, dicho control solo funcionará cerca del punto de operación del circuito. Debido a la simplicidad en la implementación y un bajo costo, muchas industrias han optado por controladores lineales como los PI o PID para la regulación de los convertidores, los cuales, para grandes variaciones de los parámetros como la carga o el voltaje de entrada, resulta ser el control no suficientemente robusto, sin mencionar el rango de frecuencias en las que puede ser utilizado. Dicha limitación puede ser superada mediante los métodos de control no lineal. La principal ventaja de las diversas técnicas de control no lineal es que el modelo en gran señal puede ser aplicado directamente, evitando así los cálculos de linealización del sistema [13].

Con el objetivo de rastrear una determinada señal sujeta a perturbaciones, una variedad de métodos de control se ha investigado y aplicado en circuitos CD – CD, incluido el control en modo deslizante [14], [15] y [16], control robusto [17], control predictivo, control adaptativo [18], control de lógica difusa [19], [20] y control óptimo [21], entre otras.

En una revisión del estado del arte, la técnica de control en modo deslizante ha sido aplicado en topologías de convertidores CD-CD; tales como Sepic, Zeta, Boost, Buck y Cúk. En [5] es aplicada la técnica de

control en modo deslizante con un módulo PWM. El diseño está basado con la introducción e implementación de una función signo, con una rampa de voltaje constante. Al mantener el voltaje de la rampa constante se produce una simplificación estructural del control así como una regulación en el rendimiento, lo cual produce un pequeño error en estado estable en el voltaje de salida, pero mantiene constante la frecuencia de conmutación en un amplio rango de operación. Así, el modelo se considera aplicable a todos los tipos de circuitos conmutados. Existen otras situaciones donde los convertidores son de orden mayor a 1 [13]. Los convertidores de orden mayor tienen por lo menos 2 inductores, lo cual, para su diseño en circuitos integrados representa una dificultad mayor para la medición de algunos parámetros. Se analiza un convertidor de cuarto orden en conducción continua, en donde la superficie deslizante propuesta necesita un sensor de corriente para obtener el valor de la corriente del inductor. El modelo dinámico de convertidores de orden superior considera únicamente una variable de estado. Para validar la robustez del controlador se producen cambios en la carga y el voltaje de entrada y se observa que la magnitud del error de salida depende de la topología del convertidor (zeta, cúk, Zepic), sin embargo es una estrategia que permite un tiempo de asentamiento corto con un bajo sobreimpulso. Así mismo, en [4] se hace la implementación de CMD en un convertidor Boost de dos niveles; sin embargo, la implementación se vuelve compleja debido a la descripción matemática del modelo del convertidor. Incrementar el orden del convertidor trae consigo algunas ventajas respecto al control, como la estabilidad sobre la superficie deslizante; pero a su vez, en términos de integración no resulta útil incrementar el orden de las ecuaciones del modelo, puesto que requerirá de más recursos.

Tradicionalmente, el control en modo deslizante requiere la información del voltaje de salida o la corriente del capacitor. Para convertidores de orden mayor, el algoritmo para el modo deslizante solamente necesita el conocimiento del valor del voltaje de salida. Debido

a que la frecuencia de conmutación es dependiente de la magnitud de los voltajes de entrada y salida, cuando el voltaje cambia, se implementa un control en modo deslizante con frecuencia variable, lo cual resulta en dificultades en el diseño de los componentes del filtro y la aplicación de un transformador. En [22] se introduce un modelo con frecuencia fija con un control en modo deslizante para convertidores de segundo orden, el cual no necesita el valor de la corriente en el inductor sino que hace un ajuste automático de la histéresis, utilizando una máquina digital de estados. Cuando el sistema alcanza el estado estable, un parámetro de histéresis apropiado fija la trayectoria al origen de la fase para limitar el ciclo y así forzar la frecuencia de conmutación al valor de referencia.

En [23] el control en modo deslizante y control PWM son aplicados a un convertidor tipo subida. Se utiliza una señal rampa, la cual es comparada con la señal de control para tener la señal de conmutación de salida, la cual tiene la misma frecuencia que la frecuencia de la señal rampa. Fijando la frecuencia de la señal rampa, la de salida se mantiene constante y ahí se implementa la técnica de PWM. Cuando hay grandes perturbaciones, la parte integral del control actúa sobre el sistema. La estructura del control es similar a un PWM P-D con parámetros adicionales como voltaje instantáneo de salida y de entrada, lo cual ayuda a lograr un control robusto. Sin embargo, el CMD muestra un tiempo de establecimiento menor al del PWM, así como un error en estado estable casi un cincuenta por ciento menor.

En algunas otras referencias, lo que se propone es hacer de orden mayor el controlador y no el convertidor. En [24] se plantea un controlador de orden 2, manteniendo una frecuencia constante de conmutación en el convertidor, para eliminar las oscilaciones del sistema. Así, usando un orden mayor en el controlador, se logra una aproximación continua de la señal discontinua, permitiendo que la variable s de la función signo se encuentre siempre cerca del punto de equilibrio. Sin embargo, igual que en los casos anteriores, la complejidad al modificar el

orden del control tanto como el del convertidor, no es la mejor opción para su uso en aplicaciones portátiles.

Otra técnica del modo deslizante está basada en el uso de un observador, como descrito en [25]. Las dos variables de estado del convertidor (voltaje y corriente) son medidas, esto se hace por medio del diseño de un observador que permite estimar la corriente en términos del voltaje, es decir, el observador obtiene una estimación de las variables de estado que no pueden ser medidas directamente (corriente). Este método reduce la complejidad del sistema, así como el costo y minimiza el número de sensores individuales que son requeridos para obtener el valor de cada variable de estado. Para dicho proceso se utiliza un controlador de segundo orden, lo cual recae en los problemas descritos de las referencias pasadas.

En [26] se presenta una técnica de control en modo deslizante con una estructura de doble lazo cerrado. Con el fin de satisfacer las demandas de voltaje y corriente del convertidor se diseñan dos superficies deslizantes por separado. De este modo, el controlador permite el seguimiento de la trayectoria del voltaje de salida dado con una respuesta dinámica rápida, debido al tiempo de convergencia finito. Con una técnica de control regulador lineal cuadrático (Linear quadratic regulator) los polos en lazo cerrado tienen un impacto directo en el tiempo de respuesta, como el probado en [27]. Consiste en considerar un sistema bajo un modelo lineal, obteniendo una linealización previa, para encontrar el vector óptimo para el control. Sin embargo, el resultado de pasar por ese proceso, deja como consecuencia un rizo en la salida. El control se centra únicamente en una variable de estado: el voltaje. Trabajando en el lazo de voltaje se obtiene una respuesta dinámica rápida.

Se utilizan otras técnicas de control, tales como un esquema de control proporcional integral no lineal [28], en donde el PWM es reemplazado por un modulador sigma-delta, lo cual permite obtener un esquema de control robusto y una implementación más simple.

En [29] es utilizada una regulación basada en el control de voltaje del condensador de salida indirecta, la cual se alcanza a través de la corriente de entrada. Para mejorar la robustez se aplica el principio del modo deslizante y se obtiene una nueva técnica de linealización del sistema.

Debido a que los convertidores CD-CD son sistemas no lineales variables en el tiempo por su característica de conmutación, son clasificados como sistemas de estructura variables. Para regular el voltaje del convertidor contra variaciones de línea y carga, es necesaria una estrategia de control, el cual intervenga en las características del convertidor para cumplir con las especificaciones de conversión.

Se encuentran algunas ventajas y desventajas en cada una de las técnicas de control que han sido aplicadas en cada referencia del estado del arte, revisadas anteriormente, las cuales pueden llevarse a su proceso de integración en tecnología CMOS o no. Sin embargo, la elección del algoritmo de control dependerá de la aplicación específica o de los requerimientos eléctricos del sistema y el proceso de diseño que se llevará a cabo.

1.8 Controles sintetizados en Chip de aplicación específica

El futuro de los dispositivos electrónicos portátiles está en las técnicas de manejo de potencia. Para los convertidores se debe tener una buena eficiencia y una densidad de potencia alta [30]. Con el fin de obtener una solución compacta, se han investigado técnicas para integrar el convertidor en el mismo sustrato que la fuente.

El principal requisito para un circuito integrado es, obviamente, que realice la función para la que está diseñado. El comportamiento medido de un circuito fabricado normalmente se desvía de la respuesta esperada de los defectos de rendimiento por unidad de área.

El proceso de diseño con tecnología CMOS permite integrar sistemas

más complejos, reduciendo el costo. Conforme la tecnología avanza, se hace posible la optimización en la integración de circuitos, usando transistores cada vez más pequeños y suministro de voltajes bajo para reducir el consumo de potencia [31]. El consumo de energía debe ser minimizado para hacer del sistema algo más autónomo.

El consumo de energía de un diseño determina cuánta energía se consume por operación, así como el calor que se disipa del circuito. Estos factores influyen en un gran número de decisiones de diseño crítico, como la capacidad de suministro de energía, la duración de la batería, los requisitos de líneas de suministro, empaque y refrigeración. Por lo tanto, la disipación de potencia es una propiedad importante de un diseño que afecta la viabilidad, el costo y la confiabilidad.

Dependiendo del problema de diseño en cuestión, se deben considerar diferentes medidas de disipación. La disipación puede descomponerse aún más en componentes estáticos y dinámicos. Lo dinámico ocurre sólo durante transitorios, cuando la puerta está cambiando. Se atribuye a la carga de condensadores y a las trayectorias de corriente temporales entre los carriles de suministro y, por lo tanto, es proporcional a la frecuencia de conmutación: cuanto mayor es el número de eventos de conmutación, mayor es el consumo de potencia dinámica. El componente estático, por otro lado, está presente incluso cuando no se produce ninguna conmutación y es causado por trayectorias conductoras estáticas entre los carriles de suministro o por las corrientes de fuga. Siempre está presente, incluso cuando el circuito está en reposo.

Hablando de sistemas conmutados, para el diseño del Layout o patrón geométrico, es necesario analizar en términos de potencia la respuesta en el transitorio y en estado estable, por lo cual se plantean ciertas condiciones.

Para llevar a cabo un buen diseño es necesario considerar algunas "reglas de diseño". De esta forma es posible permitir una traducción correcta de un concepto de circuito en una geometría real en silicio. Las reglas de diseño actúan como la interfaz o incluso el contrato entre el diseñador del

circuito y el ingeniero de proceso.

Los diseñadores de circuitos en general quieren diseños más pequeños y compactos, que conducen a un mayor rendimiento y una mayor densidad de circuitos. Las reglas de diseño proporcionan un conjunto de pautas para construir las diversas máscaras necesarias en el proceso de creación de patrones.

Consiste en restricciones y requisitos de ancho máximo y espacio mínimo entre objetos en la misma capa o en capas diferentes. La unidad fundamental en la definición de un conjunto de reglas de diseño es el ancho de línea mínimo. Representa la dimensión mínima de la máscara que se puede transferir con seguridad a este material de microprocesador.

Para esta Tesis, la regla principal de diseño es la simetría, puesto que permite un mejor uso de espacios dentro del silicio, así como una mejor respuesta de la salida ante las variaciones de los parámetros del convertidor.

El diseño de convertidores conmutados integrados presenta los siguientes problemas: solo componentes pasivos relativamente pequeños pueden ser integrados, los componentes pasivos tienen menor calidad que los componentes externos y el proceso CMOS no tiene material magnético, así que esto limita algunas de las topologías de conversión [7].

La integración de convertidores con componentes pasivos pequeños (capacitores en el orden de nF e inductores en el rango de nH) requieren frecuencias de conmutación grandes. La calidad depende de las características de la tecnología.

Los sistemas integrados en un solo sustrato tienen la principal ventaja de no necesitar componentes externos y por lo tanto menos conexiones requeridas. Cuando son integrados convertidores convencionales (Buck, Boost) en un proceso CMOS, el factor de calidad de los inductores representa un inconveniente. La resistencia parásita del inductor induce pérdidas resistivas, por lo que se deteriora la eficiencia [30].

Los convertidores conmutados que trabajan con voltaje son la mejor opción en términos de eficiencia en la conversión, sin embargo, requieren

componentes externos. Algunos de estos convertidores requieren tecnología estándar, otros necesitan tecnología especial para el tema de los inductores y para las variables estimadas. Se han analizado en las secciones anteriores las diferentes técnicas de control para convertidores y sus limitantes, así como de los principios de diseño en el proceso CMOS. Sin embargo, otro problema surge al momento de trabajar con la variable de corriente en un proceso de diseño de circuitos integrados. Es bien sabido que trabajar con corriente trae consigo ventajas como estabilidad, regulación de línea y mejor respuesta dinámica, comparado con usar la variable de voltaje [32]. Se han desarrollado e implementado diferentes esquemas para sensar la corriente en el inductor; sin embargo, se encuentran algunas desventajas considerables, tales como alta disipación de energía, dificultad de control y alta complejidad en la implementación; esto debido a que a nivel integrado no es posible obtener el valor de la corriente del inductor del convertidor en cada instante de tiempo, tal como ocurre en las simulaciones a bloques o en un circuito no integrable. Para poder medir la corriente a través del inductor, se han propuesto diferentes métodos en la literatura [32], [33] y [34].

Las técnicas en tiempo continuo causan grandes errores de sensado debido a el ancho de banda finito de los amplificadores. Por otra parte, las técnicas de muestreo y retención (S/H) ofrecen mayor exactitud para la conducción en modo continuo.

Un método de control simple se basa en la medición de los picos de corriente, pero cuando el ciclo de trabajo es mayor al cincuenta por ciento sufre de oscilaciones sub-harmónicas, por lo tanto se introduce el método de control sobre el promedio de la corriente en el inductor. Las técnicas de control no lineal sobre la corriente promedio son introducidas para corrección en el factor de potencia y rechazo de perturbaciones [34].

Una de las variables de estado del convertidor tipo Buck es la corriente en el inductor, la cual permite determinar un régimen deslizante para llevar la trayectoria la salida deseada. Debido a que se requiere trabajar con un

sistema en modo de conducción continua, donde la corriente nunca es cero, es de suma importancia encontrar la mejor solución, utilizando la menor cantidad de recursos eléctricos.

Dentro de la literatura se encuentran las siguientes soluciones, analizadas en [7], [30], [31] [32], [33] y [34]:

La primera es usando un amplificador de detección. El amplificador es comparado con una resistencia de retroalimentación, un amplificador y un par de transistores Darlington. La resistencia tiene sus entradas acopladas a la entrada de un amplificador no inversor. Se aplica un voltaje diferencial a través de la entrada del resistor y a la entrada inversora del amplificador. El par Darlington convierte el voltaje de salida del amplificador en una corriente de retroalimentación. Sin embargo, el amplificador necesita usar diodos para proveer un voltaje polarizado y el par Darlington para generar una señal de corriente, por lo tanto, no puede ser usado en un circuito integrado de bajo voltaje.

En otra técnica, la corriente en el inductor es sensada generando una caída de voltaje a través de una resistencia de detección completamente integrada. La caída de potencial es proporcional en el dispositivo de paso a la corriente del inductor, administrando una fracción de esa corriente fuera de una fuente seguidora. En este caso, la exactitud del circuito de sensado es degradada debido a la compensación del circuito para la pérdida de energía.

Existen también circuitos de sensado en donde se utilizan amplificadores operacionales para forzar el voltaje en nodos específicos. Se utiliza una etapa de potencia y una red de retroalimentación, la función del bloque de sensado del circuito provee un sensor con un grado alto de precisión de la corriente. La etapa de potencia es un rectificador síncrono, el cual contiene elementos de conmutación diseñados con transistores y un filtro de salida, el cual es construido utilizando un inductor. El voltaje de salida es comparado con el de referencia antes de pasar por el compensador. El compensador y la señal de corriente del inductor pasan a través de un

modulador y un bloque de control digital para definir el ciclo de trabajo y así controlar la conmutación de los transistores. La retroalimentación negativa es lograda para regular el voltaje de salida del convertidor pero al necesitar de los operacionales consumirá una mayor cantidad de energía y dependerá del incremento en el uso de dispositivos MOSFET.

Otra técnica de medición, mostrada en [33], es empleando muestreo y retención (sample and hold) para sensar el pico y el valle de la corriente. Usando esos valores, es estimado el promedio de la corriente en el inductor. El muestreo y retención elimina errores de sensado debido al ancho de banda finito de los amplificadores. Para mejorar la exactitud, el sensor mide el tiempo de conducción y el periodo de conmutación del convertidor. La corriente se obtiene sumando las corrientes de la parte alta y baja y su promedio se estima por medio de un filtro pasa bajas.

También, para obtener el valor de la corriente, en lugar de obtener la del inductor, se mide la del interruptor para aplicaciones de baja potencia. Para ello, se enciende el interruptor al principio de cada ciclo de conmutación; después se integra la corriente cuando el interruptor está encendido y se compara la salida del integrador con una señal definida y se apaga cuando las dos señales se intersectan. Así, la señal de salida es proporcional a la corriente de referencia [34].

En todas las técnicas mencionadas, la mayoría de circuitos resultan en un alto consumo de recursos, debido al uso de amplificadores operacionales, integradores y señales externas, o también resultan no aplicables en aplicaciones portátiles debido a que no son aptos para integrar en el proceso de diseño de circuitos integrados. Por lo tanto, es necesario el diseño de un circuito que permita satisfacer las necesidades del convertidor utilizando la menor cantidad de componentes eléctricos.

Capítulo 2

Propuesta de control para un convertidor CD-CD

El control de los convertidores CD-CD hace referencia a las manipulaciones necesarias de los parámetros del convertidor con el objeto de cumplir los requerimientos de alimentación del circuito. En este caso, es necesario garantizar un voltaje de salida constante aún en presencia de perturbaciones.

El modelo tiene una naturaleza discontinua característica (debido a la conmutación) y los cambios estructurales se producen debido a una acción voluntaria por parte del operador, o debido a la activación automática de uno o más interruptores presentes en el sistema o, también, por un cambio repentino en los valores temporales de ciertos parámetros del sistema [35].

El término de "control en modo deslizante" (CMD) aparece para los sistemas de estructura variable, o bien, en sistemas dinámicos con ecuaciones diferenciales con el lado derecho discontinuo. Es una herramienta eficiente para controlar sistemas complejos de orden mayor con plantas dinámicas operando bajo ciertas condiciones.

Las técnicas de modo deslizante, pertenecen a la categoría de diseño en el dominio del tiempo, que pueden ser utilizados para caracterizar el sistema bajo condiciones de pequeña y gran señal. Utiliza retroalimentación de estado y directamente configura la respuesta en lazo cerrado deseada, en el dominio del tiempo o en términos de ecuaciones diferenciales.

Se utilizan en sistemas con control como una función de estado discontinua, llamada modo deslizante. La acción de control cambia a alta frecuencia si el modo deslizante ocurre en el sistema [36].

El modo deslizante es necesario cuando la función del estado del sistema de control cambia a alta frecuencia (teóricamente infinita).

Con CMD el orden de los sistemas se reduce, así como la sensibilidad ante variación de parámetros. Sin embargo, la dinámica del modo deslizante depende de la conmutación en la superficie y no del control. La ecuación de la superficie con modo deslizante se selecciona para diseñar la dinámica deseada de este movimiento, de acuerdo con algún criterio de rendimiento. Entonces, el control discontinuo se debe encontrar de tal manera que el estado alcance la superficie y el modo deslizante exista en ésta. Como resultado, el diseño se divide en dos sub-problemas de dimensión inferior y después de un intervalo de tiempo finito que precede al movimiento deslizante, el sistema tendrá el comportamiento dinámico deseado [36].

El control en modo deslizante no sólo puede clasificarse para los sistemas de control no lineales. Sin embargo, muchas de las herramientas para el análisis y síntesis de sistemas fueron desarrolladas para sistemas lineales y no lineales en tiempo continuo. Como consecuencia, estas herramientas no son aplicables a métodos de control discontinuos. El primer elemento fundamental en la técnica de modo deslizantes es "la planta", la cual es el sistema dinámico que necesita ser regulado a un objetivo de control específico. La planta es descrita por un modelo en espacio de estados con dimensión finita y de naturaleza no lineal y la salida de dicha planta tiene una o varias salidas las cuales representan las variables que se desean medir, los "estados" constituyen una colección finita de variables las cuales permiten predecir el futuro comportamiento bajo ciertas condiciones de entrada, las cuales están a su vez se asumen solamente como valores discretos. Así, los objetivos de control adoptan varias formas; ya sea el seguimiento de trayectorias específicas, la

estabilización de las salidas o los estados o bien trayectorias al rededor de un punto de equilibrio [35].

Al forzar las trayectorias de estado del sistema, independientemente de su valor inicial para satisfacer una o varias restricciones del sistema, como resultado se asume que el control obtendrá el comportamiento deseado de las salidas del sistema o de los estados del sistema. Tales restricciones, a menudo representarán una superficie lisa o un conjunto de superficies lisas independientes no redundantes en el espacio de estados del sistema con intersección no vacía. Estas funciones son denominadas funciones de coordenadas de superficie deslizante y miden la distancia al nivel cero, definiendo la superficie deslizante. En el caso donde el objetivo de control demanda que sean satisfechas varias restricciones simultáneamente, el estado del sistema hacia la superficie, representa el comportamiento deseado definido por la superficie deslizante. La política de cambio o la estrategia de conmutación será responsable de manejar, por medio de acciones limitadas del control, el estado del sistema hacia la superficie representando el comportamiento deseado del sistema. Una vez que el estado "golpea" la superficie, es decir, una vez que la restricción del estado se vuelve válida en un instante de tiempo, es necesario mantener la trayectoria del estado evolucionando indefinidamente sobre la superficie [35].

La evolución de las trayectorias controladas en la superficie deslizante en una sola superficie deslizante lisa es idealmente considerada como una acción de control de retroalimentación virtual que representa una restricción activa de las trayectorias de estado controladas. Esta evolución de estados en la superficie deslizante, asume que el estado inicial está localizado en dicha superficie. Si dicha retroalimentación de control existe, se dice que el control es responsable de hacer la superficie deslizante invariante con respecto a los movimientos dentro de la superficie. Esta acción de control es llamada control equivalente. La existencia del control equivalente es esencial en la evaluación de la

viabilidad de la existencia del régimen de deslizamiento en la superficie de deslizamiento dada.

Un elemento clave en el control en modo deslizante son las perturbaciones de la planta. El modo deslizante es una técnica de control de retroalimentación discontinua muy robusta con respecto a las perturbaciones en los modelos del espacio de estados, bajo ciertas restricciones estructurales.

Para circuitos controlados por interruptores, donde el valor puede asumir valores discretos, como en el caso de los convertidores es considerado ampliamente el modo deslizante. Puede aplicarse en el sistema de retransmisión de seguimiento de primer orden más simple con la variable de estado $f(x)$, $|f(x)| < f_0 = \text{constante}$ y el control como una función de retardo del error $e = r(t) - x$; donde $r(t)$ es la entrada de referencia y u está dada por:

$$u = \begin{cases} u_0 & \text{if } e > 0 \\ -u_0 & \text{if } e < 0 \end{cases} \quad (2.1)$$

o bien

$$u = u_0 \text{sign}(e) \quad (2.2)$$

Los valores de e y $\frac{de}{dx} = \dot{e} = \dot{r} - f(x) - u_0 \text{sign}(e)$ tienen diferente signo si $u_0 > f_0 + |\dot{r}|$. Esto significa que la magnitud del error decae en una proporción infinita y el error es igual a cero después de un intervalo finito de tiempo T . El argumento de la función de control e , es igual a cero, el cual es el punto de discontinuidad. Para la implementación en aplicaciones reales, las imperfecciones en el dispositivo de conmutación, hacen alusión a que el control conmuta en alta frecuencia o toma inmediatamente valores para aproximaciones continuas de la función de retardo. El movimiento para $t > T$ es llamado **modo deslizante**.

Formalmente, el modo deslizante aparece no sólo en un sistema de control con control discontinuo, sino también en un sistema dinámico con

discontinuidades en las ecuaciones. Por ejemplo, si el lado derecho es una función discontinua del estado.

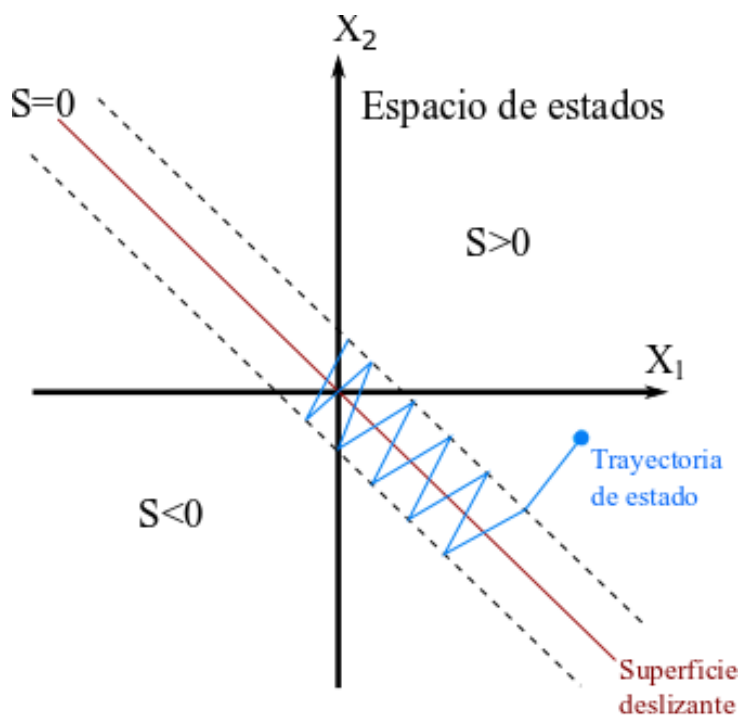


Figura 2.1: Dinámica del control en modo deslizante

En la figura 2.1, se muestra el esquema de control en modo deslizante, en donde se presenta el espacio de estados, sobre el cual está conformada la superficie deslizante; formada por la relación entre las variables de estado. Así, la trayectoria de estado converge hacia la superficie deslizante.

En términos generales, la implementación del hardware es mucho más fácil para el control en modo deslizante que para el control por PWM, debido a la frecuencia máxima de elementos de conmutación disponibles en el mercado [10].

Para este trabajo son de interés los sistemas regulados por un sólo interruptor, cuyo control de sistemas es representado por modelos de espacio de estado de la siguiente forma:

$$\dot{x} = f(x) + g(x)u, y = \sigma(x) \quad (2.3)$$

Donde $x \in \mathbb{R}^n, u \in \{0, 1\}$ y $y \in \mathbb{R}$

Las funciones vectoriales $f(x)$ y $g(x)$ representan campos vectoriales

suaves, es decir, campos vectoriales infinitamente diferenciables, definidos sobre el espacio tangente a \mathbb{R}^n . La función de salida, $\sigma(x)$, es una función escalar suave de x tomando valores en la línea real \mathbb{R} .

Nos referimos a x como la variable de estado del sistema, u es la entrada de control, o simplemente el control y la variable y es la salida del sistema. La función $f(x)$ es el campo del vector de deriva y $g(x)$ el campo de entrada de control.

La característica principal de los convertidores es la naturaleza de valor binario de la variable de entrada de control, donde asumimos que la entrada de control toma valores en el conjunto discreto $\{0, 1\}$.

Si el conjunto de valores posibles para la entrada de control escalar u es el conjunto discreto $\{W_1, W_2\}$ con $W_i \in \mathbb{R}$, $i = 1, 2$, entonces se hace necesaria la siguiente transformación de coordenadas de entrada inversora

$$v = \frac{u - W_2}{W_1 - W_2} \quad (2.4)$$

Por lo tanto, se asume una nueva entrada de control v , la cual es una función de entrada de control de valor binario con valores en el conjunto $\{0, 1\}$

$$u = W_2 + v(W_1 - W_2) \quad (2.5)$$

2.1 Sistemas de estructura variable

Como fue mencionado anteriormente en el Capítulo uno, los convertidores son sistemas de estructura variable. Esto hace referencia a la dualidad del funcionamiento del mismo circuito cuando el interruptor está abierto o cerrado. El control u_{eq} para este circuito depende del conocimiento de los parámetros de la configuración del sistema y es sensible a los parámetros desconocidos.

Para los sistemas de una sola entrada, la estructura de la ley de control

tiene la forma:

$$u = \begin{cases} u^+ & \text{if } s > 0 \\ u^- & \text{if } s < 0 \end{cases} \quad (2.6)$$

De acuerdo con la condición mostrada en la ecuación 2.6, el modo deslizante existe usando la ley de control si y sólo si u^+ y u^- satisfacen:

$$u^- < u_{eq} < u^+ \quad (2.7)$$

La ecuación 2.7 permite tener libertad en la elección de una ley de control que mantenga el régimen deslizante. La diferencia de $u^+ - u^-$ es llamada discontinuidad de control. Por lo cual, el valor de u_{eq} debe asegurar la desigualdad mostrada anteriormente.

Una forma de implementar una ley de control para sistemas de estructura variable es por medio de un estimado del control equivalente, multiplicado por una ganancia que permita satisfacer la ecuación 2.7 multiplicado a su vez por la función signo ($sign(s)$), donde:

$$sign(s) = \begin{cases} +1 & \text{if } s > 0 \\ -1 & \text{if } s < 0 \end{cases} \quad (2.8)$$

2.2 Superficie deslizante

Se asume que el vector de estado inicial del sistema (2.6) está en la intersección de todas las discontinuidades, es decir $s = 0$ y en modo deslizante ocurre con las trayectorias de estado confinadas para $t > 0$. Desde que el modo deslizante implica que $s = 0$ para $t > 0$, se asume que $\frac{ds}{dt} = \dot{s} = 0$. Así, $\dot{s} = 0$ puede ser usado para caracterizar las trayectorias de estado durante el modo deslizante. La conmutación del control u es un obstáculo para algunos métodos de control convencionales para calcular la derivada del vector de trayectorias de estado igual a cero:

$$\dot{s} = G \cdot f(x, u) = 0 \quad (2.9)$$

donde $G = \frac{\partial s}{\partial x}$ es una matriz de $m \times n$, con los gradientes de las funciones $s(x)$ como filas. Sin embargo, la solución para 2.9 existe. La solución para u_{eq} es llamada control equivalente. Esta función continua se sustituye en el control discontinuo u , en el sistema original (2.6), es decir:

$$\dot{x} = f(x, u_{eq}) = 0 \quad (2.10)$$

La ecuación 2.10 es tomada como la ecuación de modo deslizante en la intersección de m superficies discontinuas $s_i(x) = 0$, para $i = 1, \dots, m$. El procedimiento de derivar la ecuación es llamado el método de control equivalente [36].

El movimiento en modo deslizante es considerado como una idealización, debido a que se asumió que el control está cambiando a una frecuencia alta, teóricamente infinita, frecuencia tal que el vector de velocidad del estado esté orientado con precisión a lo largo de la intersección de las superficies de discontinuidad. Sin embargo, en la realidad, varias imperfecciones hacen oscilar el estado en alguna vecindad de la intersección y los componentes del control conmutan a una frecuencia finita. Estas oscilaciones tienen alta frecuencia y bajos componentes. La alta frecuencia es filtrada por una planta bajo control mientras el modo deslizante es determinado por los componentes a baja frecuencia. Por lo tanto, el control equivalente depende de los parámetros de la planta y las perturbaciones podrían ser desconocidas.

En el contexto de sistemas de n -dimensiones controlados por un sólo interruptor, una superficie deslizante, denotada por S , es representada por el conjunto de vectores de estado x , donde se cumple la restricción de estado $\sigma(x) = 0$, donde σ es una función de salida escalar.

La restricción $\sigma(x) = 0$ es satisfecha localmente por la trayectoria del estado, $x(t)$, que idealmente es el comportamiento deseado para el estado del sistema controlado, lo cual representa el objetivo de control. La evolución restringida del estado en S se realiza con la conmutación de la entrada de control.

La restricción, $\sigma(x) = 0$, en el vector de estado, x , define una variedad dimensional $n-1$ uniforme en \mathbb{R}^n . Denotamos tal variedad por s , es decir:

$$s = \{x \in \mathbb{R}^n | \sigma(x) = 0\} \quad (2.11)$$

Una de las características primordiales en el diseño de leyes de control de retroalimentación para sistemas regulados por conmutación está representada por el hecho de que la especificación de la función escalar suave $\sigma(x) = 0$ es una parte integral del problema de diseño. La elección de la función de salida $Y = \sigma(x)$ y, por lo tanto, de la variedad s depende completamente del objetivo de control [35].

Las condiciones para que el modo deslizando exista son formuladas en términos de la estabilidad del movimiento en s en término de la ecuación diferencial:

$$\dot{s} = Gf + GBu \quad (2.12)$$

El control (2.13) para componentes $s(x)^T = [s_1(x) \dots s_m(x)]$:

$$u = \begin{cases} u^+(x) & \text{if } s(x) > 0 \\ u^-(x) & \text{if } s(x) < 0 \end{cases} \quad (2.13)$$

puede ser representado como

$$u(x) = u_0(x) + U(x) \text{sign}(s) \quad (2.14)$$

donde:

$$u_0(x) = \frac{1}{2}(u^+(x) + u^-(x)) \quad (2.15)$$

y $U(x)$ es una matriz diagonal con elementos $U_i(x) = \frac{1}{2}(u^+(x) + u^-(x))$ para $i = 1, \dots, m$ y el control discontinuo $\text{sign}(s)$ toma la forma de un componente signo de la función

$$\text{sign}(s)^T = [\text{sign}(s_1) \dots \text{sign}(s_m)] \quad (2.16)$$

Así, la proyección del movimiento en s está dado por

$$\dot{s} = d(x) - D(x)\text{sign}(s) \quad (2.17)$$

con $d = Gf + GBu_0$ y $D = -GBU$

Para encontrar las condiciones de estabilidad del origen $s = 0$ del sistema no lineal (2.17), es decir, las condiciones para que el modo deslizante exista, es posible seguir la metodología tradicional para análisis de estabilidad en sistemas no lineales y tratar de encontrar la función de Lyapunov. Al mismo tiempo, recordar que el lado derecho de la ecuación es discontinuo y no definido en los puntos donde los argumentos de las funciones signo son igual a cero.

Para poder usar la función de Lyapunov en la forma de suma de los valores absolutos cuando el modo deslizante ocurre en algunas superficies discontinuas, los correspondientes componentes del control discontinuo deben ser reemplazados por sus equivalentes y sólo entonces podría ser encontrada la función de Lyapunov.

Definición 1

El conjunto $s(x) = 0$ es el dominio del modo deslizante si, para el movimiento dado por 2.17, el origen en el sub-espacio de s es asintóticamente estable con un tiempo finito de convergencia para cada x de $s(x)$.

Definición 2

La condición $s(x) = 0$ es llamada "sliding manifold" si el modo deslizante existe en cada punto, o bien $S(x) = x : s(x) = 0$

2.3 Modelo matemático del convertidor Buck

Generalmente, se utilizan métodos de control por espacio de estados promediado; en donde se obtiene un modelo del circuito lineal y las ecuaciones del espacio de estados son definidas por las posibles posiciones del interruptor durante la conmutación.

Los convertidores se caracterizan por ser sistemas de conmutación que admiten descripciones matemáticas diferentes durante periodos de operación distintos.

El modelo en baja frecuencia es obtenido a partir de la linealización del modelo matemático para poder aplicar la teoría de control lineal y diseñar compensadores de retroalimentación.

El convertidor Buck es un circuito que multiplica el voltaje de entrada constante E por un factor escalar menor que la unidad para obtener en la salida un voltaje menor. Debido a las características del inductor y el capacitor como elementos almacenadores de energía, se divide la corriente proveniente de la fuente de alimentación, produciendo así niveles de voltaje menores en la carga que los de la fuente.

El interruptor consta de dos elementos: el primero es de conmutación rápida y el segundo tiene un tiempo de recuperación menor que el periodo de la señal de control, cuya función es impedir que la corriente del condensador regrese.

Si el interruptor está cerrado la inductancia almacena energía con el objeto de suministrarla a la carga y al condensador a otro nivel de voltaje. Mientras que en los intervalos en los que el transistor está en corte (interruptor abierto) es más conveniente emplear un diodo, ya que este no depende de la fase de reloj.

El espacio de estados sirve para hacer la caracterización de los convertidores, permitiendo su diseño en el dominio del tiempo. El modo deslizante pertenece a la categoría de dominio del tiempo; puede ser usada para caracterizar el sistema en pequeña y gran señal. Usa estado de retroalimentación y establece directamente la respuesta en lazo cerrado deseada en el dominio del tiempo o en términos de las ecuaciones diferenciales [36].

El espacio de estados unificado para un sistema bilineal como los convertidores es:

$$\dot{x} = Ax + uBx \quad (2.18)$$

Donde:

- x es el vector de estado.
- A y B son matrices con números reales.
- u es un escalar de control con valores discretos.

Para representar matemáticamente el comportamiento de este sistema, es necesario obtener las ecuaciones diferenciales del circuito. Para esto, se considera el modelo ideal de la topología *step-down*, como el de la figura 2.2.

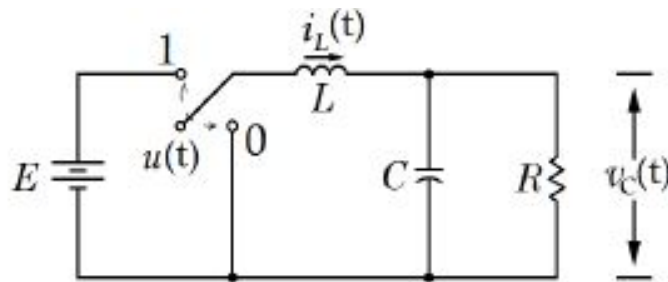


Figura 2.2: Convertidor CD-CD reductor.

Los parámetros y variables de la figura 2.2 son definidos de la siguiente manera:

- L = inductor
- C = condensador de almacenamiento
- R = resistencia de carga
- E = fuente de voltaje
- u = señal de conmutación

Las ecuaciones son obtenidas por medio de las leyes de Kirchoff de voltaje y corriente para ambas fases del convertidor.

En la primera fase, cuando $u = 1$, se dice que el sistema está en modo de no conducción, por el contrario, cuando $u = 0$ se dice que el sistema está en modo conducción.

Así, el sistema del modelo dinámico para ambas etapas es descrito por el siguiente sistema de ecuaciones:

$$L \frac{di}{dt} = -v + uE \quad (2.19)$$

$$C \frac{dv}{dt} = i - \frac{v}{R} \quad (2.20)$$

Dónde, como fue descrito anteriormente, la señal de control toma los valores $u \in \{0, 1\}$.

Las variables de estado son tomadas de acuerdo a la tabla 2.1:

$x_1 = i_L$
$x_2 = V_c$

Tabla 2.1: Variables de estado.

Estas aproximaciones incrementan la robustez y estabilidad a la variación de parámetros de carga y voltaje de entrada.

Debido a que sólo se tiene un grupo de ecuaciones para modelar el circuito sin importar si se encuentra en modo de conducción o de no conducción, las ecuaciones se transforman en no lineales al multiplicar las variables de estado con la variable de control, conocido como sistema conmutado, el cual se muestra a continuación:

$$\dot{x}_1 = -\frac{1}{L}x_2 + \frac{uE}{L} \quad (2.21)$$

$$\dot{x}_2 = -\frac{1}{C}x_1 - \frac{1}{RC}x_2 \quad (2.22)$$

El objetivo del control es lograr un voltaje constante a la salida V_{out} igual a un voltaje deseado V_d . De esta forma, para que el convertidor se encuentre en estado estable se debe de cumplir la condición: $x_2 = V_d$, por lo que $\dot{x}_2 = 0$.

Se asume que x_1 en la ecuación de \dot{x}_2 es una entrada de control. Por lo que es posible denotar la corriente deseada como x_1^* . Sin embargo, la variable x_1 puede ser expresada en términos de la variable x_2 , ya que el objetivo del control es trabajar en el lazo de voltaje. Así, la corriente deseada se expresa de la siguiente manera:

$$x_1^* = \frac{Vd}{R} \quad (2.23)$$

Para definir la superficie de control en modo deslizante s , es necesario asegurar que la corriente x_1 , sigue a la corriente deseada. Para lo cual se hace cumplir

$$s = x_1 - x_1^* \rightarrow 0 \quad (2.24)$$

Así, cuando $s = 0$, es posible alcanzar el punto estable.

Con el objetivo de forzar la superficie deslizante en la condición $s = 0$, el control u sólo puede tomar valores de 1 o 0. Entonces, en la ecuación 2.21 el control se define como

$$u = \frac{1}{2}(1 - \text{sign}(s)) \quad (2.25)$$

Donde s es la función escalar de conmutación definida en la teoría de modo deslizante.

$$s(x) = c^T x \quad (2.26)$$

Con el vector

$$c = \frac{\partial s}{\partial x} \quad (2.27)$$

que denota el gradiente de la función escalar s con respecto al vector de espacio de estados x .

La condición para que exista modo deslizante se deriva de $s\dot{s} = 0$. De acuerdo con las derivaciones de 2.18, el modo deslizante existe si

$$0 < x_2 < E \quad (2.28)$$

Dicha condición define un dominio de atracción de la superficie deslizante. Debido a que el control no contiene una ganancia (de control) para ser ajustada, el dominio de atracción (2.28) se determina por la arquitectura del sistema [36].

En estado estable, la condición de la ecuación 2.28 satisface la definición de un convertidor Buck: el voltaje de salida es menor que el de la fuente.

Después de que el estado del lazo de corriente ha alcanzado la superficie, es decir, $s = 0$ en el tiempo $t = t_h$, $x_1 = x_1^* = \frac{Vd}{R}$ se mantiene para $t > t_h$. El bucle de voltaje externo está dado por

$$\dot{x}_2 = -\frac{1}{RC}x_2 + \frac{1}{RC}Vd \quad (2.29)$$

Así, la solución del sistema es

$$x_2(t) = Vd + (x_2(t_h) - Vd)e^{-(t-t_h)/RC} \quad (2.30)$$

tiende a Vd exponencialmente. Por lo tanto, se alcanza el objetivo de control.

El control en modo deslizante puede ser función de una o dos variables (o más) de estado. La función de la variable de estado único induce una dinámica de bucle cerrado en la segunda variable de estado que puede ser conveniente o no. Este fenómeno conocido como la estabilidad de la dinámica de cero es una preocupación cuando la variable s es considerada como una variable regulada del sistema. Sin embargo, con un diseño apropiado de la superficie deslizante, el objetivo de control podrá ser logrado.

2.4 Puntos de equilibrio

Para seleccionar los valores de los coeficientes deslizantes, se deben satisfacer 3 condiciones: proximidad, existencia y estabilidad [23]. El objetivo de la primera condición es asegurar las condiciones iniciales y que la trayectoria se moverá dentro de la vecindad de la superficie deslizante. Esta condición se torna cuando

$$u_i = u(t > 0) \quad (2.31)$$

teniendo la trayectoria controlada $s(t > 0)$. La condición de existencia asegura que el régimen deslizante debe ser $0 < s < \sigma$. La existencia de operación del modo deslizante es satisfecha con la condición

$$\lim_{s \rightarrow 0} s \cdot \frac{ds}{dt} < 0 \quad (2.32)$$

La última condición consiste en llevar a la trayectoria a un punto de equilibrio. Con base en las condiciones anteriores, es posible encontrar los diferentes puntos de equilibrio del sistema.

La arquitectura del convertidor CD-CD tipo Buck se construyó de acuerdo con el modelo matemático obtenido a partir del espacio de estados. Los bloques que componen el sistema se presentan en la figura 2.3.

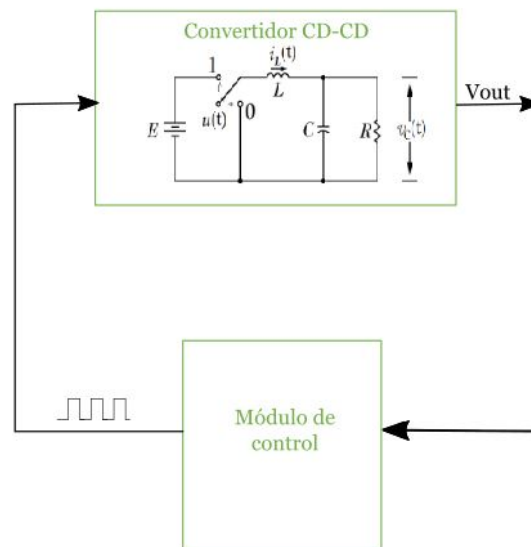


Figura 2.3: Bloques que forman el sistema de conversión.

El primer bloque representa el convertidor reductor o Buck, cuya salida estará dada por la variable que se desea medir (voltaje o corriente), dicha salida pasa a la función de control, la cual ejecuta la acción en modo deslizante, cumpliendo con 2.43 y así el control estará determinando la conmutación de los interruptores. El correcto diseño del modelo para el convertidor, permite una mayor semejanza con la implementación en cualquier tipo de software especializado.

El diagrama eléctrico del convertidor CD-CD tipo Buck se presenta en la figura 2.4

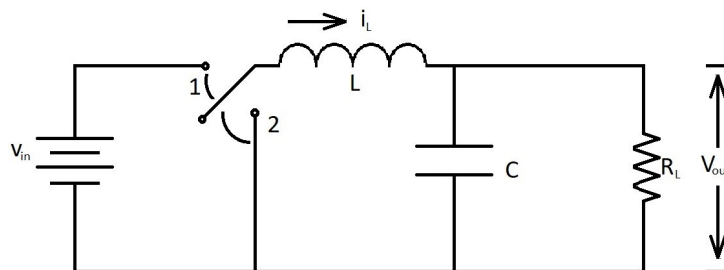


Figura 2.4: Diagrama del convertidor Buck.

Para construir el sistema de ecuaciones se parte de las funciones de rama que describen el voltaje en el inductor y la corriente en el capacitor, respectivamente en 2.33 y 2.34:

$$v(t) = L \frac{di}{dx} \quad (2.33)$$

$$i(t) = C \frac{dv}{dx} \quad (2.34)$$

Con las funciones de rama presentadas en las ecuaciones 2.33 y 2.34, se obtiene el espacio de estados del sistema, para así determinar las variables promedio de corriente y voltaje mostradas en 2.35 y 2.36

$$L \frac{di}{dt} = -v + uE \quad (2.35)$$

$$C \frac{dv}{dt} = i - \frac{v}{R} \quad (2.36)$$

De 2.35 y 2.36, es posible encontrar los puntos de equilibrio para el sistema, esto es cuando la tasa de cambio o la derivada para cada una de las variables es cero.

De esta forma es posible definir las posibles superficies deslizantes, para lo cual se toma el sistema dinámico del convertidor, conocido como sistema conmutado mostrado en 2.37 y 2.38:

$$\dot{x}_1 = -\frac{1}{L}x_2 + \frac{uE}{L} \quad (2.37)$$

$$\dot{x}_2 = -\frac{1}{C}x_1 - \frac{1}{RC}x_2 \quad (2.38)$$

Para encontrar los puntos de equilibrio (PE) del sistema, es necesario igualar cada una de las variables de lado izquierdo de las ecuaciones 2.37 y 2.38:

$$\dot{x}_1 = 0 \quad (2.39)$$

$$\dot{x}_2 = 0 \quad (2.40)$$

Si $\dot{x}_1 = 0$, entonces

$$0 = -\frac{1}{L}x_2 + \frac{uE}{L} \quad (2.41)$$

Por lo tanto, la variable de estado x_2 estará dada por la relación:

$$x_2 = uE \quad (2.42)$$

Con la función de control, descrita en la ecuación 2.43:

$$u = \frac{1}{2}(1 - \text{sign}(s)) \quad (2.43)$$

el valor de x_2 tiende a Vd si

$$u = \frac{1}{2}(1 - \text{sign}(x_2 - Vd)) \quad (2.44)$$

Si se toma el segundo punto de equilibrio mencionado en 2.40, entonces

$$0 = -\frac{1}{C}x_1 - \frac{1}{RC}x_2 \quad (2.45)$$

Por lo tanto, la variable de estado x_1 se encuentra relacionada de acuerdo con:

$$x_1 = -\frac{1}{R}x_2 \quad (2.46)$$

Así, la función de control 2.43, aplicada a la variable x_1 , tendrá la relación siguiente

$$u = \frac{1}{2}(1 - \text{sign}(Rx_1 - Vd)) \quad (2.47)$$

Analizando los puntos de equilibrio, se concluye con las dos superficies deslizantes posibles en 2.48 y 2.49

$$u = \frac{1}{2}(1 - \text{sign}(x_2 - Vd)) \quad (2.48)$$

$$u = \frac{1}{2}(1 - \text{sign}(Rx_1 - Vd)) \quad (2.49)$$

Con las superficies deslizantes se diseña la arquitectura que satisface a

los sistemas de ecuaciones del convertidor y el control, respectivamente.

Capítulo 3

Aplicación de un algoritmo de control en modo deslizante para convertidores CD-CD tipo reductor

En el Capítulo 2 se analizan las herramientas matemáticas y el principio de control en modo deslizante que permite determinar el régimen deslizante para un sistema de estructura variable, tal como lo es el convertidor Buck. Partiendo de dicho análisis, se diseña la arquitectura del control.

Los convertidores CD-CD están diseñados para su funcionamiento en lazo abierto. Sin embargo, debido a que los convertidores son sistemas no lineales a causa de los elementos que lo componen, como los interruptores, necesitan de un apropiado diseño del controlador el cual contemple las discontinuidades del sistema. Para algunas aplicaciones, los convertidores deben proporcionar una tensión de salida regulada con un rizo bajo o mínimo; además de la condición de robustez frente a variaciones de los parámetros. Por lo tanto, la tensión de salida debe ser regulada utilizando un modo de control en lazo cerrado. Algunas técnicas de control como el control proporcional-integral o el control por histéresis, son las soluciones de control de lazo cerrado más utilizadas para convertidores CD-CD. Sin embargo, el diseño de tales controladores lineales, sólo ejercen su función cerca del punto de equilibrio del sistema, debido a que se basan en el modelo linealizado, de otra forma, tal control no otorga una buena respuesta.

El control en modo deslizante, como el descrito en el Capítulo anterior, es una técnica de control no lineal, cuya ventaja es la estabilidad y es particularmente adecuado para el manejo de los sistemas no lineales con dinámica de incertidumbre y perturbaciones, debido a su propiedad de reducción de orden, lo cual relaja la necesidad de la obtención de un modelo exacto del sistema. Por lo tanto, es apropiado usar control en modo deslizante para el control de un convertidor CD-CD.

Anteriormente, se presentó el modelo que describe la dinámica del convertidor, a partir del cual se realizó el diseño del controlador. Una vez obtenido el modelo matemático del convertidor Buck, se realiza la simulación del sistema en bloques con la herramienta Simulink de Matlab®, en la versión R2018a (9.4.0.813654).

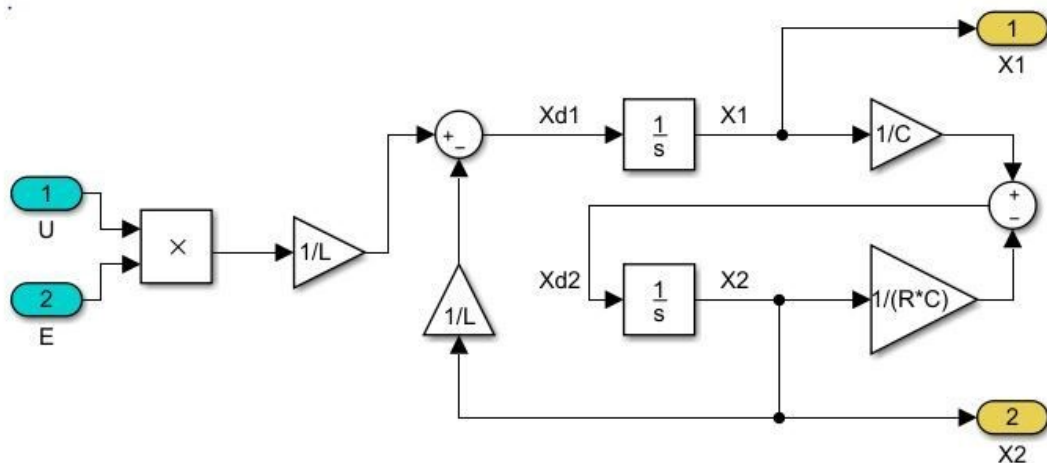


Figura 3.1: Diagrama a bloques del convertidor Buck

En la figura 3.1 se muestra el diagrama a bloques del convertidor Buck de acuerdo con las ecuaciones de estado 2.21 y 2.22, descritas en el capítulo anterior. Donde x_1 es la corriente en el inductor y x_2 el voltaje en el capacitor.

3.1 Simulación del control sobre la corriente en el inductor (x_1)

Aplicando la técnica de control en modo deslizante, se define la superficie deslizante de acuerdo con la función signo ($sign(s)$). Tomando la variable de estado x_1 (corriente en el inductor), es necesario asegurar que la variable medida siga a la corriente deseada, para lo cual es necesario hacer cumplir la función escalar de conmutación, en donde la diferencia de ambas variables tiende a cero, como mencionado en 2.24.

La representación del sistema con el control, simulada con la herramienta de Matlab®[®], es presentada en la figura 3.2. La corriente del inductor x_1 se compara con el voltaje deseado; para esto, es necesario obtener la corriente equivalente al voltaje deseado y se utiliza el bloque de $\frac{1}{R}$, cumpliendo la ley de Ohm. Así, la respuesta pasa por la función $sign(s)$.

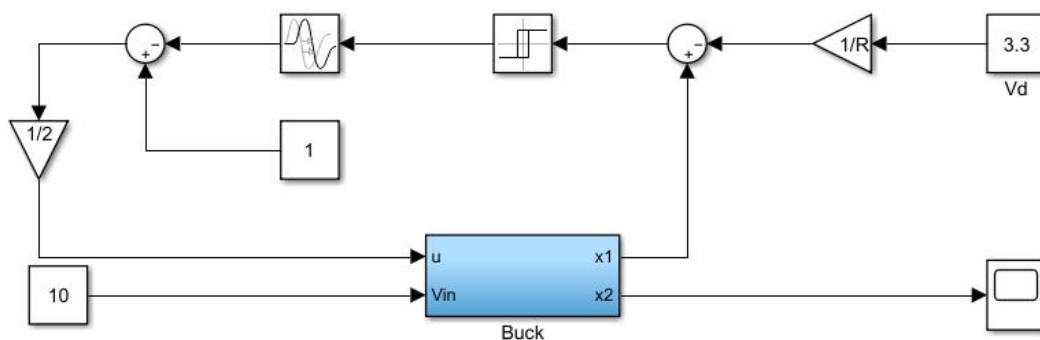


Figura 3.2: Diagrama a bloques del convertidor Buck con control

La respuesta del sistema aplicando el control sobre la variable de estado x_1 , se muestra en la figura 3.3.

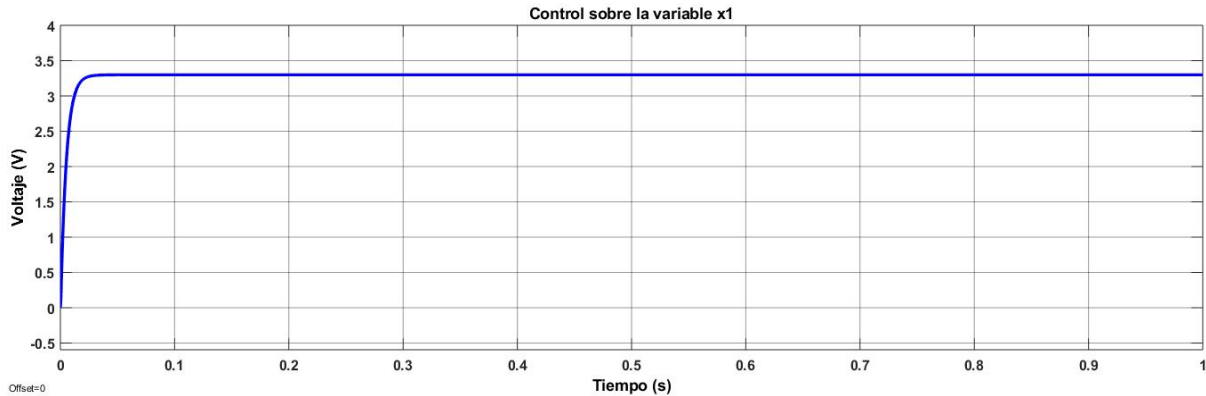


Figura 3.3: Respuesta del convertidor para la variable x_1

El voltaje de salida tiende al voltaje deseado V_d , en este caso 3.3 V, con una fuente de 10 V; sin sobreimpulso y en cuestión de milisegundos. Si los parámetros de entrada son modificados, la trayectoria tiende a la referencia de igual manera.

3.2 Simulación del control sobre el voltaje en el capacitor (x_2)

Por otro lado, si el control es aplicado sobre la otra variable de estado (x_2)(voltaje en el capacitor), no es necesario hacer el cambio de unidades con el bloque $\frac{1}{R}$, ya que directamente se compara el voltaje deseado con el voltaje en el capacitor y esa diferencia pasa a los bloques de control, presentados en la simulación con la herramienta Simulink de Matlab®.

La implementación del control sobre la segunda variable es mostrada en la figura 3.4

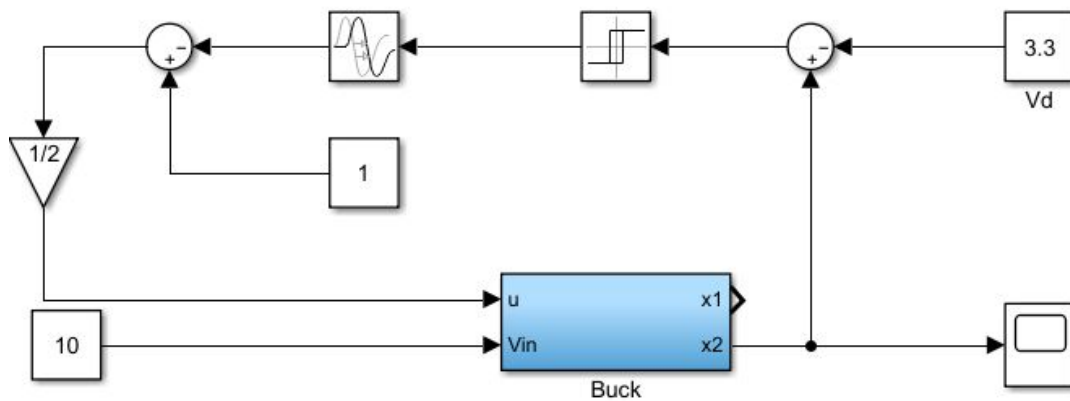


Figura 3.4: Diagrama a bloques del convertidor Buck con control en x_2

La respuesta del sistema con la nueva superficie deslizante se muestra en la figura 3.5

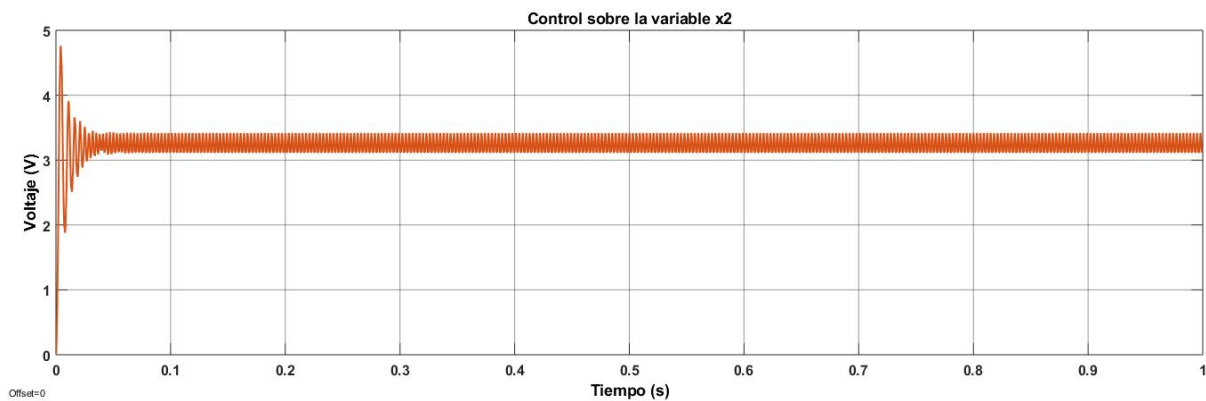


Figura 3.5: Respuesta del control en x_2

En este caso, la respuesta es significativamente más rápida que en el caso anterior; sin embargo, el rizo que tiene la salida, aunque es pequeño, tiene implicaciones negativas sobre el sistema, las cuales afectan de sobre manera en aplicaciones portátiles.

3.3 Aplicación del algoritmo de control sobre las dos variables de estado

En la sección anterior, han sido mostradas las respuestas del convertidor al aplicar el algoritmo de control en modo deslizante sobre cada una de las variables de estado, en donde se obtuvo una respuesta de salida con

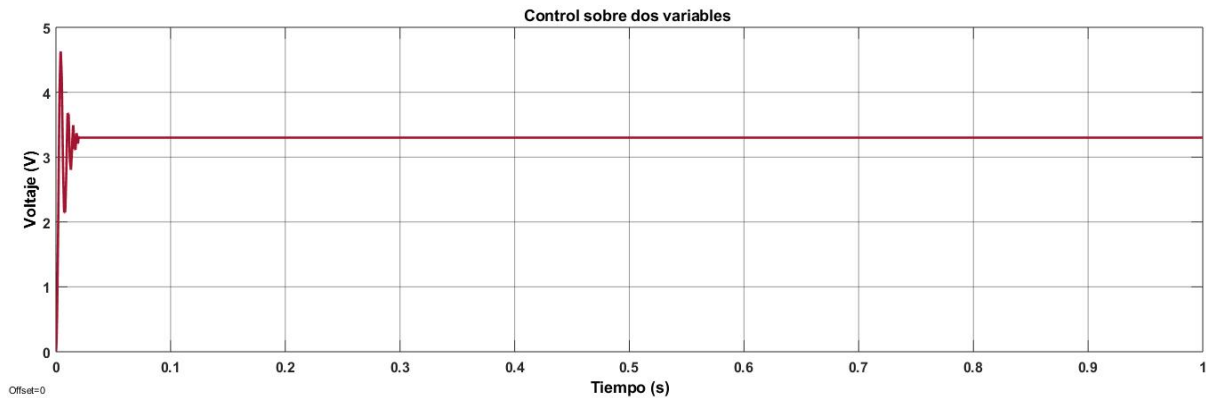


Figura 3.7: Respuesta del convertidor aplicando control en ambas variables de estado

Se observa que en comparación con el control aplicado a x_2 , la señal no tiene rizo, sin embargo, tiene sobreimpulso al principio pero su respuesta dinámica es, en comparación con los casos anteriores, al menos la mitad de tiempo menos. Para optimizar la respuesta, se consideran los coeficientes de compensación α y β diferente de 1.

3.4 Modificación al método de control utilizando coeficientes de compensación

Es necesario incorporar constantes que modulen la relación de impacto sobre cada variable para compensar el sistema y obtener una mejor respuesta de salida. Dependiendo de las propiedades dinámicas del sistema, son seleccionados los coeficientes de deslizamiento, con base en la relación de amortiguamiento y el tiempo de establecimiento. Se propone que para la corriente el coeficiente de compensación sea 10 veces mayor que para el voltaje, para reducir de esta forma el sobreimpulso generado de la variable x_2 . El diagrama a bloques se muestra en la figura 3.9

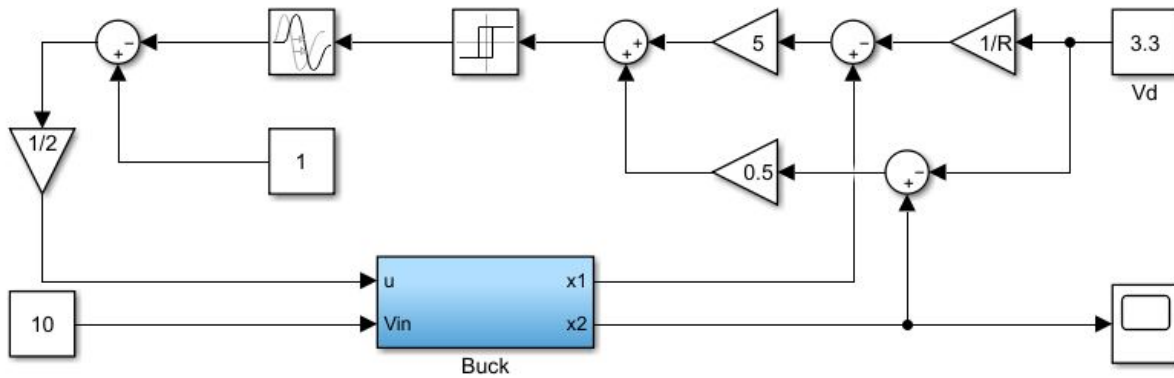


Figura 3.8: Diagrama de bloques con compensación en el control

La respuesta del sistema compensado se muestra en la siguiente figura:

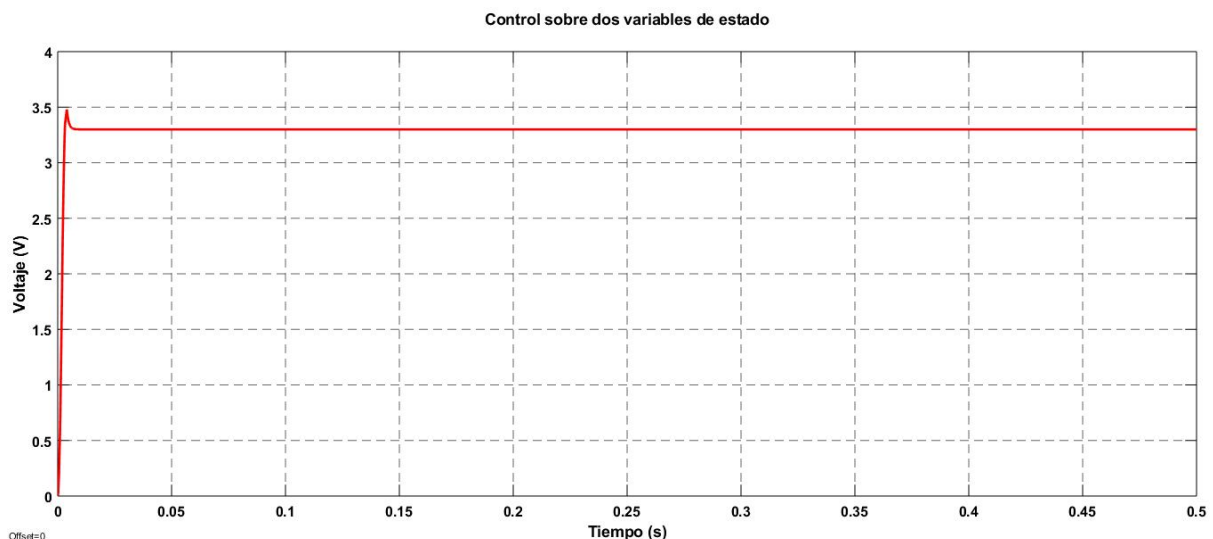


Figura 3.9: Diagrama de bloques con compensación en el control

De la figura 3.9, se ilustra que la respuesta del convertidor, comparada con todos los casos anteriores es hasta 10 veces más rápida y el sobreimpulso que se generó anteriormente se reduce de una forma drástica a un sólo pico con amplitud de 0.2 V.

Haciendo un análisis tanto de la literatura, como de los resultados obtenidos en las figuras 3.3, 3.5, 3.7, y 3.9, es posible concluir que aplicando control sobre ambas variables de estado del convertidor y definiendo una nueva superficie deslizante, la respuesta es óptima cuando se aplica el sistema de compensación. De esta forma, la señal de control es aplicada sobre la superficie definida en la ecuación 3.2

$$s = \alpha_1(x_1 - x_1^*) + \alpha_2(x_2 - Vd) \quad (3.2)$$

3.5 Variaciones en el valor de la carga del convertidor

Se realizan simulaciones en la herramienta Simulink/Matlab® , con diferentes valores de R , con el fin de comprobar su estabilidad. Por ejemplo, para el caso donde se quiere un $Vd = 1.2$ V, se utiliza una carga de 50Ω y 100Ω .

La figura 3.10 tiene un voltaje de entrada $E = 9$ V, $Vd = 1.2$ V y un valor de resistencia $R = 50 \Omega$

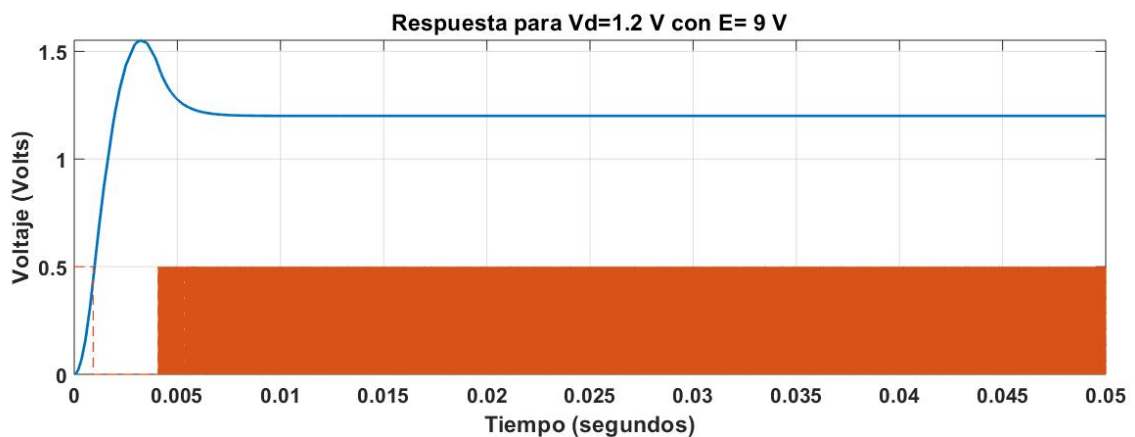


Figura 3.10: Diagrama de bloques con compensación en el control

El tiempo de asentamiento de la figura 3.10 es de 7.1 ms y el valor máximo que presenta (Valor Pico) es de 1.7 V.

Si ahora el valor la carga se incrementa a $R = 100 \Omega$, para valores de E y Vd iguales a los de 3.10, se obtiene la respuesta de la figura 3.11



Figura 3.11: Diagrama de bloques con compensación en el control

De 3.11 el tiempo de asentamiento (T_s) es mayor al caso anterior, es de 8 ms y tiene un valor pico de 1.7 V. Ambos valores son por poco más grandes que en el caso de una carga más pequeña. Pese a ese cambio, se logra el objetivo de salida.

En la tabla 3.1 se muestran los resultados de simulación considerando diferentes valores de la fuente de energía y de voltaje deseado para una carga de $R = 50 \Omega$

$R = 50 \Omega$			
E (V)	Vd (V)	T_s (ms)	Valor pico (V)
9	3.3	6.2	3.49
9	1.2	7.1	1.61
5	1.2	6	1.38
3.3	1.2	5.2	1.28

Tabla 3.1: Comportamiento del Buck para diferentes valores de E y V_d con $R = 50 \Omega$.

Utilizando el mismo procedimiento, se llevan a cabo las respectivas simulaciones para un valor de R mayor, los resultados se muestran en la tabla 3.2

$R = 100 \Omega$			
E (V)	Vd (V)	Ts (ms)	Valor pico (V)
9	3.3	7.1	3.6
9	1.2	8	1.7
5	1.2	7.5	1.4
3.3	1.2	7.2	1.32

Tabla 3.2: Comportamiento del Buck para diferentes valores de E y Vd con $R = 100 \Omega$.

De la tabla 3.2, en comparación con 3.1, se observa que el tiempo de asentamiento para cada uno de los valores crece, con un mínimo de 7.1 ms y un máximo de 8 ms para alcanzar el estado estable, conforme menor es el valor de la entrada y mayor sea la resistencia tardará más tiempo en encontrar el equilibrio. De igual manera, el valor máximo del sobreimpulso que alcanza el sistema es de 1.7 V para un valor deseado de 1.2 V y 3.6 V para un valor deseado de 3.3 V, cuando con una carga menor el valor máximo para 1.2 V es de 1.61 V y 3.49 V, en el caso de 3.3 V.

Con los resultados anteriores, es posible concluir que, pese a variaciones en la carga, el controlador es capaz de alcanzar el estado estable en el voltaje de salida sin afectar de manera significativa el sobreimpulso y el tiempo de asentamiento.

En todo el trabajo descrito anteriormente, se ha considerado una R igual tanto para el bloque $1/R$ como para la que se describe en las ecuaciones de estado (es decir, la resistencia de carga), con las cuales fue descrito el convertidor. Sin embargo, es necesario comprobar que el sistema sigue siendo robusto ante variaciones en la carga y en los parámetros de entrada. Por lo cual, se llevan a cabo diferentes simulaciones donde Rn es la resistencia nominal del bloque $1/R$, la cual describe el error con el que se mide la corriente del inductor y R es la resistencia de carga.

En el primer caso se tiene una $Rn = 50 \Omega$ y $R = 75 \Omega$ para diferentes valores de entrada y de voltaje deseado. Con entrada de 9 V y un valor

deseado de 1.2 V se obtiene lo siguiente:

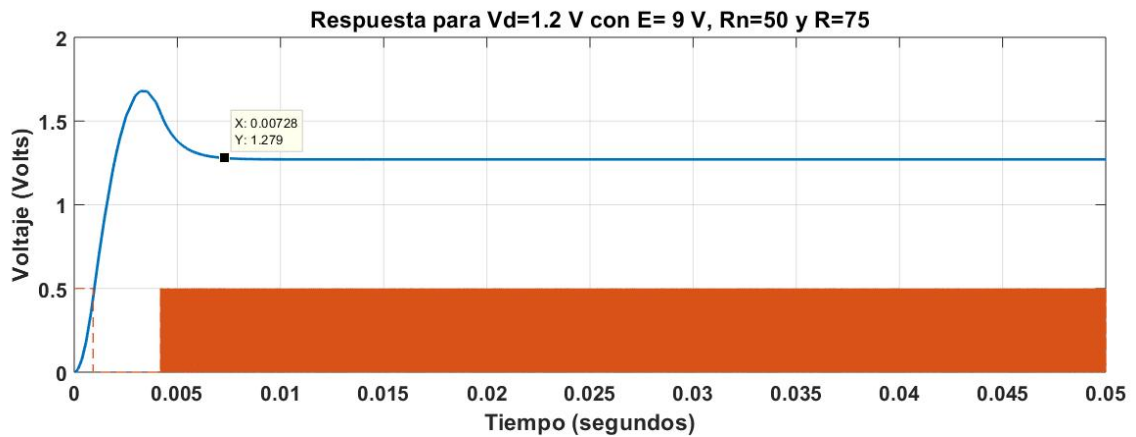


Figura 3.12: Respuesta para $R_n = 50 \Omega$ y $R = 75 \Omega$

El tiempo de establecimiento en la figura 3.12 es de 7.2 ms con un sobreimpulso de 1.67 V. El voltaje a la salida es de 1.27 V, por lo tanto, hay un error de 5.8 %. Del mismo modo, se realizan las simulaciones para diferentes valores de los parámetros, los cuales son mostrados en la tabla 3.3

$R_n = 50 \Omega$ y $R = 75 \Omega$					
E (V)	V_d (V)	T_s (ms)	Valor pico (V)	V_{out} (V)	Error V_{out} (%)
9	3.3	7.5	3.6	3.49	5.7
9	1.2	7.2	1.67	1.27	5.8
5	1.2	6.1	1.4	1.28	6.6
3.3	1.2	6.3	1.33	1.27	5.8

Tabla 3.3: Comportamiento del Buck para diferentes valores de E y V_d con $R_n = 50 \Omega$ y $R = 75 \Omega$.

De la tabla 3.3 se tiene que el error en los voltajes de salida no pasa del 6.6 %, lo cual está dentro del rango de tolerancia de error, el cual es de 10 %. Sin embargo, el error promedio no varía de forma significativa, por lo cual hay estabilidad.

Ahora se deja estático el valor de la resistencia nominal R_n y se modifica

el valor de la resistencia de carga, para realizar la misma simulación. Los datos obtenidos están descritos en la tabla 3.4

$R_n = 50 \Omega$ y $R = 100 \Omega$					
E (V)	Vd (V)	Ts (ms)	Valor pico (V)	Vout (V)	Error Vout (%)
9	3.3	6.8	3.8	3.6	9
9	1.2	7.9	1.75	1.3	8.3
5	1.2	7.7	1.38	1.3	8.3
3.3	1.2	6	1.38	1.3	8.3

Tabla 3.4: Comportamiento del Buck para diferentes valores de E y Vd con $R_n = 50 \Omega$ y $R = 100 \Omega$.

De la tabla 3.4, el valor máximo que toma la salida (V_{out}), va en función de la fuente de entrada y la respuesta del valor de salida es constante sin importar la fuente de entrada, con un valor de 1.3 V, por lo tanto, el error en la salida es mayor que con una resistencia de carga menor, todavía menor al 10 %.

De acuerdo con 3.3 y 3.4, aún si el valor de R es del doble del de R_n , el sistema sigue tendiendo a la referencia, no importando los demás valores de entrada y la diferencia estará en el error en la salida, así como en el tiempo de establecimiento del sistema.

Capítulo 4

Diseño del convertidor Buck en tecnología CMOS

Los resultados preliminares obtenidos en Matlab® , con respecto a la respuesta del convertidor con el método de control en modo deslizante son óptimos; por lo cual, serán la base para el diseño del convertidor con el respectivo control, en un software especializado para diseño de circuitos integrados, permitiendo el uso adecuado del simulador para los valores correspondientes a los elementos activos del sistema. Así, con el modelo del convertidor descrito por el espacio de estados, es posible diseñar el convertidor CD-CD tipo Buck en una tecnología de 180 nm para circuitos integrados en la herramienta Virtuoso de Cadence®, versión IC6-1-6.

4.1 Modelado y simulación del sistema con componentes eléctricos

Una vez analizado el correcto funcionamiento del convertidor CD-CD de acuerdo con el modelo matemático, se implementa el circuito correspondiente en la topología de un convertidor Buck, en donde se define la ley de control de tal forma que se mantenga el régimen deslizante dentro del sistema de estructura variable, esto por medio de un estimado de control equivalente, que permita satisfacer la discontinuidad del control, multiplicándola por la función $sign(s)$. Así, se modela el

diagrama eléctrico del convertidor, como se ilustra en la figura 4.1.

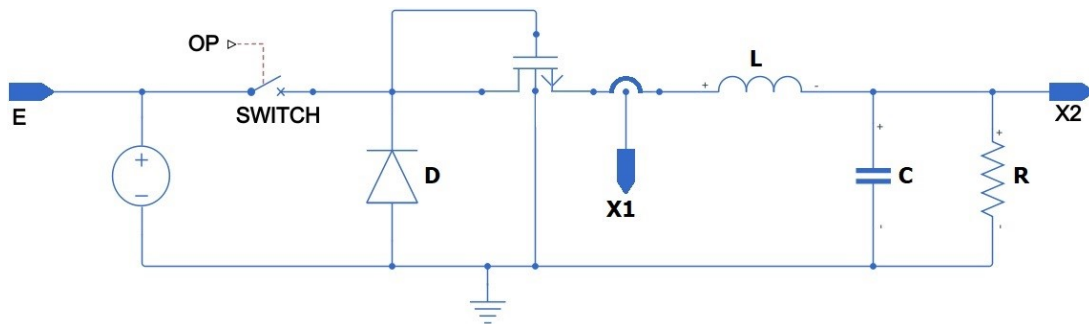


Figura 4.1: Diagrama del convertidor Buck con elementos eléctricos.

El controlador, mostrado en la figura 4.2, está determinado por la función de control en modo deslizante. Tiene como entrada el valor de la variable de estado que ha sido medida, la cual compara con el voltaje de referencia y la salida determinará el estado de encendido y apagado para controlar la conmutación del interruptor.

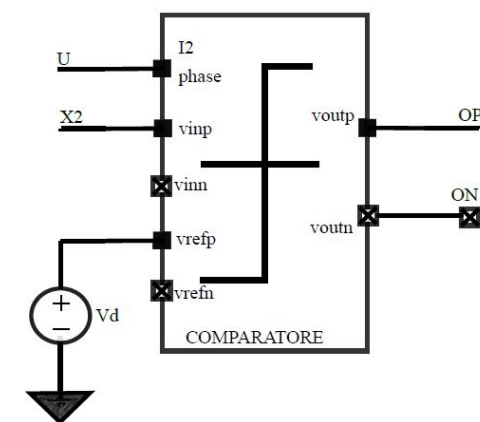


Figura 4.2: Diagrama del controlador.

El diagrama del convertidor Buck se muestra en 4.3 (a). De manera ideal, es posible realizar la simulación de la medición de la corriente en el convertidor CD-CD; para ello se utiliza una fuente de voltaje de corriente directa con un valor igual a cero, o bien como si fuese sensor de corriente y con una fuente de corriente controlada por voltaje (cuya variable dependiente es la fuente de voltaje utilizada como sensor), con el fin de obtener la corriente del inductor, correspondiente a la variable de estado x_1 . A través de un amplificador de transimpedancia, se obtiene el voltaje

proporcional a la corriente medida en el inductor (x_1). Además, para el diseño de la superficie deslizante, la cual está dada por la suma de las dos superficies (de cada variable de estado), se utiliza un amplificador operacional en su configuración de sumador, modelado por una fuente de voltaje controlada, 4.3 (b). A la salida del operacional, se obtiene la variable que será la entrada del controlador, figura 4.3 (c), la cual contiene el voltaje proporcional a x_1 más el voltaje x_2 (el voltaje del condensador).

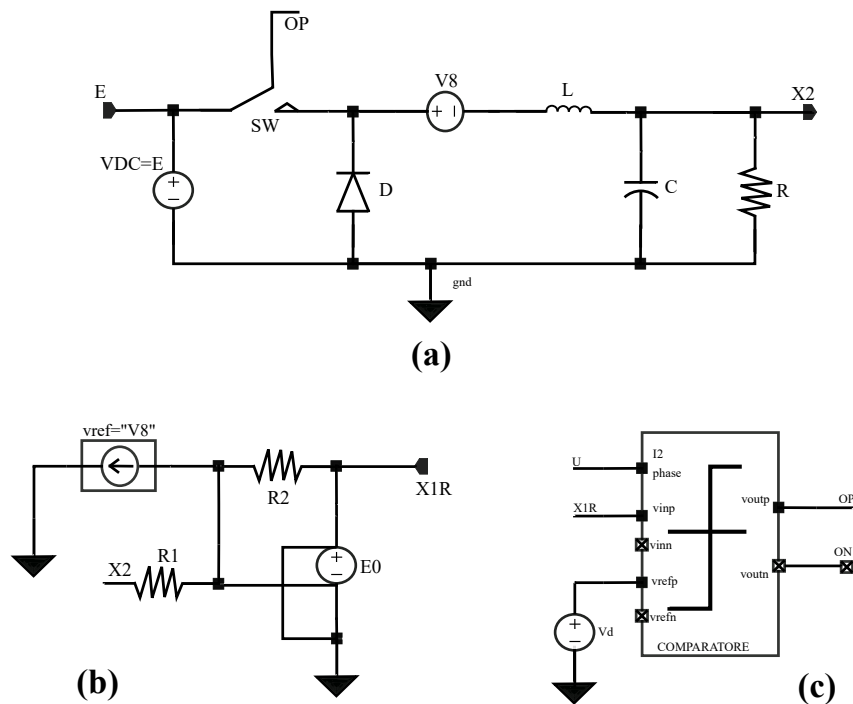


Figura 4.3: Diagrama del convertidor con control ideal: (a) Convertidor Buck, (b) Amplificador Operacional, (c) Controlador.

La respuesta del control sobre la nueva superficie deslizante, definida como la suma de las variables de estado $x_1 + x_2$, se muestra en la figura 4.4.

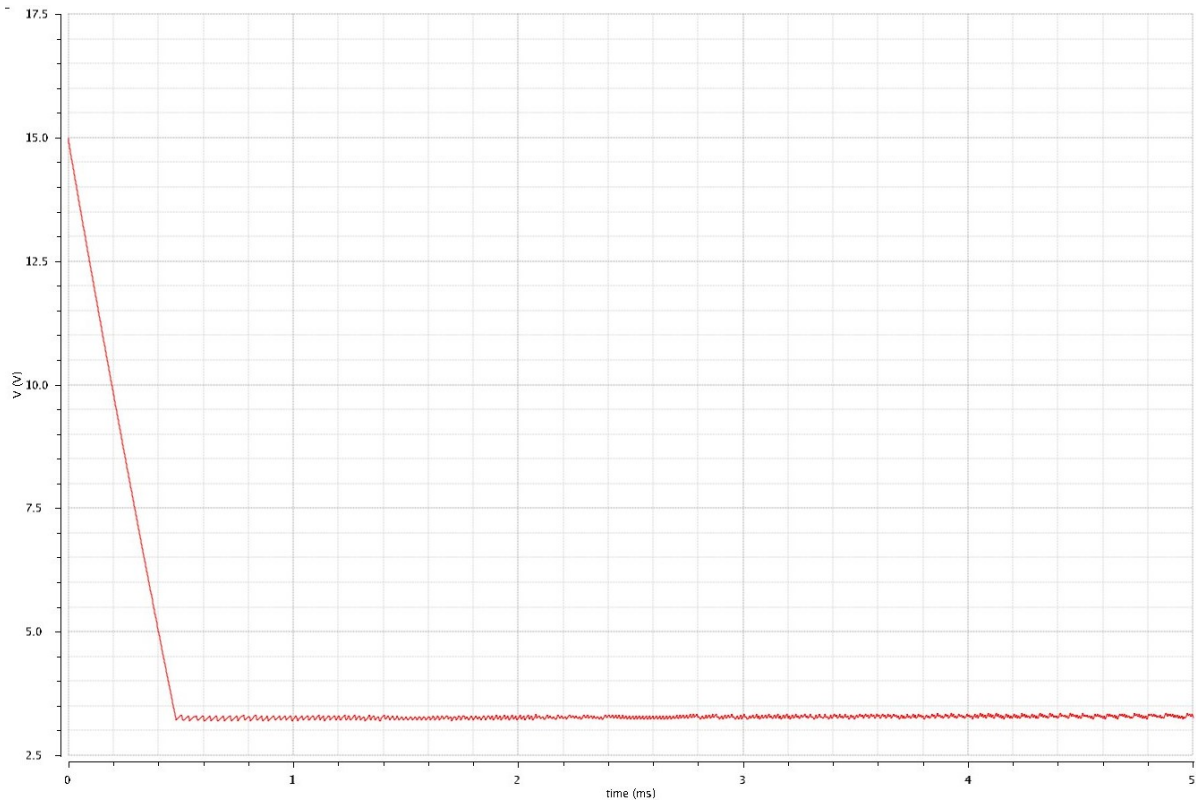


Figura 4.4: Esquema convertidor Buck con control en x_1 y x_2 .

De la figura 4.4, es claro que el tiempo transcurrido para que la entrada tienda al valor de referencia ($Vd = 3.3$ V), es muy corto, menor a 1 ms, a partir de este momento, el voltaje de salida sigue al valor de referencia sin ninguna distorsión; además, el rizo que presenta el voltaje de salida es muy pequeño (aprox. 0.03 V); probando así el control total sobre el sistema para el voltaje requerido.

Con la finalidad de mostrar la robustez del sistema ante cambios en la carga, se hacen las simulaciones del circuito con componentes ideales, variando tanto la carga R como los parámetros de entrada, tales como el voltaje de entrada E y el valor deseado Vd y se muestran algunos valores como Ts , el cual representa el tiempo de asentamiento en la salida del circuito, el valor pico o valor máximo de voltaje que toma el sistema y el error. Los resultados son presentados en la tabla 4.1.

Diseño del sistema ideal con Cadence					
E (V)	Vd (V)	R (Ω)	Ts (μ s)	Valor pico (V)	Error (%)
9	3.3	50	477	3.21	-2.54
9	3.3	100	219	3.18	-3.63
9	3.3	150	323	3.17	-3.72
9	1.2	50	583	1.12	-6.6
9	1.2	100	240	1.09	-9.1
9	1.2	150	219	1.08	-10
5	3.3	50	339	3.24	-1.8
5	3.3	100	350	3.23	-2.1
5	3.3	150	-	-	-
5	1.2	50	483	1.14	-5
5	1.2	100	241	1.13	-5.8
5	1.2	150	250	1.13	-5.8

Tabla 4.1: Comportamiento del Buck para diferentes valores de resistencias.

De la tabla 4.1, la columna que representa el error, hace referencia a la diferencia del valor deseado respecto al valor mínimo medido. De aquí se observa que el error más pequeño se encuentra cuando la entrada es de 5 V y el valor deseado es de 3.3 V, con una resistencia de carga de 50 Ω , con un error del 1.8 %. El error máximo presentado es de 10 %, para una entrada de 9 V y un voltaje deseado $V_d = 1.2$ V. A partir de la tabla, también se puede deducir que cambiando la resistencia de carga, el circuito tiende al valor deseado; sin embargo, cuando la resistencia incrementa, el error crece dentro de un rango tolerable. En el caso de un $V_d = 3.3$ V, con $E = 5$ V y $R = 150$ Ω no hay valores debido a que no existe control con esa combinación de voltajes V_d y E para ese valor de la carga.

Con los resultados preliminares obtenidos con el modelo ideal del sistema, se lleva a cabo la simulación del control para cada una de las variables de estado.

4.2 Análisis del control sobre la variable x_2 (voltaje en el capacitor)

Para llevar a cabo el control sobre la variable x_2 , primero se aplica la función de control para el voltaje en el condensador, o bien, la variable x_2 . El modelo esquemático para la variable x_2 con el software de diseño Cadence®[®], se presenta en la figura 4.5.

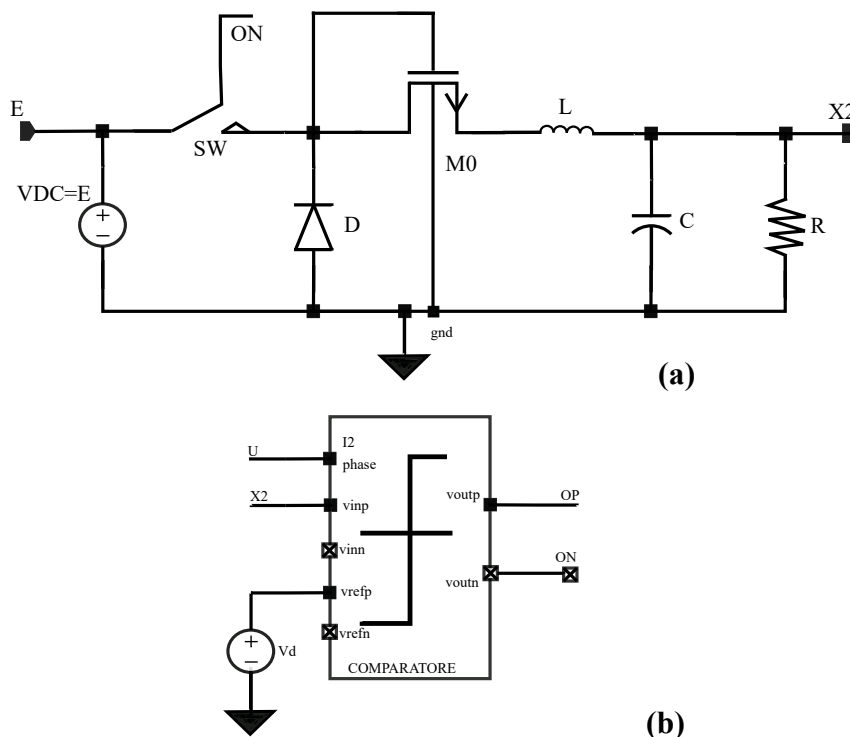


Figura 4.5: Esquema convertidor Buck con control sobre la variable x_2 : (a) Convertidor Buck, (b) Controlador.

En el control sobre la variable x_2 , se toma la salida del capacitor del convertidor Buck (figura 4.5 (a)), para medir el voltaje y posteriormente pasa a la función signo del controlador, figura 4.5 (b), donde al igual que en Matlab ®, cumple con el proceso de control.

Donde E es el voltaje de entrada y Vd es el valor de voltaje deseado (o de referencia).

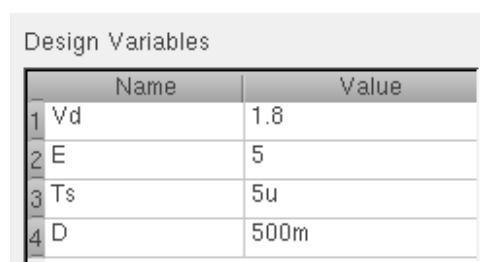
Se realiza una serie de pruebas preliminares sobre el control de la variable x_2 . Para ello, se eligen los valores de voltaje deseados Vd más comunes requeridos en un circuito, los cuales son 1.8 V, 2.5 V y 3.3 V. También, se

utilizan como voltaje de entrada E los valores en las fuentes de alimentación de 5 V y 9 V, como es mostrado en la tabla 4.2.

V_d (V)	E_1 (V)	E_2 (V)
1.8	5	9
2.5	5	9
3.3	5	9

Tabla 4.2: Lista de parámetros para la simulación.

Para probar la funcionalidad del convertidor en la herramienta de simulación, para un valor fijo de V_d , se aplica el voltaje de entrada E_1 , con los parámetros de la figura 4.6.



Design Variables	
Name	Value
1 Vd	1.8
2 E	5
3 Ts	5u
4 D	500m

Figura 4.6: Parámetros de simulación para el control en x_2 .

La respuesta del sistema con los anteriores parámetros de entrada se muestra en la figura 4.7.

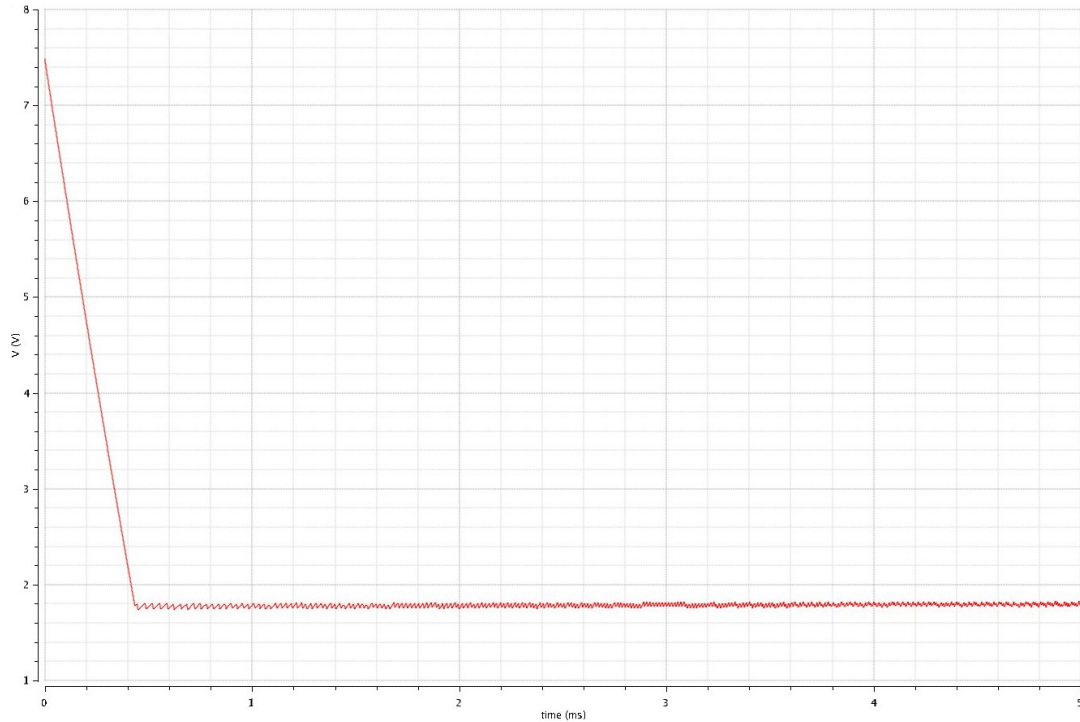


Figura 4.7: Parámetros de simulación para el control en x_2 con $Vd = 1.8$ V y $E = 5$ V.

Para el mismo valor de Vd , se aplica el valor de E , es decir, la entrada ahora será de 9 V para un valor deseado de 1.8 V. Dicha respuesta se observa en la figura 4.8.

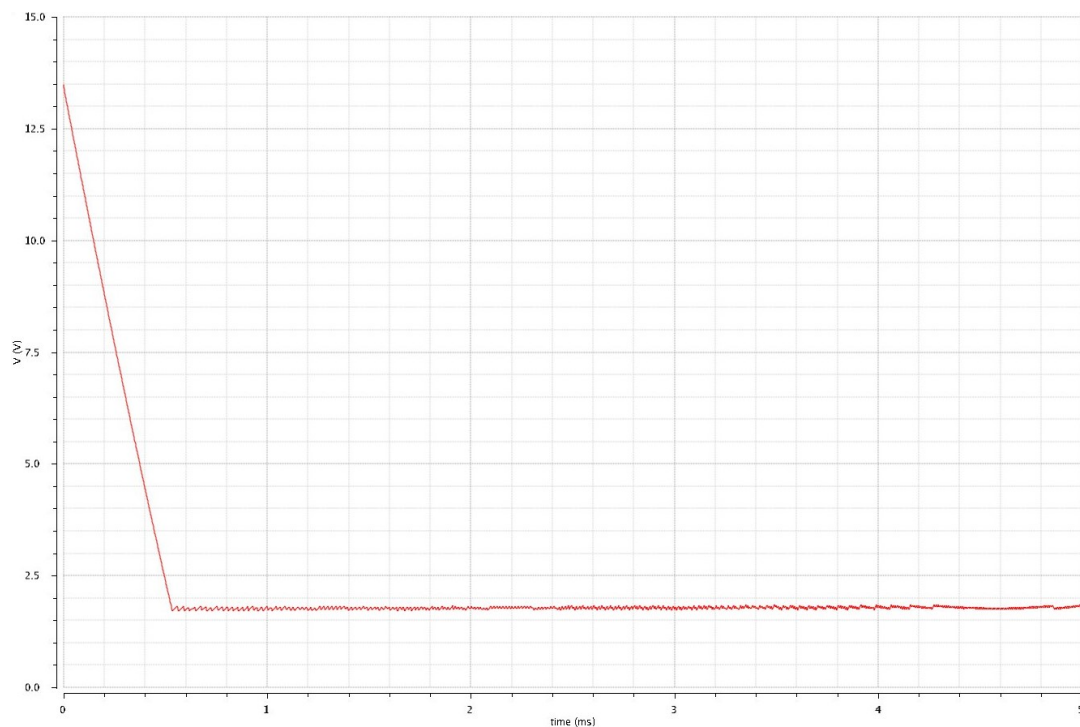


Figura 4.8: Parámetros de simulación para el control en x_2 con $Vd = 1.8$ V y $E = 9$ V.

Comparando las respuesta obtenidas, que se muestran en las figuras 4.7 y 4.8, es notorio que en 4.7 el tiempo de establecimiento del sistema es menor, sin embargo, en 4.8 el rizo decrece.

De igual forma, ahora se hacen las pruebas del sistema para un $Vd = 2.5$ V. Primero con el valor de E (5 V). La respuesta se presenta en la figura 4.9.

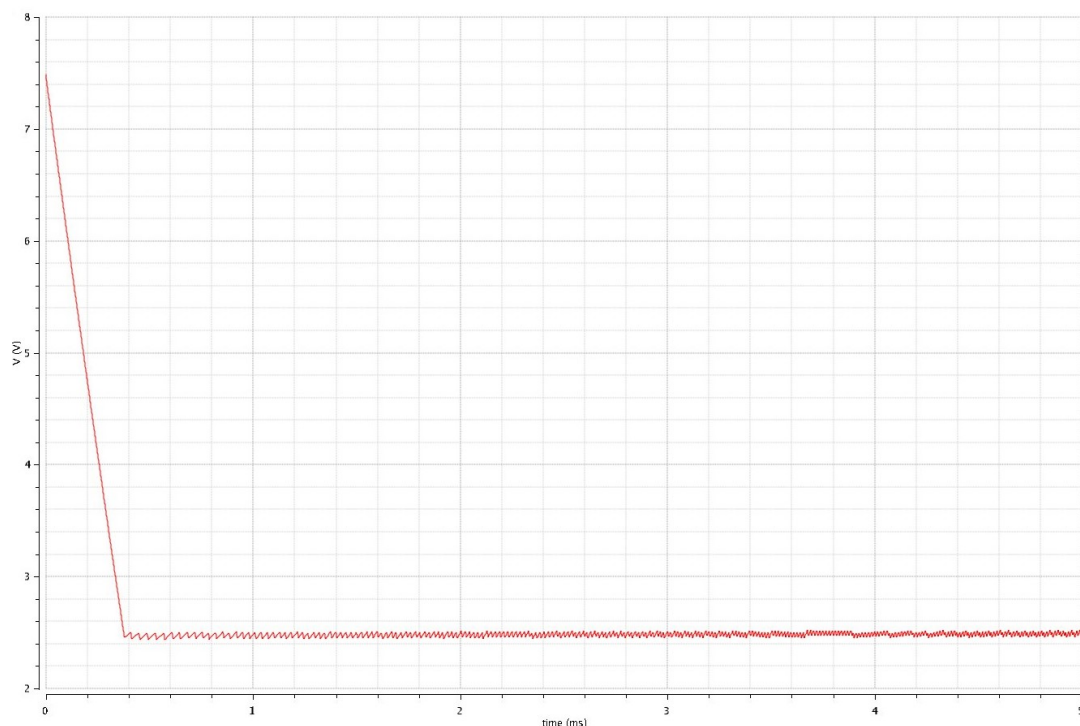


Figura 4.9: Parámetros de simulación para el control en x_2 con $Vd = 2.5$ V y $E = 5$ V.

Si se modifica el valor de la entrada, para el valor de E , la respuesta será más lenta, sin embargo, también tiende de manera eficiente a la referencia, como se muestra en la figura 4.10.

Para el último caso, con $Vd = 3.3$ V, se realiza la simulación para un voltaje de alimentación de $E = 5$ V. La respuesta se presenta en la figura 4.11.

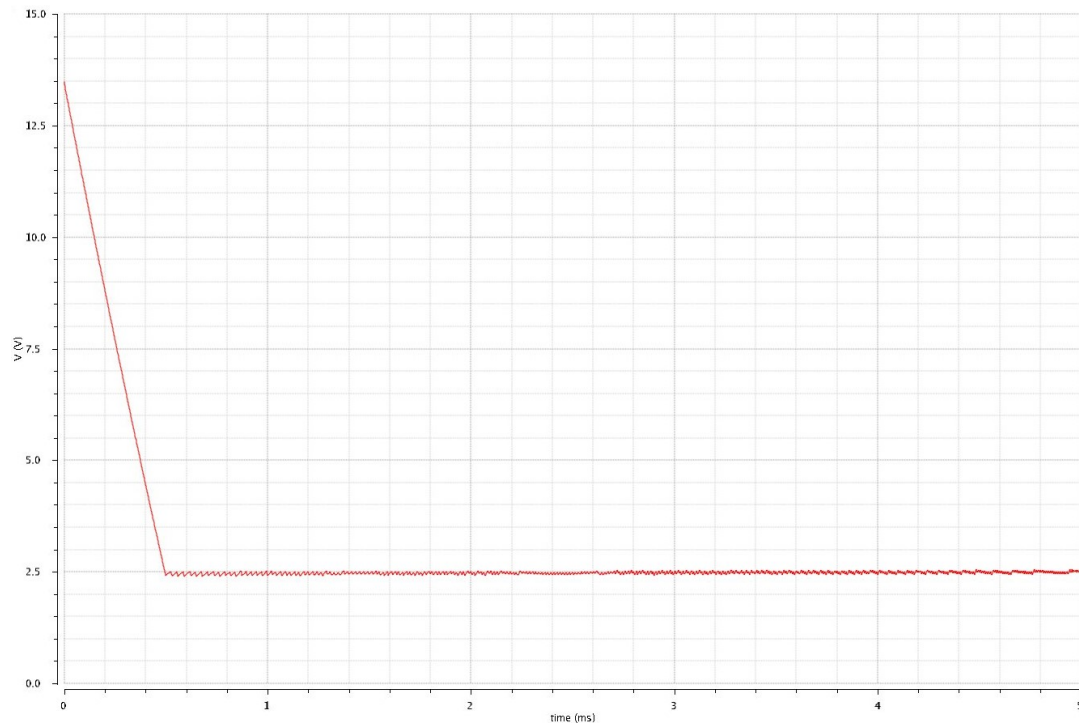


Figura 4.10: Parámetros de simulación para el control en x_2 con $Vd = 2.5$ V y $E = 9$ V.

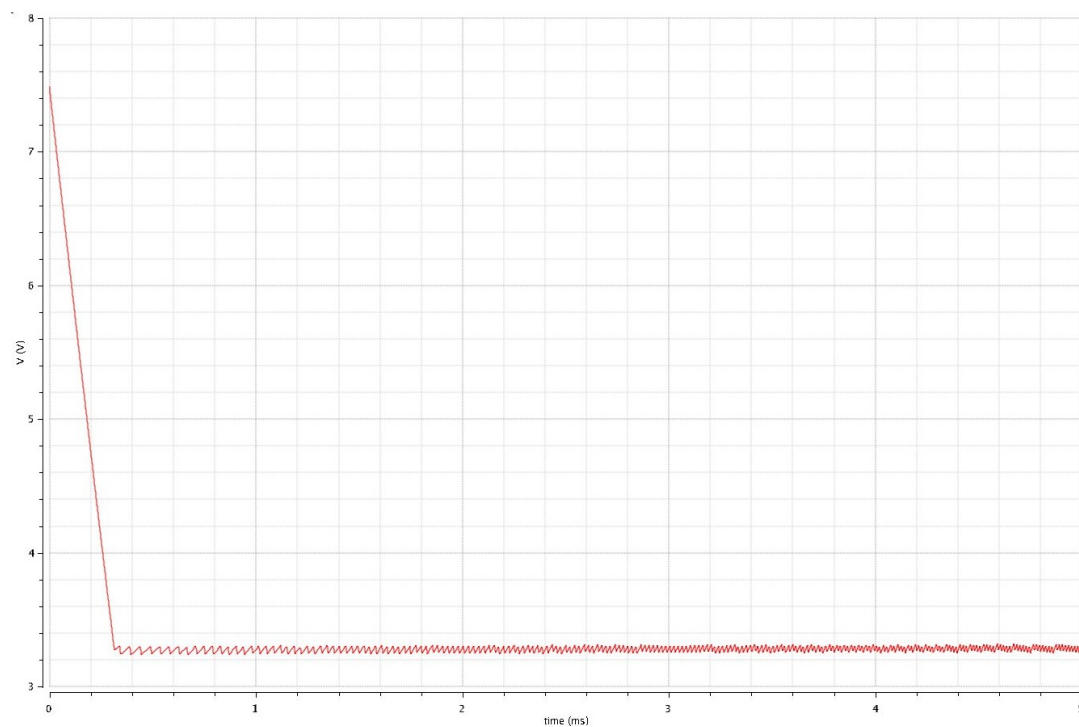


Figura 4.11: Parámetros de simulación para el control en x_2 con $Vd = 3.3$ V y $E = 5$ V.

Para el valor de la fuente de E , la respuesta se muestra en la figura 4.12.

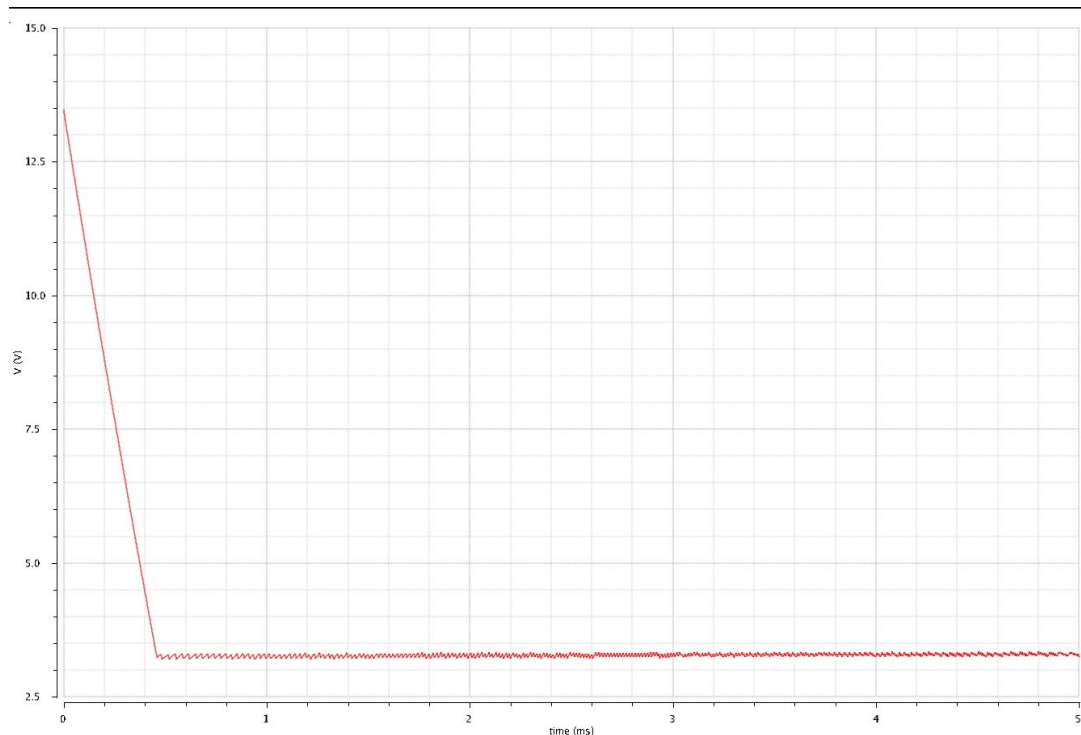


Figura 4.12: Parámetros de simulación para el control en x_2 con $Vd = 3.3$ V y $E = 9$ V.

En este último caso, resalta el hecho de que el valor de la fuente de entrada repercute en el tiempo de establecimiento del convertidor Buck, aunque no significativamente (aproximadamente 0.5 ms). Así, mientras sea más grande el valor de la fuente, más tiempo tardará el voltaje de salida en alcanzar el valor de referencia. En cambio, cuando la fuente es más pequeña, el rizo de la salida aumenta (aunque no de manera drástica).

Al igual que la simulación de Matlab®), la respuesta de la variable x_2 en la simulación con Cadence®), tiene variaciones a la salida, sin embargo, el control lleva al sistema al valor deseado Vd .

Modificando los parámetros del convertidor, como la carga y el voltaje de entrada, la respuesta logrará el objetivo, probando así una función de control robusto sobre la variable x_2 .

4.3 Análisis del control sobre la variable x_1 (corriente en el inductor)

En el caso de la corriente en el inductor (x_1) en la simulación con Virtuoso/Cadence®), medir directamente la corriente no es posible, como ocurre en la representación a bloques con Matlab®). Para tener el valor de la corriente en cada instante de tiempo, sería necesario implementar un sensor de corriente, lo cual resulta en el incremento de recursos para el circuito, debido a la complejidad de la implementación.

Por lo tanto, para dar solución a este problema y con base en el estado del arte analizado en el Capítulo 1, se propone el uso de un espejo de corriente [37].

4.3.1 Espejo de corriente

Un espejo de corriente es una réplica atenuada o amplificada de una corriente de referencia dada. El factor de ganancia de corriente puede ser sólo positiva cuando la impedancia de salida, el rango dinámico y la velocidad son finitas. Para medir la corriente de referencia se utiliza un transistor MOS conectado en modo diodo.

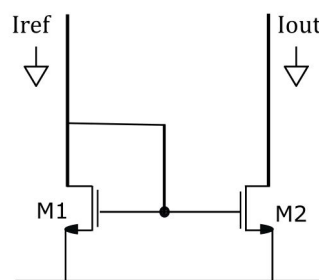


Figura 4.13: Espejo simple de corriente.

De la figura 4.13, el transistor M1 recibe la corriente de referencia I_{ref} y la mide con el voltaje v_{gs} ; este voltaje polariza la compuerta del transistor M2.

Se asume que ambos transistores se encuentran en la región de saturación, por lo tanto:

$$I_{ref} = \frac{\mu C_{ox}}{2} \left(\frac{W}{L}\right)_1 (V_{gs1} - V_{th})^2 (1 + \lambda V_{ds1}) \quad (4.1)$$

$$I_{out} = \frac{\mu C_{ox}}{2} \left(\frac{W}{L}\right)_2 (V_{gs2} - V_{th})^2 (1 + \lambda V_{ds2}) \quad (4.2)$$

De las ecuaciones 4.1 y 4.2, es posible expresar la corriente de salida en función de la de referencia, como en la ecuación 4.3:

$$I_{out} = I_{ref} \left(\frac{W_2/L_2}{W_1/L_1}\right) (1 + \lambda V_{out}) \quad (4.3)$$

De la ecuación 4.3, la corriente de salida es réplica de I_{ref} multiplicada por la relación de las dimensiones de los transistores ($\frac{W}{L}$). El término $1 + \lambda V_{out}$ toma en cuenta la resistencia de salida del transistor M2.

Para aplicaciones de baja potencia, este espejo es uno de los más usados debido a su excelente rango dinámico de salida, en el nodo de salida. Por lo tanto, la salida del espejo servirá para obtener la corriente en el inductor del convertidor Buck.

En la figura 4.14 se muestra el convertidor con el espejo de corriente, el cual medirá la corriente en el nodo de entrada del inductor con una relación uno a uno.

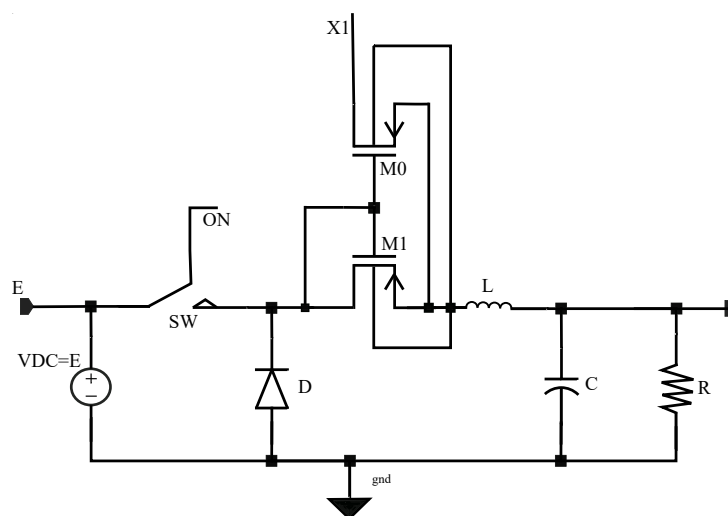


Figura 4.14: Espejo de corriente en el convertidor Buck.

Con la corriente obtenida en la medición del nodo de salida del espejo

de corriente, cuyo valor dependerá del valor del voltaje de entrada del convertidor, para cada caso; es necesario obtener el voltaje proporcional para compararlo con el voltaje de referencia, de acuerdo con la superficie deslizante. Para ello, se utiliza un amplificador de transimpedancia.

Corriente en el inductor	
E	i_L
9 V	225 mA
5 V	125 mA
3.3 V	82.5 mA

Tabla 4.3: Valores de corriente i_L para diferentes valores de voltaje de entrada E .

La tabla 4.3 muestra los valores de corriente en el inductor para los diferentes valores de voltaje de la fuente de entrada E , que se emplearon en ésta Tesis.

Para el caso particular de un voltaje de entrada de 5 V, se muestra la gráfica de la figura 4.15, medida a la salida del espejo de corriente. La corriente del inductor tiene un valor de 120 mA y se estabiliza a partir de los 12 ms.

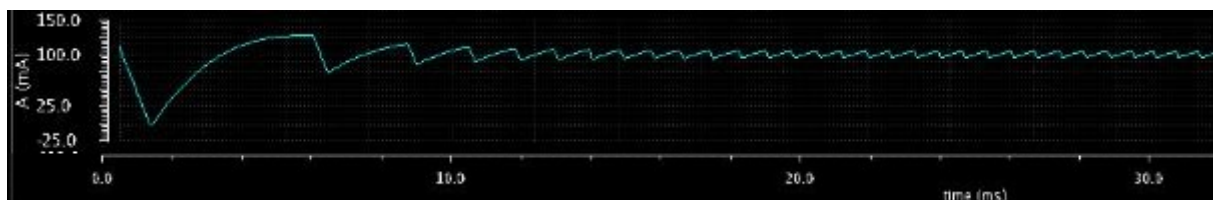


Figura 4.15: Corriente en el nodo de salida del espejo de corriente.

Un amplificador de transimpedancia, recibe una corriente a la entrada y a la salida entrega un voltaje. Son ideales para aplicaciones de alta velocidad y elevado rango dinámico. Idealmente, funciona como una fuente de voltaje controlada por corriente (FVCC), como el de la figura 4.16; es decir, su valor de salida es proporcional al voltaje en otra parte del circuito (variable de control) y añade flexibilidad al sistema para ajustar la constante de proporcionalidad (r), de acuerdo con el rango de amplitud de la señal de entrada.

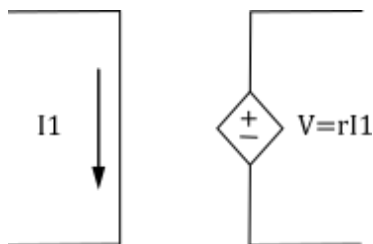


Figura 4.16: Fuente de voltaje controlada por corriente.

Es un amplificador convencional de dos etapas con una resistencia de retroalimentación en donde la corriente se amplifica y se convierte en una tensión de salida mediante la resistencia de ganancia de transimpedancia.

Así, con el amplificador de transimpedancia, es posible obtener el voltaje proporcional a la corriente entregada a la salida del espejo de corriente del Buck. El modelo se representa en la figura 4.17.

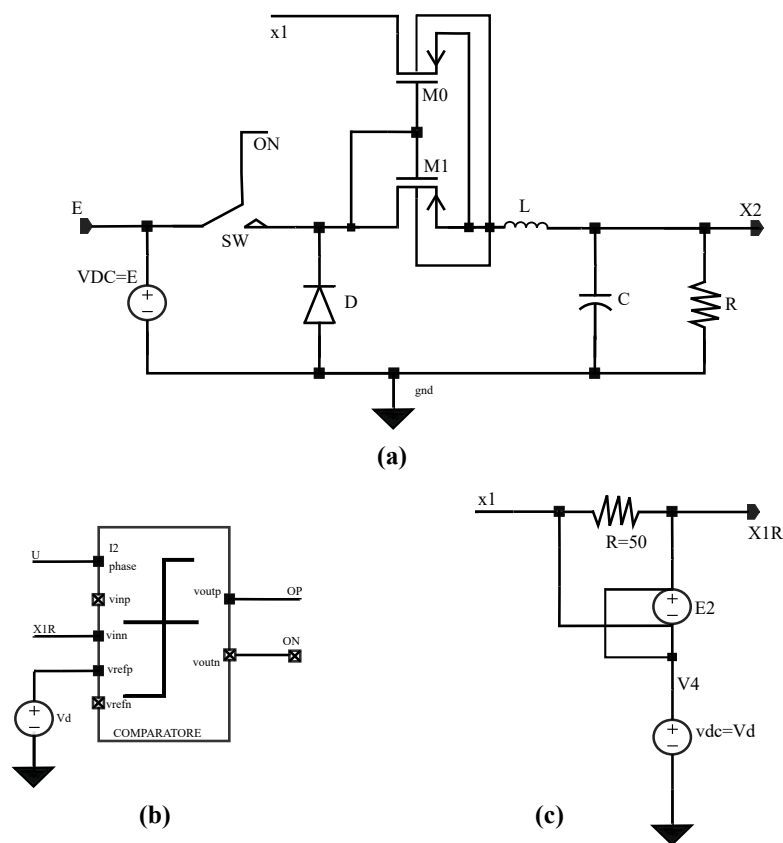


Figura 4.17: Esquema convertidor Buck con control en x_1 : (a) Convertidor Buck, (b) Controlador, (c) Amplificador de transimpedancia.

En la figura 4.17 (a), se muestra el diagrama del convertidor, donde la salida del espejo es x_1 , esa variable es la entrada de la fuente controlada,

4.17 (c). A la salida de la fuente, se obtiene el voltaje proporcional a la corriente X_1R , el cual entra al módulo de control, 4.17 (b).

La respuesta de esta implementación se muestra en la figura 4.18.

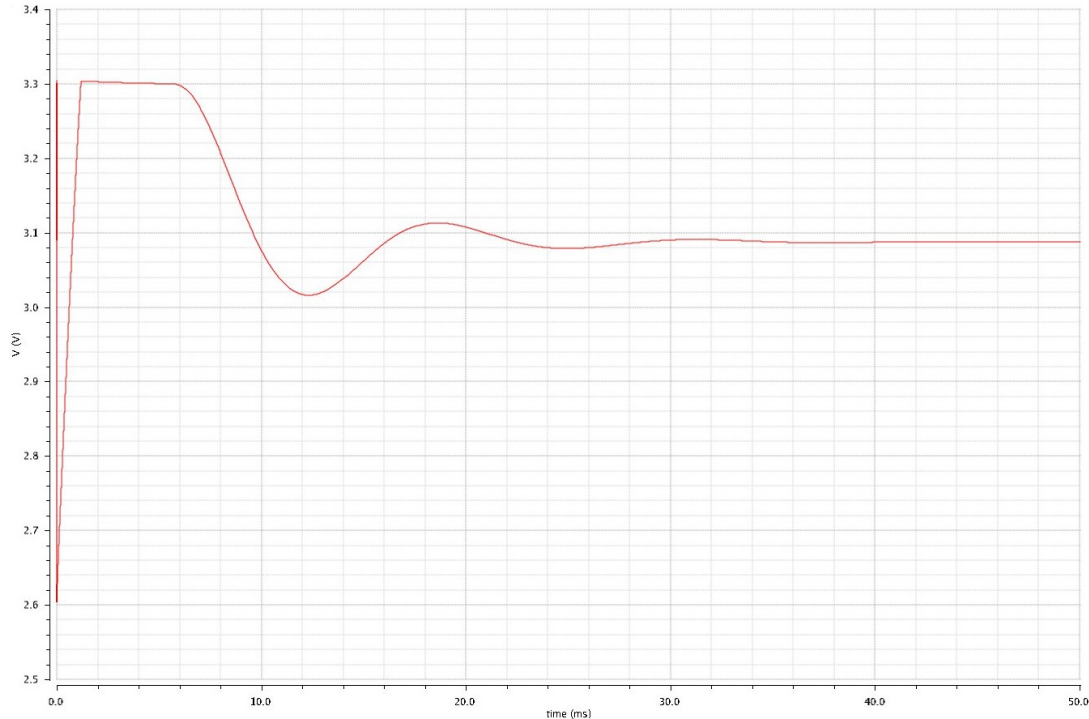


Figura 4.18: Respuesta del control sobre la variable de corriente.

De la figura 4.18, el voltaje alcanza el valor deseado únicamente por una fracción de tiempo, después hay un decremento en el voltaje, el cual oscila hasta que se estabiliza en 3.09 V en 40 ms. Esto debido a la ausencia del sistema de compensación.

Capítulo 5

Caracterización del circuito de control para el convertidor CD-CD

Ha sido aplicado el algoritmo de control sobre cada una de las variables de estado del convertidor de manera independiente, en donde fueron obtenidos resultados favorables para las simulaciones a bloques y en el modelado de los bloques ideales con la herramienta de diseño de circuitos. Por lo cual, se realiza el análisis de los componentes del circuito no ideales con la herramienta Virtuoso/Cadence®), sobre la superficie deslizante propuesta con las dos variables de estado.

5.1 Descripción del sistema en su equivalente a nivel transistor

Como ha sido analizado en la sección anterior, obteniendo la respuesta ideal del sistema en el proceso de diseño CMOS y con los resultados obtenidos en el capítulo dos de las simulaciones en Matlab/Simulink®, se pretende lograr con el controlador tanto el control sobre la variable de corriente en el inductor como la de voltaje en el capacitor, para lo cual fue propuesta una nueva superficie deslizante, cuyas constantes de compensación satisfagan los requerimientos a la salida del circuito

$$s = \alpha_1(x1 - x1^*) + \alpha_2(x2 - Vd) \quad (5.1)$$

De manera ideal, la respuesta obtenida en 4.4, prueba que el régimen deslizante propuesto cumple con las características de existencia, por lo tanto, es posible implementar un algoritmo de control dicha superficie.

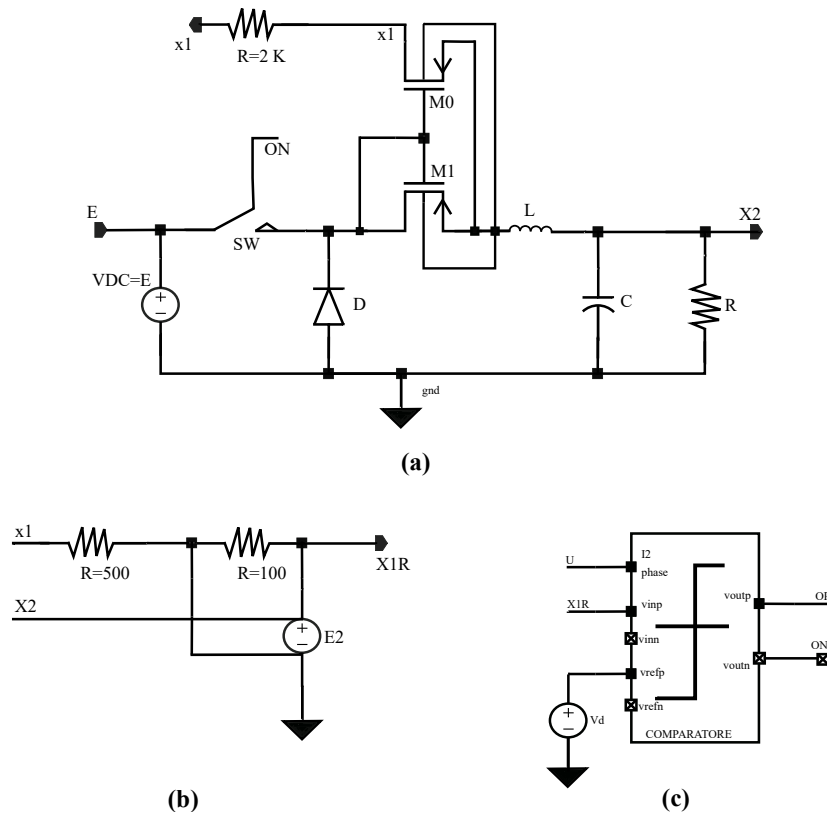


Figura 5.1: Diagrama esquemático para el control de dos variables de estado. (a) Convertidor Buck, (b) OTA, (c) Controlador.

La figura 5.1 presenta el sistema para el control de las variables de estado x_1 y x_2 . El funcionamiento puede ser descrito en 3 etapas figura 5.1 (a), (b) y (c), respectivamente:

1. Espejo de corriente: Se implementa un espejo de corriente simple, con dos transistores tipo N, cuyas dimensiones son: $l=720$ nm y $w=25$ μm . Además, se utiliza un factor de multiplicación, esto con el fin de hacerlos suficientemente grandes para dejar fluir la corriente. La corriente de referencia del transistor, es la que se busca para x_1 , así la corriente espejeada se toma de la salida del otro transistor, para posteriormente ser manipulada. El diagrama del espejo de corriente

es mostrado en 5.2.

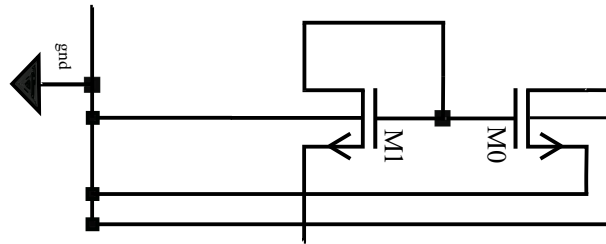


Figura 5.2: Espejo de corriente con transistores tipo N.

2. Amplificador de Transimpedancia y sumador: A la salida del espejo de corriente se obtuvo el valor de la corriente en el inductor, (referencia en tabla 4.3), dicha corriente es la entrada del amplificador, en donde se obtiene el voltaje proporcional a esa corriente, es decir, el voltaje proporcional a x_1 , el cual es obtenido por medio de un amplificador de transimpedancia. Así, el voltaje de x_1 se sumará con el voltaje de x_2 , por medio de un amplificador en su configuración de sumador. La salida del amplificador, será entonces la variable $X1R$, correspondiente a la suma de los voltajes de ambas variables de estado. Son necesarios dos amplificadores operacionales para poder obtener la variable buscada $s = x_1 + x_2$, sin embargo, de acuerdo con el principio de superposición de circuitos, es posible utilizar la misma fuente, o bien el mismo amplificador operacional, para obtener la configuración tanto del amplificador de transimpedancia (OTA) como de un sumador. El diagrama de dicha configuración se presenta en la figura 5.3.

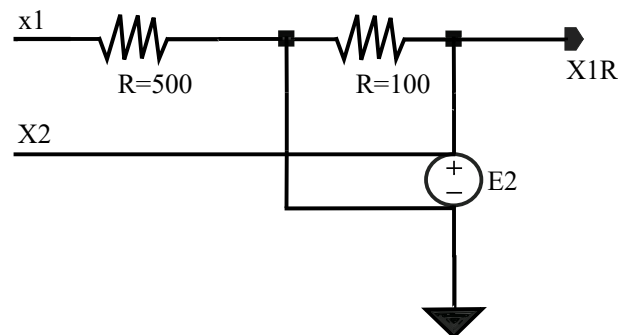


Figura 5.3: Amplificador de transimpedancia y sumador.

En la terminal negativa de la entrada del amplificador operacional, se tiene la variable x_1 , mientras que en la terminal positiva se tiene el voltaje de x_2 , de esta forma, la variable de salida $X1R$ es igual a la suma algebraica $x_1 + x_2$.

Se tiene que la función de transferencia (TF) del OTA es la siguiente:

$$V_o = -\frac{Rf}{1 + \frac{1}{A}} \cdot i_x \quad (5.2)$$

donde A es la ganancia del amplificador, sin embargo, la ecuación puede reescribirse como:

$$V_o = -Rf \cdot i_x \quad (5.3)$$

Mientras que la función de transferencia de un amplificador operacional no inversor es:

$$V_o = V_{in} \left(1 + \frac{Rf}{Ri}\right) \quad (5.4)$$

Por lo tanto, la función de transferencia total, para obtener el voltaje a la salida del operacional, se describe en la ecuación 5.5.

$$V_t = V_o = -Rf \cdot i_x + \left[V_{in} \left(1 + \frac{Rf}{Ri}\right)\right] \quad (5.5)$$

De esta manera, se obtiene un sólo voltaje en el cual será aplicada la función de control.

3. Controlador: El controlador ha sido diseñado de acuerdo con la función de control desarrollada en 2.43. La función $signo(s)$ controla la variable procedente del operacional, con esto se hace posible controlar el interruptor del convertidor Buck para, posteriormente, regular el nivel de voltaje de salida hasta alcanzar el valor de voltaje deseado.

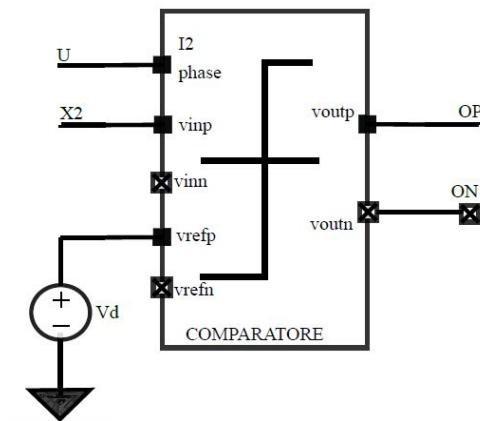


Figura 5.4: Esquemático del controlador.

El controlador, mostrado en la figura 5.4, tiene dos puertos de entrada (v_{inp} y v_{inn}), para ocuparlo de forma diferencial, en donde la entrada es la variable que se desea controlar, que en este caso, con el régimen deslizante propuesto es $s = x_1 + x_2$, también nombrada en la simulación como $X1R$. La variable se aplica a la entrada positiva del control para evitar un cambio de signo. De igual forma, el controlador tiene dos entradas para introducir el voltaje de referencia (v_{refp} y v_{refn}). El voltaje de referencia (Vd) es el valor deseado a la salida del convertidor, o bien, con el que se hace la comparación con el voltaje de entrada, hasta lograr que el control se estabilice por completo en Vd . El controlador tiene dos puertos de salida (OP y ON), los cuales tienen como función controlar la conmutación del interruptor, de acuerdo con la función de control. Cada vez que la superficie deslizante sea diferente de cero, el control se activa; cuando $s = 0$, es decir, que el sistema está en estado estable, entonces se desactiva el comparador y se mantiene un nivel constante a la salida.

De esta manera, el voltaje de entrada es regulado hasta lograr el valor de voltaje deseado y constante a la salida.

Se realizan pruebas para diferentes valores de Vd con el circuito propuesto en 5.1.

El primer valor para el valor deseado es $Vd = 5$ V, cuya respuesta se

presenta en la figura 5.5

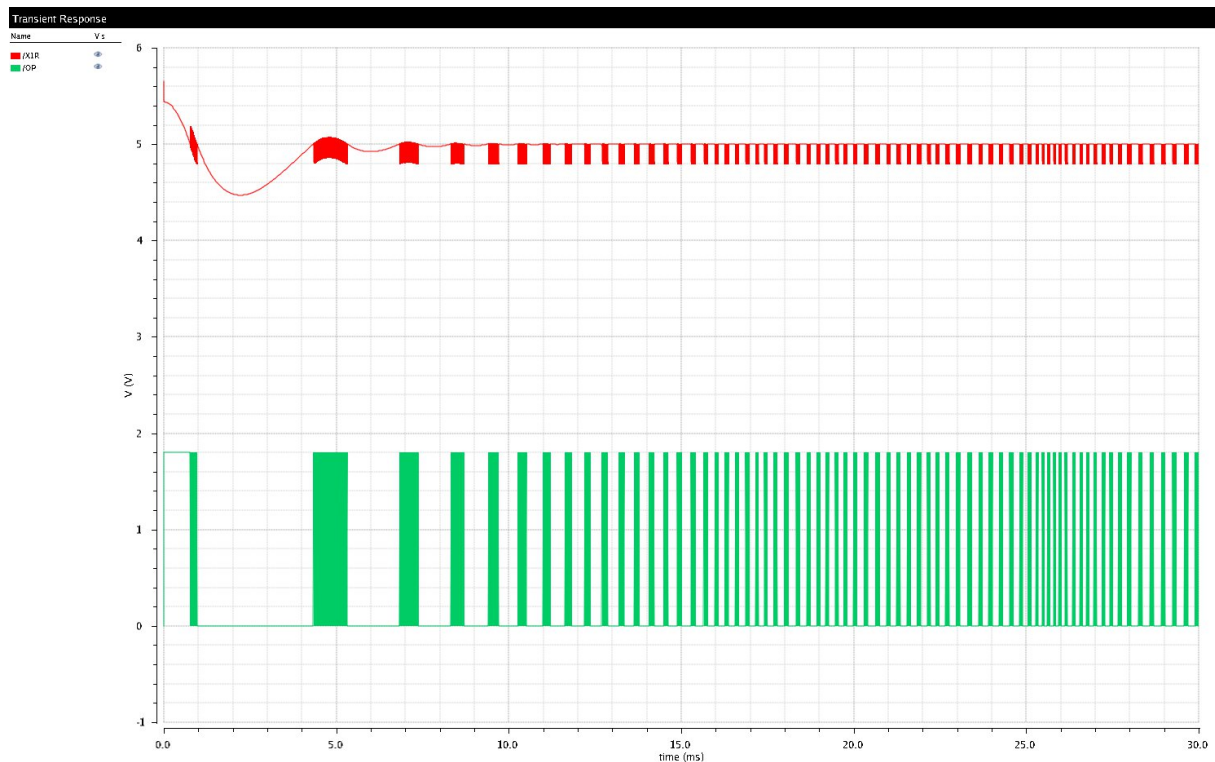


Figura 5.5: Respuesta del control para $Vd = 5$ V.

La línea superior de la figura 5.5, es decir, la línea roja, muestra el voltaje de salida, de la terminal de salida no inversora OP , el cual logra el valor deseado en 8 ms.

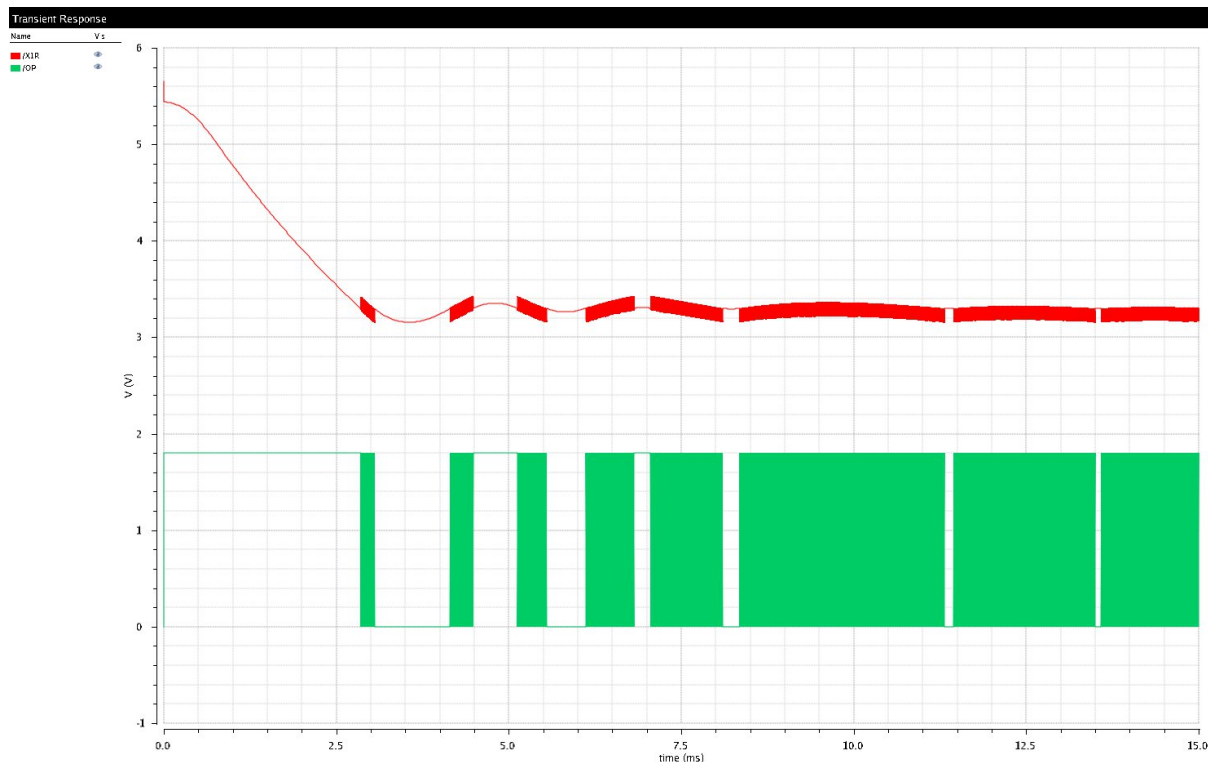


Figura 5.6: Respuesta del control para $Vd = 3.3$ V.

La línea verde representa el control, en estado de encendido o apagado según corresponda. La activación del control, depende de la diferencia entre el valor de salida y el deseado. Cuando la diferencia es cero, el comparador se activa y el estado del control es apagado. Del mismo modo, cuando la diferencia entre las dos señales es mayor a cero, la señal de control pasa a su estado de encendido.

Se presenta el mismo análisis para un valor deseado de $Vd = 3.3$ V en la figura 5.6. De la gráfica mostrada en 5.6, la salida representada por la línea roja muestra un asentamiento en la señal de salida para un voltaje de 3.3 V en un tiempo de 12 ms. Sin embargo, el rizo mostrado es mayor que en el caso de la figura 5.5, por lo tanto, la señal de control conmuta más veces, hasta alcanzar el objetivo de control.

Por último, se realiza la simulación para un valor deseado menor a los anteriores, $Vd = 1.2$ V. La respuesta del sistema para ese voltaje deseado de salida es mostrada en la figura 5.7.

La salida del control de la figura 5.7 alcanza la estabilidad en un tiempo de 15 ms, sin embargo, en comparación con 5.6, el sistema tiene menos



Figura 5.7: Respuesta del control para $V_d = 1.2$ V.

segmentos con rizo, por lo cual se mantiene estable y sin variaciones en más periodos de tiempo.

De 5.5, 5.6 y 5.7, se puede decir que en los tres casos se alcanza el objetivo de control para los distintos valores de voltaje deseados. Sin embargo, conforme el voltaje deseado es más pequeño, el tiempo de estabilización del sistema es mayor, aunque no significativamente. Se tienen algunas variaciones o rizo en los tres casos. El rizo se ilustra mejor en la figura 5.8.

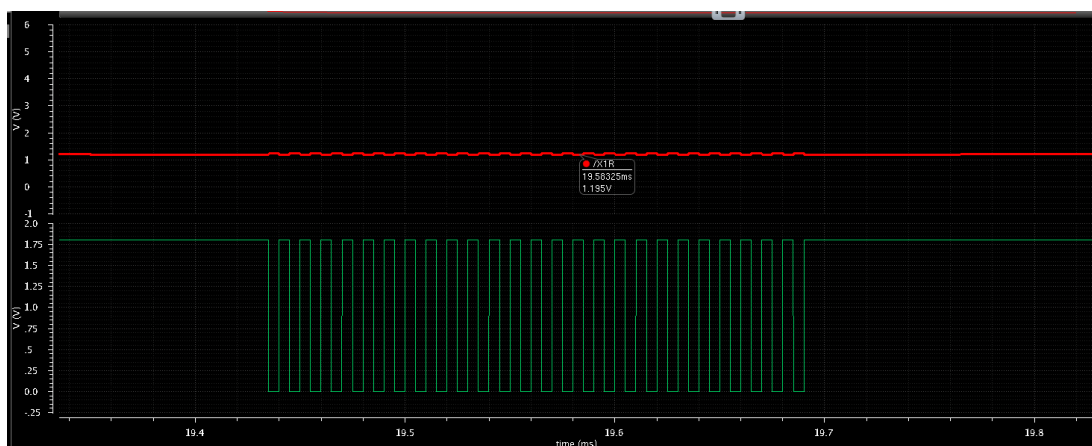


Figura 5.8: Rizo en la señal de salida.

Esas pequeñas variaciones de la parte superior de la figura (línea roja), se deben a la falta de los coeficientes de compensación; pero, en cada momento donde esto sucede, el controlador se activa (línea verde), mostrando así el apropiado diseño del circuito.

De igual forma como fue descrito para el modelo ideal del control de las dos variables para comprobar la estabilidad del circuito ante el cambio en la carga, se realizan las simulaciones del convertidor variando algunos de los parámetros, tales como la carga R , el voltaje de entrada E y el valor deseado V_d . Los resultados se muestran en la tabla 5.1.

Diseño no ideal con Cadence					
E (V)	V _d (V)	R (Ω)	T _s (ms)	Rizo máx/mín (V)	Error (%)
9	3.3	50	2.22	0.1/0.13	+3/-4.5
9	3.3	100	5.97	0.1/0.18	+3/-4.5
9	3.3	150	9.97	0.1/0.18	+3/-4.5
9	1.2	50	5.83	1.12	-6.6
9	1.2	100	2.40	1.09	-9.1
9	1.2	150	2.19	1.08	-10
5	1.2	50	3.8	0.04/0.06	+3.3/-5.8
5	1.2	100	9.16	0.04/0.06	+3.3/-5.8
5	1.2	150	14.8	0.04/0.05	+3.3/-5.8
3.3	1.2	50	6	0.04/0.06	+3.3/-5.8
3.3	1.2	100	3.8	0.04/0.06	+3.3/-5.8
3.3	1.2	150	6.96	0.04/0.07	+3.3/-5.8

Tabla 5.1: Comportamiento del Buck para diferentes valores de resistencias para el control de las dos variables de estado.

El tiempo de asentamiento de la tabla 5.1 en comparación con la tabla 4.1 es grande, esto debido a diversos factores como la medición de la corriente, el espejo no refleja completamente la corriente del inductor, sin embargo, es una buena aproximación, el sistema sigue teniendo un tiempo de establecimiento corto. El mayor periodo que toma el sistema para estabilizarse es de 14.8 ms.

Por otra parte, las figuras 5.5 - 5.7 muestran los rizados o variaciones mencionados, lo cual se expresa en la columna Rizo máx/mín, que indica el valor más alto que llega a tomar dicha variación, de igual forma, el valor mínimo que alcanza el sistema en las perturbaciones. Con base en lo anterior, se calcula el error máximo (+) y mínimo (-) respectivamente, respecto al rizo en la salida. De esta última columna, es posible observar que el convertidor tiene un comportamiento similar en la salida con un error de +3.3 y -5.8 sin importar variación en la carga, el voltaje de entrada o el voltaje deseado, igual que en las simulaciones de Matlab®, mostradas en el capítulo 2, en donde se presenta el mismo error para ciertos valores de R y cuya tolerancia en el error es aceptable, debido a que más de un 10 % empezaría a traer complicaciones para su uso en aplicaciones de baja potencia.

5.2 Consideraciones para el diseño del Amplificador Operacional

La principal función de un amplificador operacional es generar a la salida una réplica amplificada del voltaje a través de sus terminales de entrada. La característica de entrada-salida de un amplificador es generalmente una función no lineal, la cual puede ser aproximada por un polinomio sobre algún rango de señal. La entrada y salida pueden ser valores de voltaje o corriente, para un rango muy reducido de x :

$$y(t) \approx \alpha_0 + \alpha_1 x(t) \quad (5.6)$$

donde α_0 es considerada el punto de operación y α_1 la ganancia en pequeña señal. Siempre y cuando $\alpha_1 x(t) \ll \alpha_0$, el punto de operación no se altera significativamente; por lo tanto, los términos de orden mayor son insignificantes. Si la pendiente de la ganancia varía con el nivel de señal, entonces el sistema es no lineal [37].

La impedancia de entrada de un operacional con CMOS no es un

problema, ya que al utilizar la compuerta del transistor como una terminal de entrada se tiene una impedancia de entrada grande en un intervalo de frecuencias amplio.

Para el diseño de un amplificador de baja tensión, es necesario que la oscilación a la salida sea lo más pequeña posible, por lo cual no debe haber transistores en cascode para la etapa de salida; así mismo, con el objetivo de reducir el consumo energético, el número de ramas de corriente debe ser reducido a su mínima expresión. Algunas otras consideraciones para el diseño de un amplificador operacional se enlistan a continuación, de acuerdo con [38]:

1. **Ganancia en modo común:** Es la ganancia en lazo abierto obtenida al aplicar una señal en ambas entradas. El valor típico de ganancia en modo común (A_{cm}) en baja frecuencia es entre 10-30 dB.
2. **Relación de rechazo en modo común (CMRR):** Es la relación entre la ganancia diferencial (A_d : 70 – 90 dB) y la ganancia en modo común.
3. **Rango de entrada en modo común:** Es el rango de voltaje que puede ser suministrado a la terminal de entrada sin producir una degradación significativa en el desempeño del opamp.
4. **Oscilación de salida:** Es la máxima oscilación en el nodo de voltaje de salida sin afectar el comportamiento del operacional. El valor de la oscilación es una fracción de la diferencia $V_{dd} - V_{ss}$ (60-80 %). El rango debe ajustarse para cumplir con las especificaciones del amplificador, en particular con la distorsión armónica, la cual debe permanecer por debajo del nivel requerido.
5. **Frecuencia de ganancia unitaria o producto ganancia-ancho de banda (GBW):** El análisis en pequeña señal determina la respuesta en frecuencia por un conjunto de polos y ceros. La frecuencia en la cual la ganancia es de 0 dB es llamada frecuencia de ganancia unitaria.

6. **Velocidad de subida (SR):** Es la pendiente máxima alcanzada en el voltaje de salida.
7. **Margen de fase:** Es el cambio de fase de la ganancia en pequeña señal. Con el fin de asegurar la estabilidad, es necesario lograr un cambio de fase mayor a 60 grados.
8. **Tiempo de asentamiento:** Es el tiempo que el voltaje de salida necesita para lograr el valor de voltaje deseado.

Se ha utilizado para las simulaciones una fuente controlada ideal que funge como el amplificador operacional en su configuración sumador y amplificador de transimpedancia. Sin embargo, es necesario realizar su diseño en tecnología MOS a nivel transistor; para lo cual, se utiliza la siguiente topología mostrada en la figura 5.9.

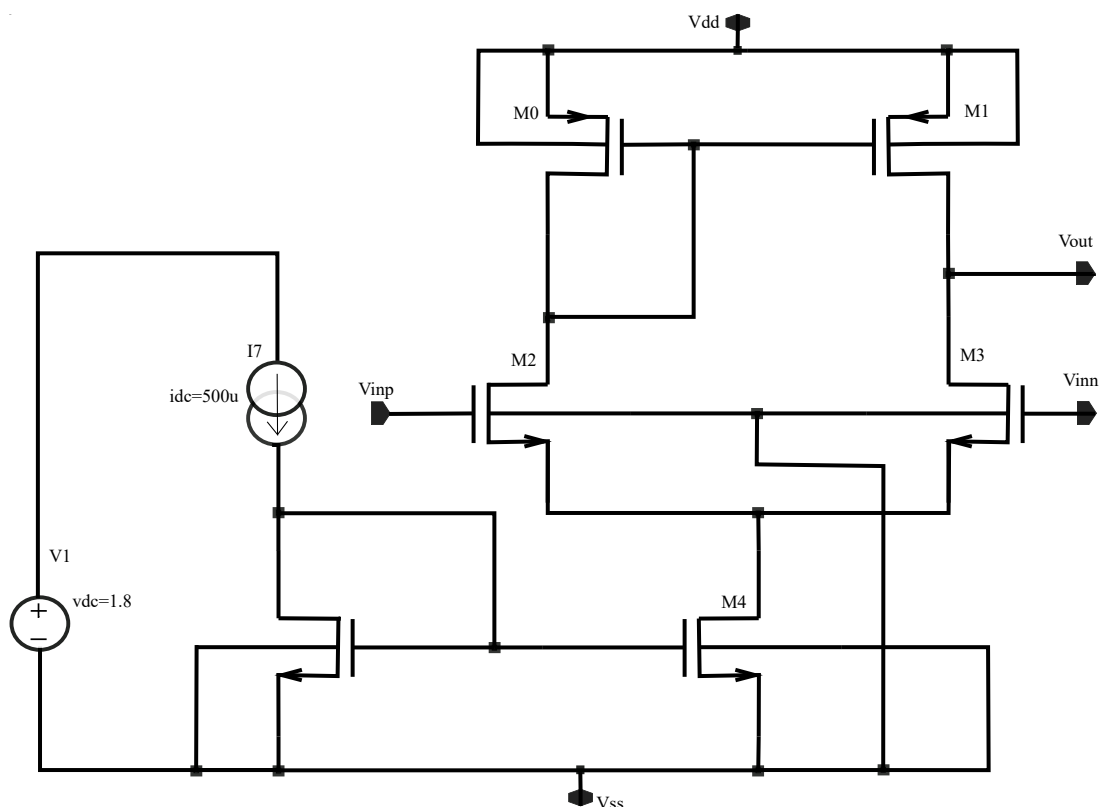


Figura 5.9: Esquemático del amplificador operacional.

En términos de ancho de banda, un amplificador de múltiples etapas tiene más limitantes que uno de una sola etapa, lo cual presenta

repercusiones en eficiencia energética, haciéndolo menos competitivo en términos de eficiencia de potencia. Con el fin de superar éstas limitaciones, se propone un amplificador de una sola etapa y sin etapas cascode. El diseño se basa en un espejo de corriente simple con transistores tipo P, con dimensiones $l=300\text{ nm}$ y $w=26\text{ }\mu\text{m}$, conectados en modo común al drenaje de un par diferencial con transistores tipo N, cuya longitud es igual a la de transistores tipo P, es decir $l=300\text{ nm}$, y con un ancho del doble de los transistores superiores, $w=52\text{ }\mu\text{m}$, cuya salida de la fuente se conecta al drenaje de un espejo de corriente con relación 2 a 1 constituido por transistores tipo N, para ello, se modifican las dimensiones de los transistores, en donde la diferencia radica en el ancho y no en el largo. Por lo tanto, las dimensiones son $l=300\text{ nm}$ y $w=52\text{ }\mu\text{m}$ y $w=26\text{ }\mu\text{m}$, respectivamente. Con el fin de tener un diseño con una arquitectura simétrica, todos los transistores se diseñaron con la misma longitud, de tal forma que se permitiera el paso de la corriente.

De esta forma, obtenemos el símbolo correspondiente al amplificador para facilitar su uso e integración al circuito. El símbolo se representa en la figura 5.10.

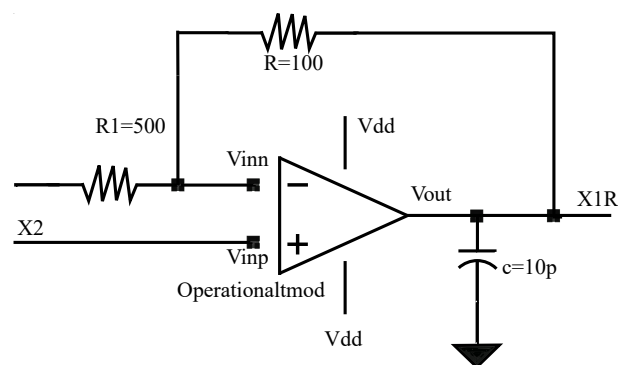


Figura 5.10: Símbolo del amplificador operacional.

Se sustituye la fuente controlada por el amplificador de la figura 5.10 en el sistema ya completo, tal como se muestra en la figura 5.11

Con el esquemático presentado en la figura 5.11 se realizan las pruebas correspondientes para observar el comportamiento de la salida ante diferentes valores de entrada E y un $Vd = 1.2\text{ V}$.

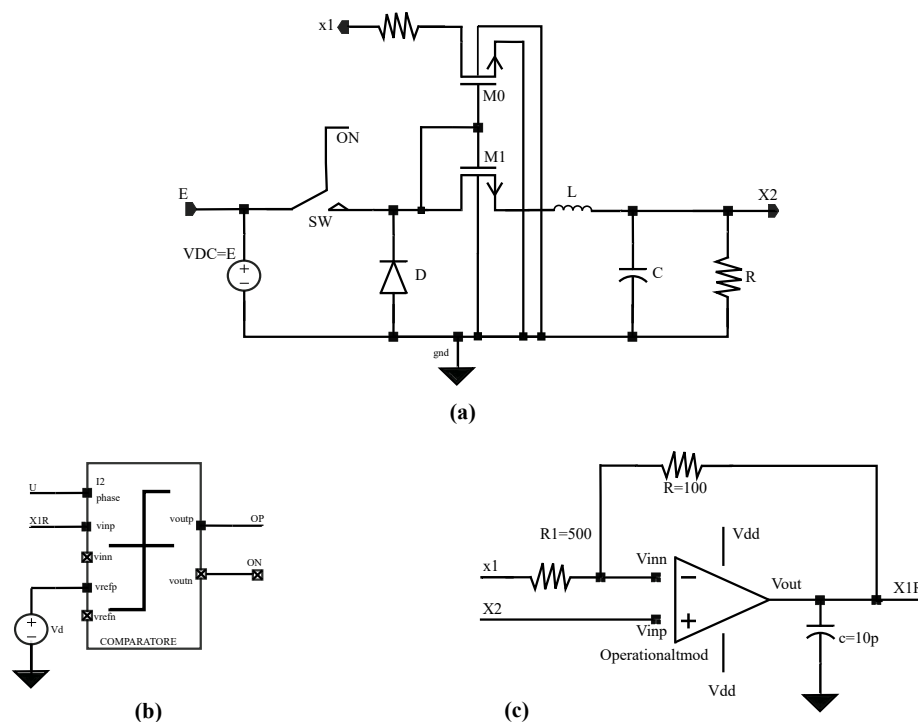


Figura 5.11: Diagrama completo del convertidor con control. (a) Convertidor Buck, (b) Controlador, (c) Amplificador operacional.

Primero, para un valor de entrada $E = 5 \text{ V}$ y un valor deseado $Vd = 1.2 \text{ V}$, cuya respuesta se muestra en la figura 5.12.

De la figura 5.12, se tiene un rizo de 0.09 V en la señal de salida (línea verde), lo cual representa un 7.5% de error, debido a las cargas parásitas que presenta el amplificador y cuyo valor deseado se alcanza por primera vez en 15 ms . Sin embargo, la señal de control (línea roja) sigue actuando de manera correcta a pesar de las variaciones.

Si ahora se modifica el valor de la entrada por uno menor, $E = 3.3 \text{ V}$, para el mismo Vd , se obtiene una respuesta con mejores características, como mostrado en la figura 5.13.

En la figura 5.13, la señal de salida, localizada en la parte inferior (línea verde), alcanza el objetivo de control con un error menor de 0.05 V , lo cual equivale a un 4.1% , dentro de un rango tolerable para el Buck con un tiempo de asentamiento de 6 ms .



Figura 5.12: Respuesta para $V_d = 1.2$ V con $E = 5$ V.

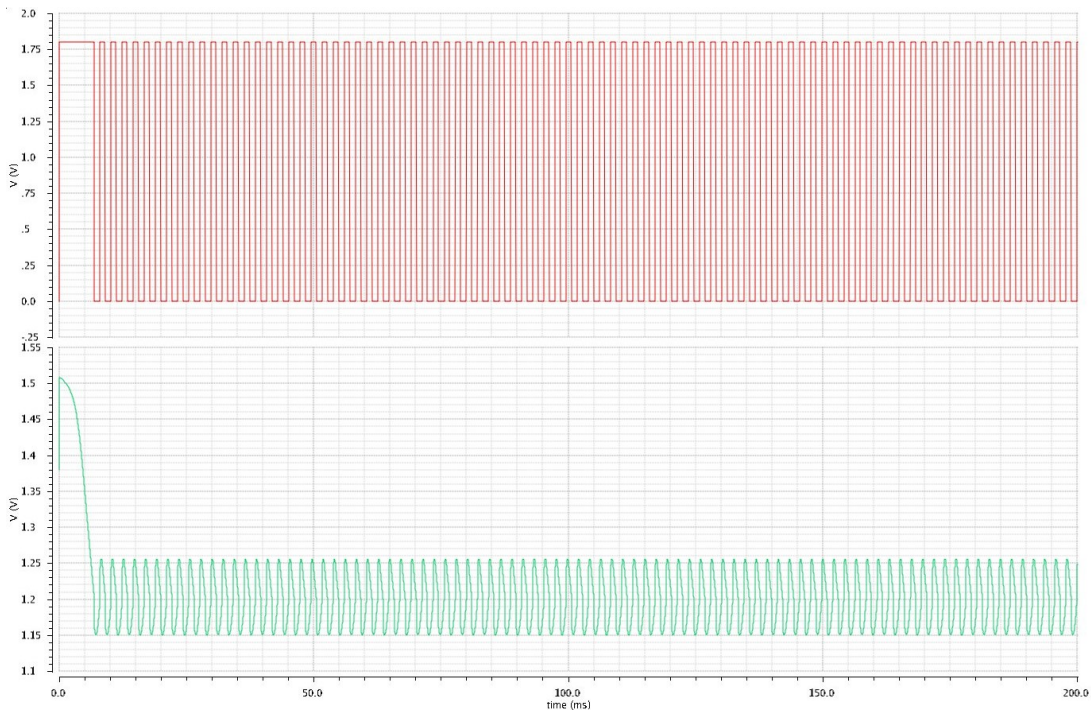


Figura 5.13: Respuesta para $V_d = 1.2$ V con $E = 3.3$ V.

Los errores se deben al cambio de la fuente ideal por su equivalente en transistores. Es necesario ajustar algunos parámetros tales como la ganancia y el ancho de banda para poder obtener una mejor respuesta y reducir el error.

Para el convertidor Buck, el amplificador debe tener algunas especificaciones tales como ganancia de aproximadamente 40 debido a la tecnología utilizada (180 nm), ancho de banda de casi 5 veces la frecuencia de operación o de corte, con el fin de garantizar que todas las señales de entrada puedan ser amplificadas. Considerando que se tiene un periodo de $5 \mu\text{s}$, la frecuencia $F_s = 200 \text{ kHz}$, por lo tanto el ancho de banda adecuado debe ser de $BW = 5F_s = 1 \text{ MHz}$.

Diseño del sistema a nivel transistor				
E (V)	Vd (V)	Ts (ms)	Rizo máx/mín (V)	Error (%)
5	1.2	15	0.09/0.04	+7.5/-3.3
5	0.9	20	0.07/0.025	+7.7/-2.08
3.3	1.2	6	0.05/0.05	+4.1/-4.1

Tabla 5.2: Características de la respuesta de salida del convertidor para diferentes parámetros de entrada.

Resultados

Dentro de las características relevantes para el diseño del convertidor está la relación de conversión de voltaje (VCR), la cual para el circuito tiene como mínimo valor 0.13, cuando el voltaje de entrada es 9 V y el de salida es 1.2 V; el valor máximo es 0.66 para un valor de entrada de 5 V y una tensión de salida de 3.3 V, de los cuales depende el rizo en la señal de salida, cumpliendo con la condición para los convertidores de tipo bajada, donde el VCR debe ser estrictamente menor que 1.

Debido a que el convertidor tiene dos variables de estado, el voltaje en el capacitor y la corriente en el inductor, se definieron dos superficies deslizantes posibles, a partir de las cuales podía ser diseñado el controlador, basado en los puntos de equilibrio del sistema. Fueron analizadas cada una de las superficies independiente, de donde se concluyó que, para el caso donde se trabaja con el lazo de voltaje, la

salida presentaba un rizo, en comparación con su contraparte de trabajar con la corriente, donde el rizo era casi nulo, pero el tiempo de establecimiento era menor. Por lo anterior, fue propuesto un nuevo régimen deslizante, el cual permitiera trabajar con las mejores características que presentaba cada superficie deslizante, obteniendo así una alternativa para su estudio. La superficie definida resultó ser la suma de las dos superficies ya descritas, incluyendo un sistema de compensación, el cual ajusta los requerimientos para satisfacer las necesidades de salida. Como resultado del análisis matemático de esta propuesta, se realizaron las simulaciones correspondientes para comprobar la robustez del controlador ante diferentes condiciones iniciales. La primera cuestión a comprobar debía ser si el convertidor con el algoritmo de control elegido era adecuado para tolerar valores de carga distintos y hasta qué rango. Por lo tanto, se realizaron diversas simulaciones para valores de carga distintos, considerando solo la resistencia de carga desde 50Ω hasta 150Ω , utilizando una entrada y un valor deseado fijo (1.2 V), logrando el objetivo de control a pesar de las variaciones. De igual forma, se realizó el análisis considerando valores distintos de carga pero también variando los demás parámetros del sistema, tales como entrada y voltaje deseado. En todos los casos, el controlador actúa de forma esperada, logrando el seguimiento de la trayectoria deseada de salida pese a las condiciones iniciales, con un tiempo de asentamiento máximo de 8 ms, en la simulación a bloques.

Hasta el momento había sido considerada una sola resistencia, la de carga. Sin embargo, para el caso de la simulación donde era necesaria una transformación de las unidades para el bloque de comparación de corriente con el voltaje ($\frac{1}{R}$), es necesario tomar en cuenta un valor diferente para dicha resistencia, denominada como resistencia nominal, la cual es menor que la resistencia de carga hasta un 50%. De éste análisis, el error en la salida máximo obtenido es de 9 %, mientras que el mínimo es de 5.7 %, teniendo siempre un voltaje de salida estable en el valor deseado, con un

tiempo de establecimiento del sistema máximo de 7.9 ms.

Para el proceso de diseño de circuitos integrados, primeramente se realizaron pruebas de los componentes utilizando bloques ideales, es decir, fuentes ideales propias del sistema donde los parámetros pueden ser ajustados fácilmente, partiendo de las simulaciones aplicadas a las dos variables de estado en conjunto, donde se mostraron resultados favorables sin importar las condiciones iniciales seguía a la referencia con un tiempo de establecimiento de la escala de micro segundos para los tres valores de resistencia de carga propuestos en las simulaciones anteriores y mostrando un error máximo del 10 % para uno de los casos y mínimo del 1.8 %, obteniendo así un buen desempeño.

El bloque del controlador, desarrollado en Verilog A, realiza la comparación de las señales de entrada y una de referencia, a la cual aplica la función signo, posteriormente la señal de salida es mandada a la entrada del elemento de conmutación para determinar el momento en que se debe activar el controlador para llevar a la trayectoria a la referencia deseada.

Una vez establecida la estructura del diseño global con bloques ideales, se desarrollaron las modificaciones necesarias para aplicar el control a cada una de las variables de estado, empezando por el voltaje en el capacitor y se realizan las pruebas correspondientes, las cuales arrojaron resultados prometedores, en cuanto a las similitudes mostradas con la herramienta de Matlab®), donde al tomar ésta variable de estado la salida muestra un pequeño rizo de salida pero siempre logrando el objetivo de control.

A diferencia de la variable de voltaje, la variable de corriente presentó un problema al desarrollarse en el software de diseño, debido a que no era posible obtener el valor de la corriente directamente. Se analizaron diferentes técnicas del estado del arte y así se decidió implementar un espejo de corriente simple debido al buen rango dinámico de salida que presentan, con una relación de uno a uno. De esta forma, la corriente se tomaría a la salida del espejo de corriente, posteriormente, para llevarlo a la función

signo fue necesario obtener el voltaje proporcional a dicha corriente, para lo cual un amplificador de transimpedancia fue lo más acertado, ya que es un amplificador operacional de dos etapas donde la corriente se amplifica y se convierte en una tensión de salida mediante la resistencia de ganancia. A la salida del amplificador se obtiene la señal que entra al comparador para realizar la función del control.

Una vez corroborados los resultados de Matlab® , con las simulaciones en la herramienta de diseño Cadence®, para cada una de las variables de estado, fue posible desarrollar el diseño para la superficie deslizante propuesta como la suma de las dos superficies deslizantes de cada variable de estado, para eso, por teoría de superposición de circuitos, se utiliza el mismo amplificador operacional en su configuración de sumador, para de esta forma obtener en la salida la variable equivalente a la superficie deslizante deseada y así se realiza el mismo procedimiento para analizar la robustez, verificando que sin importar la entrada y el valor deseado haya un seguimiento de trayectoria hasta alcanzar el voltaje de salida requerido. Los resultados mostraron un error máximo de 10 %, tal como en las simulaciones ideales y un mínimo de 3 %, un poco más grande que al utilizar componentes ideales, sin embargo, este diseño resultó eficiente considerando cambios también en la resistencia de carga.

Por último, para el diseño del amplificador operacional, fue necesario considerar las limitaciones de la tecnología tales como la ganancia, la cual es de máximo 40 y debido a que el convertidor trabaja con una frecuencia de 200 kHz, el ancho de banda del amplificador debe ser de hasta 1 MHz. Con base en lo anterior mencionado, se realizó el diseño con transistores, en donde fue obtenido un error máximo a la salida de 7.7 %, con un tiempo de establecimiento del sistema de 20 ms. Por lo tanto, la estructura del amplificador resulta conveniente para su aplicación al sistema de control.

Resumen de los datos obtenidos en las diferentes etapas de diseño				
E (V)	Vd (V)	Ideal (Ts/Error)	No ideal (Ts/Error)	Amplificador (Ts/Error)
9	3.3	477 μ s/ 2.54 %	2.22 ms/4.5%	-/-
9	1.2	583 μ s/ 6.6%	5.83 ms/ 6.6%	-/-
5	1.2	483 μ s/ 5%	3.8 ms/5.8%	15 ms/ 3.3%
3.3	1.2	-/-	6 ms/ 5.8%	6 ms/ 4.1%

Tabla 5.3: Características de la respuesta de salida del convertidor en las diferentes etapas de diseño para una resistencia constante de 50 Ω .

La tabla 5.3 muestra un resumen de la características de salida del convertidor a lo largo de cada etapa de diseño, donde la columna ideal hace referencia al diseño con la herramienta especializada utilizando componentes ideales. La segunda fase, es decir, la columna no ideal, pertenece a la etapa donde fue incorporado el espejo de corriente para obtener la variable x_1 y fue implementado el amplificador de transimpedancia, con un modelo de fuente ideal. Por último, la columna de amplificador, se refiere a la última parte donde se sustituye la fuente ideal por el diseño a nivel transistor del amplificador operacional, para obtener la variable a controlar. Variando los parámetros de entrada, tales como el voltaje de entrada E y el voltaje deseado Vd , se obtienen los datos correspondientes al tiempo de asentamiento (Ts) y el error en la magnitud de la señal de salida, todo esto considerando una resistencia de carga constante de 50 Ω . Los resultados en la comparación arrojan datos similares en cada una de las fases. Del diseño ideal al no ideal el dato más relevante es el tiempo de establecimiento, puesto que en el primero va en el orden de los microsegundos y a partir de ahí en las demás etapas la salida alcanza el estado estable a partir de los 2.22 ms.

Conclusiones

En la presente tesis se utilizó una técnica de control en modo deslizante para el control de un convertidor CD-CD tipo reductor o Buck, el cual tiene como función otorgar un voltaje constante menor al de la fuente de alimentación a la salida.

El control en modo deslizante se basa en la definición de una superficie deslizante sobre la cual la variable de estado a controlar exista y evolucione en él; de esta forma, se fuerza la trayectoria de estado del sistema al valor de salida deseado, independientemente de su valor inicial. Así, después de un intervalo de tiempo finito la magnitud del error decae a cero. Dicha técnica de control, resulta ser robusta ante variaciones en los parámetros del convertidor, tales como voltaje de entrada y carga. Este método de control es utilizado en sistemas de estructura variable, es decir, sistemas que toman diferente arquitectura en cada fase de operación. De esta forma, permite obtener un modelo matemático unificado de las ecuaciones que describen al sistema en sus diferentes ciclos de operación.

Los análisis obtenidos con la herramienta de Matlab®, permiten una primera visualización del convertidor aplicando el algoritmo de control, de donde se concluye que el controlador logra una función eficiente cuando son consideradas ambas variables de estado (voltaje y corriente) del convertidor Buck en lugar de una, al proponer una superficie deslizante producto de la suma de las variables de estado. Sin embargo, con el fin de mejorar las características de respuesta, tales como el tiempo de establecimiento y el rizo de salida, se implementa un sistema de compensación, basado en las necesidades del sistema, cuyos valores son función de las propiedades

dinámicas del sistema. Se obtiene como resultado una respuesta dinámica rápida con un sobreimpulso menor al del sistema antes del compensador, sin necesidad de incrementar el orden del convertidor o del control, como ha sido encontrado en la literatura.

Como consecuencia de los resultados obtenidos en Matlab® , en donde todos los bloques eran ideales, se realizó el diseño a nivel integrado con la herramienta de diseño de circuitos de Cadence® , en donde el método de control resultó conveniente para el diseño a nivel integrado al sustituir algunos de los bloques con su equivalente a nivel transistor. Al tomar en cuenta otros parámetros en los modelos no ideales tales como ancho de banda limitado, tiempos de subida y bajada y resistencias de encendido y apagado, los resultados no distaron de ser como en su forma ideal. Se analizaron las diferentes respuestas sobre el control en cada una de las variables (voltaje y corriente), así como la robustez del circuito ante variaciones en los parámetros, tales como: carga, voltaje de entrada y voltaje deseado, de donde se obtuvo una respuesta favorable, completamente competitiva con los resultados previos de la herramienta Simulink® , donde el error máximo no excede de 10 %. Además, utilizando componentes ideales, la caracterización del sistema fue óptima. Como había sido mencionado, la corriente del inductor del convertidor, presentaba un problema al no poder ser medida en todo el instante de tiempo directamente con la herramienta de diseño de circuitos integrados, como en un diseño a bloques. Un espejo de corriente simple es una opción viable para aplicaciones de baja potencia, debido a su excelente rango dinámico de salida en el nodo de salida. De esta forma, permite la medición de la corriente sin necesidad de implementar un sensor de corriente y en comparación con otras técnicas mencionadas en el estado del arte, resulta en menor uso de componentes.

Con el fin de simplificar el sistema, como fue el caso con el amplificador de transimpedancia y el del amplificador operacional en su configuración de sumador, aplicando el principio de superposición de circuitos, fue posible

reutilizar componentes eléctricos al reducir el número de fuentes y por lo tanto, se minimizan los recursos, sin verse afectado el comportamiento de la salida, manteniendo un error considerablemente bajo en el margen de 10 %.

Para el diseño del amplificador operacional, al hacer el cambio de los componentes ideales a su equivalente en nivel transistor, un amplificador de una sola etapa y sin etapas cascode representa menos limitantes en cuestiones de diseño. Con un amplificador de éstas características, ajustando correctamente sus parámetros es posible satisfacer las necesidades de alimentación del sistema para caracterizar el circuito.

Las pruebas realizadas al sistema a nivel transistor muestran un margen de error de 2.5 % más que utilizando bloques ideales, en donde se obtiene un tiempo de asentamiento de entre 7 y 15 ms, sujeto a los cambios en los parámetros requeridos, con un rizo de salida de 5 %.

El tiempo de asentamiento, el rizo en el voltaje de salida, el valor de voltaje de salida deseado y la relación VCR del circuito con el controlador se encuentran dentro de los parámetros requeridos para con convertidor CD-CD tipo Buck.

Se logró el diseño de un controlador robusto, basado en el modelo matemático del convertidor, en donde la salida resulta en un entorno capaz de superar perturbaciones y con un seguimiento de trayectoria exacto, sin importar las condiciones iniciales con una respuesta dinámica rápida.

Trabajo futuro

- Optimizar el diseño del amplificador operacional.
- Sintetizar el sistema de compensación.
- Diseñar el patrón geométrico del circuito.
- Hacer un análisis de estabilidad del sistema.
- Realizar la caracterización del circuito para llevarlo a un prototipo.
- Analizar la eficiencia del sistema.

Publicaciones

A continuación se presentan las publicaciones realizadas a partir del desarrollo de este trabajo de tesis, así como los diplomas obtenidos. Los artículos en extenso se encuentran en el Anexo al final del documento.

1. S. Huerta-Moro, J. I. Trujillo-Flores, J. C. Villegas-Hernandez, A. M. Rodriguez-Domingez, J. F. Guerrero-Castellanos and V. R. Gonzalez-Diaz, "A simple sliding-mode control circuit for buck DC-DC converters," 2019 IEEE International Fall Meeting on Communications and Computing (ROC&C), Acapulco, Mexico, 2019, pp. 24-27, doi: 10.1109/ROCC.2019.8873540. Electronic ISBN:978-1-7281-0965-7 USB ISBN:978-1-7281-0964-0 Print on Demand(PoD) ISBN:978-1-7281-0966-4
2. S. Huerta-Moro, J. F. Guerrero-Castellanos and V. R. Gonzalez-Diaz, "Diseño de un control para un convertidor CD-CD tipo Buck con 2 variables de estado", 2019 3er Coloquio en Electrónica Analógica y Digital (COLEAD), Guadalajara, México, 2019.

A simple sliding-mode control circuit for buck DC-DC converters

Sandra Huerta-Moro, Jorge I. Trujillo-Flores, Juan C. Villegas-Hernandez, Ana Ma. Rodriguez-Domingez,
J. Fermi Guerrero-Castellanos and Victor R. Gonzalez-Diaz
Faculty of Electronics, Benemerita Universidad Autonoma de Puebla. Puebla, Mexico
E-mail: [fermi.guerrero,vicrodolfo.gonzalez]@correo.buap.mx

Abstract—This paper presents the theoretical and practical considerations to construct a DC-DC buck converter for low-power applications. The control law is based on the sliding-mode control theory that fits the physical behavior of the DC-DC converter. The experimental results show that is possible to construct a simple control by monitoring one of the circuit state variables (voltage on the capacitor). The sliding-mode control helps to drive the output DC value in spite of the circuit variations and load conditions. The experimental results show a reliable regulated voltage of 3.3 V and 4.3 V with a 125kHz reference frequency.

Index Terms—DC-DC converter, control, buck, sliding-mode.

I. INTRODUCTION

A DC-DC converter is suitable for electronic circuit applications where it is necessary to manage a constant voltage bias. The step down (buck) DC-DC converters regulate a constant output voltage from another voltage reference [1]. The main purpose is to maintain the desired output voltage even with the circuit non-ideal characteristics and changes on the load conditions. The DC-DC converters can have two different operation modes: direct current and discontinuous current conduction. In practice, a converter can operate in both modes, with significantly different characteristics.

At a first glance this is a problem that can be solved with a Pulse Width Modulation (PWM) scheme but if the Control Theory is considered, the circuit management is an optimization problem that needs a mathematical base. Therefore, DC-DC converters are a natural matching discipline of Nonlinear Control Theory and Electronic Circuit Design. Therefore, the nonlinear observers are a good solution to design the DD-DC control law [2]. On the other hand the Sliding-Mode control theory is another possibility to design simple and effective control laws. Simplicity is a desired feature for circuit design because it improves the system reliability and reduces the effective cost.

This paper presents the procedure to construct a DC-DC converter with a simple control law that allows to use a minimal quantity of electrical elements. The control law is based on the Sliding-Mode systems. A simple Sample/Hold (SH), voltage comparator and voltage buffer are enough for the experimental circuit.

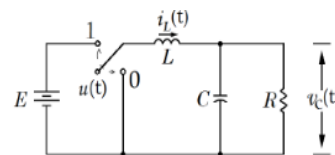


Fig. 1. Buck converter model

II. BUCK CONVERTER

The Buck converter is a circuit that multiplies a constant input voltage E with a scalar factor less than unity at the output. The characteristics of the inductor and the capacitor, as energy storage elements, divide the drained current from the power supply, thus producing lower voltage levels in the load than those of the source.

The Buck converter shown in Figure 1, exhibits a non-linear behavior by virtue of its switching system, so the linearized differential equations that describe the behavior of the circuit are obtained.

$$L \frac{di}{dt} = -v + uE \quad (1)$$

$$C \frac{dv}{dt} = i - \frac{v}{R} \quad (2)$$

Having a single group of equations to model the circuit under any operating condition in the switch, the equations are transformed into average equations due to the multiplication of the state variables with the parameter u [3].

$$\dot{x}_1 = -\frac{1}{L}x_2 + \frac{uE}{L} \quad (3)$$

$$\dot{x}_2 = \frac{1}{C}x_1 - \frac{1}{RC}x_2 \quad (4)$$



SECCION MEXICO

OTORGA EL PRESENTE:

RECONOCIMIENTO

A:

Sandra Huerta Moro

POR SU AMABLE PARTICIPACION EN LA:



XXVIII REUNION INTERNACIONAL DE OTOÑO
DE COMUNICACIONES, COMPUTACION,
ELECTRONICA, AUTOMATIZACION, ROBOTICA
Y EXPOSICION INDUSTRIAL

'2018 / 2019

**LAS COMUNICACIONES, LA ELECTRONICA,
LA ROBOTICA Y LAS NUEVAS TECNOLOGIAS EN
EL CONTEXTO ACTUAL**

CON LA PONENCIA:

**A SIMPLE SLIDING-MODE CONTROL CIRCUIT FOR
BUCK DC-DC CONVERTERS**

M.C. CESAR FUENTES ESTRADA
PRESIDENTE
IEEE SECCION MEXICO

M.C. GILBERTO ENRIQUEZ HARPER
COORDINADOR GENERAL
ROC&C'2018/2019

6, 7 y 8 de Marzo de 2019, Acapulco, Gro.

Diseño de un control para un convertidor CD-CD tipo Buck con 2 variables de estado

Sandra Huerta-Moro, Víctor R. González-Díaz y J. Fermi Guerrero-Castellanos
Facultad de Ciencias de la Electrónica, Benemérita Universidad Autónoma de Puebla. Puebla, México
E-mail: [fermi.guerrero,vicrodolfo.gonzalez]@correo.buap.mx

Resumen — En este artículo se presenta el desarrollo de un convertidor CD-CD tipo Buck para aplicaciones de baja potencia, aplicando un método de control en modo deslizante (CMD). El objetivo es mantener un voltaje de salida constante, lo cual no es posible sin un diseño apropiado del controlador. El convertidor y el control son simulados en MATLAB a bloques; obteniendo una respuesta dinámica rápida y con el menor sobreimpulso, esto se deriva de seleccionar las dos variables de estado del convertidor y no sólo una.

Palabras clave — Convertidor CD-CD tipo Buck, baja potencia, Control en Modo Deslizante.

I. INTRODUCCIÓN

Los convertidores CD-CD son sistemas de suma importancia en los dispositivos electrónicos portátiles, debido a que contienen diversos sub-circuitos que deben ser alimentados con un nivel de voltaje constante distinto al de la fuente de alimentación, este tipo de comportamiento se puede obtener mediante un convertidor CD-CD. Un convertidor Buck produce un voltaje de salida menor que el voltaje de entrada y son considerados sistemas de estructura variable, debido a la dualidad del sistema cuando el interruptor está encendido o apagado, por lo cual requiere para su control técnicas de control no lineal [3]. Una de ellas es el control en modo deslizante. El término de "control en modo deslizante" aparece para los sistemas de estructura variable. Es una herramienta eficiente para controlar sistemas de orden superior con plantas dinámicas operando bajo ciertas condiciones.

Se utilizan en sistemas con control como una función de estado discontinua, llamada modo deslizante. La acción de control cambia a alta frecuencia si el modo deslizante ocurre en el sistema [4]. El modo deslizante es necesario cuando la función de estado del sistema de control cambia a alta frecuencia (teóricamente infinita) de conmutación. Con CMD el orden de los sistemas se reduce, así como la sensibilidad ante variación de parámetros. Sin embargo, la dinámica del modo deslizante depende de la conmutación en la superficie y no del control. La ecuación de la superficie con modo deslizante se selecciona para diseñar la dinámica deseada de este movimiento, de acuerdo con algún criterio de rendimiento. Entonces, el control discontinuo se debe encontrar de tal manera que el estado alcance la superficie y el modo deslizante exista en ésta. Como resultado, el diseño se divide en dos problemas de dimensión inferior y después de un intervalo de tiempo finito que precede al movimiento deslizante, el sistema tendrá el comportamiento dinámico deseado [1].

El control en modo deslizante no sólo puede clasificarse

para los sistemas de control no lineales. Sin embargo, muchas de las herramientas para el análisis y síntesis de sistemas fueron desarrolladas para sistemas lineales y no lineales en tiempo continuo. Como consecuencia, estas herramientas no son aplicables a métodos de control discontinuos.

Para circuitos controlados por interruptores, donde el valor de la función de control puede asumir valores discretos, como en el caso de los convertidores, es considerado ampliamente el modo deslizante. Sin embargo, en el espacio de estados se puede trabajar con la corriente o con el voltaje. También, se utilizan algunos métodos como PWM o PID; sin embargo, no resultan ser robustos ante variaciones en la carga [2]. Por otro lado, el control en modo deslizante es un tipo de control no lineal para sistemas de estructura variable el cual tiene una respuesta rápida y es estable ante variaciones, además resulta fácil de implementar en comparación con los anteriores mencionados. En este artículo, a diferencia de los trabajos existentes en el estado del arte, donde el voltaje en el condensador es la variable de control, se monitorea la corriente en el inductor y el voltaje en el capacitor. Ya que se necesita mantener a la salida un voltaje constante; entonces, al definir la superficie deslizante, se tiene que tomar una de las variables de estado, así la superficie estará dada por la diferencia del valor deseado y el valor medido. La diferencia es cero en estado estable y se dice que el sistema está controlado, si se usan ambas variables se tiene una mejor respuesta. Se presenta el desarrollo de un convertidor CD-CD tipo Buck para aplicaciones de baja potencia, aplicando un método de control en modo deslizante. El convertidor y el control son simulados con la herramienta MATLAB/SIMULINK; obteniendo una respuesta dinámica rápida y con el menor sobreimpulso. Si sólo se emplea el voltaje en el capacitor, la respuesta es más lenta; en cambio, si sólo se emplea la corriente en el inductor se va a presentar un sobreimpulso a la salida, pero si se toman ambas, se contrarrestan el tiempo de asentamiento y el sobreimpulso. Al final, el valor deseado tiende a la referencia con rapidez y reduce el sobreimpulso. Se obtiene un valor constante de 3.3 V a la salida con un tiempo de asentamiento de 2 ms y un sobreimpulso de 0.2 V.

II. CONVERTIDOR BUCK

El convertidor Buck es un circuito que escala un voltaje de entrada E por un factor menor que la unidad a la salida. Las características del inductor y el capacitor, como elementos de almacenamiento de energía, dividen la corriente de la fuente de alimentación, produciendo así un nivel de voltaje en la



La Universidad Autónoma de Guadalajara

y el

Comité Organizador de COLEAD 2019

otorgan el presente

Reconocimiento

a

Sandra Huerta Moro

por la presentación oral del artículo titulado

"Diseño de un control para un convertidor CD-CD tipo buck con 2 variables de estado"
en el 3.er Coloquio en Electrónica Analógica y Digital, COLEAD, 2019.

A handwritten signature in black ink, appearing to read 'Lina María Aguilar Lobo', is positioned above a horizontal line.

Dra. Lina María Aguilar Lobo,
Presidente de COLEAD 2019

Bibliografía

- [1] D. ; Kovar J. Kolka, Z.; Biolek. On accuracy of averaged control-to-output frequency responses of switched dc-dc converters. *International Conference Radioelektronika*, 2010.
- [2] Ramón Silva-Ortigoza Hebertt Sira-Ramirez. *Control Design Techniques in Power Electronics Devices*. Springer International Publishing Switzerland, Department of Electrical and Computer Engineering, University of Maryland, 4 edition, 2015.
- [3] M. A. Ahmad A. N. K. Nasir, R. M. T. Raja Ismail. Performance comparison between sliding mode control (smc) and pd-pid controllers for a nonlinear inverted pendulum system. *Electrical and Information Engineering*, vol 4, no. 10, 2010.
- [4] Hafid A. Bouziane Mohamed B. Debbat and Rochdi Bachir Bouiadjra. Sliding mode control of two-level boost dc-dc converter. *12th IEEE Conference on Industrial Electronics and Applications*, 2015.
- [5] Marian K. Kazimierczuk Humam Al-Baidhami. Nonlinear modeling and pwm-based sliding mode control of dc-dc buck converter for ccm. *Electronics Letters*, vol 52, no. 10, pp.828-830, 2016.
- [6] John G. Proakis. *Tratamiento digital de señales*. The Netherlands: Springer, MIT Lincoln Laboratory; Lexington, Massachusetts, 4 edition, 2007.
- [7] H. Meyvaert P. Callemeyn M. Steyaert, T. Van Breussegem and

- M. Wens. Dc-dc converters: From discrete towards fully integrated cmos. *Proceedings of the ESSCIRC (ESSCIRC)*, pages 42–49, 2011.
- [8] H. Ho P. Huang, W. Wu and K. Chen. High efficiency and smooth transition buck-boost converter for extending battery life in portable devices. *IEEE Energy Conversion Congress and Exposition*, pages 2869–2872, 2009.
- [9] Muhammad H. Rashid. *Electrónica de potencia*. Pearson, University of West Florida, 4 edition, 2015.
- [10] Diana Mata Hernández. *Diseño de un Convertidor CD-CD para Aplicaciones de Micropotencia*. PhD thesis, BUAP, Puebla, Puebla, 11 2016.
- [11] M. Shim J. Jung S. Park H. Kim, J. Kim and C. Kim. A digitally controlled dc-dc buck converter with bang-bang control. *International Conference on Electronics, Information and Communications (ICEIC)*, pages 1–2, 2014.
- [12] T. Geyer P. Karamanakos and S. Manias. Direct voltage control of dc-dc boost converters using enumeration-based model predictive control. *IEEE Transactions on Power Electronics*, pages 968–978, 2014.
- [13] S.B. Phadke Sanjeev Kumar Pandey, S.L. Patil and A. S. Deshpande. Investigation of sliding mode control of higher order dc-dc converters. *2016 IEEE International Conference on Electronics, Circuits and Systems (ICECS)*, pp. 416-419., 2016.
- [14] E. Fossas D. Biel, F. Guinjoan and J. Chavarria. Sliding-mode control design of a boost-buck switching converter for ac signal generation. *IEEE Transactions on Circuits and Systems I: Regular Papers*, pages 1539–1551, 2004.

-
- [15] C. K. Tse Siew-Chong Tan, Y. M. Lai and M. K. H. Cheung. An adaptive sliding mode controller for buck converter in continuous conduction mode. *Nineteenth Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition*, pages 1395–1400, 2004.
- [16] Y. M. Lai S. Tan and C. K. Tse. Indirect sliding mode control of power converters via double integral sliding surface. *IEEE Transactions on Power Electronics*, pages 600–611, 2008.
- [17] A. E. Aroudi P. Garces C. Olalla, R. Leyva and I. Queinnec. Lmi robust control design for boost pwm converters. *IET Power Electronics*, pages 75–85, 2009.
- [18] A. Perfetto G. Gatto, I. Marongiu and A. Serpi. Modelling and predictive control of a buck-boost dc-dc converter. *SPEEDAM 2010*, pages 1430–1435, 2010.
- [19] C. K. Tse Wing-Chi So and Yim-Shu Lee. Development of a fuzzy logic controller for dc/dc converters: design, computer simulation, and experimental evaluation. *IEEE Transactions on Power Electronics*, pages 24–32, 1996.
- [20] C. A. Torres-Pinzón and R. Leyva. Fuzzy control in dc-dc converters: An lmi approach. *35th Annual Conference of IEEE Industrial Electronics*, pages 510–515, 2009.
- [21] A. Emadi J. Mahdavi and H. A. Toliyat. Application of state space averaging method to sliding mode control of pwm dc/dc converters. *Conference Record of the 1997 IEEE Industry Applications Conference Thirty-Second IAS Annual Meeting*, pages 820–827, 1994.
- [22] Jinping Liu Feng Wang Rui Ling, Qing Hu. Fixed-frequency second-order sliding-mode control of buck dc-dc converter. *2018 Chinese Control And Decision Conference (CCDC)*, 2018.

- [23] C S Sachin ; Sri. Gurunayk Nayak. Design and simulation for sliding mode control in dc-dc boost converter. *2nd International Conference on Communication and Electronics Systems (ICCES)*, 2017.
- [24] M. Deshmukh. A constant frequency second order sliding mode controller for buck converter. *Second International Conference on Electrical, Computer and Communication Technologies (ICECCT)*, 2017.
- [25] Pankhuri Asthana ; Arkdev ; Daijiry Narzary ; Mrinal Kanti Sarkar. Functional observer based higher order sliding mode control for dc-dc buck converter. *2nd IEEE International Conference on Recent Trends in Electronics, Information Communication Technology (RTEICT)*, 2017.
- [26] Hongwei Xia Yanmin Wang and Yuqing Cao. Voltage controller of dc-dc buck converter using terminal sliding mode. *IECON 2015 - 41st Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society*, pages 262–266, Nov. 2015.
- [27] D. Mata-Hernandez, V. R. Gonzalez-Diaz, J. F. Guerrero-Castellanos, G. Mino-Aguilar, and F. Pareschi. Design of buck dc-dc converters from the linear quadratic regulator approach. *2016 IEEE International Power Electronics and Motion Control Conference (PEMC)*, pages 952–956, Sep. 2016.
- [28] G. de-la-Fuente-Cortes G. Mino-Aguilar D. Mata-Hernandez, J. F. Guerrero-Castellanos and V. R. Gonzalez-Diaz. P-i nonlinear control for dc-dc buck converter using a - modulator. *13th International Conference on Power Electronics (CIEP)*, 2016.
- [29] H. H. Ahn T. Kim, S. K. Park and T. S. Yoon. Robust passivity based control with sliding mode for dc-to-dc converters. *2006 SICE-ICASE International Joint Conference*, pages 736–738, 2006.

- [30] T. Van Breussegem H. Meyvaert and M. Steyaert. A 1.65w fully integrated 90nm bulk cmos intrinsic charge recycling capacitive dc-dc converter: Design techniques for high power density. *IEEE Energy Conversion Congress and Exposition*, pages 3234–3241, 2011.
- [31] M. Wens and M. Steyaert. An 800mw fully-integrated 130nm cmos dc-dc step-down multi-phase converter, with on-chip spiral inductors and capacitors. *IEEE Energy Conversion Congress and Exposition*, pages 3706–3709, 2009.
- [32] Y. Lee and C. Hsu. High accuracy cmos current sensing circuit for current mode control buck converter. *7th International Conference on Power Electronics and Drive Systems*, pages 44–48, 2007.
- [33] S. Asar Y. Jiang and A. Fayed. An average inductor current sensor with enhanced accuracy in dcm for buck converters. *IEEE 61st International Midwest Symposium on Circuits and Systems (MWSCAS), Windsor*, pages 595–598, 2018.
- [34] S. Kancherla and R. K. Tripathi. Nonlinear average current mode control for a dc-dc buck converter. *IEEE International Conference on Sustainable Energy Technologies*, pages 831–836, 2008.
- [35] Hebertt Sira-Ramirez. *Sliding Mode Control: The Delta-Sigma Modulation Approach*. Springer International Publishing Switzerland, Department of Electrical and Computer Engineering, University of Maryland, 4 edition, 2015.
- [36] Vadim Ivanovich Utkin. *Sliding mode control in electromechanical systems*. Taylor and Francis, London; Philadelphia, 9 edition, 1999.
- [37] Behzad Razavi. *Design of Analog CMOS Integrated Circuits*. McGRAW-HILL INTERNATIONAL EDITION, University of California, Los Angeles, 2001.

- [38] Franco Maloberti. *Analog Design for CMOS VLSI Systems*. Kluwer Academic Publishers, Texas A M University, U.S.A. and University of Pavia, Italy, 2001.

A simple sliding-mode control circuit for buck DC-DC converters

Sandra Huerta-Moro, Jorge I. Trujillo-Flores, Juan C. Villegas-Hernandez, Ana Ma. Rodriguez-Domingez, J. Fermi Guerrero-Castellanos and Victor R. Gonzalez-Diaz
 Faculty of Electronics, Benemerita Universidad Autonoma de Puebla. Puebla, Mexico
 E-mail: [fermi.guerrero,vicrodolfo.gonzalez]@correo.buap.mx

Abstract—This paper presents the theoretical and practical considerations to construct a DC-DC buck converter for low-power applications. The control law is based on the sliding-mode control theory that fits the physical behavior of the DC-DC converter. The experimental results show that is possible to construct a simple control by monitoring one of the circuit state variables (voltage on the capacitor). The sliding-mode control helps to drive the output DC value in spite of the circuit variations and load conditions. The experimental results show a reliable regulated voltage of 3.3 V and 4.3 V with a 125kHz reference frequency.

Index Terms—DC-DC converter, control, buck, sliding-mode.

I. INTRODUCTION

A DC-DC converter is suitable for electronic circuit applications where it is necessary to manage a constant voltage bias. The step down (buck) DC-DC converters regulate a constant output voltage from another voltage reference [1]. The main purpose is to maintain the desired output voltage even with the circuit non-ideal characteristics and changes on the load conditions. The DC-DC converters can have two different operation modes: direct current and discontinuous current conduction. In practice, a converter can operate in both modes, with significantly different characteristics.

At a first glance this is a problem that can be solved with a Pulse Width Modulation (PWM) scheme but if the Control Theory is considered, the circuit management is an optimization problem that needs a mathematical base. Therefore, DC-DC converters are a natural matching discipline of Nonlinear Control Theory and Electronic Circuit Design. Therefore, the nonlinear observers are a good solution to design the DD-DC control law [2]. On the other hand the Sliding-Mode control theory is another possibility to design simple and effective control laws. Simplicity is a desired feature for circuit design because it improves the system reliability and reduces the effective cost.

This paper presents the procedure to construct a DC-DC converter with a simple control law that allows to use a minimal quantity of electrical elements. The control law is based on the Sliding-Mode systems. A simple Sample/Hold (SH), voltage comparator and voltage buffer are enough for the experimental circuit.

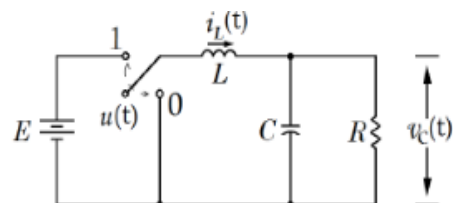


Fig. 1. Buck converter model

II. BUCK CONVERTER

The Buck converter is a circuit that multiplies a constant input voltage E with a scalar factor less than unity at the output. The characteristics of the inductor and the capacitor, as energy storage elements, divide the drained current from the power supply, thus producing lower voltage levels in the load than those of the source.

The Buck converter shown in Figure 1, exhibits a non-linear behavior by virtue of its switching system, so the linearized differential equations that describe the behavior of the circuit are obtained.

$$L \frac{di}{dt} = -v + uE \quad (1)$$

$$C \frac{dv}{dt} = i - \frac{v}{R} \quad (2)$$

Having a single group of equations to model the circuit under any operating condition in the switch, the equations are transformed into average equations due to the multiplication of the state variables with the parameter u [3].

$$\dot{x}_1 = -\frac{1}{L}x_2 + \frac{uE}{L} \quad (3)$$

$$\dot{x}_2 = \frac{1}{C}x_1 - \frac{1}{RC}x_2 \quad (4)$$

III. SLIDING MODE CONTROL

The average linearization, around a desired equilibrium or reference trajectory, applied to incremental feedback driving systems are a good option when the system is clearly non-linear. The linear approximation in the control of switching power devices can be done by designing a state or output feedback controller based on the tangent model. Therefore, the linear approximation renders the control system more easy to implement.

The desired balance or reference trajectory will be achieved, provided that the state of the controlled (initial) system is close enough to the desired control objective [4], [5]. There is a unique property for the average DC-DC power converters which is the design of the control stage by means of approximate linearization. This is successful in the semi-global control of the non-linear system and valid for the stabilization and trajectory tracking. Since power converters inherently include switching devices, the control design in sliding mode is appropriate because it produces a discontinuous control law.

For circuits controlled by switching devices where the control variable can suppose only a discrete set of values, it is natural to consider strategies of sliding mode to synthesize the switching frequency.

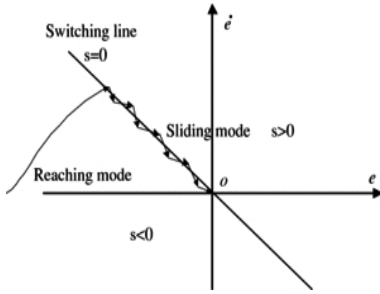


Fig. 2. Sliding mode control.

The sliding mode techniques belong to the design category in the time domain that can be used to characterize the system under small signal and high signal conditions (see Figure 2). It uses state feedback and directly configures the desired closed-loop response in the domain of time or in terms of differential equations [5]. The most important characteristic of the sliding mode approach is the low sensitivity to variations of the system parameters.

The objective of the control is to achieve a constant output voltage denoted by V_d . The steady state behavior of the Buck converter must be:

$$x_2 = V_d \quad (5)$$

$$\dot{x}_2 = 0 \quad (6)$$

It is assumed that x_1 in equation (4) can be handled as a control input. However, since x_1 is the output of the current loop in equation (3), the desired current will be denoted as x_1^* .

To produce the desired current, x_1^* is replaced in the voltage loop:

$$x_1^* = V_d/R \quad (7)$$

To ensure the desired current x_1 in equation (7), the sliding mode approach is an ideal tool for this task. If the sliding mode is executed in:

$$s = x_1 - x_1^* \rightarrow 0 \quad (8)$$

Thus it is possible to approximate as $x_1 = V_d/R$, u takes only two values 0 or 1. So, equation (3) is approximated as:

$$u = \frac{1}{2}(1 - \text{sign}(s)) \quad (9)$$

Note from eqn. 4 that the sliding mode also makes possible to relate $x_2 = Rx_1$, this makes possible to select a single state variable (x_1 as the inductor current or x_2 as the capacitor voltage) for the control law.

IV. BEHAVIORAL MODEL

Figure 3 presents the block diagram of the *open-loop* subsystem corresponding to the model of the equation 3 and 4. A duty cycle of 66 percent obtains at the output a voltage $V_{out} = 3.3V$ and for an input reference $V_{in} = E$.

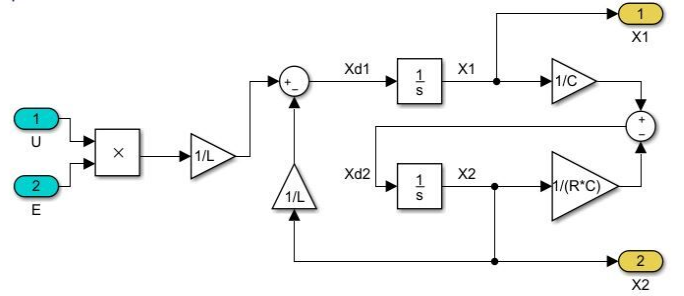


Fig. 3. Buck converter block diagram

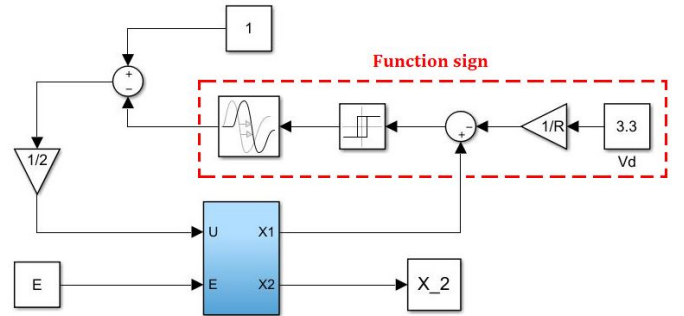


Fig. 4. Control block diagram

Figure 4 shows the block diagram for the control of the output. The simple control law in eqn. 9 is implemented at the behavioral level. Figures 5, 6 and 7 show the response of the system to resistance values of 10, 100 and 1000 Ω , correspondingly.

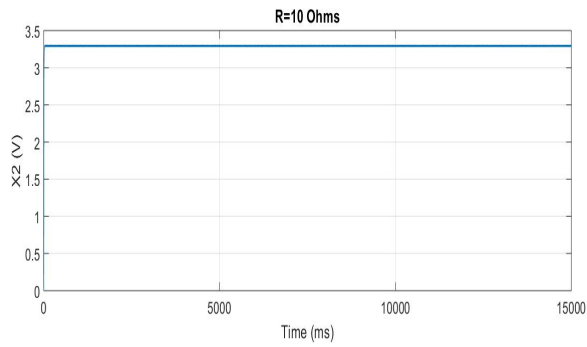


Fig. 5. System response for $R = 10\Omega$

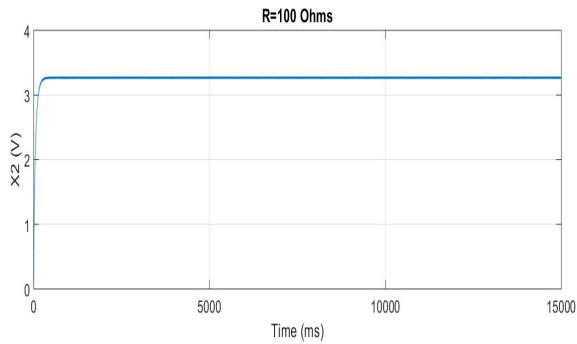


Fig. 6. System response for $R = 100\Omega$

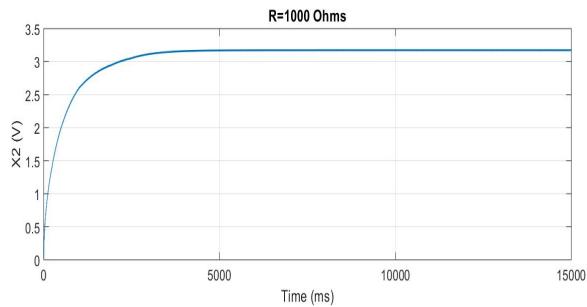


Fig. 7. System response for $R = 1000\Omega$

V. IMPLEMENTATION

For the physical implementation of the converter, the circuit shown in Figure 8 is proposed. Note that the state variable for the sliding-mode control law considers the capacitor voltage (x_2 in eqn. 9). The control law is implemented by an Opamp LM741 configured as a voltage comparator, where the reference voltage (3.3V) and the output voltage (V_{out}) of the system are compared, which passes through a sampler and hold consisting of a capacitor of 100uF and a transistor 2N7000 as a switch commuting at a frequency of 125Khz.

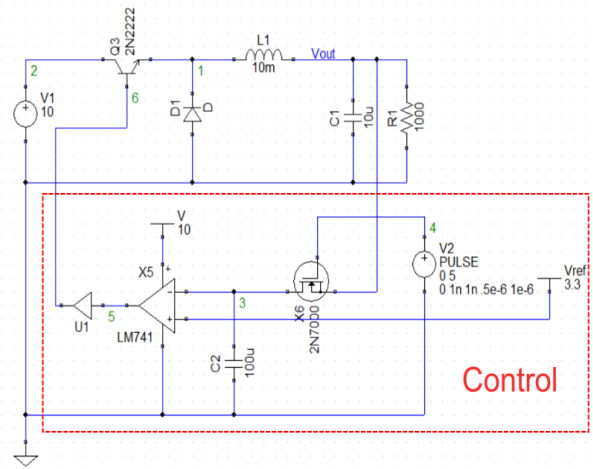


Fig. 8. DC-DC converter implementation

The output of the comparator passes through a buffer to improve the signal that switches the control signal of the converter, using a transistor 2N2222 as a switch.

A. Crystal oscillator

As it is observed in the Figure 8, it is necessary to generate a switching signal for the sampling of the feedback signal of the DC-DC circuit, this signal is generated through a CMOS crystal oscillator as shown in Figure 9.

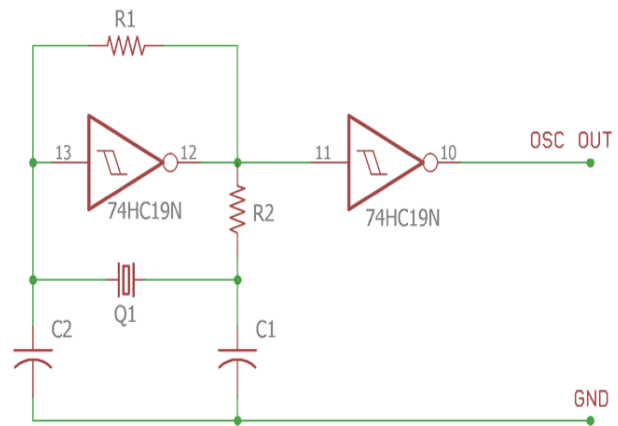


Fig. 9. Crystal oscillator

The crystal oscillates at its series resonance frequency. The CMOS inverter is initially biased into the middle of its operating region by the feedback resistor R_1 . This ensures that the inverter is in a region of high gain. Here a $1M\Omega$ value resistor is used, an additional inverter is used to buffer the output from the oscillator to the connected load.

The inverter provides 180° of phase shift and the crystal capacitor network the additional 180° required for oscillation. The advantage of the CMOS crystal oscillator is that it will always automatically readjust itself to maintain this 360° phase shift for oscillation.

Component	Value
R_1	1M Ω
R_2	5K Ω
C_1	33pF
C_2	33pF
Q_1	4MHz

TABLE I
COMPONENT VALUES

The CMOS Inverter oscillator uses digital logic gates, the output is a square wave oscillating between HIGH and LOW, the maximum operating frequency depends upon the switching characteristics of the logic gate used. The table I shows the component values for a 4MHz crystal oscillator. For the test case, the elements are selected for a 125KHz sampling frequency. Therefore, a /32 frequency divider obtains the desired reference frequency.

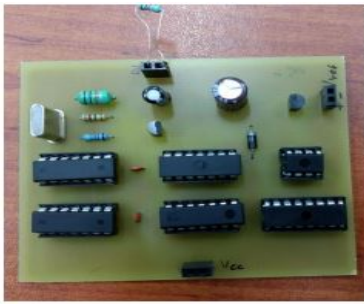


Fig. 10. Experimental circuit.

Figure 10 shows the components distribution on the PCB. The description of this circuit was mentioned before. This circuit was used for experimental tests.

VI. EXPERIMENTAL RESULTS

The behavior of the converter under the load variation conditions and constant V_{ref} at 3.3V is shown below. As can be seen in Figure 11, the voltage remains constant before the variation of load through the control of the duty cycle.

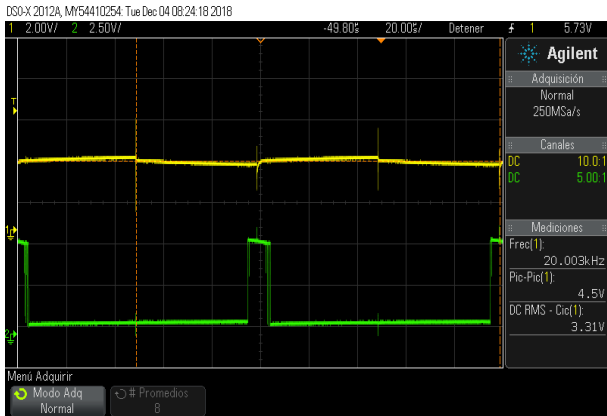


Fig. 11. Output and Control Signal @ $V_{ref} = 3.3V$

Another test case is considered for an output voltage of 4.3V. Changing the reference voltage of the converter highlights that the implemented control ensures an output voltage equal to the reference voltage, again, by varying the duty cycle. This is best illustrated in Figures 12 and 13.

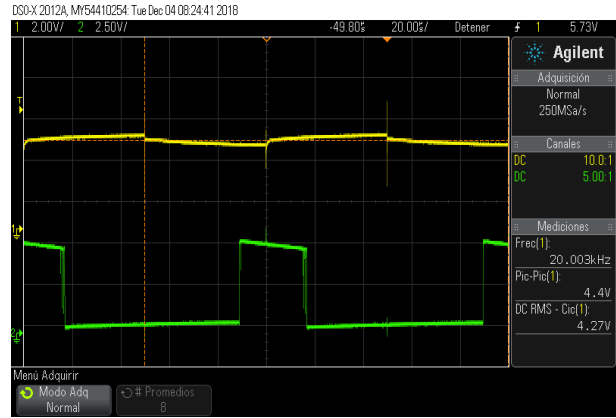


Fig. 12. Output and Control Signal @ $V_{ref} = 4.2V$

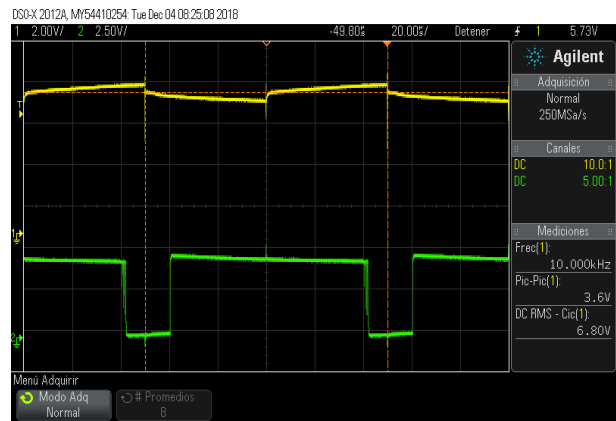


Fig. 13. Output and Control Signal @ $V_{ref} = 4.2V$

VII. CONCLUSIONS

The experimental results show that is possible to design a simple sliding mode control low for a buck DC-DC converter with a small amount of resources. The DC-DC voltage capacitor is monitored by a sample and hold circuit and fed back in a sliding mode control loop with a simple voltage comparator. The approach is possible as a results of the nonlinear control system analysis to design the sliding mode control law.

REFERENCES

- [1] M. H. Rashid, Power Electronics: Circuits, Devices and Applications. FL, USA: Prentice Hall/Pearson, 2014.
- [2] F. Maloberti, Analog Design for CMOS VLSI Systems. New York: Kluwer Academic Publisher, 2001.
- [3] M. Fakhfakh, E. Tlelo-Cuautle, R. Castro-López, Analog/RF and Mixed-Signal Circuit Systematic Design. New York: Springer, 2013.
- [4] A. M. Sodagar, Analysis of Bipolar and CMOS Amplifiers. FL, USA: CRC Press, 2007.
- [5] B. Razavi, Design of Analog CMOS Integrated Circuits. USA: McGraw-Hill, 2001.

Diseño de un control para un convertidor CD-CD tipo Buck con 2 variables de estado

Sandra Huerta-Moro, Víctor R. González-Díaz y J. Fermi Guerrero-Castellanos
Facultad de Ciencias de la Electrónica, Benemérita Universidad Autónoma de Puebla. Puebla, México
E-mail: [fermi.guerrero,vicrodolfo.gonzalez]@correo.buap.mx

Resumen — En este artículo se presenta el desarrollo de un convertidor CD-CD tipo Buck para aplicaciones de baja potencia, aplicando un método de control en modo deslizante (CMD). El objetivo es mantener un voltaje de salida constante, lo cual no es posible sin un diseño apropiado del controlador. El convertidor y el control son simulados en MATLAB a bloques; obteniendo una respuesta dinámica rápida y con el menor sobreimpulso, esto se deriva de seleccionar las dos variables de estado del convertidor y no sólo una.

Palabras clave — Convertidor CD-CD tipo Buck, baja potencia, Control en Modo Deslizante.

I. INTRODUCCIÓN

Los convertidores CD-CD son sistemas de suma importancia en los dispositivos electrónicos portátiles, debido a que contienen diversos sub-circuitos que deben ser alimentados con un nivel de voltaje constante distinto al de la fuente de alimentación, este tipo de comportamiento se puede obtener mediante un convertidor CD-CD. Un convertidor Buck produce un voltaje de salida menor que el voltaje de entrada y son considerados sistemas de estructura variable, debido a la dualidad del sistema cuando el interruptor está encendido o apagado, por lo cual requiere para su control técnicas de control no lineal [3]. Una de ellas es el control en modo deslizante. El término de "control en modo deslizante" aparece para los sistemas de estructura variable. Es una herramienta eficiente para controlar sistemas de orden superior con plantas dinámicas operando bajo ciertas condiciones.

Se utilizan en sistemas con control como una función de estado discontinua, llamada modo deslizante. La acción de control cambia a alta frecuencia si el modo deslizante ocurre en el sistema [4]. El modo deslizante es necesario cuando la función de estado del sistema de control cambia a alta frecuencia (teóricamente infinita) de conmutación. Con CMD el orden de los sistemas se reduce, así como la sensibilidad ante variación de parámetros. Sin embargo, la dinámica del modo deslizante depende de la conmutación en la superficie y no del control. La ecuación de la superficie con modo deslizante se selecciona para diseñar la dinámica deseada de este movimiento, de acuerdo con algún criterio de rendimiento. Entonces, el control discontinuo se debe encontrar de tal manera que el estado alcance la superficie y el modo deslizante exista en ésta. Como resultado, el diseño se divide en dos problemas de dimensión inferior y después de un intervalo de tiempo finito que precede al movimiento deslizante, el sistema tendrá el comportamiento dinámico deseado [1].

El control en modo deslizante no sólo puede clasificarse

para los sistemas de control no lineales. Sin embargo, muchas de las herramientas para el análisis y síntesis de sistemas fueron desarrolladas para sistemas lineales y no lineales en tiempo continuo. Como consecuencia, estas herramientas no son aplicables a métodos de control discontinuos.

Para circuitos controlados por interruptores, donde el valor de la función de control puede asumir valores discretos, como en el caso de los convertidores, es considerado ampliamente el modo deslizante. Sin embargo, en el espacio de estados se puede trabajar con la corriente o con el voltaje. También, se utilizan algunos métodos como PWM o PID; sin embargo, no resultan ser robustos ante variaciones en la carga [2]. Por otro lado, el control en modo deslizante es un tipo de control no lineal para sistemas de estructura variable el cual tiene una respuesta rápida y es estable ante variaciones, además resulta fácil de implementar en comparación con los anteriores mencionados. En este artículo, a diferencia de los trabajos existentes en el estado del arte, donde el voltaje en el condensador es la variable de control, se monitorea la corriente en el inductor y el voltaje en el capacitor. Ya que se necesita mantener a la salida un voltaje constante; entonces, al definir la superficie deslizante, se tiene que tomar una de las variables de estado, así la superficie estará dada por la diferencia del valor deseado y el valor medido. La diferencia es cero en estado estable y se dice que el sistema está controlado, si se usan ambas variables se tiene una mejor respuesta. Se presenta el desarrollo de un convertidor CD-CD tipo Buck para aplicaciones de baja potencia, aplicando un método de control en modo deslizante. El convertidor y el control son simulados con la herramienta MATLAB/SIMULINK; obteniendo una respuesta dinámica rápida y con el menor sobreimpulso. Si sólo se emplea el voltaje en el capacitor, la respuesta es más lenta; en cambio, si sólo se emplea la corriente en el inductor se va a presentar un sobreimpulso a la salida, pero si se toman ambas, se contrarrestan el tiempo de asentamiento y el sobreimpulso. Al final, el valor deseado tiende a la referencia con rapidez y reduce el sobreimpulso. Se obtiene un valor constante de 3.3 V a la salida con un tiempo de asentamiento de 2 ms y un sobreimpulso de 0.2 V.

II. CONVERTIDOR BUCK

El convertidor Buck es un circuito que escala un voltaje de entrada E por un factor menor que la unidad a la salida. Las características del inductor y el capacitor, como elementos de almacenamiento de energía, dividen la corriente de la fuente de alimentación, produciendo así un nivel de voltaje en la

carga menor al de la fuente.

El modelo del convertidor Buck es mostrado en la Figura 1.

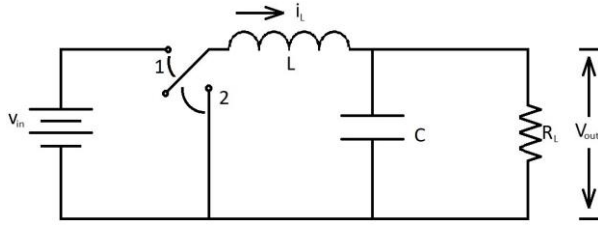


Figura 1. Convertidor CD-CD Buck.

Las ecuaciones que describen el modelo matemático se presentan en (1) y (2):

$$\dot{x}_1 = -\frac{1}{L}x_2 + \frac{uE}{L} \quad (1)$$

$$\dot{x}_2 = -\frac{1}{C}x_1 - \frac{1}{RC}x_2 \quad (2)$$

Donde x_1 y x_2 son las variables de estado del sistema: la corriente en el inductor y el voltaje en el capacitor, respectivamente y u es el estado del interruptor; dependiente de la función de control. Basado en esto, se diseña el controlador para el circuito.

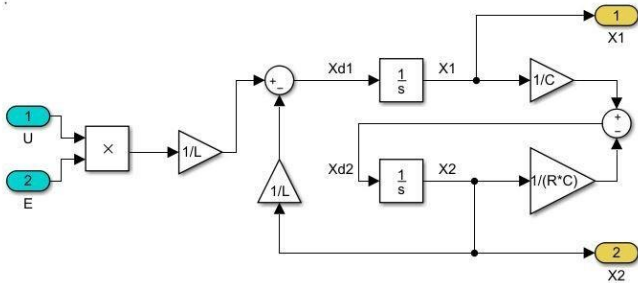


Figura 2. Representación del convertidor Buck.

El convertidor Buck de la Figura 2, se construye a bloques a partir de las ecuaciones no lineales que describen el modelo matemático (1) y (2), en donde las salidas serán las variables de estado que se desean controlar.

III. CONTROL EN MODO DESLIZANTE

El convertidor CD-CD es un sistema no lineal variante en el tiempo, clasificado como sistema de estructura variable; es decir, que el modelo dinámico depende de la región del espacio de estados donde se encuentra. Para este circuito, el control en modo deslizante (CMD) es la técnica de control no lineal más adecuada, debido a la simplicidad del diseño e implementación. Es un control robusto y tiene como gran ventaja que el modelo en gran señal puede ser aplicado directamente, evitando linealizar alrededor de un punto de

operación [3]. Una de las características más importantes del CMD es la baja sensibilidad a variaciones en los parámetros del sistema.

El objetivo es mantener un voltaje de salida constante V_{out} igual al voltaje deseado de referencia que se denomina V_d . Para ello, se define una superficie deslizante para la variable de estado que se desea controlar (3) y (4), de acuerdo con el espacio de estados presentado en (1) y (2), donde x_1^* es la corriente deseada.

$$s_1 = x_1 - x_1^* = 0 \quad (3)$$

$$s_2 = x_2 - V_d^* = 0 \quad (4)$$

Como se desea controlar ambas variables, se propone una nueva superficie (5) como la suma de las anteriores:

$$s = s_1 + s_2 \quad (5)$$

De esta forma, el estado estable se alcanza cuando $s = 0$, donde s es la función escalar de conmutación. Con el objetivo de forzar la superficie deslizante en la condición de estado estable, el control u sólo puede tomar valores discretos de 1 o 0. Entonces, el control se define por la ecuación (6):

$$u = \frac{1}{2} \text{sign}(s) \quad (6)$$

IV. SIMULACIÓN EN MATLAB/SIMULINK

En la Figura 3, se muestra el diagrama a bloques del convertidor Buck, aplicando la función de control descrita en (4), para controlar la variable x_1 , donde la corriente en el inductor se compara con la deseada y pasa al controlador (función signo).

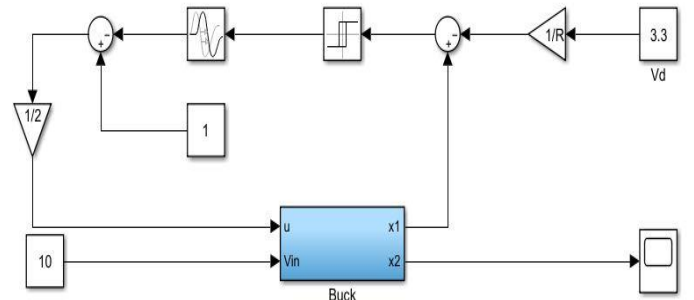


Figura 3. Control del convertidor Buck sobre x_1 .

La respuesta del control para la corriente se muestra en la Figura 4, para un $V_d = 3.3$ V.

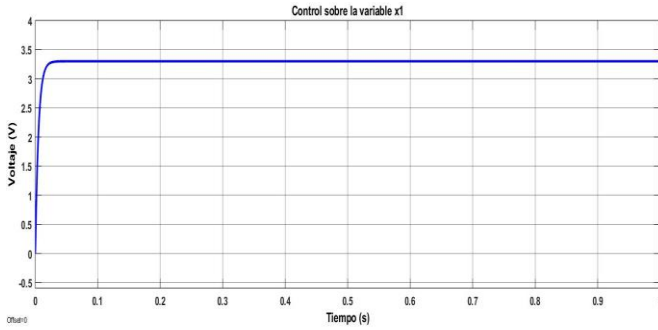


Figura 4. Respuesta del control para x_1 .

En la Figura 4 se observa que la respuesta no tiene sobreimpulso, sin embargo, el tiempo de asentamiento es relativamente bueno, que para esta simulación es de 50 ms.

Por otro lado, si el control es aplicado en la otra variable de estado x_2 , el voltaje del capacitor es comparado directamente con el deseado, sin necesidad de la resistencia, como es mostrado en la Figura 5.

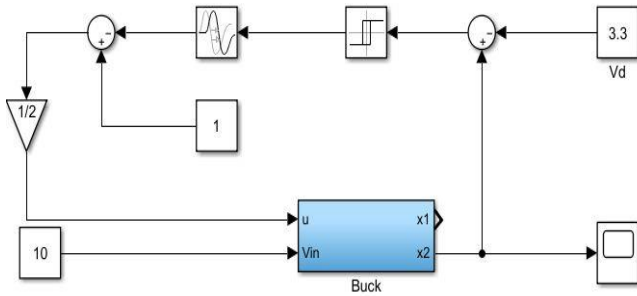


Figura 5. Control del convertidor Buck sobre x_2 .

La respuesta del sistema de control sobre el voltaje en el capacitor para un valor deseado de 3.3 V se muestra en la Figura 6.

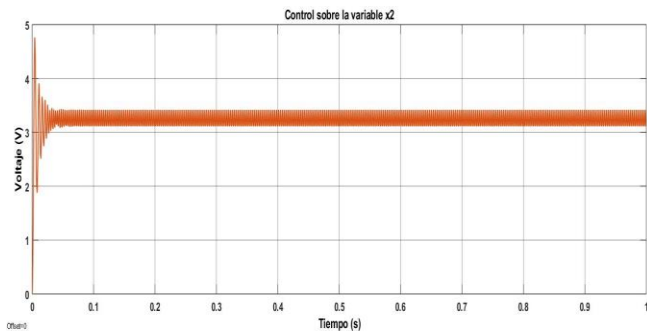


Figura 6. Respuesta del control para x_2 .

La respuesta, sin embargo, tiene mucho rizo de aproximadamente 0.2 V y varios sobreimpulsos entre los más significativos están el de 1.4V 7 1.8V al inicio de su operación, pero el tiempo de asentamiento es menor de 30 ms cuando se agrega un sistema de compensación sobre la

variable de estado que en este caso es el voltaje.

Se define una nueva superficie deslizante como la suma de las dos variables de estado, aplicando coeficientes de compensación para obtener un resultado óptimo, mostrado en la Figura 7.

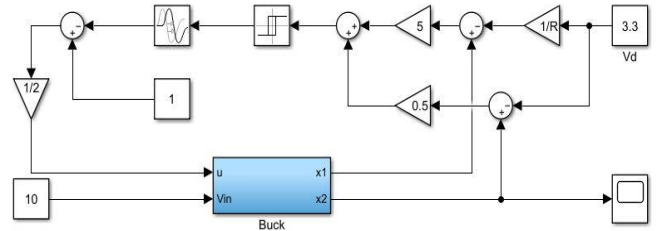


Figura 7. Diagrama a bloques convertidor Buck con coeficientes de compensación.

En este trabajo se busca reducir el tiempo de subida, como cuando se aplica el control sobre la variable de corriente, pero al mismo tiempo eliminar el rizo ocasionado por el control sobre la variable de voltaje. Esto se logra con el correcto cálculo de los coeficientes de compensación para cada variable de estado, logrando así el equilibrio de ambos factores para el resultado deseado. La respuesta ante el control con las dos variables con los coeficientes de compensación se muestra en la Figura 8.

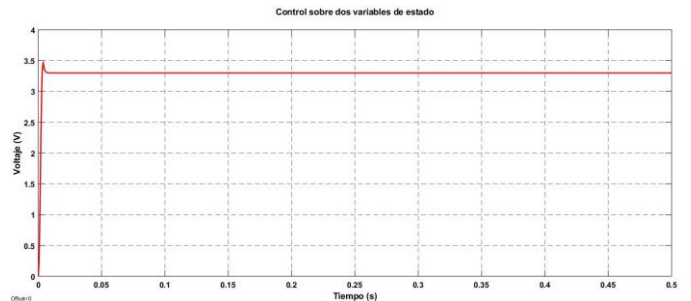


Figura 8. Respuesta del control aplicado a las dos variables de estado.

De la Figura 8, es notorio que el tiempo de respuesta en comparación con la Figura 3 es mucho menor, el asentamiento es de aproximadamente 2 ms y un sólo sobreimpulso de 0.2 V de la Figura 4 se reduce al mínimo y alcanza su valor máximo en 3.5 V y una duración de 6 ms.

Es importante notar que existe un balance entre el tiempo de establecimiento y el porcentaje de rizo que ofrece el control de las dos variables de estado. Por una parte, el control del voltaje en el condensador mejora la resolución y el control sobre la variable de corriente en el inductor reduce el tiempo de establecimiento, en todo caso los coeficientes del control pueden calcularse a partir de las especificaciones buscadas.

VI. REFERENCIAS

Para la implementación física del convertidor Buck con control en modo deslizante y el sistema de compensación, se requerirán de más componentes eléctricos, esto debido a los sensores que se necesitan para estar midiendo la corriente en el inductor en todo momento, así como un bloque equivalente al bloque $1/R$, o bien un amplificador de Transimpedancia, para obtener el voltaje proporcional a la corriente medida en esa rama. Asimismo, podrían ser requeridos amplificadores operacionales para llevar a cabo la operación suma de ambas variables, sin embargo, en el caso de aplicaciones específicas, la respuesta será más precisa para cumplir con un diseño a la medida.

V. CONCLUSIONES

- Un convertidor CD – CD tipo Buck es un sistema adecuado que proporciona un voltaje estable para aplicaciones donde el voltaje de salida debe ser diferente y menor que el de la fuente de alimentación.
- El método de control no lineal en modo deslizante es una opción adecuada para aplicaciones móviles, ya que entre otras características ha demostrado tener suficiente robustez ante las variaciones de los parámetros del sistema.
- Emplear únicamente una de las variables de estado ha permitido comprobar que no es adecuado para el objetivo, ya que existen sobreimpulsos en un caso y en otro el tiempo de establecimiento es muy grande.
- Con las dos variables de estado que para este caso son la corriente del inductor y el voltaje en el capacitor aplicadas al control en modo deslizante se ha logrado corregir tanto los sobreimpulsos como reducir el tiempo de establecimiento; por lo tanto, se considera que es la opción más apropiada para controlar el convertidor CD – CD tipo Buck.
- Se obtiene un valor constante de 3.3 V a la salida, igual al valor deseado, con un tiempo de asentamiento de 2 ms y un sobreimpulso de 0.2 V.

- [1] Hebertt Sira-Ramírez. "Sliding Mode Control: The Delta-Sigma Modulation Approach," Springer International Publishing Switzerland, Vol. 4, 2015.
- [2] C. S. Sachin and S. G. Nayak, "Design and simulation for sliding mode control in DC-DC boost converter," *2017 2nd International Conference on Communication and Electronics Systems (ICCES)*, Coimbatore, 2017, pp. 440-445.
- [3] S. K. Pandey, S. L. Patil, S. B. Phadke and A. S. Deshpande, "Investigation of sliding mode control of higher order DC-DC converters," *2016 7th India International Conference on Power Electronics (IICPE)*, Patiala, 2016, pp. 1-5.
- [4] Y. Wang, H. Xia and Y. Cao, "Voltage controller of DC-DC buck converter using terminal sliding mode," *IECON 2015 - 41st Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society*, Yokohama, 2015, pp. 000262-000266.