

n°: 2005GCXXX

IMPLEMENTACIÓN DEL CONTROL EN MODO DESLIZANTE  
DE UN CONVERTIDOR BUCK BOOST DE POTENCIA  
DC DC USANDO RECONSTRUCTORES INTEGRALES

Br. Jesús Enrique Godoy Briceño  
Profesor Guía: Prof. Richard Márquez  
Cotutor: Prof. Mario Spinetti

[www.bdigital.ula.ve](http://www.bdigital.ula.ve)

PROYECTO DE GRADO PRESENTADO ANTE LA ILUSTRE UNIVERSIDAD DE LOS ANDES  
COMO REQUISITO FINAL PARA OPTAR AL TÍTULO DE INGENIERO DE SISTEMAS

Mérida, Venezuela

Junio 2005



Universidad de Los Andes © Derechos Reservados 2005

*”Detrás de cada logro hay otro desafío.”*

*Madre Teresa de Calcuta.*

[www.bdigital.ula.ve](http://www.bdigital.ula.ve)

# Índice

<b>Índice de Figuras</b>	<b>vi</b>
<b>Resumen</b>	<b>x</b>
<b>1 Descripción del circuito convertidor Buck-Boost</b>	<b>4</b>
1.1 Introducción . . . . .	4
1.2 Modelo ideal . . . . .	5
1.3 Modelos aproximados . . . . .	7
1.3.1 Modelo del diodo en primera aproximación . . . . .	9
1.3.2 Modelo basado en la curva experimental del diodo . . . . .	11
1.3.3 Modelo de Shockley . . . . .	13
1.4 Montaje del circuito en OrCAD PSpice . . . . .	14
1.5 Comparación de los modelos en lazo abierto . . . . .	16
1.5.1 Baja frecuencia . . . . .	16
1.5.2 Alta frecuencia . . . . .	17
1.5.3 Comparación de los resultados . . . . .	18
<b>2 Control PI generalizado para el modelo ideal</b>	<b>19</b>
2.1 Introducción . . . . .	19
2.2 Control tradicional por modos deslizantes . . . . .	19
2.3 Control basado en reconstructores integrales . . . . .	22
2.3.1 Condiciones de equilibrio en lazo cerrado . . . . .	24
2.4 Restricción de la constante de diseño . . . . .	24

2.5	Simulaciones en lazo cerrado del modelo ideal controlado por un PI generalizado . . . . .	25
<b>3</b>	<b>Control PI generalizado para los modelos aproximados</b>	<b>29</b>
3.1	Introducción . . . . .	29
3.2	Motivación del control ideal . . . . .	29
3.3	Condiciones de equilibrio para los modelos aproximados . . . . .	30
3.3.1	Modelo del diodo en primera aproximación . . . . .	31
3.3.2	Modelo basado en la curva experimental del diodo . . . . .	33
3.3.3	Modelo de Shockley . . . . .	36
3.3.4	Montaje analógico en OrCAD . . . . .	38
3.4	Comparación de los resultados . . . . .	43
<b>4</b>	<b>Implementación del control PI para un convertidor Buck-Boost real</b>	<b>46</b>
4.1	Montaje experimental . . . . .	46
4.2	Algoritmo de control implementado . . . . .	47
4.2.1	Adquisición de datos . . . . .	47
4.2.2	Cálculo de la superficie deslizante . . . . .	48
4.2.3	Cálculo y envío de la señal de control . . . . .	49
4.2.4	Conversión de la superficie deslizante . . . . .	49
4.3	Respuesta en lazo cerrado . . . . .	50
4.4	Pruebas en la constante de diseño $k_0$ . . . . .	51
4.5	Pruebas en la frecuencia de muestreo . . . . .	51
4.6	Discusión de los resultados . . . . .	52
<b>5</b>	<b>Nueva propuesta de control PI generalizado de los modelos aproximados</b>	<b>54</b>
5.1	Introducción . . . . .	54
5.2	Extensión del control ideal mediante integrales . . . . .	54
5.3	Simulaciones . . . . .	56
5.4	Discusión de los resultados . . . . .	57
<b>6</b>	<b>Conclusiones</b>	<b>58</b>

[www.bdigital.ula.ve](http://www.bdigital.ula.ve)

# Índice de Figuras

1.1	Circuito convertidor Buck-Boost (Diagrama Esquemático) . . . . .	5
1.2	Comportamiento del sistema en lazo abierto para el modelo promedio con $D=0.3$ ( $\bar{x}_2 = -4.28$ ) . . . . .	8
1.3	Comportamiento del sistema en lazo abierto para el modelo promedio con $D=0.5$ ( $\bar{x}_2 = -10$ ) . . . . .	8
1.4	Comportamiento del sistema en lazo abierto para el modelo promedio con $D=0.8$ ( $\bar{x}_2 = -40$ ) . . . . .	9
1.5	Montaje del Circuito convertidor Buck-Boost . . . . .	9
1.6	Circuito convertidor Buck-Boost: configuración transistor/diodo . . . . .	10
1.7	Modelo del diodo en primera aproximación . . . . .	10
1.8	Comportamiento del sistema en lazo abierto para la primera aproximación del diodo con $D=0.5$ . . . . .	11
1.9	Modelo basado en la curva experimental del diodo . . . . .	12
1.10	Comportamiento del sistema en lazo abierto para la curva experimental del diodo con $D=0.5$ . . . . .	12
1.11	Modelo de Shockley . . . . .	13
1.12	Comportamiento del sistema en lazo abierto para el modelo de Shockley con $D=0.5$ . . . . .	14
1.13	Esquema en OrCAD® del convertidor Buck-Boost en lazo abierto . . . . .	15
1.14	Comportamiento del sistema en lazo abierto del montaje en OrCAD® . . . . .	15
1.15	Comparación de la respuesta en lazo abierto para los diferentes modelos aproximados . . . . .	16
1.16	Comportamiento del sistema en lazo abierto para el modelo ideal con una frecuencia de 1KHz . . . . .	17

1.17	Comportamiento del sistema en lazo abierto para el modelo ideal con una frecuencia de 10KHz . . . . .	18
1.18	Comparación del sistema en lazo abierto para frecuencias de 1KHz y 10KHz . . . . .	18
2.1	Dinámica de los ceros inestable . . . . .	21
2.2	Dinámica de los ceros estable . . . . .	22
2.3	Comportamiento del sistema en lazo cerrado para el modelo ideal con frecuencia de 10KHz . . . . .	26
2.4	Detalle del comportamiento para el control U . . . . .	26
2.5	Comparación de la simulación de la integral discretizada y la simulación de la integral continua . . . . .	27
2.6	Comportamiento del sistema en lazo cerrado del modelo ideal para diferentes valores de $k_o$ . . . . .	27
2.7	Comportamiento del sistema en lazo cerrado del modelo ideal para diferentes valores deseados . . . . .	28
3.1	Comportamiento del sistema en lazo cerrado para el modelo del diodo en primera aproximación con frecuencia de 90KHz . . . . .	31
3.2	Detalle del comportamiento para el control U . . . . .	32
3.3	Comparación de la simulación de la integral discretizada y la simulación de la integral continua . . . . .	32
3.4	Comportamiento para el modelo del diodo en primera aproximación en lazo cerrado para diferentes valores de $k_o$ . . . . .	33
3.5	Comportamiento para el modelo del diodo en primera aproximación en lazo cerrado para diferentes valores deseados . . . . .	33
3.6	Comportamiento del sistema en lazo cerrado para el modelo de la curva experimental del diodo con frecuencia de 10KHz . . . . .	34
3.7	Detalle del comportamiento para el control U . . . . .	34
3.8	Comparación de la simulación de la integral discretizada y la simulación de la integral continua para el modelo de la curva experimental de los semiconductores . . . . .	35

www.bdigital.ula.ve

3.9	Comportamiento para el modelo de la curva de los semiconductores para diferentes valores de $k_0$ . . . . .	35
3.10	Comportamiento para el modelo de la curva de los semiconductores para diferentes valores deseados . . . . .	36
3.11	Comportamiento del sistema en lazo cerrado para el modelo de shockley con frecuencia de 10KHz . . . . .	37
3.12	Detalle del comportamiento para el control U . . . . .	37
3.13	Comparación de la simulación de la integral discretizada y la simulación de la integral continua para el modelo de shockley . . . . .	38
3.14	Comportamiento para el modelo de Shockley ante diferentes valores de $k_0$ . . . . .	38
3.15	Comportamiento para el modelo de Shockley ante diferentes valores deseados . . . . .	39
3.16	Montaje analógico del sistema convertidor Buck-Boost . . . . .	39
3.17	Diagrama eléctrico del bloque 1 . . . . .	40
3.18	Diagrama eléctrico del bloque 2 . . . . .	41
3.19	Diagrama eléctrico del bloque 3 . . . . .	41
3.20	Diagrama eléctrico del bloque 4 . . . . .	42
3.21	Diagrama eléctrico del bloque 5 . . . . .	42
3.22	Diagrama eléctrico del bloque 6 . . . . .	43
3.23	Diagrama eléctrico del bloque 7 . . . . .	44
3.24	Comportamiento del sistema en lazo cerrado para el montaje analógico en OrCAD® . . . . .	44
3.25	Comparación en lazo cerrado para los diferentes modelos aproximados y el montaje analógico . . . . .	45
4.1	Esquema en lazo cerrado del convertidor Buck-Boost . . . . .	46
4.2	Imagen capturada con el osciloscopio del sistema en lazo cerrado . . . . .	50
4.3	Respuesta del sistema ante variaciones de $k_0$ . . . . .	51
4.4	Respuesta del sistema ante variaciones de la frecuencia de muestreo . . . . .	52
5.1	Comparación de las leyes de control para el modelo de primera aproximación del diodo . . . . .	56



5.2	Imagen capturada en el osciloscopio del sistema en lazo cerrado utilizando la nueva propuesta de control . . . . .	56
5.3	Imagen capturada en el osciloscopio de la tensión en el condensador utilizando la nueva propuesta de control . . . . .	57

[www.bdigital.ula.ve](http://www.bdigital.ula.ve)

# Resumen

En este trabajo: 1) se presenta la implementación real en un DSP del controlador por modos deslizantes basado en reconstructor integral, desarrollado en Sira-Ramírez (2003), para la regulación del convertidor de potencia *Buck-Boost*; y 2) se extiende el controlador ideal de Sira-Ramírez (2003), utilizando las ideas básicas del controlador PI generalizado (Fliess *et al.* 2002), de manera de eliminar el *offset* existente en la implementación real. Este trabajo sigue de cerca la metodología empleada por Ostos (2004) para el control del convertidor *Boost*: estudio por simulación del sistema en lazo cerrado para diferentes modelos del convertidor (ideal, modelos aproximados, OrCAD<sup>®</sup>), utilizando versiones continuas y discretizadas del controlador, hasta la subsiguiente implementación práctica. Se presenta el análisis por simulación del comportamiento de la estrategia de control de (Sira-Ramírez 2003), tanto para el modelo ideal del convertidor como para los modelos aproximados (los cuales incluyen diferentes representaciones del diodo y el transistor). Las simulaciones del comportamiento del sistema en lazo cerrado en Matlab<sup>®</sup> se contrastan con las simulaciones realizadas con el paquete de análisis de circuitos OrCAD<sup>®</sup>. Se desarrolla el montaje electrónico práctico del convertidor. El controlador ideal se implementa numéricamente mediante la tarjeta DSP SBC6711. Se describen los diferentes problemas encontrados en el montaje del convertidor *Buck-Boost* en lazo cerrado. Se realizan diferentes pruebas para así verificar los resultados obtenidos por simulación. Se analizan los resultados de la implementación respecto a los valores en estado estacionario de la tensión de salida del convertidor. Se muestran las respuestas del sistema implementado en lazo cerrado para diferentes valores de frecuencia de muestreo. El procedimiento de diseño utilizado (estudio del modelo ideal, aproximado, simulación, e implementación y montaje) permite resolver de manera satisfactoria el objetivo de implementación práctico inicialmente planteado.

# Introducción

Los convertidores de potencia son utilizados ampliamente en el control de los motores de tracción de automóviles eléctricos, tranvías eléctricos, grúas marinas, montacargas, etc. Proporcionan control en aceleraciones continuas, una alta eficiencia y una respuesta dinámica rápida. Los convertidores se pueden utilizar en el freno regenerativo de motores DC para devolver la energía a la alimentación, característica que da como resultado un ahorro en aquellos sistemas de transporte que tienen paradas frecuentes. Los convertidores se utilizan en los reguladores de voltaje DC y en otras aplicaciones (Rashid 1995).

En (Sira-Ramírez 2003) se examinan, 2 limitaciones sobresalientes del esquema de control en modo deslizante indirecto tradicional. Primero expone que la disponibilidad de la corriente del inductor podría ser cuestionada desde el punto de vista del costo extra en el que se incurre al proveer un sensor de corriente apropiado para el controlador. Segundo prueba que el esquema de control en modo deslizante basado en tal regulación indirecta de corriente del inductor no es robusta con respecto a las variaciones no modeladas del paso de la resistencia de carga, por lo que se propone una nueva estrategia de control en modo deslizante para los circuitos convertidores de potencia tipo *Buck*, *Boost* y *Buck - Boost*. Los esquemas propuestos están basados en la reciente idea de reconstructores integrales la cual a resultado en una generalización de gran alcance del control clásico PID: los llamados controladores PI generalizados (GPI).

La idea básica del control GPI en fuentes de alimentación reside en la obtención de una parametrización integral de entrada/salida, o en un reconstructor integral de la corriente del inductor (se utiliza la señal reconstruida en la síntesis de una superficie deslizante tradicional, induciendo un valor constante de corriente). El esquema

del modo deslizante basado en reconstructores integrales para tratar convertidores de potencia son mostrados para exhibir rasgos similares de estabilización como los controladores tradicionales en modo deslizante, pero ellos muestran un comportamiento superior, el cual es además, robusto, al menos en el caso ideal usando correcciones de la señal de control basadas en la adición de la integral del error.

Este proyecto de grado, está basado en el trabajo realizado por (Ostos-Roa 2004), el cual implementa y estudia el sistema convertidor *Boost*, propuesto en (Sira-Ramírez, Márquez y Fliess 2002).

Este trabajo el cual continua con los trabajos realizados por (Cheung-Wu 2004), (Ostos-Moreno 2004), (Reinoza-Avendaño 2005), (Romero-Altamar 2004), sobre el control de convertidores de potencia, tiene como objetivo principal el estudio y la implementación del sistema en lazo cerrado para el circuito convertidor *Buck-Boost*, para la regulación de la tensión de salida a un valor constante. A fin de garantizar de manera satisfactoria la implementación de la estrategia de control formulada, se establece la una metodología de modelado, análisis, simulación, implementación y comparación.

Este trabajo esta organizado de la siguiente manera. En el primer capítulo se introducen al circuito convertidor *Buck-Boost* pérdidas energeticas mediante modelos aproximados (los cuales incluyen diferentes representaciones del diodo y el transistor). Se estudia el comportamiento dinámico y estático del circuito mediante simulaciones desarrolladas en Matlab®. Los resultados obtenidos se contrastan con el paquete de análisis de circuitos OrCAD®.

El capítulo 2 presenta la implementación del control PI generalizado, para el modelo ideal a fin de forzar al sistema controlado a seguir una superficie deslizante asociada con un comportamiento deseado, utilizando para ello desde el control indirecto (basado en la medición de la corriente), hasta el control directo por medición de la tensión en el condensador. El comportamiento para el modelo ideal en lazo cerrado es analizado mediante simulaciones desarrolladas en Matlab®. Se muestran las respuestas del sistema implementado en lazo cerrado para diferentes valores de la constante de diseño  $k_0$  y para diferentes valores deseados  $V_d$ . El cálculo de la superficie deslizante se realiza de 2 formas: de manera continua (como un estado adicional del sistema) y de manera discretizada. Esta última forma permite tomar en cuenta el problema de muestreo de

la implementación práctica en la tarjeta DSP.

El capítulo 3 se dedica al análisis de los modelos aproximados en lazo cerrado utilizando la ley de control ideal del capítulo 2. Se desarrolla el montaje analógico del convertidor (el controlador ideal se implementa analógicamente mediante el uso de la herramienta OrCAD®). Se muestran las respuestas del sistema implementado en lazo cerrado para diferentes valores de la constante de diseño  $k_0$  y para diferentes valores deseados  $V_d$ . Se presenta un *offset* entre la respuesta en estado estacionario y el valor deseado  $V_d$ .

El capítulo 4 está dedicado al montaje electrónico práctico del convertidor. El controlador ideal se implementa numéricamente mediante la tarjeta DSP SBC6711. Se describen los diferentes problemas encontrados en el montaje del convertidor *Buck - Boost* en lazo cerrado. Se realizan diferentes pruebas para así verificar los resultados obtenidos por simulación. Se analizan los resultados de la implementación respecto a los valores en estado estacionario de la tensión de salida del convertidor. Se muestran las respuestas del sistema implementado en lazo cerrado para diferentes valores de frecuencia de muestreo y de la constante de diseño  $k_0$ . Se comprueba que para diferentes valores deseados, el controlador ideal no logra compensar completamente las pérdidas, generándose un *offset* en la respuesta en estado estacionario

En el capítulo 5 presenta una nueva propuesta de control la cual consiste en agregar una nueva acción de control del error de salida integral iterada en la definición de superficie deslizante. Con esto se logra eliminar el *offset* presentado en los capítulos anteriores, el sistema en lazo cerrado es robusto ante variaciones no modeladas de la carga de salida en el convertidor.

Por último el capítulo 6 se extraen las conclusiones principales del trabajo y se indican los puntos que se pueden ampliar y continuar. Se espera que este trabajo resulte útil para futuras investigaciones.

# Capítulo 1

## Descripción del circuito convertidor Buck-Boost

### 1.1 Introducción

Con el objetivo de entender el comportamiento estático y dinámico del convertidor *Buck-Boost* en lazo abierto, se presentan en este capítulo los distintos modelos matemáticos y las simulaciones utilizadas en el estudio del comportamiento de este convertidor

1. modelo ideal,
2. modelo del diodo en primera aproximación,
3. modelo basado en la curva experimental del diodo,
4. modelo de Shockley, y
5. circuito en OrCAD® PSpice.

La respuesta de los diferentes modelos en lazo abierto, obtenida mediante simulación en Matlab®, es comparada con la respuesta del circuito en OrCAD® PSpice.

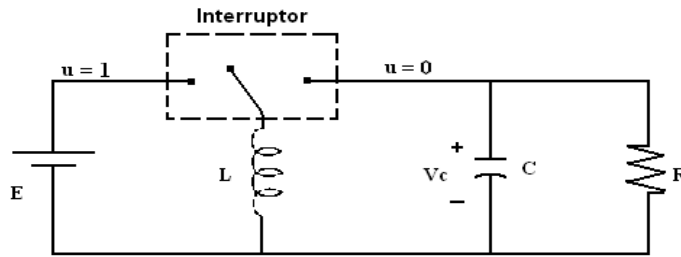


Figura 1.1: Circuito convertidor Buck-Boost (Diagrama Esquemático)

## 1.2 Modelo ideal

Un regulador o convertidor *Buck-Boost*, también conocido como “reductor-elevador”, suministra una tensión de salida que puede ser menor o mayor que la tensión de entrada pero de signo contrario (por ello también es conocido como “regulador inversor”), véase Figura 1.1. La tensión de salida se regula mediante la manipulación adecuada de un suiche o interruptor.

Como se puede observar en la Figura 1.1, idealmente, este convertidor se puede estudiar en dos modos de operación según la posición del interruptor. Las ecuaciones que definen el comportamiento ideal del convertidor *Buck-Boost* están dadas por

$$\begin{aligned} L\dot{x}_1 &= (1 - u) \cdot x_2 + u \cdot E \\ C\dot{x}_2 &= -(1 - u) \cdot x_1 - \frac{x_2}{R} \end{aligned} \quad (1.1)$$

donde  $x_1$  representa la corriente en la bobina y  $x_2$  la tensión en el condensador. El control  $u$ , representa la posición del interruptor, dada por una señal de valor discreto que solo toma valores 0 o 1. Los parámetros del sistema están constituidos por  $L$  que representa la inductancia de entrada al circuito,  $C$  que representa la capacitancia del filtro de salida,  $R$  que representa la resistencia de carga de salida y  $E$  que representa la fuente de voltaje externa (la cual posee un valor constante).

Se distinguen dos modos de operación para este convertidor:

- Cuando  $u = 1$ , la corriente fluye desde la fuente hasta la bobina aumentando su valor, haciendo que se cargue, es decir, la corriente en el inductor crece linealmente con el tiempo y es proporcional a la tensión de entrada. Las ecuaciones y los puntos de equilibrio para esta fase son:

– Ecuaciones

$$\begin{aligned} L\dot{x}_1 &= E \\ C\dot{x}_2 &= -\frac{x_2}{R} \end{aligned} \quad (1.2)$$

– Puntos de equilibrio ( $\dot{x}_1 = \dot{x}_2 = 0$ )

$$\begin{aligned} \bar{x}_1 &= \infty \\ \bar{x}_2 &= 0 \end{aligned} \quad (1.3)$$

- Cuando  $u = 0$ , la corriente, almacenada en la bobina en el instante anterior, fluye hacia el condensador y lo carga. El valor de la corriente entonces disminuye. Las ecuaciones y los puntos de equilibrio para ésta fase son:

– Ecuaciones

$$\begin{aligned} L\dot{x}_1 &= x_2 \\ C\dot{x}_2 &= -x_1 - \frac{x_2}{R} \end{aligned} \quad (1.4)$$

– Puntos de equilibrio ( $\dot{x}_1 = \dot{x}_2 = 0$ )

$$\begin{aligned} \bar{x}_1 &= 0 \\ \bar{x}_2 &= 0 \end{aligned} \quad (1.5)$$

Debido a esta propiedad de cambiar entre 2 estructuras en función del valor  $u$ , el circuito convertidor *Buck-Boost* se incluye entre los llamados sistema de estructura variable (Utkin 1977)

En nuestro análisis no emplearemos los puntos de equilibrio de los modelos por separado para cada posición. En su lugar nos interesan los puntos de equilibrio del llamado *modelo promedio*, el cual surge de utilizar idealmente una frecuencia de conmutación infinita. Las ecuaciones del modelo promedio del convertidor *Buck-Boost* son las siguientes:

$$\begin{aligned} L\dot{x}_1 &= (1 - D) \cdot x_2 + D \cdot E \\ C\dot{x}_2 &= -(1 - D) \cdot x_1 - \frac{x_2}{R} \end{aligned} \quad (1.6)$$

los puntos de equilibrio para este modelo promedio se muestran a continuación:

$$\begin{aligned} \bar{x}_1 &= \frac{D \cdot E}{R \cdot (1 - D)^2} \\ \bar{x}_2 &= -\frac{D \cdot E}{(1 - D)} \end{aligned} \quad (1.7)$$



donde ahora  $\bar{x}_1$  y  $\bar{x}_2$  son los valores “promedio” de la corriente en la bobina y de la tensión en el condensador. La diferencia entre el modelo promedio, véase ecuación (1.6), respecto al modelo ideal, véase ecuación (1.1), es que la variable de entrada  $u$ , es sustituida por el llamado ciclo de trabajo  $D$ , el cual es una variable continua entre 0 y 1 expresada generalmente en valores porcentuales (donde 1 representa el 100%). De la ecuación (1.7) se desprende que el comportamiento del circuito promedio se rige por el valor del ciclo de trabajo, es decir, cuando  $D$  es mayor al 50%, la tensión de salida suministrada por el circuito es menor que la tensión de entrada  $D/(1 - D) < 1$ . Esta tensión de salida será mayor que la tensión de entrada cuando  $D$  sea menor al 50%,  $D/(1 - D) > 1$ .

En las Figuras 1.2, 1.3 y 1.4 se presenta el comportamiento del control en lazo abierto ideal del convertidor *Buck-Boost*, la acción del interruptor está dada por un tren de pulsos con un ciclo de trabajo del 30%, 50% y 80% respectivamente, para una frecuencia constante de 10KHz, los parámetros del circuito están dados por  $E = 10V$ ,  $L = 225mH$ ,  $C = 10\mu F$  y  $R = 1k\Omega$ . Estas figuras están constituidas por las gráficas: *a)* tensión en el condensador, *b)* corriente en la bobina, *c)* detalle (tensión) y *d)* detalle (corriente). Se observa como la tensión de salida aumenta o disminuye en relación al valor del ciclo de trabajo. La tensión al igual que la corriente alcanzan los puntos de equilibrio, además de exhibir en detalle el comportamiento para la tensión y para la corriente.

### 1.3 Modelos aproximados

Un posible montaje práctico del convertidor de potencia *Buck-Boost* se muestra en la Figura 1.5, el cual incluye un arreglo de un transistor y un diodo para la implementación del interruptor ideal mostrado anteriormente. El diagrama eléctrico de este circuito se muestra en la Figura 1.6.

Los tres modelos siguientes del convertidor *Buck-Boost* están basados en la configuración transistor/diodo descrita.

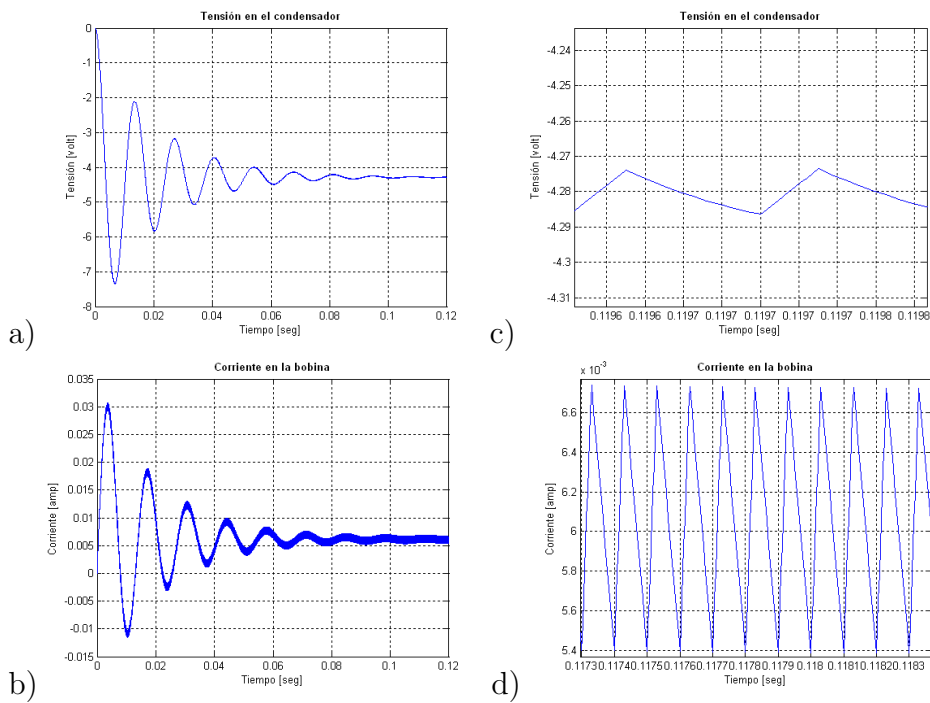


Figura 1.2: Comportamiento del sistema en lazo abierto para el modelo promedio con  $D=0.3$  ( $\bar{x}_2 = -4.28$ )

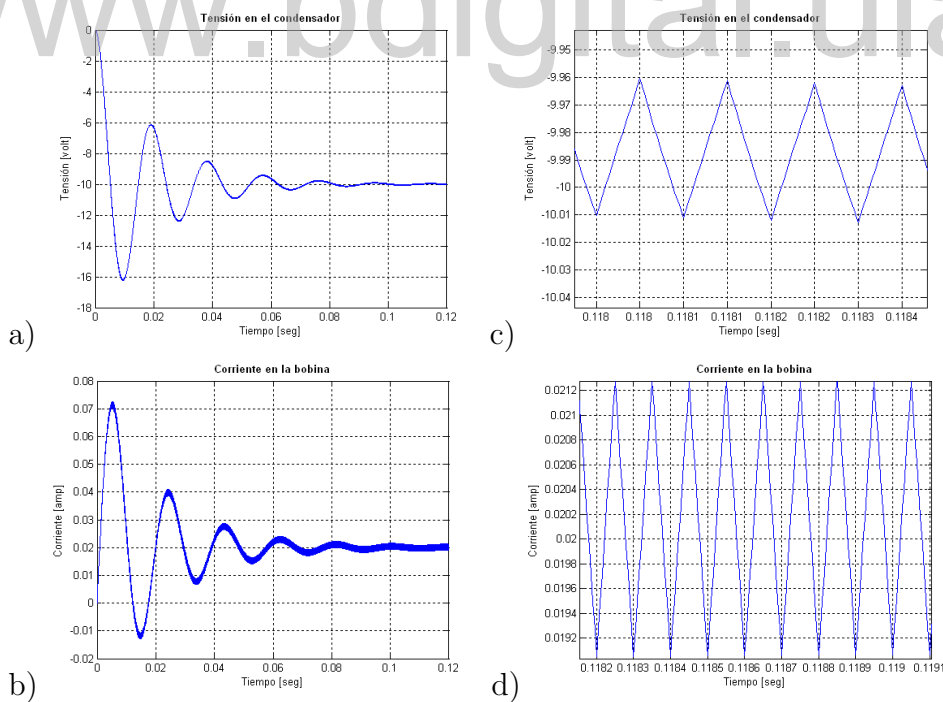


Figura 1.3: Comportamiento del sistema en lazo abierto para el modelo promedio con  $D=0.5$  ( $\bar{x}_2 = -10$ )

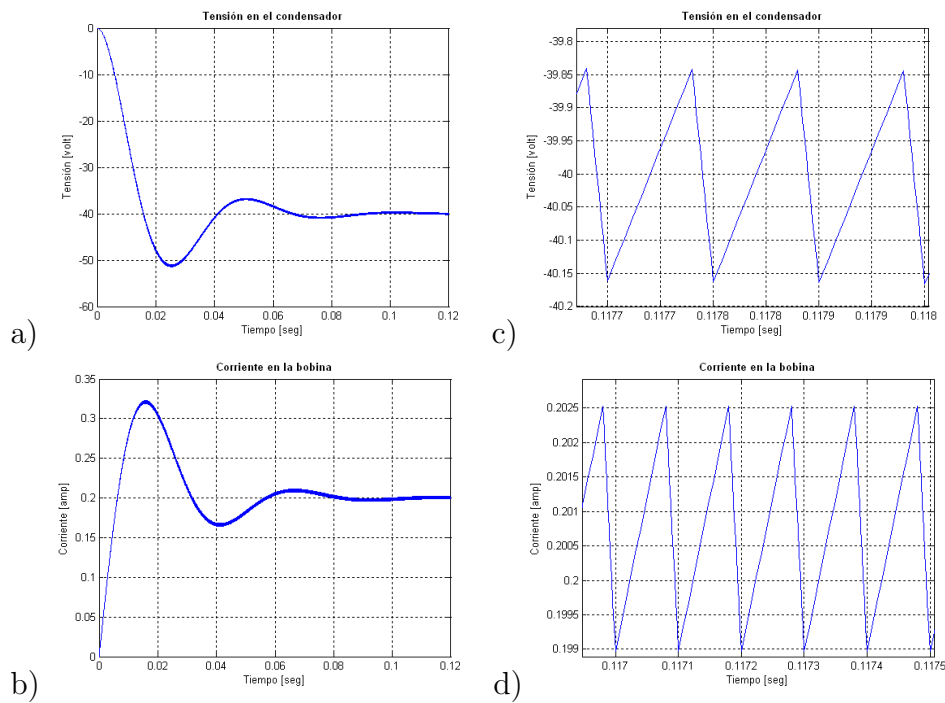


Figura 1.4: Comportamiento del sistema en lazo abierto para el modelo promedio con  $D=0.8$  ( $\bar{x}_2 = -40$ )

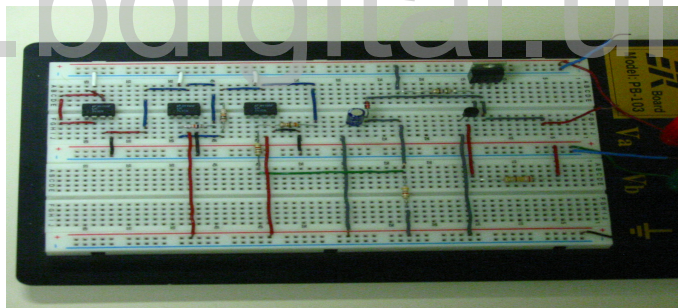


Figura 1.5: Montaje del Circuito convertidor Buck-Boost

### 1.3.1 Modelo del diodo en primera aproximación

En este modelo se incluyen efectos de los elementos semiconductores que actúan en modo de corte y conducción. En este caso el diodo y el transistor se remplazan por un arreglo de una resistencia y una fuente de tensión.

En la Figura 1.7,  $x_1$  representa la corriente en la bobina y  $x_2$  la tensión en el condensador. Los parámetros del sistema están conformados por  $L$  el valor de la inductancia del circuito,  $C$ , el valor del capacitor,  $R$ , el valor de la resistencia de

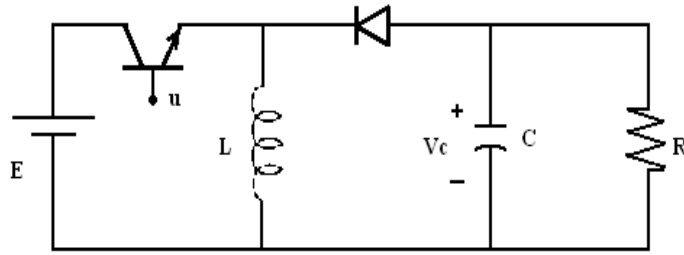


Figura 1.6: Circuito convertidor Buck-Boost: configuración transistor/diodo

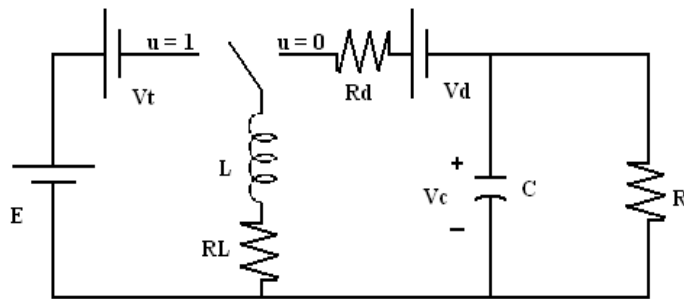


Figura 1.7: Modelo del diodo en primera aproximación

carga de salida,  $E$ , la fuente externa de tensión,  $V_{diodo}$ , el valor de la fuente de tensión equivalente a un diodo,  $V_t$ , el valor de la fuente de tensión equivalente a un transistor,  $R_d$ , la resistencia equivalente a un diodo, y  $R_l$ , la resistencia interna de la bobina ( $L$ ).

La ecuaciones que describen el comportamiento para esta aproximación se muestran a continuación

$$\begin{aligned} L\dot{x}_1 &= (E + V_t)u + (x_1 R_t + x_2 + V_{diodo})(1 - u) - x_1 R_l \\ C\dot{x}_2 &= -(1 - u)x_1 - \frac{x_2}{R} \end{aligned} \quad (1.8)$$

en la Figura 1.8, se presenta el comportamiento del sistema en lazo abierto para el modelo del diodo en primera aproximación, esta figura está constituida por las gráficas: *a*) tensión en el condensador, *b*) corriente en la bobina, *c*) detalle (tensión) y *d*) detalle (corriente). El interruptor, véase Figura 1.7, se activa por medio de un tren de pulsos con un ciclo de trabajo del 50%, es decir  $D = 0.5$ , se utiliza una frecuencia constante de 10KHz. Los parámetros que se añaden a este modelo, están dados por  $V_T = 0.2V$ ,  $V_D = 0.5V$ ,  $R_D = 0.54\Omega$  y  $R_L = 29.8\Omega$ . Dado que el ciclo de trabajo es

del 50%, el punto de equilibrio para la tensión debería alcanzar los 10V, la discrepancia observada se debe a las pérdidas de energía incluidas en los modelos aproximados. Sustituyendo  $u = D$  en la ecuación (1.8) y haciendo  $\dot{x}_1 = \dot{x}_2 = 0$  se obtienen los puntos de equilibrio promedios del modelo aproximado. Debido a lo complejo de estas expresiones, presentamos los valores numéricos dados por  $\bar{x}_1 = -9.5$  y  $\bar{x}_2 = 0.019$ . Similares a los obtenidos en la simulación.

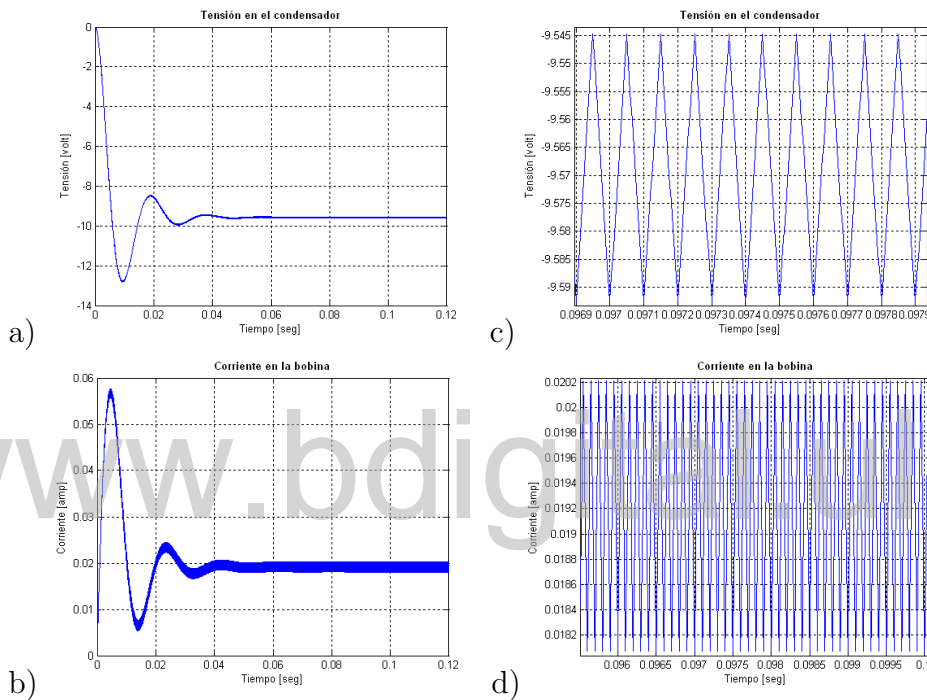


Figura 1.8: Comportamiento del sistema en lazo abierto para la primera aproximación del diodo con  $D=0.5$

### 1.3.2 Modelo basado en la curva experimental del diodo

En la Figura 1.9 son incluidos valores de la diferencia de tensión entre los extremos del diodo, mediante la interpolación de los datos de la curva característica del semiconductor.

El comportamiento de esta aproximación viene dado por la ecuación (1.8), en este modelo el valor de la fuente de tensión del diodo es calculado mediante la interpolación de los datos que describen la curva.

En la Figura 1.10, se presenta el comportamiento del sistema en lazo abierto para

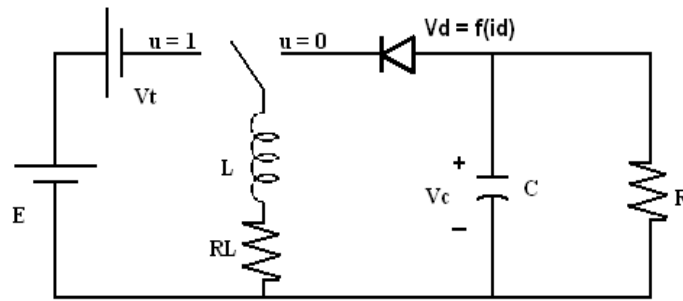


Figura 1.9: Modelo basado en la curva experimental del diodo

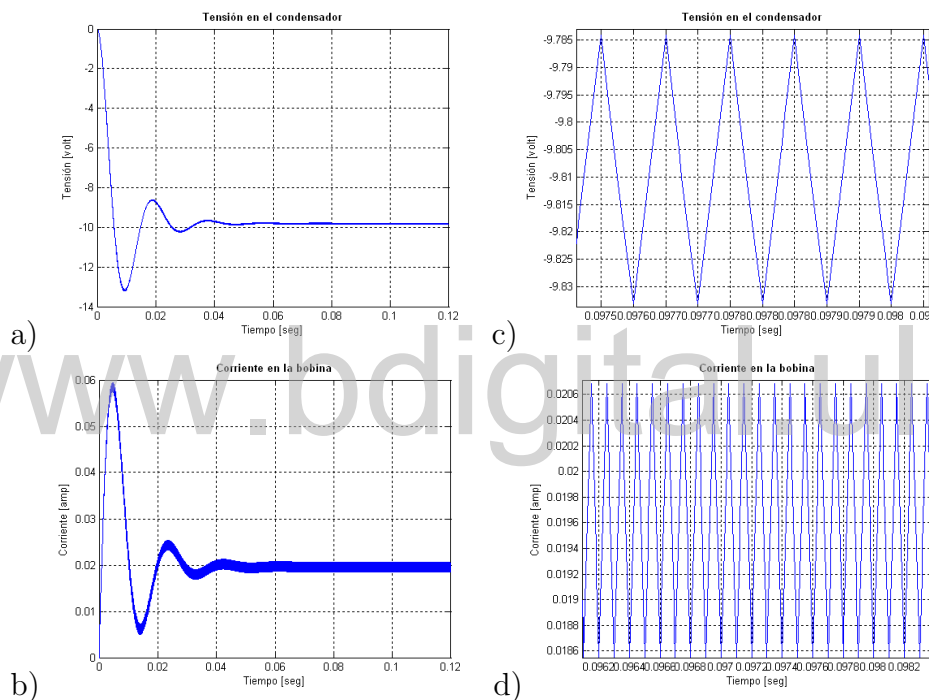


Figura 1.10: Comportamiento del sistema en lazo abierto para la curva experimental del diodo con  $D=0.5$

el modelo de la curva experimental del diodo, para un ciclo de trabajo del 50% y una frecuencia de 10KHz. Esta figura está constituida por las gráficas: *a)* tensión en el condensador, *b)* corriente en la bobina, *c)* detalle (tensión) y *d)* detalle (corriente). Se observa una pequeña diferencia entre el valor alcanzado y el punto de equilibrio, aquí al igual que en el modelo de primera aproximación del diodo, son tomadas en cuenta pérdidas que afectan la respuesta del sistema.

### 1.3.3 Modelo de Shockley

El modelo matemático más empleado desde el punto de vista físico-electrónico es el de Shockley, el cual permite aproximar el comportamiento del diodo en la mayoría de las aplicaciones.

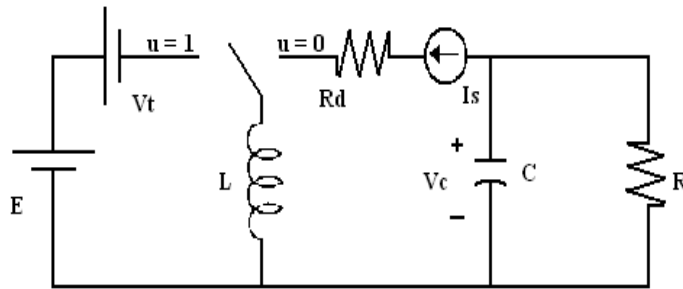


Figura 1.11: Modelo de Shockley

En este modelo el valor de la fuente de tensión equivalente al diodo ( $V_{diodo}$ ), es calculada a través del modelo matemático de Shockley, el cual está dado por:

$$I_D = I_s \cdot \left( e^{\frac{q \cdot V_{diodo}}{n \cdot k \cdot T}} - 1 \right) \quad (1.9)$$

realizando el despeje adecuado, la fuente de tensión equivalente al diodo queda expresada por:

$$V_{diodo} = \ln \left( \frac{I_D}{I_s} + 1 \right) \cdot \left( \frac{n \cdot k \cdot T}{q} \right) \quad (1.10)$$

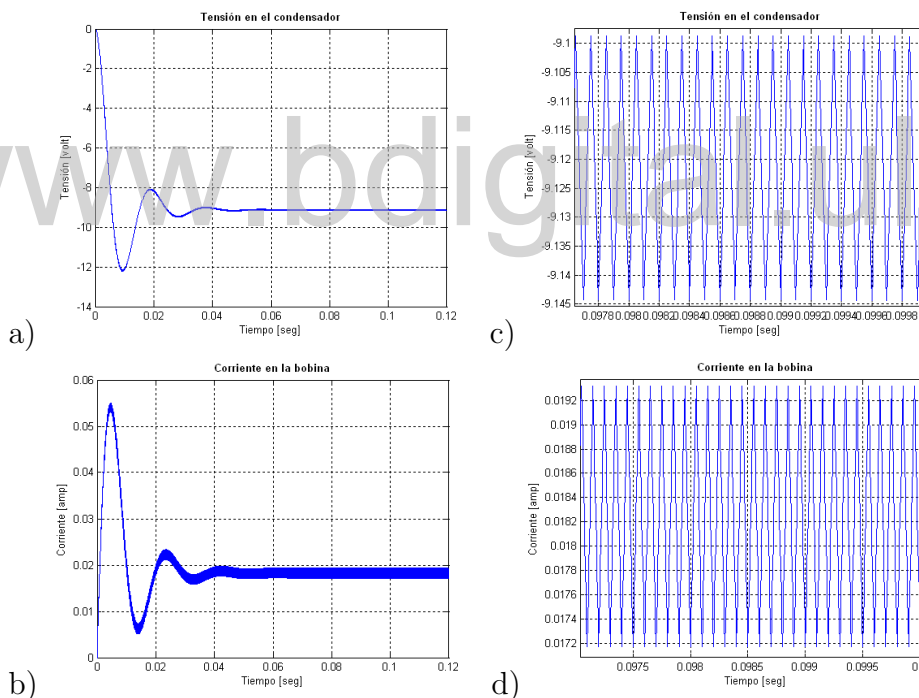
El sistema de ecuaciones que describen el comportamiento para esta aproximación viene dado por la ecuación (1.8).

Los parámetros utilizados en el modelo matemático de Shockley se presentan en la Tabla 1.1.

En la Figura 1.12, se presenta el comportamiento del sistema en lazo abierto empleando el modelo matemático de Shockley, esta figura está constituida por las gráficas: *a)* tensión en el condensador, *b)* corriente en la bobina, *c)* detalle (tensión) y *d)* detalle (corriente). Al igual que en los modelos anteriores, en la tensión del condensador se distingue una diferencia entre el punto de equilibrio del modelo ideal y el valor alcanzado producto de las pérdidas incluidas en los distintos modelos.

Parámetro	Descripción
$I_D$	Intensidad de la corriente que atraviesa el diodo.
$V_{diodo}$	Diferencia de tensión entre sus extremos.
$I_s$	Corriente de saturación.
n	Coefficiente de emisión, dependiente del proceso de fabricación del diodo y que suele adoptar valores entre 1 (para el germanio) y del orden de 2 (para el silicio).
k	Constante de Boltzmann ( $1.38 \cdot 10^{-23} J/K$ )
q	Carga del electrón ( $1.602 \cdot 10^{-19} C$ )
T	Temperatura absoluta de la unión ( $300K$ )

Tabla 1.1: Parámetros utilizados en el modelo matemático de Shockley

Figura 1.12: Comportamiento del sistema en lazo abierto para el modelo de Shockley con  $D=0.5$ 

## 1.4 Montaje del circuito en OrCAD PSpice

En la Figura 1.13 se muestra el esquema del convertidor *Buck-Boost* diseñado en Capture de OrCAD®, el interruptor del modelo ideal, véase Figura 1.1, se implementa



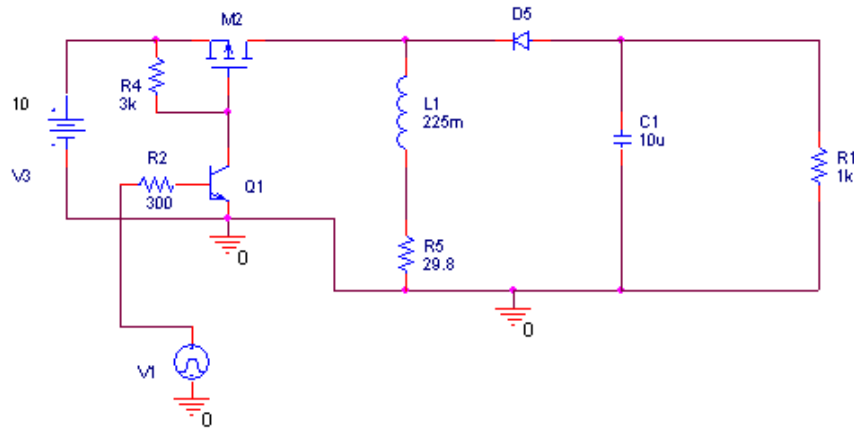


Figura 1.13: Esquema en OrCAD® del convertidor Buck-Boost en lazo abierto

electrónicamente mediante una configuración transistor/diodo, tal y como se muestra en la Figura 1.6. El transistor controla la acción de interrupción ya que permite conducción de corriente en su estado de saturación y la interrumpe en su estado de corte.

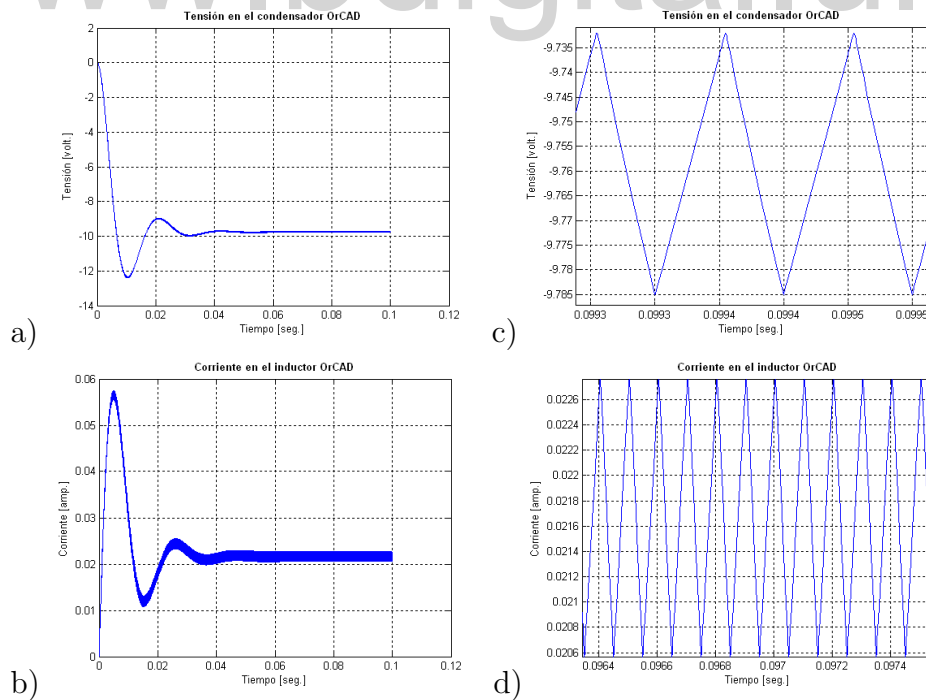


Figura 1.14: Comportamiento del sistema en lazo abierto del montaje en OrCAD®

En la Figura 1.14, se presenta el sistema implementado en OrCAD®. Esta Figura está constituida por las gráficas: *a)* tensión en el condensador, *b)* corriente en la bobina, *c)* detalle (tensión) y *d)* detalle (corriente).

## 1.5 Comparación de los modelos en lazo abierto

En la Figura 1.15, se presentan los resultados obtenidos de los diferentes modelos aproximados, estos resultados se contrastan a fin de establecer las diferencias entre los modelos aproximados utilizados. Se observa que el modelo de Shockley presenta una mayor diferencia entre el punto de equilibrio y el valor alcanzado en relación a los resultados obtenidos para los otros modelos.

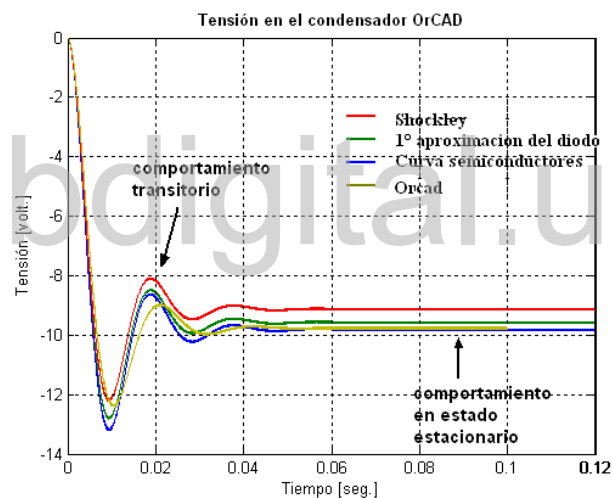


Figura 1.15: Comparación de la respuesta en lazo abierto para los diferentes modelos aproximados

### 1.5.1 Baja frecuencia

En los detalles presentados, de las distintas gráficas mostradas, se puede observar una variación por arriba y por abajo respecto al valor nominal. Esta variación es conocida como *ripple* o *rizado* se presenta puesto a que las señales eléctricas normalmente están compuestas por la suma de dos componentes, una componente alterna AC y una componente directa DC, donde la componente alterna es conocida como *rizado*.

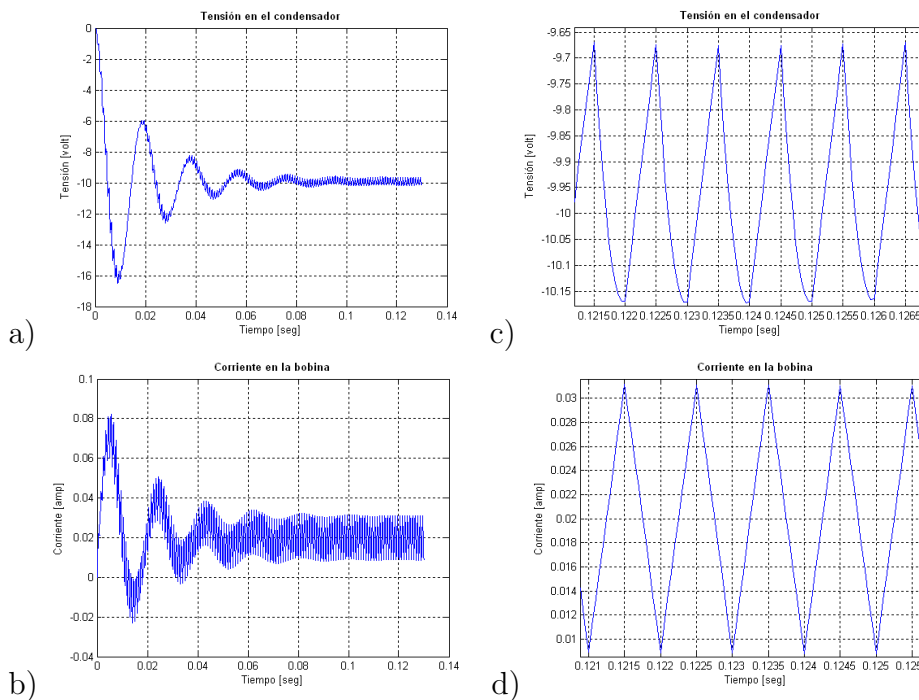


Figura 1.16: Comportamiento del sistema en lazo abierto para el modelo ideal con una frecuencia de 1KHz

En la Figura 1.16, se presenta el comportamiento del sistema en lazo abierto para el modelo ideal utilizando una frecuencia de 1KHz y un ciclo de trabajo de 50%. Esta figura está constituida por las gráficas: *a)* tensión en el condensador, *b)* corriente en la bobina, *c)* detalle (tensión) y *d)* detalle (corriente). Se exhibe el comportamiento del sistema a bajas frecuencias.

## 1.5.2 Alta frecuencia

En la Figura 1.17, se presenta el comportamiento del sistema en lazo abierto para el modelo ideal en el que se emplea, una frecuencia de 10KHz y un ciclo de trabajo de 50%. Esta figura está constituida por las gráficas: *a)* tensión en el condensador, *b)* corriente en la bobina, *c)* detalle (tensión) y *d)* detalle (corriente). Se exhibe el comportamiento del sistema para altas frecuencias.

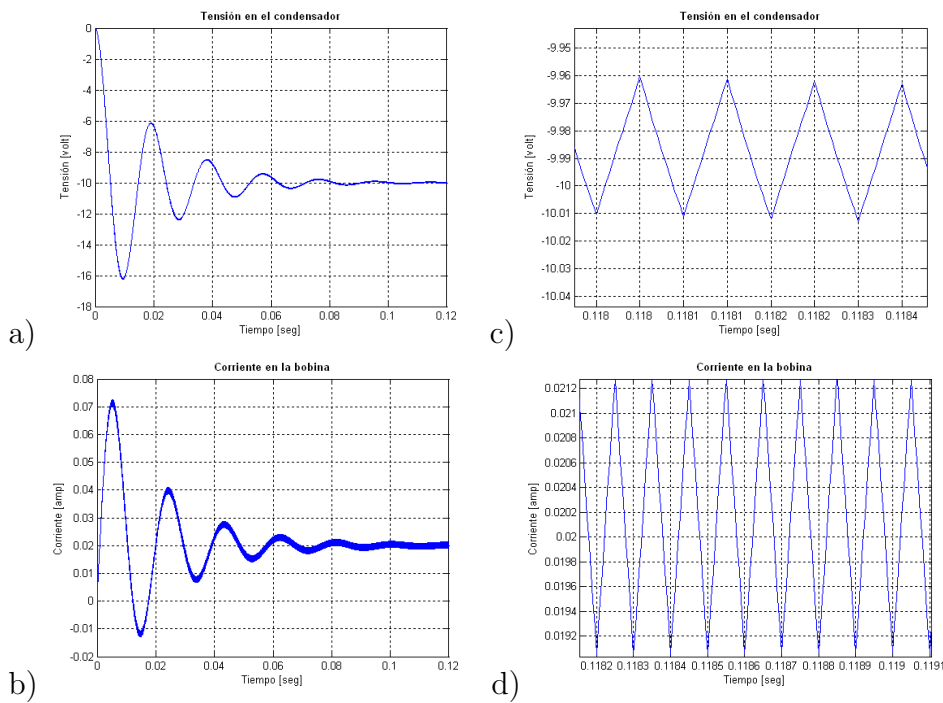


Figura 1.17: Comportamiento del sistema en lazo abierto para el modelo ideal con una frecuencia de 10KHz

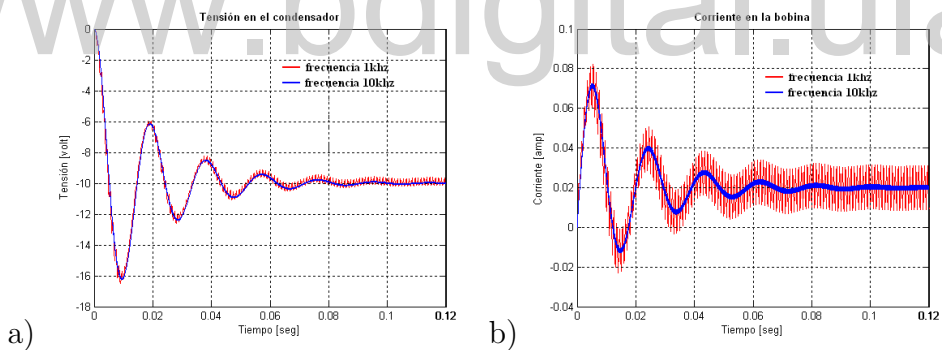


Figura 1.18: Comparación del sistema en lazo abierto para frecuencias de 1KHz y 10KHz

### 1.5.3 Comparación de los resultados

En la Figura 1.18, se contrastan los resultados obtenidos en las simulaciones del sistema para una frecuencia de 1KHz, véase Figura 1.16, y para una frecuencia de 10KHz, véase Figura 1.17, con un ciclo de trabajo del 50%. Se observa tanto para la gráfica de la tensión en el condensador a), como para la corriente en la bobina b), como se amplifica el *rizado* al utilizar bajas frecuencias. Es por este motivo que para altas frecuencias el comportamiento se asemeja al modelo continuo.

# Capítulo 2

## Control PI generalizado para el modelo ideal

### 2.1 Introducción

Este capítulo describe los conceptos básicos utilizados en la implementación del control PI generalizado, desde el control indirecto (basado en la medición de la corriente en la bobina) hasta el control directo de la tensión de salida del convertidor *Buck-Boost* (basado en estimaciones estructurales de la corriente en la bobina). El comportamiento del sistema en lazo cerrado se estudia a través de simulaciones realizadas con la herramienta Matlab®. Esta parte está basada en el artículo (Sira-Ramírez 2003).

### 2.2 Control tradicional por modos deslizantes

El control por modos deslizantes es una estrategia de control comúnmente empleada para controlar sistemas no lineales, sistemas variables en el tiempo y sistemas de estructura variable (Utkin 1977).

El método de modos deslizantes para convertidores de potencia del tipo DC-DC puede ser presentado sucintamente como sigue. Se desea llevar el sistema a un valor prescrito, mediante la aplicación de una señal de control conmutado a alta frecuencia que consigue llevar el estado del sistema a una superficie  $S$  (definida por  $\sigma(x) = 0$ )

denominada *superficie deslizante*.

La función  $\sigma(x)$  se denomina función de conmutación y determina la siguiente superficie deslizante

$$S = \{x \in R^n : \sigma(x) = 0\} \quad (2.1)$$

Para el caso del convertidor *Buck-Boost*, la ley de control o lógica de conmutación está dada entonces por

$$u = (1/2)(1 - \text{sign}(\sigma(x))) \quad (2.2)$$

donde  $\sigma(x)$  es la llamada función de conmutación.

Para el control de la tensión  $x_2$  alrededor del valor  $-V_d$ , una función de conmutación deseada podría estar dada por

$$\sigma(x) = (x_2 + V_d) \quad (2.3)$$

Entonces, la superficie de conmutación correspondiente es:

$$S = \{x \in R^n : \sigma(x) = x_2 + V_d = 0\} \quad (2.4)$$

En caso de que se cumpla el régimen deslizante, dado por las condiciones de invarianza  $\sigma(x) = \dot{\sigma}(x) = 0$  (las cuales se cumplen idealmente para frecuencia infinita), se obtienen del modelo ideal (1.1) las siguientes ecuaciones:

$$\begin{aligned} x_2 - V_d &= 0 \\ - (1 - u_{eq}) \cdot x_1 - \frac{x_2}{R} &= 0 \end{aligned} \quad (2.5)$$

$$L\dot{x}_1 = (1 - u_{eq}) \cdot x_2 + u_{eq} \cdot E$$

donde  $x_1$  y  $x_2$  ahora corresponden a valores promedio y  $u_{eq}$  es una nueva variable llamada *control equivalente* (esto surge de la hipótesis de infinita frecuencia de conmutación). Por supuesto, del régimen deslizante (2.5) se concluye que:  $x_2 = -V_d$  (alcanza su valor deseado),

$$u_{eq} = \frac{Rx_1 - V_d}{Rx_1}$$

y

$$\dot{x}_1 = -\frac{V_d^2}{LRx_1} + \frac{E}{L} - \frac{EV_d}{LRx_1} \quad (2.6)$$

Esta última ecuación de tipo dinámico corresponde a una cierta *dinámica remanente* del modo deslizante obtenido.

De la ecuación (2.6) se observa el problema de utilizar la función de conmutación (2.3). Su punto de equilibrio  $x_1 = V_d(V_d + E)/(ER)$  es inestable, como se desprende de la Figura 2.1 (localmente es fácil notar que la ecuación (2.6) es inestable: la pendiente en el punto  $x_1 = V_d(V_d + E)/(ER)$  es positiva). Entonces, al sistema controlado directamente por tensión se le llama de *fase no mínima* y no puede ser entonces implementado de manera efectiva.

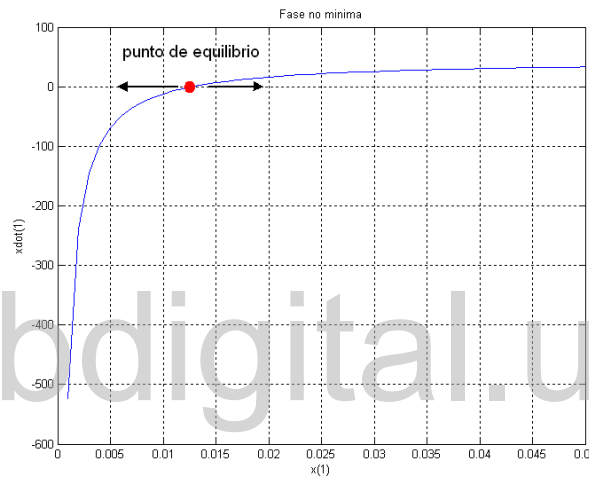


Figura 2.1: Dinámica de los polos inestable

Por ello, en el control tradicional por modos deslizantes se emplea la función de conmutación

$$\sigma(x) = x_1 - \frac{V_d(V_d + E)}{ER} \quad (2.7)$$

En este caso al alcanzar el régimen deslizante se obtiene  $x_1 = \frac{V_d(V_d + E)}{ER}$  y la dinámica remanente está dada por:

$$\dot{x}_2 = -\frac{V_d \cdot (E + V_d)}{C \cdot R \cdot E} \cdot \left(1 - \frac{x_2}{(E - x_2)}\right) - \frac{x_2}{CR} \quad (2.8)$$

Esta dinámica es estable alrededor del punto  $x_2 = -V_d$ , como se desprende del diagrama de fase de la Figura 2.2. Se dice entonces que el sistema controlado por corriente es de *fase mínima*. Observe que entonces la estrategia dada por la función de conmutación

(2.7) permite controlar la tensión de salida del convertidor de manera indirecta a través de la corriente. Por esta razón a esta estrategia se le llama control indirecto.

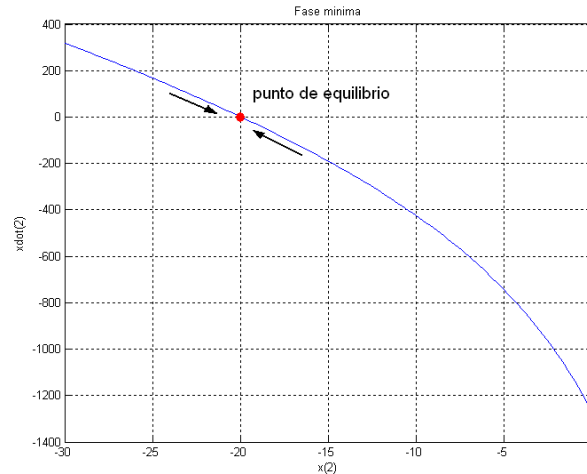


Figura 2.2: Dinámica de los polos estables

El sistema de control en lazo cerrado que estudiaremos en la siguiente sección está dado entonces por:

$$\begin{aligned}
 L\dot{x}_1 &= (1 - u) \cdot x_2 + u \cdot E \\
 C\dot{x}_2 &= -(1 - u) \cdot x_1 - \frac{x_2}{R} \\
 \sigma(x) &= x_1 - \frac{V_d(V_d + E)}{ER} \\
 u &= (1/2)(1 - \text{sign}(\sigma(x)))
 \end{aligned} \tag{2.9}$$

## 2.3 Control basado en reconstructores integrales

La estrategia de control de PI generalizado presentada en esta sección es de (Sira-Ramírez 2003) y sigue los lineamientos dados en (Fliess, Márquez, Delaleau y Sira-Ramírez 2002).

El control basado en reconstructores integrales, conocido como control PI generalizado (GPI), consiste en el diseño de un controlador realimentado basado en estimaciones estructurales de las variables desconocidas. Estas estimaciones están dadas en términos de la salida y de un número finito de integrales de la salida y entrada del sistema. Los errores producidos en el sistema controlado debido a estas estimaciones



se compensan mediante la adición de integrales sucesivas del error de salida (el número de integrales a añadir depende del problema particular estudiado).

En el caso del convertidor *Buck-Boost*, se desea transformar la función de conmutación dependiente de la corriente (2.7) en una función que dependa de la tensión de salida del convertidor.

Del sistema (1.1) se tiene

$$L\dot{x}_1 = (1 - u) \cdot x_2 + u \cdot E$$

Asumiendo que se conoce exactamente la condición inicial de la corriente, un estimado o reconstructor de la corriente se obtiene integrando la expresión anterior:

$$\hat{x}_1 = \frac{1}{L} \int_0^t [x_2(\rho) + (E - x_2(\rho)) \cdot u(\rho)] d\rho \quad (2.10)$$

Así (2.7) se transforma en

$$\hat{\sigma} = \frac{1}{L} \int [x_2(\rho) + (E - x_2(\rho)) \cdot u(\rho)] d\rho - \frac{V_d \cdot (V_d + E)}{R \cdot E}$$

Puesto que no se conoce explícitamente la condición inicial, la función de conmutación anterior se complementa con una acción de control integral del error de salida  $y + V_d = x_2 + V_d$ . Se obtiene entonces el controlador PI generalizado en modos deslizantes dado por:

$$\hat{\sigma} = \frac{1}{L} \int [x_2(\rho) + (E - x_2(\rho)) \cdot u(\rho)] d\rho - \frac{V_d \cdot (V_d + E)}{R \cdot E} - k_0 \int (x_2(\rho) + V_d) d\rho \quad (2.11)$$

La derivada respecto al tiempo de la función de deslizamiento modificada (2.11) se expresa mediante:

$$\dot{\hat{\sigma}} = \frac{x_2 + (E - x_2) \cdot u}{L} - k_0 (x_2 + V_d) \quad (2.12)$$

La ley de control basada en esta función se define entonces como

$$u = \left(\frac{1}{2}\right) \cdot (1 - \text{sign}(\hat{\sigma}(x))) \quad (2.13)$$

donde  $\hat{\sigma}$  está dada por (2.11).

### 2.3.1 Condiciones de equilibrio en lazo cerrado

Para determinar las condiciones de equilibrio y la estabilidad del sistema (1.1) en lazo cerrado para el esquema de control (2.11)–(2.13) es necesario considerar las condiciones ideales de deslizamiento  $\hat{\sigma}(x) = \dot{\sigma}(x) = 0$ , con el consecuente control equivalente y la respectiva dinámica remanente. El control equivalente en este caso está dado por:

$$u_{eq} = \frac{k_0 L(x_2 + V_d) - x_2}{(E - x_2)} \quad (2.14)$$

El sistema de ecuaciones resultante de sustituir el control equivalente, véase (2.14), en la ecuación que describe el comportamiento del modelo ideal del convertidor, véase ecuación (1.1), es:

$$\begin{aligned} L\dot{x}_1 &= k_0 L(x_2 + V_d) \\ C\dot{x}_2 &= \frac{k_0 L(x_2 + V_d) - Ex_1}{(E - x_2)} - \frac{x_2}{R} \end{aligned} \quad (2.15)$$

Los puntos de equilibrio para este modelo promedio son los siguientes

$$\begin{aligned} \bar{x}_1 &= \frac{V_d(V_d + E)}{RE} \\ \bar{x}_2 &= -V_d \end{aligned} \quad (2.16)$$

El sistema (2.15) es localmente asintóticamente estable alrededor del punto de equilibrio (2.16) (los autovalores de la matriz del sistema linealizado tienen parte real negativa). Con esto se puede demostrar la robustez del controlador (2.11)–(2.13) ante cambios en los parámetros del sistema (cambio de carga por ejemplo) ya que la tensión en el condensador en el equilibrio está dada por  $x_2 = -V_d$  el valor deseado.

## 2.4 Restricción de la constante de diseño

Es necesario establecer el rango de valores en el que la constante de diseño  $k_0$ , garantice la existencia de régimen deslizante. Para ello, es necesario que la ecuación de control equivalente, véase ecuación (2.14), tenga solución y que esa solución satisfaga las siguientes desigualdades

$$0 < \frac{k_0 L(x_2 + V_d) - x_2}{(E - x_2)} < 1 \quad (2.17)$$

donde  $(E - x_2)$  debe ser distinto de cero para que  $u_{eq}$  exista. Ya establecida esta condición se tiene

$$0 < k_0 L(x_2 + V_d) - x_2 < (E - x_2) \quad (2.18)$$

de donde resulta la inecuación

$$0 < x_2 < \min\{0, (E - k_0 L V_d)/(k_0 L)\} \quad (2.19)$$

Se puede notar que para la ecuación (2.19), el rango de  $x_2$  es mayor cuando  $E - k_0 L V_d > 0$ , debido a que  $u_{eq}$  pertenece al intervalo  $[0,1]$  se garantiza un mayor rango de movimientos deslizantes.

Por lo que la constante de diseño del controlador se debe encontrar dentro del intervalo

$$0 < k_0 < E/LV_d \quad (2.20)$$

## 2.5 Simulaciones en lazo cerrado del modelo ideal controlado por un PI generalizado

En esta sección se presentan los resultados obtenidos mediante el uso de la herramienta Matlab®<sup>®</sup>, al simular el modelo ideal del circuito convertidor *Buck-Boost*, regulado mediante el controlador ideal.

El objetivo de control planteado, consiste en que en que la tensión de salida del sistema alcance un valor deseado, para condiciones iniciales de los estados del sistema iguales a cero, es decir,  $x_1(0) = 0$  y  $x_2(0) = 0$ .

Los parámetros utilizados en el algoritmo, están dados por  $E = 10V$ ,  $L = 225mH$ ,  $C = 10\mu F$  y  $R = 4.7k\Omega$  y una constante de diseño del controlador de  $k_0 = 0.8$ .

En la Figura 2.3, se presenta el comportamiento del sistema ideal en lazo cerrado para una frecuencia de 10KHz, esta figura esta constituida por las gráficas: a) tensión en el condensador, b) corriente en la bobina, c) superficie deslizante y d) control. Se observa como la tensión en el condensador y la corriente en la bobina alcanzan el punto de equilibrio, véase ecuación (2.16), el objetivo de control para el modelo ideal fue alcanzado.

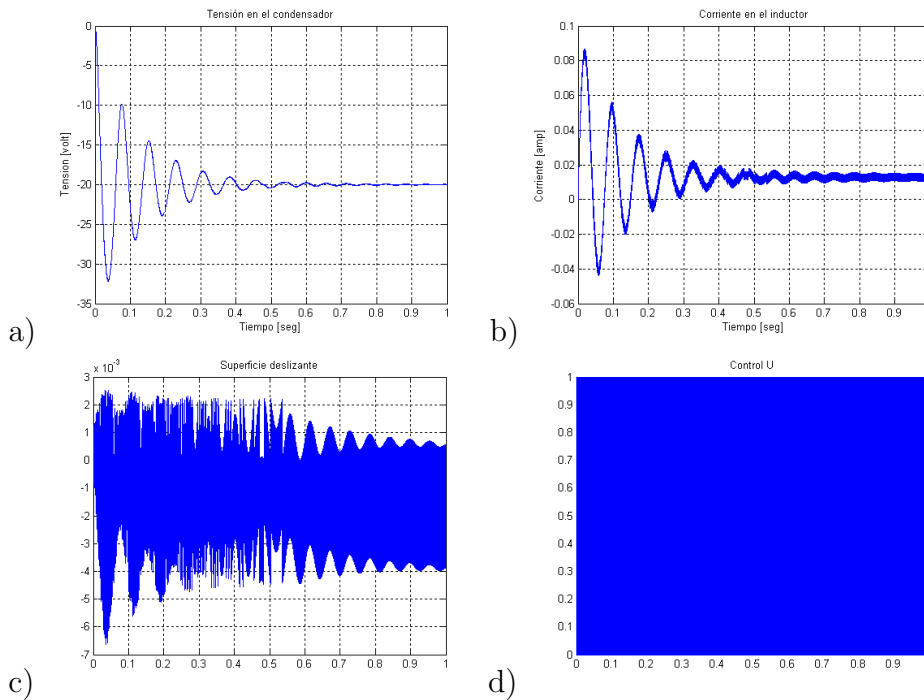


Figura 2.3: Comportamiento del sistema en lazo cerrado para el modelo ideal con frecuencia de 10KHz

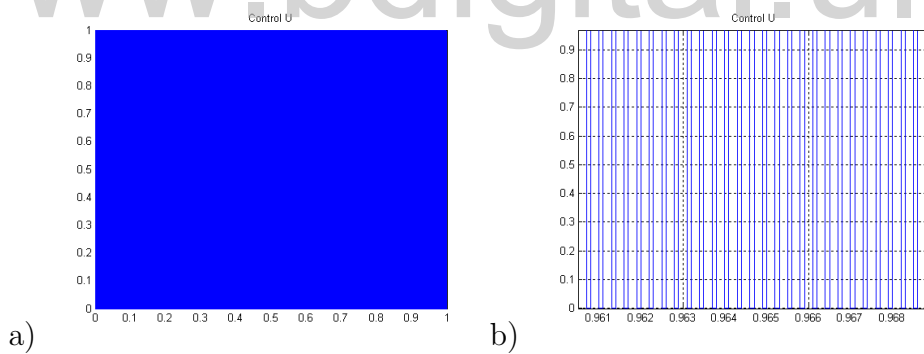


Figura 2.4: Detalle del comportamiento para el control U

La Figura 2.4, muestra en detalle el comportamiento de la acción de control.

Para el estudio del comportamiento del circuito convertidor *Buck-Boost*, se elaboraron dos tipos de algoritmo; uno al que llamaremos *simulación de la integral continua*, en el cual la superficie deslizante es incluida como un estado más del sistema de ecuaciones que describen el comportamiento del modelo ideal del convertidor, y un segundo algoritmo utilizado al que llamaremos *simulación de la integral discretizada*, en este último la superficie deslizante es calculada dentro del algoritmo de control, de esta

manera se introducen al algoritmo posibles retardos generados por un microprocesador.

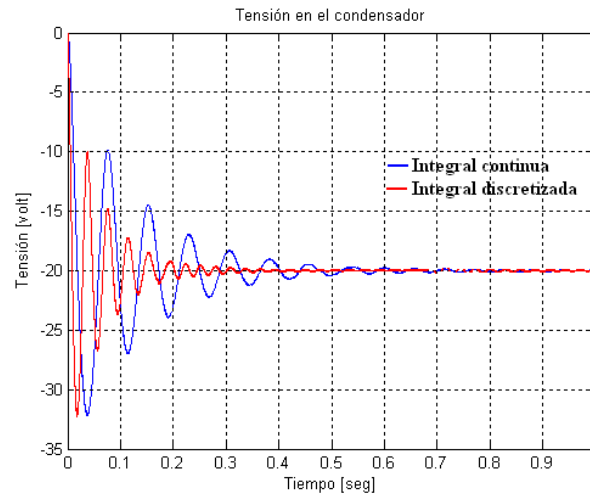


Figura 2.5: Comparación de la simulación de la integral discretizada y la simulación de la integral continua

En la Figura 2.5, se presentan los resultados obtenidos de la simulación de la integral discretizada y la simulación de la integral continua para una frecuencia de 10 KHz. Se observa que la simulación de la integral continua produce una mayor frecuencia de oscilaciones que la simulación de la integral discretizada.

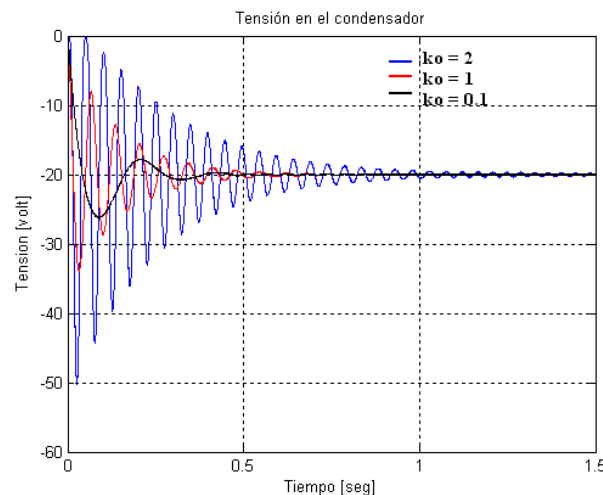


Figura 2.6: Comportamiento del sistema en lazo cerrado del modelo ideal para diferentes valores de  $k_0$

En la Figura 2.6, se presenta el efecto de  $k_0$  sobre la respuesta del sistema para el modelo ideal del convertidor, con una frecuencia de 10KHz. Como se estableciera

en la sección 3.5, existe un rango de valores para  $k_0$  que garantizan la existencia de régimen deslizante, véase ecuación (2.20), se tomaron distintos valores de  $k_0$  dentro de este rango a fin de analizar el efecto de la escogencia de la constante de diseño sobre la respuesta del sistema, se observa que la frecuencia de oscilaciones y el tiempo de asentamiento disminuye para valores de  $k_0$  pequeños.

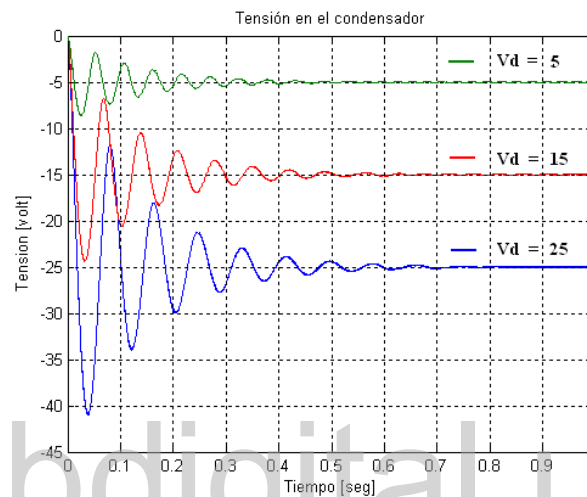


Figura 2.7: Comportamiento del sistema en lazo cerrado del modelo ideal para diferentes valores deseados

En la Figura 2.7, se presenta el comportamiento del sistema para diferentes valores de tensión deseados ( $V_d$ ), con un valor de la constante de diseño fijo en  $k_0 = 0.8$ , se observa que el objetivo de control fue alcanzado, es decir, la tensión en el condensador alcanza el valor deseado.

# Capítulo 3

## Control PI generalizado para los modelos aproximados

### 3.1 Introducción

Este capítulo describe de manera concisa la implementación del control ideal en los modelos aproximados del circuito convertidor, el comportamiento de los distintos modelos es estudiado mediante simulaciones realizadas en Matlab®. El controlador ideal se implementa analógicamente mediante el uso de la herramienta OrCAD®. Se muestran las respuestas del sistema implementado en lazo cerrado para diferentes valores de la constante de diseño  $k_0$  y para diferentes valores deseados  $V_d$ .

### 3.2 Motivación del control ideal

En el caso del circuito convertidor *Buck-Boost*, al igual que en el circuito convertidor *Boost*, el controlador por reconstructores integrales, no puede ser calculado para los modelos aproximados ya que el controlador tendría que depender además de la medición de la corriente, véase (Ostos-Roa 2004).

### 3.3 Condiciones de equilibrio para los modelos aproximados

Sustituyendo el control equivalente  $u_{eq}$ , véase ecuación (2.14), en las ecuaciones que describen el comportamiento del modelo del diodo en primera aproximación, véase ecuación (1.8), se obtiene el modelo promedio de los modelos aproximados

$$\begin{aligned}
 L\dot{x}_1 &= (R_d(1 - (k_0L(x_2 + V_d) - x_2)/ \\
 &(E - x_2) - R_l)x_1 + (E + V_t)(k_0L(x_2 + V_d) - x_2)/ \\
 &(E - x_2) + (x_2 + V_{diodo})(1 - (k_0L(x_2 + V_d) - x_2)/(E - x_2)) \\
 C\dot{x}_2 &= (-1 + (k_0L(x_2 + V_d) - x_2)/(E - x_2))x_1 - x_2/R
 \end{aligned} \tag{3.1}$$

Debido a la complejidad de presentar los puntos de equilibrio para este sistema de ecuaciones en forma literal, se presentan los puntos de equilibrio en forma numérica, dados por  $\bar{x}_1 = 0.0116$  y  $\bar{x}_2 = -18.65$ .

En el modelo ideal del convertidor *Buck-Boost* no son tomadas en cuenta las pérdidas de energía introducidas al sistema por las características reales del interruptor. Mediante el programa Matlab®, se simula el comportamiento de los distintos modelos aproximados del convertidor regulado mediante el controlador ideal. Se comparan los resultados obtenidos para la simulación de la integral continua y la integral discretizada.

Para entender el efecto que causa  $k_0$  dentro del comportamiento de los modelos aproximados, se realizó el mismo experimento que en el capítulo 3.

En el caso de los modelos aproximados, no se puede asumir que

$$0 < k_0 < \frac{E}{LV_d}$$

Ya que en los modelos aproximados son tomadas en cuenta pérdidas de energía introducidas al sistema por el interruptor las cuales no son compensadas por el controlador ideal, véase (Ostos-Roa 2004), después de realizar varios experimentos con el uso de la herramienta Matlab® en los que se varió  $k_0$  desde  $k_0 = 0.1$  y valores mayores, se asegura numéricamente la existencia de régimen deslizante en los modelos aproximados para un rango de la constante de diseño

$$0.3 < k_0 < \frac{E}{LV_d}$$



### 3.3.1 Modelo del diodo en primera aproximación

En la Figura 3.1, se presenta el comportamiento del sistema en lazo cerrado para el modelo del diodo en primera aproximación con una frecuencia 10KHz y  $V_d = 20V$ , esta figura esta constituida por las gráficas: a) tensión en el condensador, b) corriente en la bobina, c) superficie deslizante y d) control. Se observa que la tensión en el condensador no alcanza el valor deseado ya que las pérdidas introducidas no son compensadas por el controlador, sin embargo alcanza el punto de equilibrio.

La Figura 3.2, muestra en detalle el comportamiento del control.

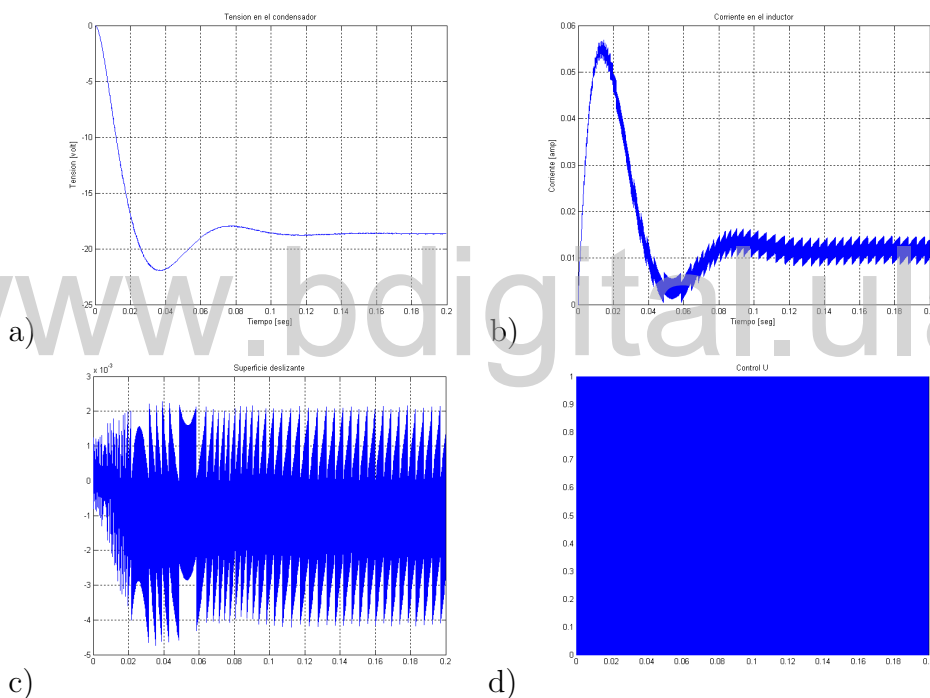


Figura 3.1: Comportamiento del sistema en lazo cerrado para el modelo del diodo en primera aproximación con frecuencia de 90KHz

En la Figura 3.3, se presenta el comportamiento para la simulación de la integral discretizada y la simulación de la integral continua, se observa que la simulación de la integral discretizada presenta una frecuencia de oscilación más pequeña y un menor tiempo de asentamiento.

En la Figura 3.4, se presenta el comportamiento para el modelo del diodo en primera aproximación para diferentes valores de  $k_0$ , se observa que la frecuencia de oscilación

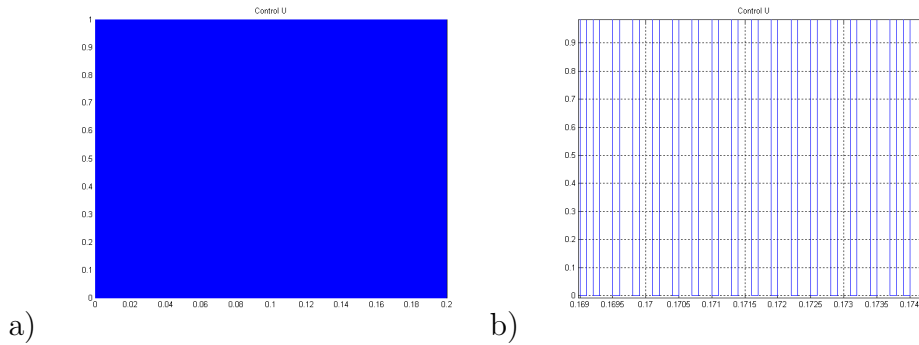


Figura 3.2: Detalle del comportamiento para el control U

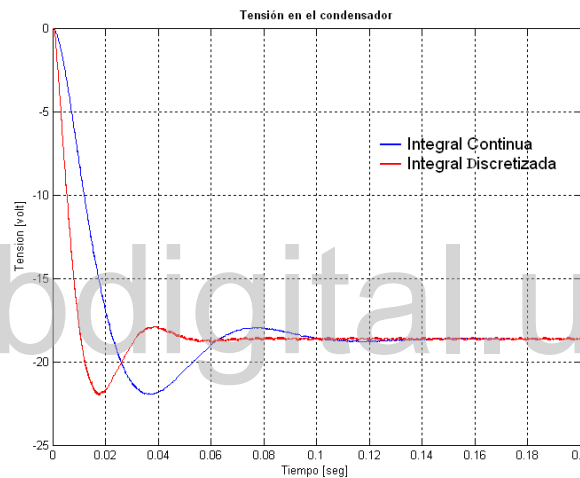


Figura 3.3: Comparación de la simulación de la integral discretizada y la simulación de la integral continua

y los sobrepicos son menores para valores  $k_0$  pequeños.

En la Figura 3.5, se presenta el comportamiento para el modelo del diodo en primera aproximación, el valor de la constante de diseño se fija en  $k_0 = 0.8$  y se varía el valor deseado ( $V_d$ ) con una frecuencia de 10KHz, se observa que para  $V_d = 15V$  la respuesta se aproxima al valor deseado, para valores deseados mayores o menores a este, se observa que la respuesta del sistema se aleja del valor deseado por lo que se hace necesario entonar la constante de diseño para un valor deseado específico.

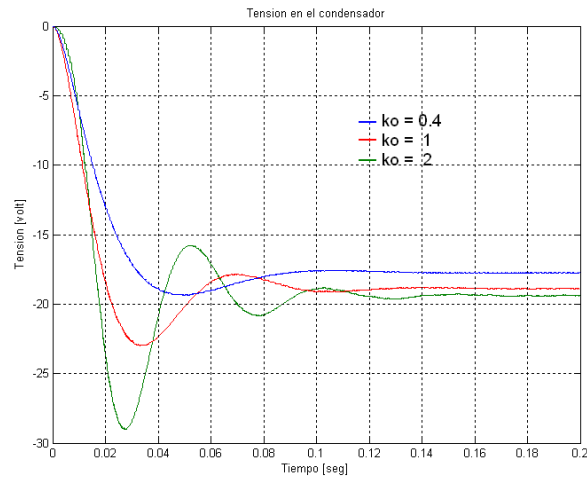


Figura 3.4: Comportamiento para el modelo del diodo en primera aproximación en lazo cerrado para diferentes valores de  $k_0$

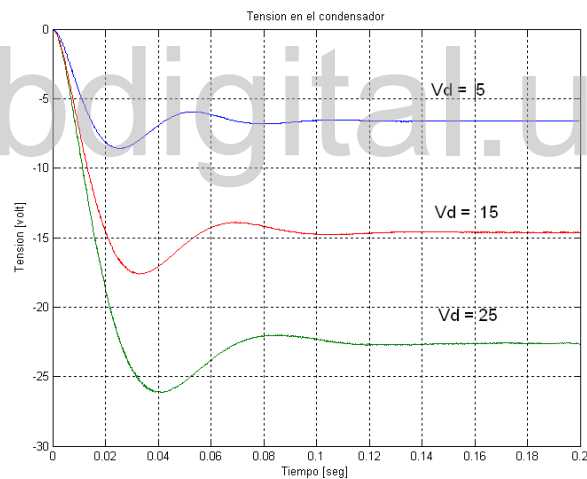


Figura 3.5: Comportamiento para el modelo del diodo en primera aproximación en lazo cerrado para diferentes valores deseados

### 3.3.2 Modelo basado en la curva experimental del diodo

En la Figura 3.6, se presenta el comportamiento del sistema en lazo cerrado para el modelo aproximado de la curva experimental del diodo, con una frecuencia 10KHz y un valor fijo de constante de diseño en  $k_0 = 0.8$ . Esta figura está constituida por las gráficas: *a)* tensión en el condensador, *b)* corriente en la bobina, *c)* superficie deslizante

y d) control. La Figura 3.2, muestra en detalle el comportamiento del control.

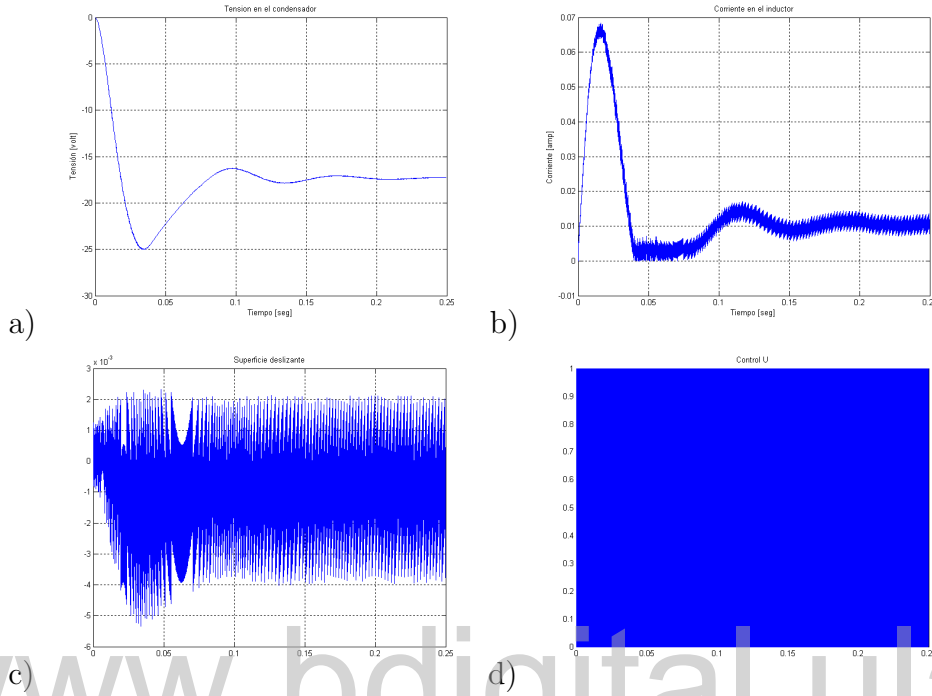


Figura 3.6: Comportamiento del sistema en lazo cerrado para el modelo de la curva experimental del diodo con frecuencia de 10KHz

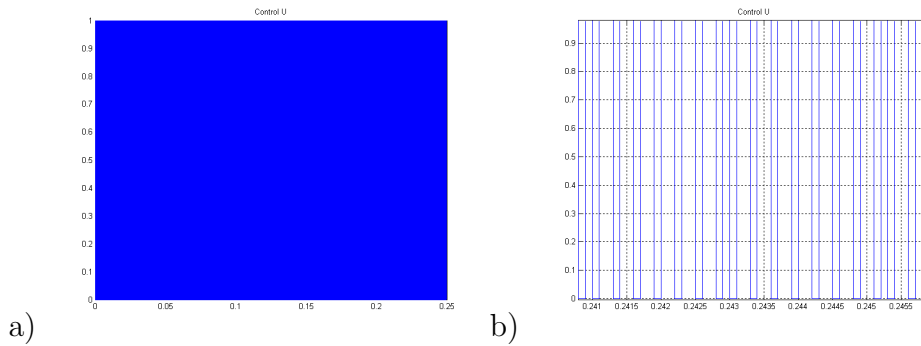


Figura 3.7: Detalle del comportamiento para el control U

En la Figura 3.8, se presenta el comportamiento para la simulación de la integral discretizada y la simulación de la integral continua, se observar que la simulación de la integral discretizada presenta una frecuencia de oscilación más pequeña y un menor tiempo de asentamiento.

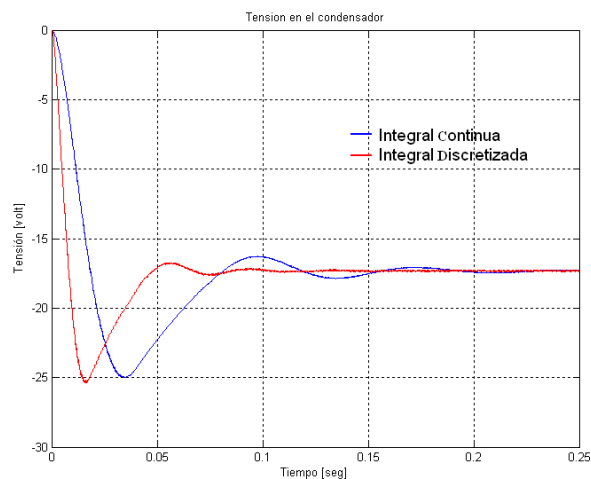


Figura 3.8: Comparación de la simulación de la integral discretizada y la simulación de la integral continua para el modelo de la curva experimental de los semiconductores

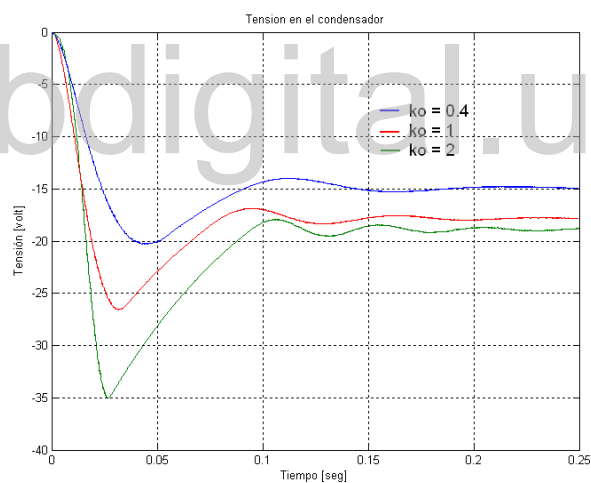


Figura 3.9: Comportamiento para el modelo de la curva de los semiconductores para diferentes valores de  $k_0$

En la Figura 3.9, se presenta el efecto que causa la escogencia de  $k_0$  para el modelo de la curva de los semiconductores con una frecuencia de 10 KHz, se observa que para valores grandes de  $k_0$ , la respuesta del sistema se acerca más al valor deseado, pero esto conduce a tener sobrepicos más altos en la respuesta del sistema.

En la Figura 3.10, se presenta el comportamiento del sistema en lazo cerrado para el modelo de la curva de los semiconductores, se fija el valor de la constante de diseño

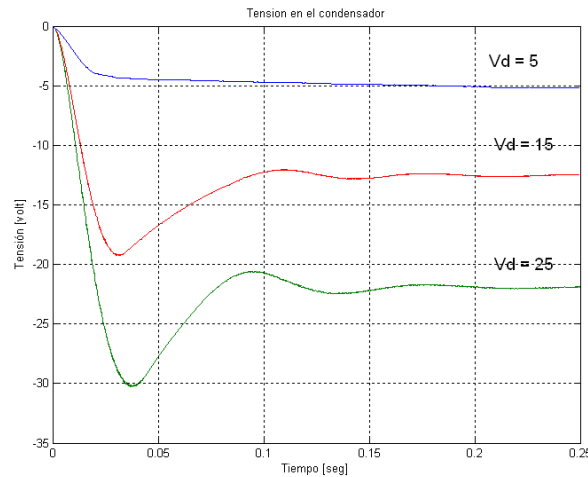


Figura 3.10: Comportamiento para el modelo de la curva de los semiconductores para diferentes valores deseados

en  $k_0 = 0.8$  con una frecuencia de 10KHz y se varía el valor deseado ( $V_d$ ), se puede apreciar la diferencia existente entre el valor real y el valor deseado, por lo que se hace necesario entonar el valor de la constante de diseño para un valor deseado específico.

### 3.3.3 Modelo de Shockley

En la Figura 3.11, se presenta el comportamiento del sistema en lazo cerrado para el modelo aproximado de Shockley, con una frecuencia de 10KHz. Esta figura está constituida por las gráficas: *a)* tensión en el condensador, *b)* corriente en la bobina, *c)* superficie deslizante y *d)* control. La diferencia observada en tensión del condensador respecto al valor deseado se debe a las pérdidas incluidas en los modelos.

La Figura 3.2, muestra en detalle el comportamiento del control.

En la Figura 3.13, se presenta el comportamiento de la simulación para la integral continua y la simulación para la integral discretizada, se observa una pequeña diferencia entre las gráficas, esto debido a los retardos incluidos por el procesador en la simulación de la integral discretizada.

En la Figura 3.14, se presenta el comportamiento del modelo de Shockley ante variaciones de  $k_0$  para una frecuencia de 10KHz, se observa que para valores grandes de  $k_0$ , la respuesta del sistema se acerca más al valor deseado, sin embargo, esto conlleva a

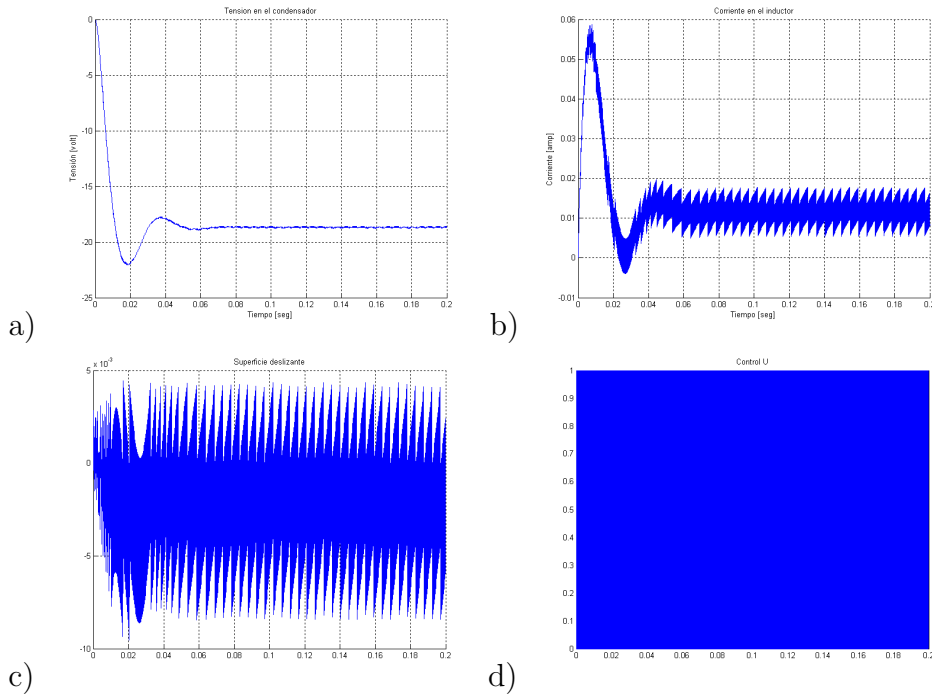


Figura 3.11: Comportamiento del sistema en lazo cerrado para el modelo de shockley con frecuencia de 10KHz

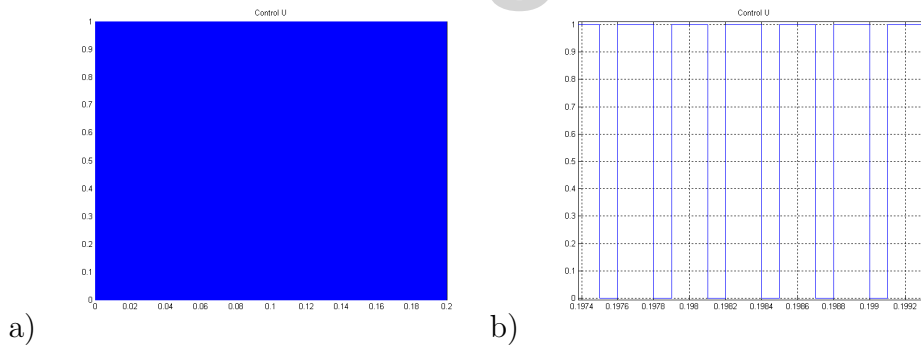


Figura 3.12: Detalle del comportamiento para el control U

que la respuesta del sistema presente sobrepicos más altos y una mayor frecuencia de oscilación.

En la Figura 3.15, se presenta el comportamiento para el modelo de Shockley ante diferentes valores deseados ( $V_d$ ), un valor fijo de la constante de diseño en  $k_0 = 0.8$  y una frecuencia de 10KHz, la diferencia entre el valor real y el valor deseado como se explicara anteriormente, se debe a las pérdidas de energía introducidas en los modelos

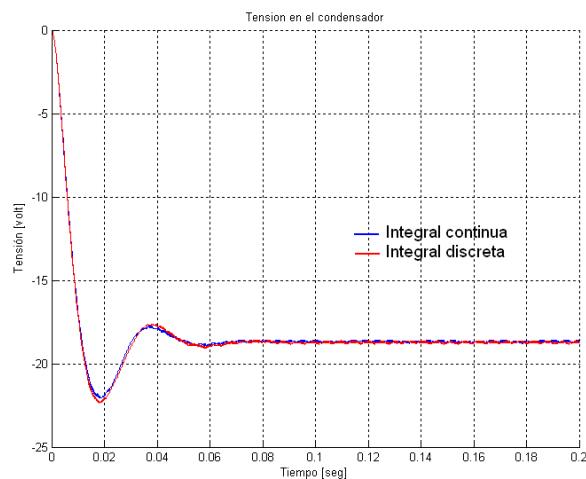


Figura 3.13: Comparación de la simulación de la integral discretizada y la simulación de la integral continua para el modelo de shockley

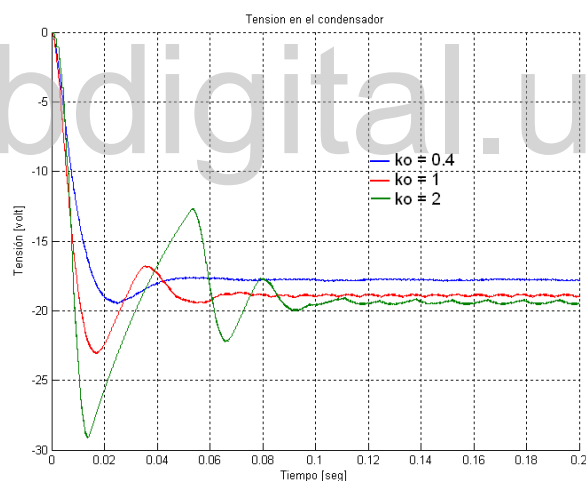


Figura 3.14: Comportamiento para el modelo de Shockley ante diferentes valores de  $k_0$

aproximados, para  $V_d = 5V$  se observa un comportamiento oscilatorio alrededor del valor deseado, el cual se puede mejorar seleccionando un valor adecuado para  $k_0$ .

### 3.3.4 Montaje analógico en OrCAD

Mediante el uso de la herramienta OrCAD®, se simula el control en modo deslizante del modelo real del convertidor *Buck-Boost*, utilizando reconstructores integrales.



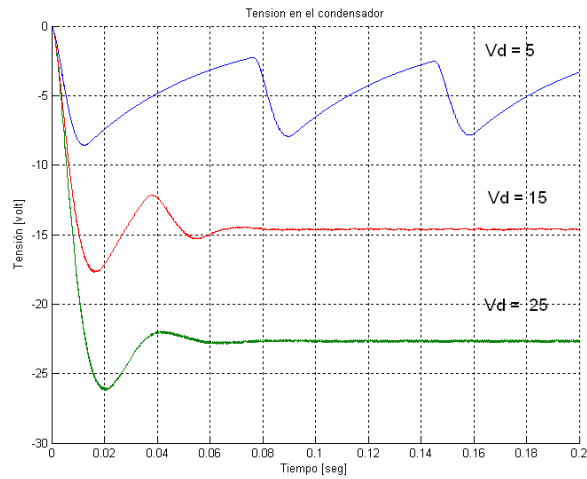


Figura 3.15: Comportamiento para el modelo de Shockley ante diferentes valores deseados

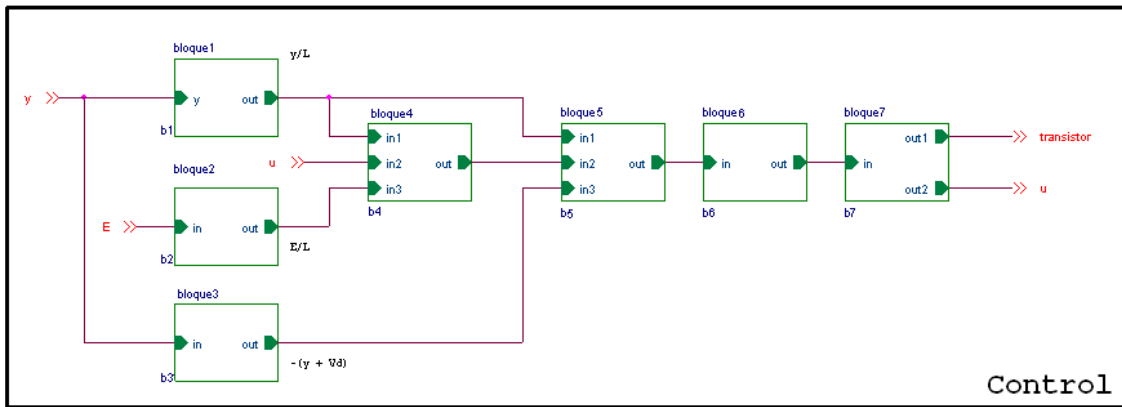
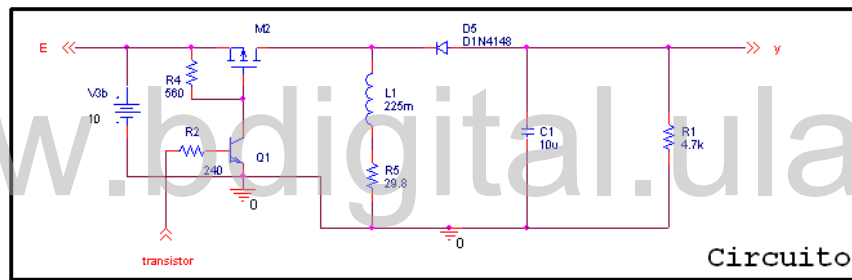


Figura 3.16: Montaje analógico del sistema convertidor Buck-Boost

En la Figura 3.16, se presenta el esquema del circuito convertidor *Buck-Boost* controlado analógicamente diseñado en el programa Capture de Pspice, donde cada

bloque describe el controlador analógico empleando diferentes configuraciones de amplificadores operacionales, véase (Ostos-Roa 2004)

- *Bloque 1:* Con el primer amplificador inversor, se establece un escalamiento en magnitud para la tensión del condensador ( $y$ ), la salida de este amplificador va a un segundo amplificador inversor con ganancia  $1/L$ , así la salida de este bloque será  $y/L$ , véase 3.17.

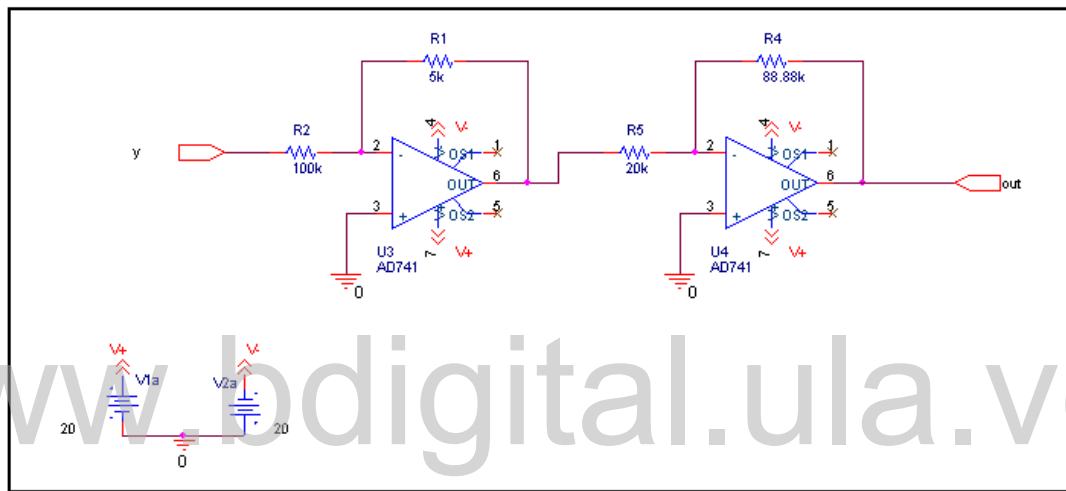


Figura 3.17: Diagrama eléctrico del bloque 1

- *Bloque 2:* En este bloque, véase Figura 3.18, se establece un escalamiento en magnitud para la alimentación del circuito  $E$  con el primer amplificador, la salida de este va a un segundo amplificador inversor de ganancia  $1/L$ , para obtener  $E/L$  en la salida de este bloque.
- *Bloque 3:* En este bloque, véase Figura 3.19, se establece un escalamiento en magnitud para la tensión en el condensador ( $y$ ), la salida del primer amplificador es sumada con el valor deseado de la tensión  $V_d$  con el uso de un segundo amplificador en su configuración de sumador inversor, se obtiene entonces en la salida de este bloque la ecuación  $(y + V_d)$ .
- *Bloque 4:* El primer amplificador de ganancia 1 invierte la señal  $y/L$ , que va a un segundo amplificador de configuración sumador inversor con el cual se obtiene la

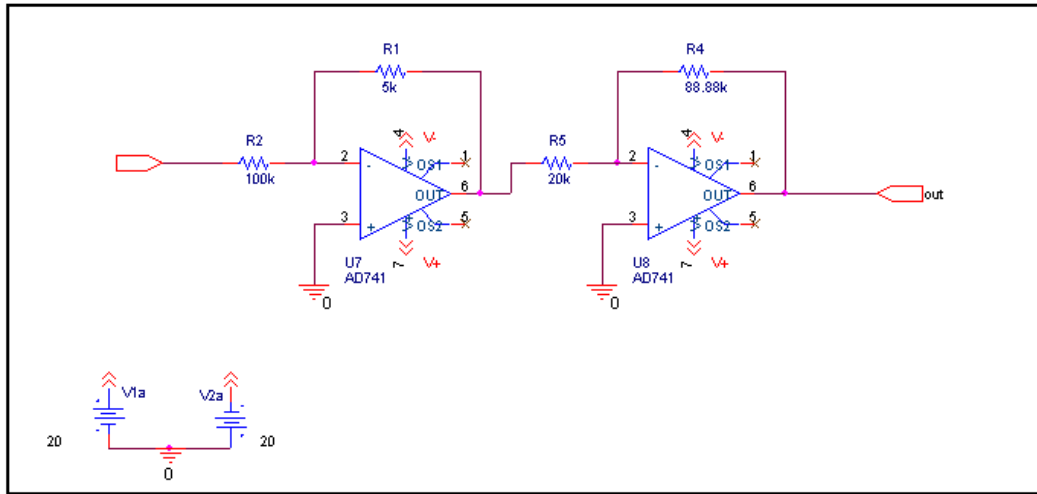


Figura 3.18: Diagrama eléctrico del bloque 2

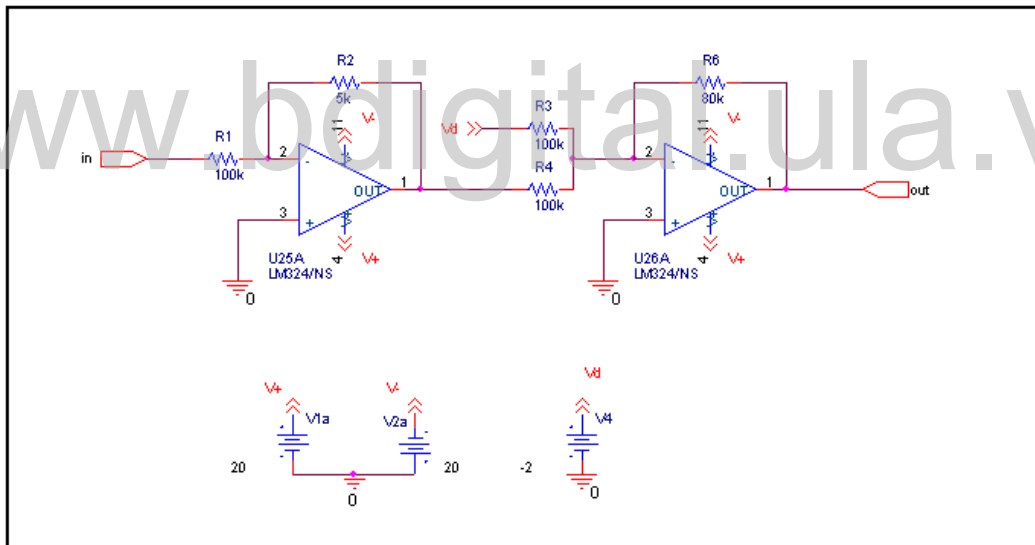


Figura 3.19: Diagrama eléctrico del bloque 3

ecuación  $(E - y)/L$ ; el tercer amplificador de ganancia 1 utilizado en este bloque invierte la salida del segundo amplificador. El AD633 multiplica la salida del tercer amplificador por el control  $u$  donde se obtiene la ecuación  $U * (E - y)/L$ . Como el AD633 multiplica la salida por una ganancia de  $1/10$ , se utiliza un amplificador de ganancia 10 para eliminar el factor introducido por el multiplicador,

véase Figura 3.20.

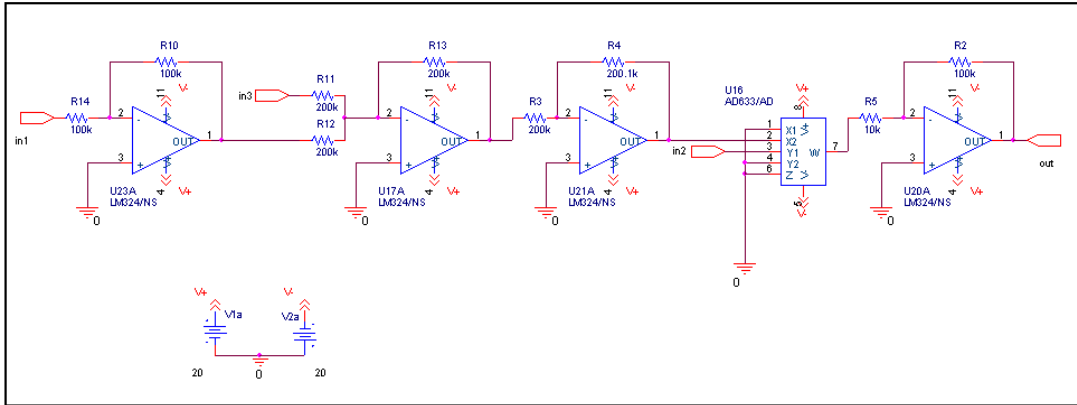


Figura 3.20: Diagrama eléctrico del bloque 4

- *Bloque 5:* El primer amplificador invierte la señal del bloque 4. El segundo amplificador suma las señales del bloque1, bloque3 y bloque4 para obtener la ecuación:  $(y/L) + u((E - y)/L) - k_0(Vd + y)$ , el tercer amplificador utilizado en este bloque integra la ecuación anterior para obtener:  $f[(y/L) + ((E - y)/L)u - k_0(Vd + y)]$ , véase Figura 3.21.

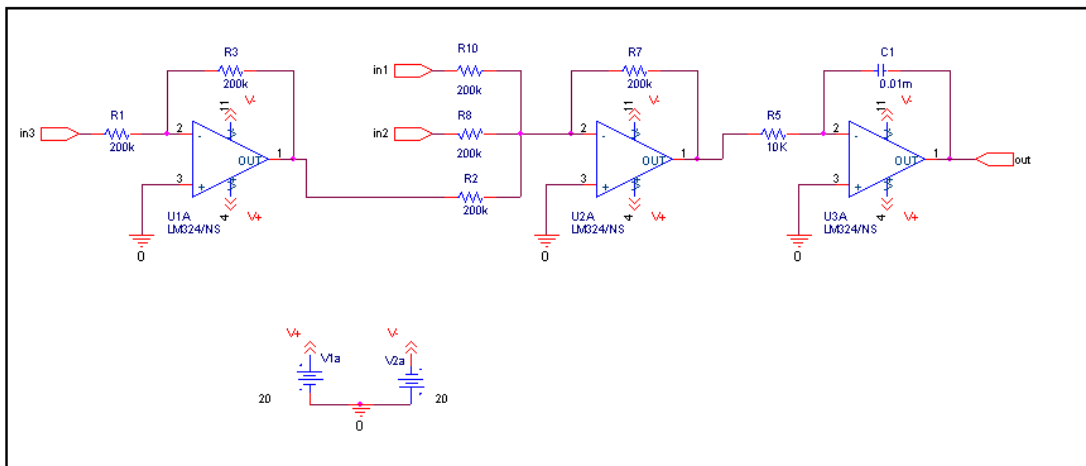


Figura 3.21: Diagrama eléctrico del bloque 5

- *Bloque 6:* El primer amplificador utilizado elimina el escalamiento en magnitud realizado, del segundo amplificador de configuración sumador inversor se obtiene

la ecuación:  $\int[(y/L) + u((E - y)/L) + ko(y + Vd)] - ctte$  donde  $ctte$  está dada por:  $V_d(E + V_d)/RE$ ; el tercer amplificador invierte la salida del sumador, véase Figura 3.22.

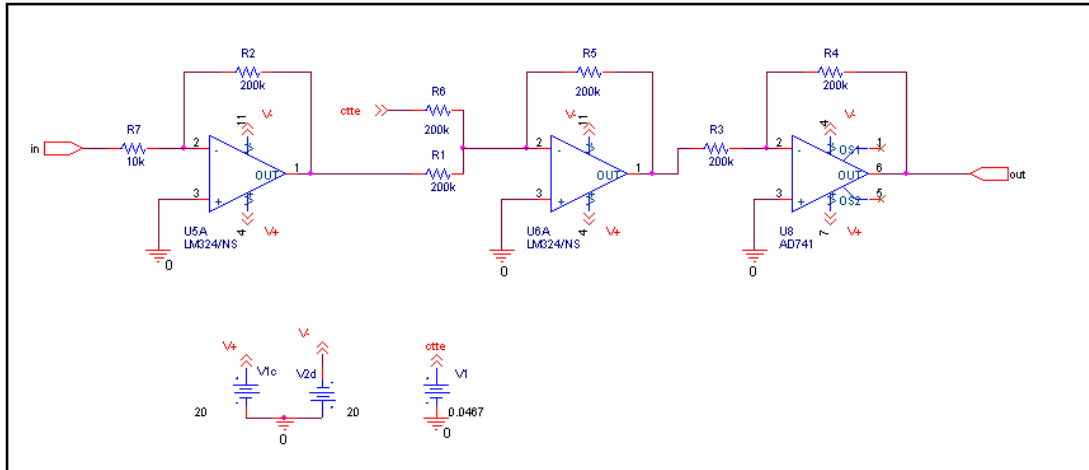


Figura 3.22: Diagrama eléctrico del bloque 6

- Bloque 7: El primer amplificador actúa como un comparador, este permite obtener señales de  $0 - 1V$  para el control  $u$ . El segundo amplificador que se observa es también un comparador el cual permite obtener señales de  $0 - 5V$  que van a la base del transistor, el cual permite a este trabajar en los modos de corte o conducción, véase Figura 3.23.

En la Figura 3.24, se presenta el comportamiento del sistema implementado analógicamente en OrCAD®, esta figura está constituida por las gráficas: *a)* tensión en el condensador, *b)* corriente en la bobina, *c)* superficie deslizante y *d)* control.

### 3.4 Comparación de los resultados

En la Figura 3.25, se presenta el comportamiento de los diferentes modelos aproximados implementados así como el comportamiento del montaje analógico implementado en OrCAD®, se observa como las respuestas de los distintos modelos tienden a sus puntos de equilibrio con lo que se puede concluir que el objetivo de control fue alcanzado.

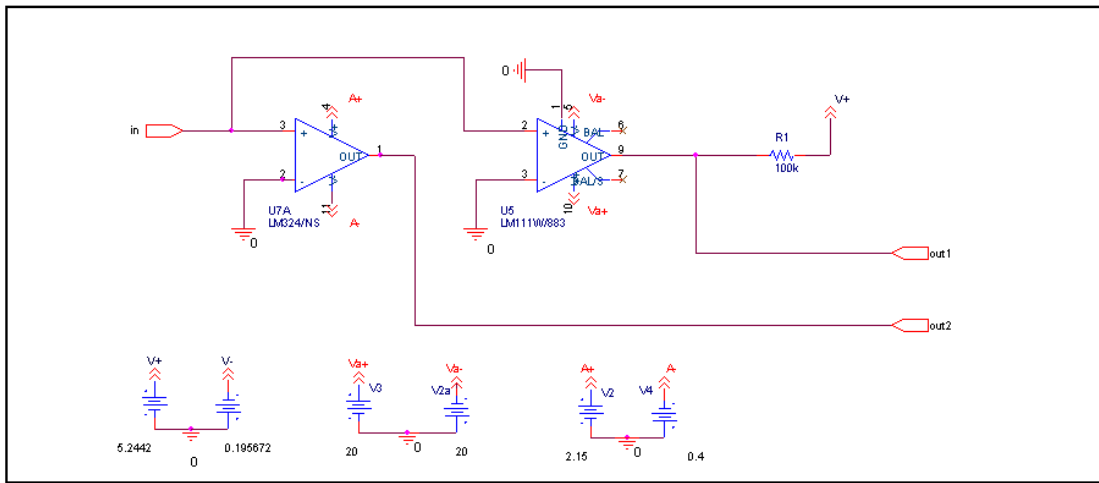


Figura 3.23: Diagrama eléctrico del bloque 7

www.bdigital.ula.ve

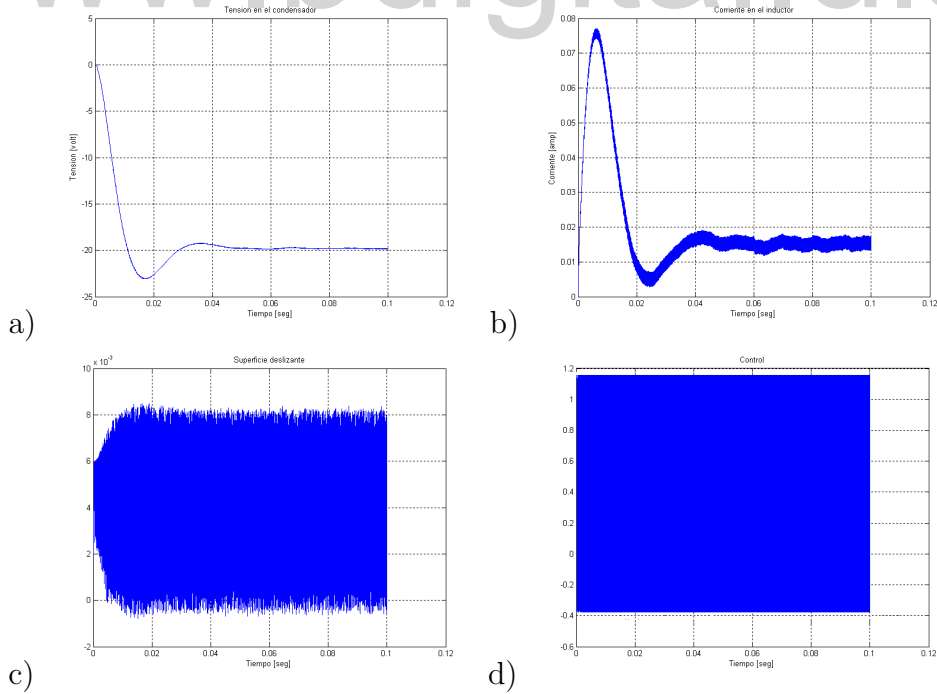


Figura 3.24: Comportamiento del sistema en lazo cerrado para el montaje analogico en OrCAD®

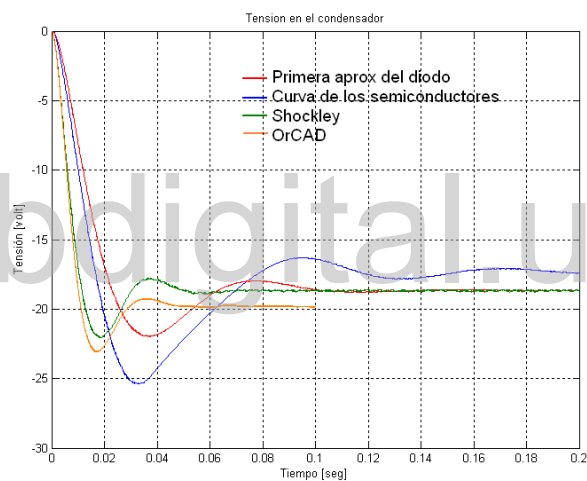


Figura 3.25: Comparación en lazo cerrado para los diferentes modelos aproximados y el montaje analógico

# Capítulo 4

## Implementación del control PI para un convertidor Buck-Boost real

En los capítulos anteriores, se constató mediante simulaciones, la obtención de resultados satisfactorios en la implementación del control ideal para la regulación de la tensión de salida. Este capítulo describe el montaje del circuito convertidor *Buck-Boost*, como la implementación del algoritmo de control en el sistema de desarrollo DSP SBC6711.

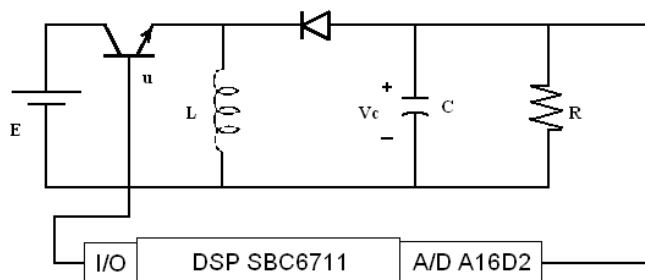


Figura 4.1: Esquema en lazo cerrado del convertidor Buck-Boost

### 4.1 Montaje experimental

El circuito convertidor *Buck-Boost* se implemento siguiendo el esquema analógico utilizado en OrCAD®, véase Figura 1.13, los parámetros para el circuito convertidor *Buck-Boost* estan dados por,  $E = 10V$ ,  $L = 225mH$ ,  $C = 10\mu F$  y  $R = 4.7k\Omega$ , el diodo



utilizado corresponde a un Fairchild 1N4148, un transistor ON Semiconductor 2N3904 y un mosfet SEC IRF9610. La adquisición de datos se efectúa a través del componente analógico/digital del módulo A16D2, la variable de control  $u$ , se envía al circuito por medio de los puertos I/O del sistema de desarrollo.

La salida de los I/O, utilizados para accionar la ley de control corresponden al bit0 y el bit1, los cuales equivalen a una tensión  $140mV$  y  $4.5V$  respectivamente, estas tensiones son suficiente para activar los modos de corte y conducción del transistor.

Una configuración de amplificadores se añade al circuito para dividir la tensión de salida, con esto se evita que altas tensiones (las cuales pueden causar daños a la tarjeta) se introduzcan al componente A/D del sistema de desarrollo. Para este acondicionamiento de señal se utilizó un amplificador inversor de ganancia 0.3, un segundo amplificador también inversor de ganancia 1 para mantener el signo de la salida del primer amplificador y un tercer amplificador no inversor en su configuración de seguidor de tensión, el cual es utilizado para evitar que altas corrientes se introduzcan en el componente A/D del sistema de desarrollo.

## 4.2 Algoritmo de control implementado

Al igual que el circuito convertidor *Boost*, véase (Ostos-Roa 2004), el algoritmo de control implementado bajo lenguaje C, está estructurado en cuatro partes:

- Adquisición de datos.
- Cálculo de la superficie deslizante.
- Cálculo y envío de la señal de control.
- Conversión de la superficie deslizante.

### 4.2.1 Adquisición de datos

El dato introducido al sistema de desarrollo, necesario para el cálculo de la ley de control es transformado por el módulo A16D2 en una palabra hexagesimal, motivo por

el cual es necesario acondicionar el dato adquirido para realizar el cálculo de la superficie deslizante. La rutina de adquisición de datos utilizada es la siguiente:

```

\\ Algoritmo de Control

\\ Lee el dato
    valor = A16D2_read_adc(1, 0);

\\ Convierte el dato a decimal
    y = (valor*20)/65535;
    y*=3.0;

```

el valor constante 3.0 que multiplica el dato leído corresponde al valor de la ganancia utilizada en el acondicionamiento de la señal.

### 4.2.2 Cálculo de la superficie deslizante

Luego que el dato leído es convertido a decimal, se procede a calcular la superficie deslizante. Para el cálculo de la superficie deslizante en el algoritmo de control se utiliza la metodología implementada en el caso del circuito convertidor *Boost*, véase (Ostos-Roa 2004).

```

// Superficie Deslizante

// Derivada de la integral
    z = T*((y + (E - y)*u)/L) - ko*( y + Vd) - k2*zeta) + z;

// Superficie deslizante
    s = z - Vd*(E + Vd)/(R*E);

```

### 4.2.3 Cálculo y envío de la señal de control

La lógica de control utilizada en el circuito convertidor *Buck-Boost*, es calculada dentro del algoritmo de control. Como se explicara anteriormente, la señal de control es enviada al circuito por medio de los puertos I/O, si el valor de la superficie deslizando es mayor a cero, es decir,  $s > 0$  se envía  $u = 0$  a los I/O del sistema de desarrollo, el cual se traduce en una tensión de  $140mV$ , en caso contrario,  $s < 0$ , la señal enviada a los I/O es  $u = 1$ , la cual equivale a una tensión de  $4.5V$ .

```
// Ley de control
    if(s>0){

// Envía 0 al puerto I/O
        write_dig(0x00);

// Hace u = 0 para efectos del algoritmo de control
        u=0;
    }
    else{

// Envía 1 al puerto I/O
        write_dig(0x01);

// Hace u = 1 para efectos del algoritmo de control
        u=1;
    }
```

### 4.2.4 Conversión de la superficie deslizando

Para hacer accesible la salida de la superficie deslizando calculada dentro del algoritmo de control, se realizo la conversión de la señal a una palabra hexagesimal, la cual es enviada al osciloscopio a través de la sección D/A del módulo A16D2, además es necesario acondicionar la señal (multiplicarla por una ganancia) para poder observarla

en el osciloscopio. La rutina de salida de la superficie deslizante es la siguiente

```
// Salida de la superficie
s*=100;
A16D2_write_dac(1, 0, s);
A16D2_convert_dac(1, 0);
```

### 4.3 Respuesta en lazo cerrado

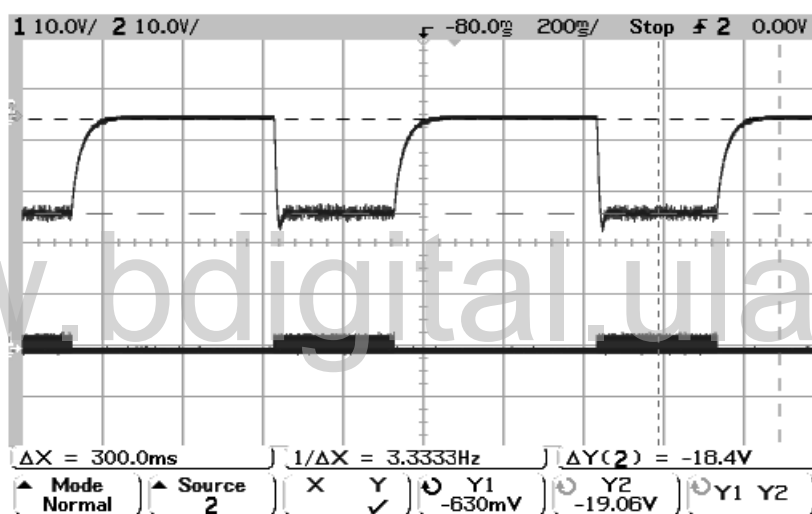


Figura 4.2: Imagen capturada con el osciloscopio del sistema en lazo cerrado

En la Figura 4.2, se presenta la imagen capturada en el osciloscopio del sistema en lazo cerrado para una frecuencia de muestreo de 70KHz, la imagen superior, exhibe el comportamiento de la señal de la tensión de salida del convertidor mientras que la imagen inferior, muestra el comportamiento de la señal de control  $u$ . Se observa que la tensión de salida en el convertidor alcanza los  $-18.4V$ , tomando en cuenta las pérdidas introducidas por los componentes reales del circuito, se puede decir entonces que el objetivo de control fue alcanzado.

## 4.4 Pruebas en la constante de diseño $k_0$

Para observar el comportamiento ante variaciones de  $k_0$ , del sistema en lazo cerrado implementado en el SBC6711, se procedió a fijar el valor de la frecuencia de muestreo y el valor deseado.

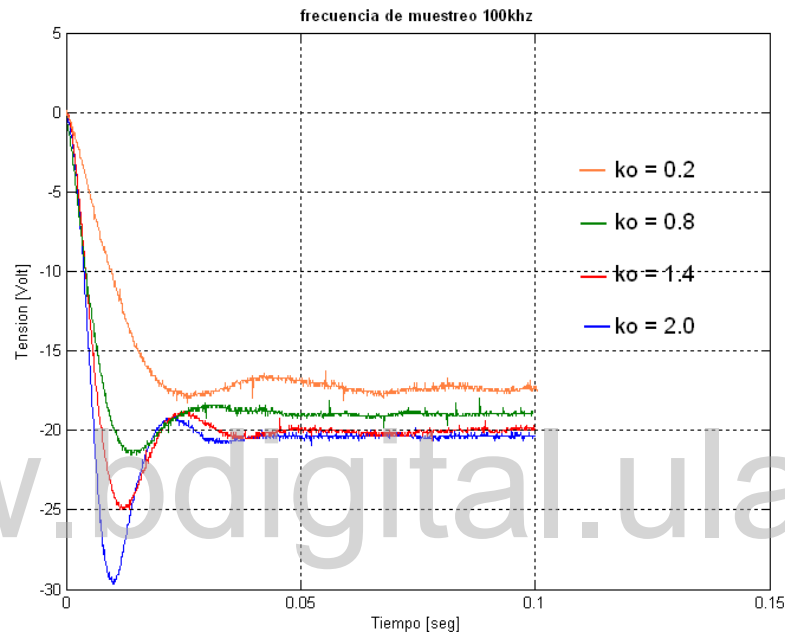


Figura 4.3: Respuesta del sistema ante variaciones de  $k_0$

En la Figura 4.3, se presenta el comportamiento del sistema real en lazo cerrado ante variaciones de la constante de diseño  $k_0$ , para una frecuencia de muestreo de 100KHz y un valor deseado de  $V_d = 20V$ . Se observa como la diferencia entre el valor real y el valor deseado incrementa para valores de  $k_0$  pequeños, caso contrario sucede para valores de  $k_0$  grandes ya que el valor real supera el valor deseado, incluyendo además sobrepicos más altos.

## 4.5 Pruebas en la frecuencia de muestreo

Otro experimento realizado en el estudio del comportamiento del circuito convertidor *Buck-Boost*, consiste en fijar el valor deseado ( $V_d$ ) y el valor de la constante de diseño

( $k_0$ ) y contrastar los resultados obtenidos para diferentes frecuencias de muestreo.

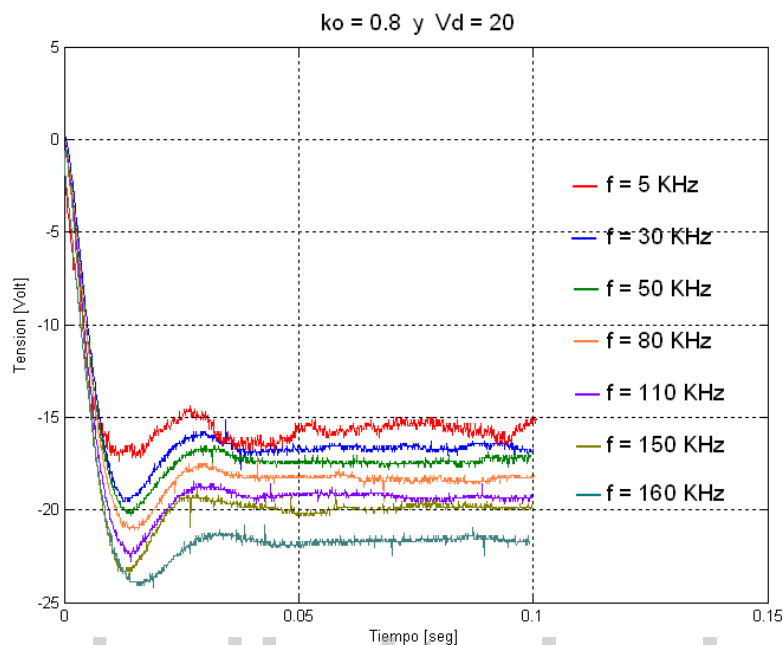


Figura 4.4: Respuesta del sistema ante variaciones de la frecuencia de muestreo

En la Figura 4.4, se presenta el comportamiento del sistema real para distintas frecuencias, fijando para ello la constante de diseño en  $k_0 = 0.8$  y un valor deseado de  $V_d = 20V$ , se observa que el objetivo de control se cumple para un rango de frecuencias establecido entre 80KHz y 150KHz.

## 4.6 Discusión de los resultados

Tomando en cuenta los resultados obtenidos en los experimentos anteriormente descritos, se determinó que el convertidor *Buck-Boost*, responde al control de tensión de salida para un rango de frecuencia de muestreo como se exhibe en la Figura 4.4, frecuencias fuera de este rango arrojan resultados que se alejan del objetivo de control, los cuales varían por encima del valor deseado para frecuencias altas y por debajo del valor deseado para frecuencias bajas.

La Figura 4.3, exhibe el comportamiento del sistema para variaciones de la constante de diseño, se observa que estas pruebas se efectuaron con un valor de frecuencia

de muestreo que se encuentra dentro del rango establecido, el valor adecuado de la constante de diseño a utilizar entonces es 0.8, ya que este permite al sistema operar en un mayor rango de frecuencias de muestreo.

[www.bdigital.ula.ve](http://www.bdigital.ula.ve)

# Capítulo 5

## Nueva propuesta de control PI generalizado de los modelos aproximados

www.bdigital.ula.ve

### 5.1 Introducción

Una nueva propuesta de control es planteada en este trabajo, la cual consiste en adicionar una nueva acción de control del error de salida integral en la definición de la superficie deslizante.

### 5.2 Extensión del control ideal mediante integrales

Aplicando esta nueva propuesta, la nueva superficie deslizante queda expresada mediante la ecuación

$$\begin{aligned}\hat{\sigma} &= \frac{1}{L} \int_0^t [x_2(\rho) + (E - x_2(\rho))u(\rho)] d\rho - \frac{V_d(E+V_d)}{RE} - k_0\xi - k_2\zeta \\ \xi &= \int_0^t (x_2(\rho) + V_d)d\rho \\ \zeta &= \int_0^\tau \int_0^t (x_2(\rho) + V_d)d\rho d\tau\end{aligned}\tag{5.1}$$



la derivada respecto al tiempo de la ecuación (5.1), queda expresada mediante la ecuación

$$\begin{aligned}\dot{\sigma} &= \frac{x_2 + (E - x_2)u}{L} - k_0\dot{\xi} - k_2\dot{\zeta} \\ \dot{\xi} &= (x_2 + V_d) \\ \dot{\zeta} &= \int_0^t (x_2(\rho) + V_d)d\rho\end{aligned}\quad (5.2)$$

Para estudiar el efecto de esta nueva propuesta de control sobre el sistema convertidor *Buck-Boost*, es necesario determinar las ecuaciones del modelo promedio para los modelos aproximados de esta manera analizar sus puntos de equilibrio y ver así la efectividad de esta nueva propuesta de control planteada.

Como se explicara en capítulos anteriores, el modelo promedio se determina al sustituir el control equivalente en las ecuaciones que describen el comportamiento del modelo. El control equivalente de la nueva propuesta se obtiene igualando a cero la ecuación (5.2) y despejando  $u$

$$u_{eq} = \frac{Lk_0(x_2 + V_d) - x_2 + k_2\dot{\zeta}}{(E - x_2)} \quad (5.3)$$

sustituyendo la ecuación (5.3), en el sistema de ecuaciones que describe el comportamiento del modelo del diodo en primera aproximación, véase ecuación (1.8), se obtiene el modelo promedio.

$$\begin{aligned}L\dot{x}_1 &= \left(1 + \frac{-x_2 + k_0L(x_2 + V_d) + k_2\dot{\zeta}L}{x_2 - E}\right) (x_2 + V_{diodo} - R_d x_1) \\ &- \left(\frac{-x_2 + k_0L(x_2 + V_d) + k_2\dot{\zeta}L}{x_2 - E}\right) (E - V_t) - x_1 R_l \\ C\dot{x}_2 &= - \left(1 + \frac{-x_2 + k_0L(x_2 + V_d) + k_2\dot{\zeta}L}{x_2 - E}\right) x_1 - \frac{x_2}{R}\end{aligned}\quad (5.4)$$

Sustituyendo  $u_{eq}$  en la ecuación (5.4), y haciendo  $\dot{x}_1 = \dot{x}_2 = 0$  se obtienen los puntos de equilibrio promedios del modelo aproximado. Debido a lo complejo y extenso de estas expresiones, presentamos solo el punto de equilibrio para la tensión en el condensador la cual está dada por  $\bar{x}_2 = -V_d$ . Con la implementación de esta nueva propuesta de control se puede demostrar robustez en los modelos aproximados del circuito convertidor *Buck-Boost*, respecto a variaciones en la carga  $R$  y la capacitancia  $C$  (y de los valores de la aproximación del diodo y del transistor).

## 5.3 Simulaciones

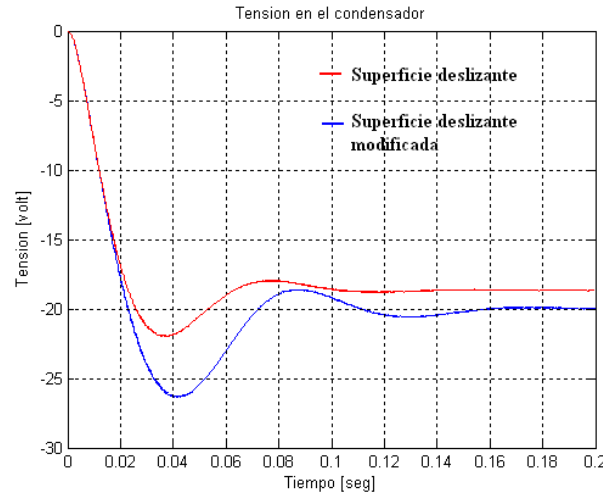


Figura 5.1: Comparación de las leyes de control para el modelo de primera aproximación del diodo

En la Figura 5.1, se presenta el comportamiento del sistema en lazo cerrado para el modelo de primera aproximación del diodo, con una frecuencia de 10KHz y constantes de diseño  $k_0 = 0.8$  y  $k_2 = 40$ , se observa como la diferencia entre el valor real y el valor deseado desaparece para la nueva ley de control propuesta, se demuestra entonces como las pérdidas de energía introducidas a los modelos se eliminan implementando la nueva ley de control.

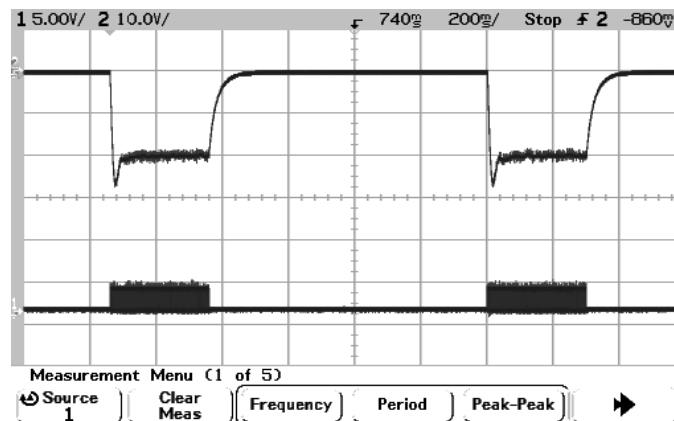


Figura 5.2: Imagen capturada en el osciloscopio del sistema en lazo cerrado utilizando la nueva propuesta de control

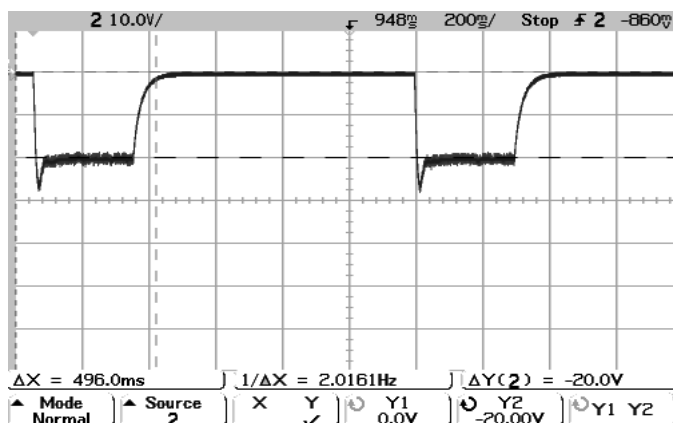


Figura 5.3: Imagen capturada en el osciloscopio de la tensión en el condensador utilizando la nueva propuesta de control

En la Figura 5.2, se presenta la imagen capturada en el osciloscopio para el sistema en lazo cerrado utilizando la nueva ley de control propuesta, se utilizó una frecuencia de muestreo de 130KHz y constantes de diseño de  $k_0 = 0.8$  y  $k_2 = 40$  para un valor deseado de  $V_d = 20V$ , se observa al igual que en las simulaciones realizadas en Matlab, el sistema alcanza el valor deseado, véase la Figura 5.3, con esto podemos asegurar que el objetivo de control se cumplió (regulación al valor deseado  $V_d$ ).

## 5.4 Discusión de los resultados

Tras efectuar varios experimentos realizados en el DSP SBC6711, donde se implementara la nueva ley de control propuesta se pudo constatar la efectividad de la misma; los experimentos realizados se enfocaron en la variación de la frecuencia de muestreo a manera de analizar la respuesta del sistema ante estos cambios. Se pudo observar que el efecto sobre estas variaciones en la respuesta del sistema se refleja en el aumento de *chattering* para frecuencias de muestreo bajas, el cual se reduce al aumentar la frecuencia. La respuesta del sistema va al valor deseado sin importar la frecuencia utilizada.

# Capítulo 6

## Conclusiones

En este trabajo, se presentó el análisis por simulación del comportamiento de la estrategia de control de (Sira-Ramírez 2003) para el convertidor de potencia *Buck-Boost*. Esta estrategia se aplicó tanto para el modelo ideal del convertidor como para los modelos aproximados (los cuales incluyen diferentes representaciones del diodo y el transistor). Las simulaciones en Matlab® del comportamiento del sistema en lazo cerrado se contrastaron con las simulaciones realizadas mediante el paquete de análisis de circuitos OrCAD®. Se desarrolló el montaje electrónico práctico del convertidor. El controlador ideal se implementó numéricamente mediante la tarjeta DSP SBC6711. Se describieron los diferentes problemas encontrados en el montaje del convertidor *Buck-Boost* en lazo cerrado. Diferentes pruebas fueron realizadas para verificar así los resultados obtenidos mediante las simulaciones en Matlab® y OrCAD®. Se analizaron los resultados de la implementación respecto a los valores en estado estacionario de la tensión de salida del convertidor. Se presentaron las respuestas del sistema implementado en lazo cerrado para diferentes valores de frecuencia de muestreo. El procedimiento de diseño utilizado (estudio del modelo ideal, aproximado, simulación, e implementación y montaje) permitió resolver de manera satisfactoria el objetivo de implementación práctico inicialmente planteado.

# Bibliografía

Cheung-Wu, Z. (2004), Implementación de un controlador PI no lineal para la regulación de un convertidor DC-DC, Proyecto de grado, Escuela de Ingeniería de Sistemas, Universidad de Los Andes.

Fliess, M., Márquez, R., Delaleau, E. y Sira-Ramírez, H. (2002), ‘Correcteurs proportionnels intégraux généralisés’, *ESAIM: Control, Optimization, and Calculus of Variations* **7**, 23–41.

Middlebrook, R. y Cuk, S. (1976), A general unified approach to modeling switching-converter power stages, in ‘IEEE Power Electronics Specialists Conference’, pp. 18–34.

Ostos-Moreno, O. (2004), Implementación de un convertidor DC-AC mediante el uso de un convertidor DC-DC del tipo “Boost”, Proyecto de grado, Escuela de Ingeniería de Sistemas, Universidad de Los Andes.

Ostos-Roa, O. (2004), Implementación del control en modo deslizante de un convertidor “Boost” de potencia DC-DC usando reconstructores integrales, Proyecto de grado, Escuela de Ingeniería de Sistemas, Universidad de Los Andes.

Rashid, M. H. (1995), *Electrónica de Potencia circuitos, dispositivos y aplicaciones*, 2da edn, Prentice Hall Hispanoamericana, S.A.

Reinoza-Avenidaño, M. (2005), Análisis comparativo de diferentes aproximaciones del convertidor tipo boost, Proyecto de grado, Escuela de Ingeniería de Sistemas, Universidad de Los Andes.

Romero-Altamar, D. (2004), Implementación de un convertidor por modo deslizante vía linealización extendida de un convertidor DC-DC, Proyecto de grado, Escuela de Ingeniería de Sistemas, Universidad de Los Andes.

Sira-Ramírez, H. (2003), 'On the generalized PI sliding mode control of DC-to-DC power converters: a tutorial', *International Journal of Control* **76**(9-10), 1018–1033.

Sira-Ramírez, H., Márquez, R. y Fliess, M. (2002), 'Sliding mode control of dc-to-dc power converter using integral reconstructors', *International Journal of Robust and Nonlinear Control* **12**(13), 1173–1186.

Sira-Ramírez, H., Márquez, R., Rivas-Echeverría, F. y Llanes-Santiago, O. (2005), *Control de Sistemas no lineales*, Pearson Prentice Hall, Madrid.

Utkin, V. (1977), 'Variable structure systems whit sliding modes', *IEEE Transactions on Automatic Control* **22**(2), 212–222.

www.bdigital.ula.ve