

n°: 2005–no tiene

COMPORTAMIENTO DE LOS EFECTOS NO MODELADOS DE LOS
DISPOSITIVOS SEMICONDUCTORES ANTE VARIACIONES DE CARGA EN
UN CONVERTIDOR TIPO BOOST CONTROLADO POR REGÍMENES
DESLIZANTES MEDIANTE RECONSTRUCTORES INTEGRALES

Br. Liubiemska C.Alvarez D.
Profesor Guía: Prof. Miguel Ríos
Cotutor: Prof. Richard Márquez

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



**PROYECTO DE GRADO
CALIFICACIÓN FINAL**

Título del Proyecto de Grado: "Comportamiento de los Efectos No Modelados de los Dispositivos Semiconductores ante Variaciones de Carga en un Convertidor Tipo Boost Controlando por Regimenes Deslizantes Mediante Reconstructores Integrales".

Bachiller: **LIUBIEMSKA CAROLINA ALVAREZ** C.I: 15.228.040

1) Calificación del (de la) Profesor(a) Tutor(a):	18	(20%)
2) Calificación del manuscrito final:	18	(40%)
3) Calificación de la defensa oral:	18	(40%)
Calificación final:	18	puntos

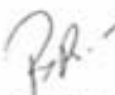
Los suscritos miembros del Jurado asignan como calificación final del Proyecto de Grado la nota de:

18 (puntos)
Números

Dieciocho (puntos)
Letras


Prof. Miguel Rios B.
Tutor


Prof. Richard Márquez
Co-Tutor


Prof. Rubén Rojas
Jurado


Prof. Orlando Ostos
Jurado

Mérida, 27 de Junio de 2005



*La alegría es la tristeza desenmascarada y el pozo del que brota nuestra
risa, es el mismo que colma nuestras lágrimas.*

*Mientras más hondo cava el dolor dentro de nosotros y más profunda
se hace nuestra herida, más cabida habrá para nuestro gozo, más
espacio para la alegría.*

*Cuando estés feliz mira profundo en tu corazón y verás que lo que te
causó dolor ahora te da alegría.*

*Si estás triste, mira en tu corazón y verás que lloras por lo que fue el
motivo de tu felicidad.*

*La alegría y la tristeza son inseparables, y cuando una está sentada a
tu mesa la otra, está dormida en tu lecho.*

*Solo cuando vivimos alegrías y tristezas podemos estar quietos, en
equilibrio, en paz.*

Kalil Gibrán

Índice

Índice de Figuras	vi
Resumen	viii
1 Introducción	1
2 Control por modos deslizantes del convertidor <i>Boost</i> basado en un PI generalizado (revisión)	5
2.1 Control PI generalizado basado en el modelo ideal del convertidor <i>Boost</i>	5
2.2 Controlador PI generalizado por modos deslizantes	5
2.2.1 Respuesta en lazo cerrado del modelo ideal	10
2.2.2 Respuesta en lazo cerrado del modelo aproximado	13
2.3 Modelo en Orcad del convertidor <i>Boost</i>	17
2.3.1 Realización analógica del cambio de carga	18
2.3.2 Respuesta en lazo cerrado del modelo en Orcad	18
3 Estudio del efecto de las variaciones de carga en la respuesta del convertidor en lazo cerrado	20
3.1 Efectos estáticos de las variaciones de carga (en estado estacionario)	20
3.2 Simulaciones	22
3.2.1 Comportamiento ante variaciones dinámicas de carga	23
4 Implementación práctica	26
4.1 Aspectos técnicos	26
4.2 Montaje experimental	30
4.3 Algoritmo de control implementado para la tarjeta SBC6711	31
4.4 Pruebas	33
4.5 Resultados	34

5 Nueva propuesta de control PI generalizado de los modelos aproximados	37
5.1 Extensión del control ideal mediante integrales: condición de equilibrio	38
5.2 Simulación	39
5.2.1 Efectos ante variaciones de carga	41
5.3 Implementación	43
5.3.1 Pruebas	43
5.4 Discusión de resultados	44
6 Conclusiones	46
Bibliografía	48

Índice de Figuras

1.1	Esquema metodológico inicial	2
1.2	Esquema metodológico general	3
2.1	Estructura del modelo ideal del convertidor <i>Boost</i>	5
2.2	Estructura del modelo aproximado del convertidor <i>Boost</i>	8
2.3	Comportamiento en lazo cerrado de convertidor <i>Boost</i> ideal (IC) para diferentes valores de k_o y R	11
2.4	Rango de valores para k_o en función del valor deseado (V_d)	12
2.5	Comportamiento en lazo cerrado del convertidor <i>Boost</i> ideal (ID) para diferentes valores de k_o y R	13
2.6	Respuesta de V_c en estado estacionario del modelo aproximado para $V_d=20$ Volt en función de R y k_o	14
2.7	Comportamiento en lazo cerrado de convertidor <i>Boost</i> aproximado (IC) para diferentes valores de k_o y R	15
2.8	Comportamiento en lazo cerrado del convertidor <i>Boost</i> aproximado (IC) con $R=500$ Ohm, $k_o=2$ y $V_d=20$ Volt	16
2.9	Comportamiento en lazo cerrado del convertidor <i>Boost</i> aproximado (ID) para $R=500$ Ohm, $k_o=2$ y $V_d=20$ Volt	17
2.10	Modelo en Orcad del convertidor <i>Boost</i>	17
2.11	Esquema del convertidor <i>Boost</i> para el cambio de carga (De menor a mayor) en Orcad Capture	18
2.12	Esquema del convertidor <i>Boost</i> para el cambio de carga (De mayor a menor) en Orcad Capture	18
2.13	Respuestas del modelo en Orcad y del modelo aproximado (ID) del convertidor <i>Boost</i> para $R=500$ Ohm y $k_o=2$	19
3.1	Curvas de respuesta en estado estacionario de la tensión en el condensador de los diferentes modelos del circuito <i>Boost</i> en lazo cerrado con $k_o=2$ y $V_d=20$ Volt	21

3.2	Variación de carga de R=100 Ohm a R=10k Ohm para el circuito <i>Boost</i> modelo ideal (ID)	24
3.3	Variación de carga de R=100 Ohm a R=10k Ohm para el circuito <i>Boost</i> modelo aproximado (ID)	24
3.4	Variación de carga de R=100 Ohm a R=10k Ohm para el circuito <i>Boost</i> modelo en Orcad	25
4.1	Montaje en lazo cerrado del convertidor <i>Boost</i>	27
4.2	Rango de operación del transistor BD237	28
4.3	Curva de disipación de potencia para el transistor BD237	28
4.4	Curva de disipación de potencia para el diodo 1N4148	29
4.5	Diagrama de AO añadido a la salida del <i>Boost</i> en el montaje práctico	30
4.6	Esquema del montaje final de la implementación práctica del convertidor <i>Boost</i>	31
4.7	Diagrama del montaje final en lazo cerrado del convertidor <i>Boost</i>	32
4.8	Variación de carga de R=600 Ohm a R=10k Ohm para el circuito <i>Boost</i> (implementación real con Vd=20Volt y frecuencia de muestreo de 20KHz)	34
4.9	Variación de carga de R=600 Ohm a R=10k Ohm y control u para el circuito <i>Boost</i> (implementación real con Vd=20Volt y frecuencia de muestreo de 20KHz)	34
4.10	Variación de carga de R=600 Ohm a R=10k Ohm y control u para el circuito <i>Boost</i> (implementación real con Vd=25Volt y frecuencia de muestreo de 20KHz)	35
4.11	Variación de carga de R=10 KOhm a R=1k Ohm y control u para el circuito <i>Boost</i> (implementación real con Vd=20Volt y frecuencia de muestreo de 20KHz)	36
5.1	Comportamiento en lazo cerrado del convertidor <i>Boost</i> aproximado (IC) R=600 Ohm, ko=2, k1=50, frecuencia de muestreo de 10KHz	40
5.2	Comportamiento en lazo cerrado del convertidor <i>Boost</i> aproximado (ID) R=600 Ohm, ko=2, k1=50, frecuencia de muestreo de 10KHz	41
5.3	Variación de carga de R=600 Ohm a R=10k Ohm para el circuito <i>Boost</i> modelo aproximado (IC) con ko=2, k1=50 y frecuencia de muestreo de 10KHz	42
5.4	Variación de carga de R=600 Ohm a R=10k Ohm para el circuito <i>Boost</i> modelo aproximado (ID) con ko=2, k1=50 y frecuencia de muestreo de 10KHz	42
5.5	Variación de carga de R=600 Ohm a R=10k Ohm para el circuito <i>Boost</i> (implementación real con Vd=20Volt, ko=2, k1=25 y frecuencia de muestreo de 20KHz)	43
5.6	Variación de carga de R=600 Ohm a R=10k Ohm y control u para el circuito <i>Boost</i> (implementación real con Vd=20Volt, ko=2, k1=25 y frecuencia de muestreo de 20KHz)	44
5.7	Variación de carga de R=600 Ohm a R=10k Ohm y control u para el circuito <i>Boost</i> (implementación real con Vd=25Volt ko=2, k1=25 y frecuencia de muestreo de 20KHz)	44

Resumen

El objetivo fundamental de este trabajo es estudiar el comportamiento en lazo cerrado del convertidor de potencia DC–DC tipo *Boost* regulado mediante un control por modos deslizantes basado en un PI generalizado (con reconstructor de la corriente). Se realizan variaciones significativas de la carga R, las cuales afectan el consumo de potencia de los diferentes componentes que integran al circuito, y se observan los efectos sobre la respuesta del controlador mediante simulaciones numéricas en Matlab® e implementación práctica usando una tarjeta DSP. Este trabajo continúa el proyecto de grado de Orlando Ostos (Marzo,2004), extendiendo el análisis al problema de variación de carga de manera estática y dinámica. Nos basamos en modelos matemáticos del convertidor *Boost* para el modelo ideal y un modelo aproximado del diodo y el transistor, así como en simulaciones en el paquete Orcad®. En un caso, las simulaciones se basan en cálculos discretizados del controlador (en Matlab®) y otros se basan en una implementación analógica de tipo continuo (en Orcad®) realizada con propósitos de comparación. En la práctica el controlador se implementa de manera discretizada. Se incluye una novedosa extensión del controlador originalmente diseñado por H. Sira-Ramírez, R. Márquez y M. Fliess en (Sira-Ramírez, Márquez y Fliess 2002) basada en los principios de diseño del PI generalizado (Fliess, Márquez, Delaleau y Sira-Ramírez 2002). Este control permite eliminar el *offset* en el sistema real y en los modelos aproximados. En la implementación se agregó una configuración de resistencias y transistores para realizar las variaciones de carga controladas. Se observó que el sistema en lazo cerrado (para los parámetros utilizados) funciona adecuadamente para valores de resistencias altos (4kOhm en adelante), mientras que para valores de resistencias bajos (inferiores a 1kOhm), el comportamiento del circuito se aleja apreciablemente del comportamiento observado en los distintos modelos estudiados; debido a efectos de temperatura en los dispositivos semiconductores, a saturaciones en los amplificadores, etc., no tomados en cuenta explícitamente en el estudio realizado.

Palabras claves: reconstructores integrales, modos deslizantes, convertidores de potencia, características no modeladas.

Capítulo 1

Introducción

Los convertidores de potencia DC–DC son usados en una gran variedad de sistemas como los computadores, por ejemplo. Pueden ser considerados dentro de la categoría de sistemas de estructura variable (Utkin 1977): en los convertidores DC–DC la estructura varía en el tiempo debido a la acción de control por medio de un interruptor.

El empleo del modo deslizante como técnica de control para convertidores de potencia ha recibido mucha atención debido a que posee varias ventajas tales como robustez, estabilidad y buena respuesta dinámica. Algunos de los trabajos que describen la técnica de control por modos deslizantes están los realizados por: (Utkin 1977), (Sira-Ramírez 1988), (Alvarez-Gallegos y Silva-Navarro 1997), (Young, Utkin y Ozguner 1999), (Bartolini, Ferrara, Usai y Utkin 2000), (Yan 2003). Específicamente entre los que utilizan esta técnica en convertidores de potencia, encontramos los trabajos de: (Sira-Ramírez y Ríos-Bolivar 1994), (Escobar, Ortega, Sira-Ramírez, Vilain y Zein 1999), (Sira-Ramírez et al. 2002), (Shtessel, Zinober y Shkolnikov 2003).

En Sira-Ramírez et al.(2002) se propone el diseño de un control mediante modos deslizantes usando un reconstructor integral para el convertidor de potencia tipo Boost. En dicho trabajo el control se realiza utilizando la tensión de salida del convertidor. A través de simulaciones se evidencia la robustez del esquema de control en lazo cerrado para el modelo “ideal” del circuito *Boost* en lazo cerrado, cuando éste es sometido a repentinas variaciones de carga no modeladas.

Basado en Sira-Ramírez et al.(2002), Orlando Ostos en (Ostos-Roa 2004) implementa y estudia el convertidor de potencia *Boost*. De las conclusiones y resultados

obtenidos en dicho trabajo, se puede observar la necesidad de tomar en cuenta los efectos no modelados de los dispositivos semiconductores en el comportamiento del sistema en lazo cerrado. Del mismo modo, de los resultados prácticos alcanzados en (Uzcategui 2004) y (Ostos 2004), se advierte la necesidad de realizar un análisis más profundo y completo del comportamiento del esquema de control mencionado bajo diferentes escenarios de carga, debido a que existen comportamientos de los componentes electrónicos y eléctricos de los convertidores que no han sido tomados en cuenta en los modelos utilizados y que pueden alterar la respuesta del sistema.

En este trabajo se analizan los efectos no modelados que aparecen en el sistema en lazo cerrado mediante el análisis de variación de carga (se somete el circuito de manera estática y dinámica a diferentes valores de la resistencia de salida o resistencia de carga R del *Boost*).

El objetivo principal del presente proyecto de grado es estudiar el comportamiento en lazo cerrado ante variaciones discretas de carga del convertidor tipo *Boost* controlado a través del control por modos deslizantes usando un reconstructor integral desarrollado en Sira-Ramírez et al.(2002). Para ello se comprueban parte de los resultados, tanto teóricos como prácticos obtenidos por Ostos en (Ostos-Roa 2004) y se complementan los análisis allí expuestos. La metodología utilizada en el desarrollo del presente trabajo puede representarse esquemáticamente de la siguiente manera.

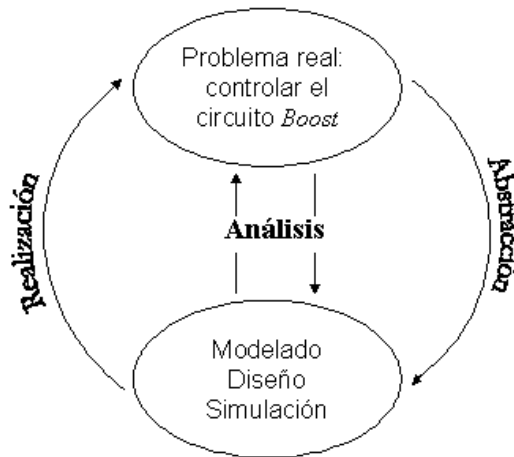


Figura 1.1: Esquema metodológico inicial

En la Figura 1.1 se puede observar el planteamiento inicial que se realizó, luego en la Figura 1.2 se muestra la metodología final empleada de manera detallada.

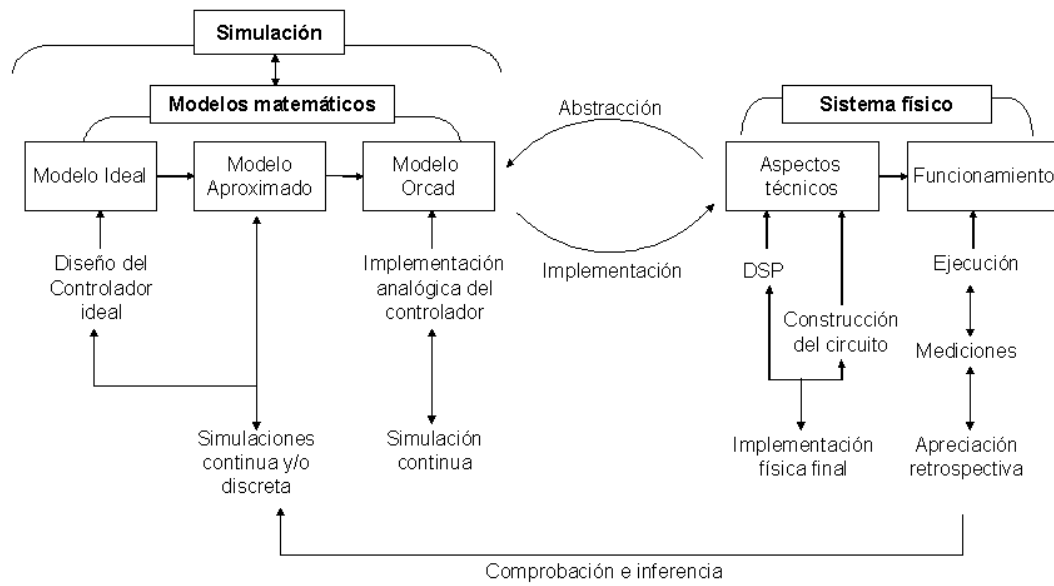


Figura 1.2: Esquema metodológico general

Brevemente este esquema puede interpretarse del siguiente modo:

- Para observar el comportamiento del convertidor tipo *Boost* se realiza el análisis mediante simulaciones del convertidor en lazo cerrado para el modelo ideal y el modelo aproximado en donde se incluyen las pérdidas de energía (se utilizan modelos de primer orden del diodo y el transistor) usando Matlab®. Además se incluyen simulaciones de los modelos anteriores, considerando los posibles retardos generados por el microprocesador, es decir, utilizando una frecuencia de muestreo. También se incluye la simulación del circuito usando Orcad®. En todos los casos se emplea el controlador ideal propuesto en Sira-Ramírez et al.(2002) y se comparan los resultados obtenidos con los expuestos en el artículo. En Orcad® la implementación del controlador es realizada de manera analógica.
- Se analiza mediante simulación el comportamiento del convertidor tipo *Boost* en lazo cerrado para los efectos de cambios de carga en los modelos ideal, aproximado y Orcad®.
- Con el propósito de comparar y verificar respecto al sistema real la veracidad y aplicabilidad de los resultados obtenidos en las simulaciones realizadas previamente. Se procede a la implementación del convertidor *Boost* controlado

mediante reconstructores integrales y modos deslizantes incluyendo variaciones de carga.

La organización del presente proyecto es la siguiente: en el Capítulo 2 se hace un breve repaso de las características del controlador desarrollado en Sira-Ramírez et al.(2002); seguidamente se estudian las respuestas en lazo cerrado de los modelos ideal y aproximado para diferentes valores de resistencias. Además, con propósitos de comparación, se realizan las simulaciones para los diferentes valores de carga utilizando la implementación analógica en Orcad®. Parte de este trabajo está basado en (Ostos-Roa 2004).

En el Capítulo 3 se incluye el estudio del efecto de las variaciones dinámicas de carga en la respuesta del convertidor *Boost* en lazo cerrado para los diferentes modelos considerados en el Capítulo 2. Luego, en el Capítulo 4 se desarrolla la implementación práctica del circuito mediante la tarjeta de adquisición de datos SBC6711 y se realiza el estudio estático y dinámico de la respuesta del convertidor *Boost* para las variaciones de carga. Para ello, se describe el montaje experimental y se discuten las pruebas realizadas.

En el Capítulo 5 se añade una nueva propuesta de un control PI generalizado; en el cual se elimina el *offset* en los modelos aproximados y en la implementación.

Finalmente en el Capítulo 6 se presentan las conclusiones y recomendaciones alcanzadas mediante la realización del presente trabajo.

Capítulo 2

Control por modos deslizantes del convertidor *Boost* basado en un PI generalizado (revisión)

2.1 Control PI generalizado basado en el modelo ideal del convertidor *Boost*

Para realizar el control del modelo ideal del convertidor *Boost* se estudió y utilizó la estrategia de control propuesta en Sira-Ramírez et al.(2002), en donde se propone la regulación de la tensión de salida del convertidor mediante un controlador por modos deslizantes basado en un PI generalizado. Esta estrategia de control fue la misma implementada en (Ostos-Roa 2004).

2.2 Controlador PI generalizado por modos deslizantes

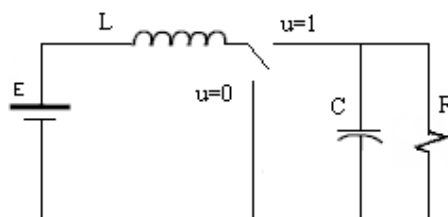


Figura 2.1: Estructura del modelo ideal del convertidor *Boost*

Las ecuaciones del circuito *Boost* (Figura 2.1) pueden ser escritas en forma general de la siguiente manera:

$$\dot{x}_1 = -\frac{ux_2}{L} + \frac{E}{L} \quad (2.1a)$$

$$\dot{x}_2 = \frac{ux_1}{C} - \frac{x_2}{RC} \quad (2.1b)$$

En donde x_1 es la corriente en la bobina (I_L), x_2 es la tensión en el condensador (V_c), u es la variable de control que representa la posición del conmutador. E, R, C, L , son los parámetros del sistema dados por la fuente de voltaje, la resistencia, el condensador o capacitor y la bobina o inductor respectivamente.

La teoría tradicional de modos deslizantes tiene como objetivo forzar al sistema que va a ser controlado a seguir una superficie S determinada. Para ello se considera $S = 0$, lo cual describe una superficie de deslizamiento en el espacio de estado. Luego se escoge una entrada adecuada de control para conseguir que el sistema esté alrededor de la superficie, obligando así a los estados que conforman al sistema a satisfacer la condición $S = 0$ y $\dot{S} = 0$, para que el sistema sea capaz de alcanzar la superficie desde cualquier condición inicial y permanecer en ella. Esto se lleva a cabo por medio de una ley de control para una variable definida $u \in \{0,1\}$ utilizando una política de conmutación adecuada.

El control en Sira-Ramírez et al.(2002) viene dado de la siguiente manera: se considera una superficie de deslizamiento $\sigma(x)$ que debe inducir a la corriente de la bobina a ir a su valor promedio de equilibrio $\bar{x}_1 = \frac{V_d^2}{ER}$. De esta forma la superficie queda definida como:

$$S = \{x \in R^2 | \sigma(x) = x_1 - \bar{x}_1 = x_1 - V_d^2/ER = 0\} \quad (2.2)$$

En donde la ley de control está dada por:

$$u = \begin{cases} 1 & \text{para } \sigma(x) > 0 \\ 0 & \text{para } \sigma(x) < 0 \end{cases}$$

El controlador descrito anteriormente está basado en la medición de la corriente de la bobina. En la realidad, la corriente I_L es difícil de medir, por ello es mejor considerar un esquema basado en la medición de la tensión en el condensador.

En el circuito *Boost* la tensión del condensador x_2 es una variable de fase no mínima, mientras que la corriente de la bobina x_1 es de fase mínima; por esta

razón se debe realizar un esquema de control indirecto a través de la regulación de la corriente de la bobina (Sira-Ramírez y Lischinsky 1991); (Sira-Ramírez et al. 2002). Para lograr el control a través de la variable x_2 (V_c) es posible utilizar la reciente teoría de reconstructores integrales o controladores PI generalizados. Ésta precisamente es la estrategia desarrollada en Sira-Ramírez et al.(2002) e implementada en (Ostos-Roa 2004).

Para empezar a aplicar esta estrategia de control con modos deslizantes se escoge un valor deseado definido por $\bar{x}_2 = y = V_d$. Se considera la integral de la corriente x_1 , directamente de (2.1a) se tiene:

$$\begin{aligned}\hat{x}_1(y, u) &= \int_0^t \left(\frac{E}{L} - \frac{u(\rho)y(\rho)}{L} \right) d\rho \\ \hat{x}_2(y) &= y(t)\end{aligned}\tag{2.3}$$

Considerando un error igual a:

$$\dot{\varepsilon} = y(t) - V_d \quad \varepsilon(0) = 0\tag{2.4}$$

El control está dado por:

$$u = \begin{cases} 1 & \text{para } \hat{\sigma}(y, u, \varepsilon) > 0 \\ 0 & \text{para } \hat{\sigma}(y, u, \varepsilon) < 0 \end{cases}$$

Añadiendo la estimación estructural de I_L y el error de estabilización de la tensión de salida se obtiene:

$$\hat{\sigma}(y, u, \varepsilon) = \int_0^t \left(\frac{E}{L} - \frac{u(\rho)y(\rho)}{L} \right) d\rho + \int_0^t k_o(y(\rho) - V_d) d\rho - \frac{V_d^2}{ER}\tag{2.5}$$

Ahora, incorporando el error (ε) se puede decir que:

$$\hat{\sigma}(y, u, \varepsilon) = \int_0^t \left(\frac{E}{L} - \frac{u(\rho)y(\rho)}{L} + k_o(y(\rho) - V_d) \right) d\rho - \frac{V_d^2}{ER}\tag{2.6}$$

Derivando la ecuación de la superficie deslizante tenemos:

$$\dot{\hat{\sigma}}(y, u, \varepsilon) = \frac{E}{L} - \frac{uy}{L} + k_o(y - V_d)\tag{2.7}$$

En condiciones de régimen deslizante, debido a las propiedades de invarianza (frecuencia infinita) se cumple:

$$\hat{\sigma} = \dot{\hat{\sigma}} = 0\tag{2.8}$$

En donde, al despejar u de (2.7) se obtiene el control equivalente:

$$u_{EQ} = \frac{E + Lk_o(y - V_d)}{y} \quad (2.9)$$

Sustituyendo en (2.1) el control equivalente (2.9) se obtiene el modelo promedio siguiente:

$$\begin{aligned} \dot{x}_1 &= -\frac{E + k_o L(x_2 - V_d)}{L} + \frac{E}{L} \\ \dot{x}_2 &= \frac{(E + k_o L(x_2 - V_d))x_1}{x_2 C} - \frac{x_2}{RC} \end{aligned} \quad (2.10)$$

En donde ahora, x_1 y x_2 son los valores promedio de la corriente en la bobina y la tensión en el condensador respectivamente (Este sistema corresponde a la dinámica remanente o dinámica de los ceros, la cual es localmente estable como se deduce de la linealización aproximada del mismo, ver (Sira-Ramírez, Márquez, Rivas-Echeverría y Llanes-Santiago 2005)).

Los puntos de equilibrio del modelo ideal promedio en lazo cerrado son:

$$\begin{aligned} \bar{x}_1 &= \frac{V_d^2}{RE} \\ \bar{x}_2 &= V_d \end{aligned} \quad (2.11)$$

En (2.11) se observa que en la respuesta del modelo ideal promedio, el valor de V_c siempre alcanzará el valor deseado (V_d) independientemente del valor de k_o y de R . Es decir, el control es robusto para el modelo ideal tal y como se señala en Sira-Ramírez et al.(2002).

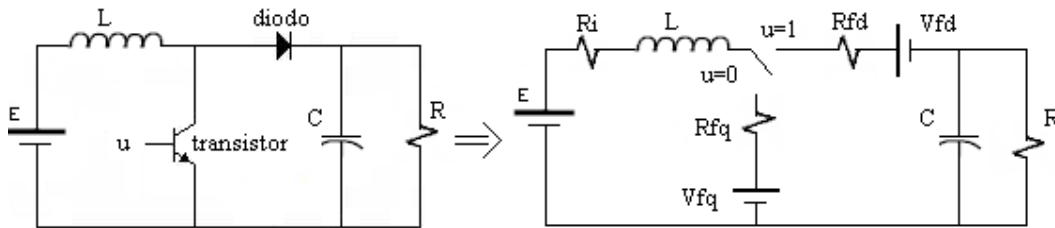


Figura 2.2: Estructura del modelo aproximado del convertidor *Boost*

Sin embargo, al considerar el modelo aproximado del convertidor *Boost* (en donde se sustituye al conmutador por una configuración con modelos de primer orden de diodo/transistor) Figura 2.2, las ecuaciones del circuito ahora vienen dadas de la

siguiente manera:

$$\begin{aligned} L\dot{x}_1 &= u[(V_{fq} - V_{fd}) + (R_{fq} - R_{fd})x_1 - x_2] - (R_i + R_{fq})x_1 - V_{fq} + E \\ C\dot{x}_2 &= ux_1 - \frac{x_2}{R} \end{aligned} \quad (2.12)$$

Al sustituir en (2.12) el control equivalente (2.9) y obtener el modelo promedio para el caso aproximado, los puntos de equilibrio son difíciles de calcular analíticamente. Por ello, a continuación se calculan numéricamente los puntos de equilibrio para los siguientes parámetros $C = 22\mu\text{F}$; $L = 225\text{mH}$; $R_i = 29.8\Omega$; $E = 10\text{Volt}$; $V_d = 20\text{Volt}$; $R_{fd} = 0.5\Omega$, $R_{fq} = 0.4\Omega$, $V_{fd} = 0.7\text{Volt}$, $V_{fq} = 0.7\text{Volt}$, $V_d = 20\text{Volt}$, $k_o = 2$.

Tabla 2.1: Puntos de equilibrio del modelo aproximado para diferentes valores de R .

Resistencia	Punto de equilibrio de V_c
100	8.45
200	11.35
500	14.64
600	15.15
1000	16.30
2700	17.58
4600	17.92
6100	18.05
8200	18.15
10000	18.20
15000	18.20
20000	18.30

En la tabla 2.1 se observa claramente que el punto de equilibrio de x_2 del modelo aproximado depende del valor de R . Se observa que para valores pequeños de resistencias, el controlador ya no cumple con su objetivo. Los efectos producidos por los cambios de resistencia en la acción del controlador es el objetivo principal del presente trabajo. Más adelante se estudiará con detalle la respuesta ante variaciones de la carga R discreta y dinámica del convertidor *Boost* para los modelos ideal, aproximado y el modelo en Orcad®. A continuación se presentan las simulaciones para cada uno de los modelos.

2.2.1 Respuesta en lazo cerrado del modelo ideal

En el modelo ideal se desprecian las pérdidas producidas por los elementos reales (resistencia interna de la bobina, implementación del interruptor, entre otros), la estructura ideal del convertidor Boost se muestra en la Figura 2.1. Debido a la acción del suiche, el circuito tiene para cada estado un sistema de ecuaciones. Como se señaló anteriormente, las ecuaciones en forma general pueden ser escritas de la siguiente forma:

$$\begin{aligned}\dot{x}_1 &= -\frac{ux_2}{L} + \frac{E}{L} \\ \dot{x}_2 &= \frac{ux_1}{C} - \frac{x_2}{RC}\end{aligned}$$

Las simulaciones en Matlab® puede ser realizadas de dos maneras diferentes, en donde se emplean valores finitos de frecuencia. Una en donde la integral (2.6) se introduce directamente como uno de los estados del sistema y que llamaremos integral continua (IC).

```
% Algoritmo de control.m para la integral continua del modelo ideal
%Ley de control
    u=(1/2)*(1+sign(s));
%Ecuaciones del circuito
    xdot(1)= -u*x(2)/L + (E/L); %I1
    xdot(2)= u*x(1)/C - x(2)/(R*C); %Vc
%Ecuacion del reconstructor integral
    xdot(3)=((1/L)*(E-u*x(2))+ko*(x(2)-Vd));
%Superficie deslizando
    s=x(3)-Vd*Vd/(R*E);
```

Y otra en donde se discretiza la integral y se calcula dentro del algoritmo de control en la rutina de Matlab®. Para la discretización de la integral se utiliza el método de Euler hacia adelante $Y(n+1) = Y(n) + h * f(Yn, tn)$. De esta forma, la superficie discretizada está dada entonces por:

$$\begin{aligned}s_k &= s_{k-1} + \Delta T \left(\frac{E}{L} - \frac{uy}{L} + k_o(y - V_d) \right) \\ s &= s_k - \frac{V_d^2}{ER}\end{aligned}\tag{2.13}$$

En este último caso se introducen los “retardos” que pudiera generar el microprocesador; a esta simulación la denominaremos integral discretizada (ID).

```
%Algoritmo de control.m para la integral discretizada del modelo ideal
```

```
...
```

```

maxiclos=5000;
for M =1:maxiclos
% Discretizacion de la integral mediante el metodo de Euler
n=n+1; % Subindice, inicia en 2
n1=n-1; % Segundo subindice comienza en 1
t(n)=t(n1)+ T; %Paso del metodo
%Formula del metodo de Euler hacia Adelante. Y(n+1)=Y(n)+h*f(Yn,tn)
s(n)=(s(n1)+T*((1/L)*(E-u*b(length(b),2))+ko*(b(length(b),2)-Vd)));
%Superficie deslizante
ss=s(n)-Vd*Vd/(R*E);
%Ley de control
u=(1/2)*(1+sign(ss));

```

En las simulaciones para la integral continua del modelo ideal en lazo cerrado se utilizaron los siguientes valores:

$$C = 22\mu\text{F}; L = 225\text{mH}; E = 10\text{Volt}; V_d = 20\text{Volt}; T = 0.2\text{seg}$$

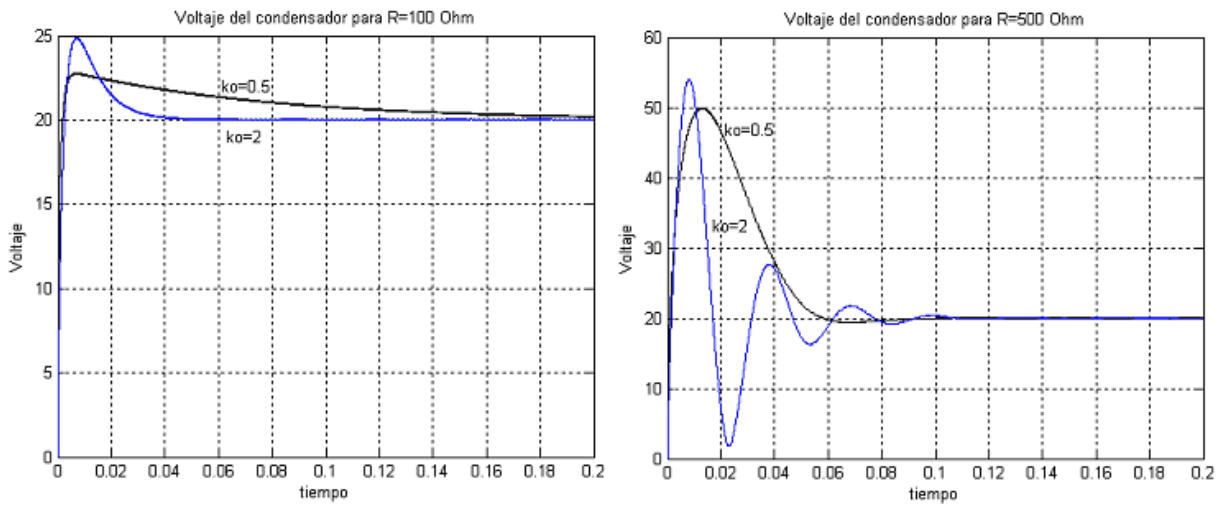


Figura 2.3: Comportamiento en lazo cerrado de convertidor *Boost* ideal (IC) para diferentes valores de k_o y R

Como se debe cumplir que $0 < u_E < 1$. De (2.9) despejando del sistema de inequaciones resultante se obtiene el rango de k_o . Así, k_o es una constante de diseño positiva que viene dada por:

$$0 < k_o < E/(LV_d) \quad (2.14)$$

De (2.14) se infiere que a medida que el valor de V_d es mayor el rango de k_o que permite garantizar el régimen deslizante va disminuyendo (Figura 2.4). Cabe destacar

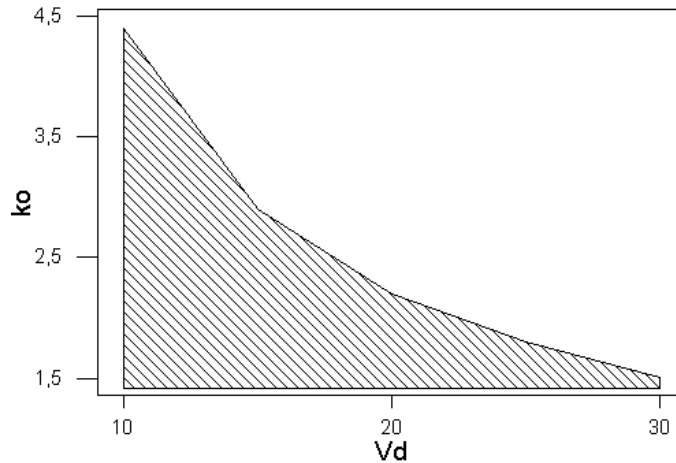


Figura 2.4: Rango de valores para k_o en función del valor deseado (V_d)

que la relación de k_o en (2.14) está basada en un modelo promedio en donde se asume una frecuencia infinita y en donde el intervalo de k_o está dado para garantizar el mayor rango de existencia posible, Sira-Ramírez et al.(2002)

En (Ostos-Roa 2004) se puede observar que esta constante de diseño influye en la respuesta deseada del convertidor y que su elección debe considerarse de manera práctica. En el caso ideal, para valores de k_o pequeños, el tiempo de asentamiento es corto con respecto al obtenido para valores grandes de k_o . Además, en lazo cerrado, valores pequeños de k_o producen una frecuencia de oscilación mayor que valores grandes de k_o , mientras que la amplitud de las oscilaciones es menor para valores de k_o pequeños.

En la Figura 2.3 se aprecia como, para un valor de R menor, el tiempo de asentamiento es menor a medida que el valor de k_o es más grande. Mientras que para un valor de R más grande la respuesta para un k_o más pequeño posee un tiempo de asentamiento menor con respecto al de k_o mayores ¹. También se puede apreciar que mientras el valor de R aumenta la respuesta transitoria del sistema se hace más oscilatoria. Se puede notar en la Figura 2.3, que el controlador para el caso ideal es robusto (no hay *offset* y se alcanzan los puntos de equilibrio es decir, V_c alcanza el valor deseado $V_d = 20\text{Volt}$) tal y como se muestra en Sira-Ramírez et al.(2002).

Utilizando los parámetros anteriores, para las simulaciones de la integral discretizada del modelo ideal en lazo cerrado, en la Figura 2.5 vemos que el

¹Este caso es el que puede observarse en (Ostos-Roa 2004).

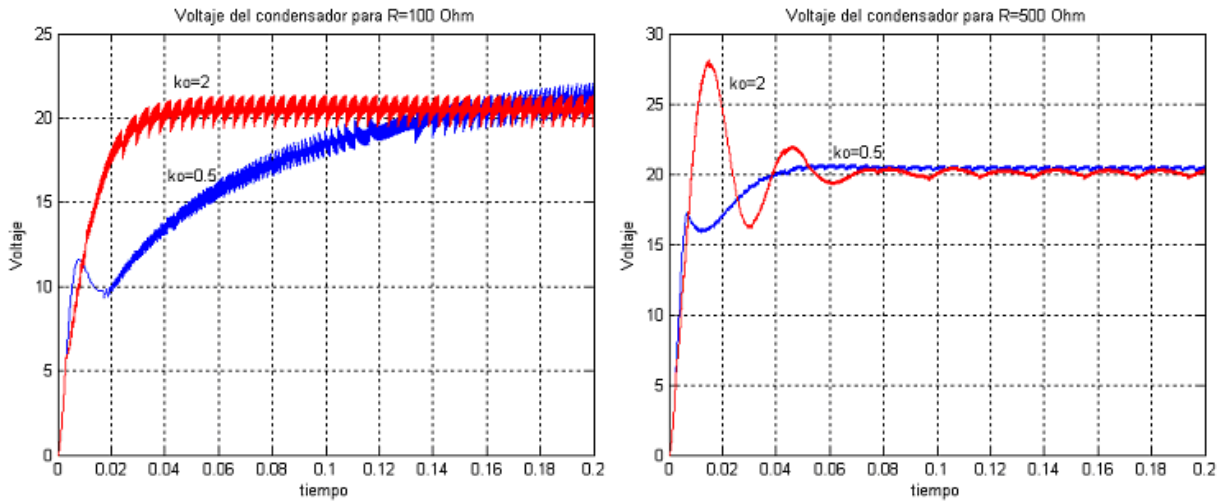


Figura 2.5: Comportamiento en lazo cerrado del convertidor *Boost* ideal (ID) para diferentes valores de k_o y R

comportamiento es similar al caso anterior, especialmente para $R = 500\Omega$. Es importante resaltar que mientras el valor de R disminuye, el *chattering* es mayor independientemente del valor de k_o . En las simulaciones anteriores se observa que la respuesta de este modelo siempre alcanza el valor deseado independientemente de los valores de R y k_o .

En las implementaciones reales pueden ocurrir desviaciones del modelo ideal debido a las imperfecciones de los dispositivos interruptores (diodos y transistores) y debido a las características no modeladas (efecto joule, histéresis, absorción dieléctrica) que pueden provocar oscilaciones en las vecindades de la superficie deslizante (tal fenómeno es llamado “*chattering*”). Este fenómeno disminuye la precisión del control, y las causas que lo provocan pueden ser disminuidas pero a costo de incrementar enormemente el grado de dificultad en cuanto a cálculos e implementación (Young et al. 1999), (Bartolini et al. 2000).

2.2.2 Respuesta en lazo cerrado del modelo aproximado

Como se dijo anteriormente, en este caso se incluyen las pérdidas introducidas por la acción del interruptor. Para este modelo se continúa utilizando el controlador ideal (2.7) el cual no compensa directamente las pérdidas (para este caso no se cumple que $0 < k_o < E/LV_d$ ²). Se trató de buscar de manera analítica una ecuación para hallar

²En (Ostos-Roa 2004) se obtiene para este caso de manera experimental $0.4 < k_o < E/LV_d$

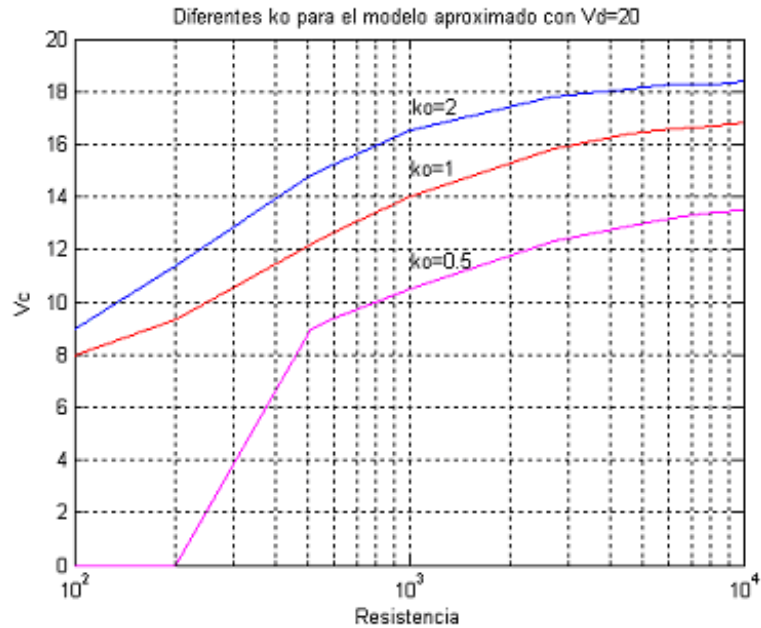


Figura 2.6: Respuesta de V_c en estado estacionario del modelo aproximado para $V_d=20$ Volt en función de R y k_o

el rango de k_o en el modelo aproximado; sin embargo no se obtuvieron resultados satisfactorios. Por ello, se realizaron simulaciones con distintos valores de k_o y de R obteniéndose como resultado que para algunos valores de R , dependiendo del valor de k_o , no se lograba alcanzar la superficie deslizando, perdiéndose por consiguiente la acción del controlador.

En la Figura 2.6, se muestra la respuesta de la tensión V_c en estado estacionario para diferentes valores de resistencias (curva de carga estática). Se utiliza una escala semilogarítmica, para obtener mejor apreciación para valores pequeños de R . Se observa que para valores de R menores de 200Ω es difícil tomar un valor adecuado de k_o . Se observa además que, para un mismo valor de R , mientras más grande sea k_o , el valor de V_c tiende a acercarse al valor deseado V_d (Figura 2.7).

Para este caso también se incluye, tal y como para el modelo ideal, una simulación con la integral de manera continua (IC) y una en donde se discretiza la integral para incluir los posibles “retardos” del microprocesador (ID).

```
% Algoritmo de control.m para la integral continua del modelo aproximado
%Ley de control
    u=(1/2)*(1+sign(s));
%Ecuaciones del circuito
```

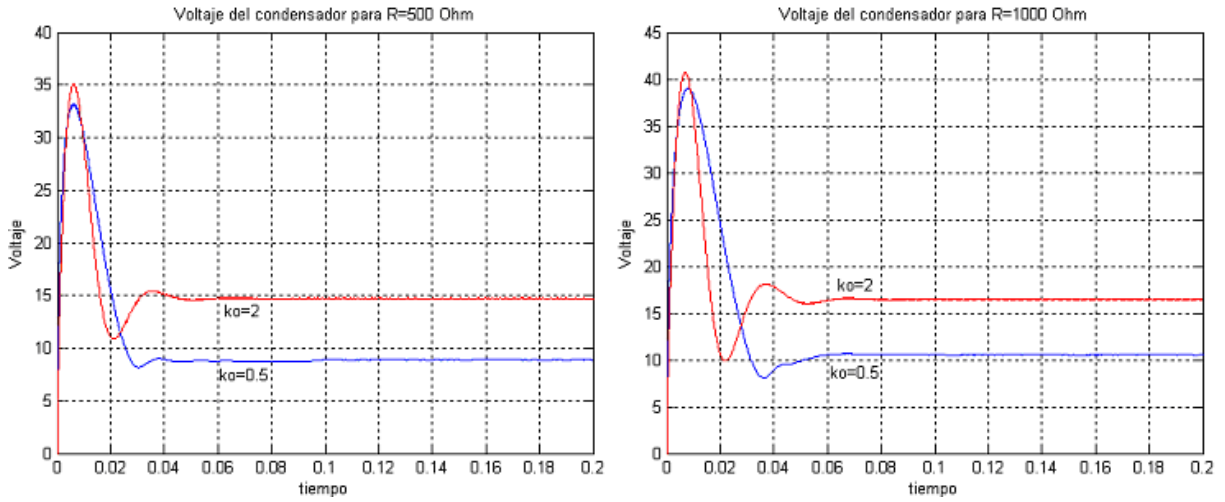


Figura 2.7: Comportamiento en lazo cerrado de convertidor *Boost* aproximado (IC) para diferentes valores de k_o y R

```

xdot(1)=(u/L)*((Vfq-Vfd)+(Rfq-Rfd)*x(1)-x(2))-((x(1))/L)*(R1+Rfq)+(E-Vfq)/L; %I1
xdot(2)= u*x(1)/C - x(2)/(R*C); %Vc
%Ecuacion del reconstructor integral
xdot(3)=((1/L)*(E-u*x(2))+ko*(x(2)-Vd));
%Superficie deslizando
s=x(3)-Vd*Vd/(R*E);

%Algoritmo de control.m para la integral discretizada del modelo aproximado
...
maxiclos=5000;
for M =1:maxiclos
% Discretizacion de la integral mediante el metodo de Euler
n=n+1; % Subindice, inicia en 2
n1=n-1; % Segundo subindice comienza en 1
t(n)=t(n1)+ T; %Paso del metodo
%Formula del metodo de Euler hacia Adelante. Y(n+1)=Y(n)+h*f(Yn,tn)
s(n)=(s(n1)+T*((1/L)*(E-u*b(length(b),2))+ko*(b(length(b),2)-Vd)));
%Superficie deslizando
ss=s(n)-Vd*Vd/(R*E);
%Ley de control
u=(1/2)*(1+sign(ss));

```

Como se señaló anteriormente, los puntos de equilibrio para el modelo promedio del caso aproximado resultan en expresiones relativamente complejas de calcular. Sin embargo, sustituyendo los valores de los parámetros utilizados $C = 22\mu\text{F}$; $L = 225\text{mH}$; $R_i = 29.8\Omega$; $E = 10\text{Volt}$; $V_d = 20\text{Volt}$; $R_{fd} = 0.5\Omega$, $R_{fq} = 0.4\Omega$, $V_{fd} =$

0.7Volt, $V_{fq} = 0.7\text{Volt}$, $V_d = 20\text{Volt}$, $k_o = 2$ y, por ejemplo, para $R = 500\Omega$, dentro de las ecuaciones de los puntos de equilibrio obtenemos los valores:

$$I_L = 0.56\text{Amp} \quad V_c = 14.64\text{Volt} \quad (2.15)$$

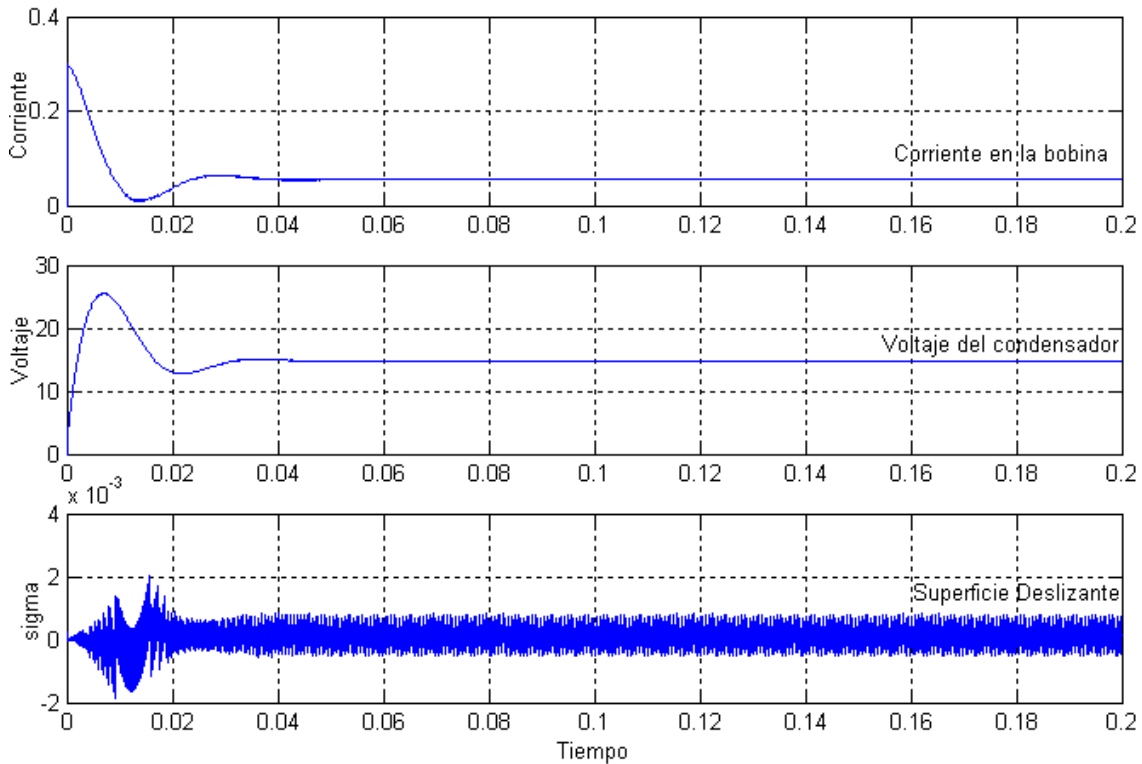


Figura 2.8: Comportamiento en lazo cerrado del convertidor *Boost* aproximado (IC) con $R=500\text{ Ohm}$, $k_o=2$ y $V_d=20\text{ Volt}$

Al querer hacer que la respuesta del sistema se acerque lo más posible a la respuesta del convertidor implementado prácticamente, de ahora en adelante para las simulaciones se consideran las condiciones iniciales de los estados del sistema iguales a: $x_1 = 0.3\text{Amp}$ y $x_2 = 0\text{Volt}$ para la corriente en la bobina y el voltaje en el condensador, respectivamente.

En las Figuras 2.8 y 2.9 los comportamientos son similares, aunque es importante destacar que para el último caso se observa un *chattering* mayor. Además, también se puede ver que V_c es aproximadamente 14.7Volt es decir, alcanza un valor de equilibrio, pero no alcanza el valor deseado $V_d = 20\text{Volt}$. Como se observó previamente en la Tabla 2.1, para este caso el controlador no es robusto.

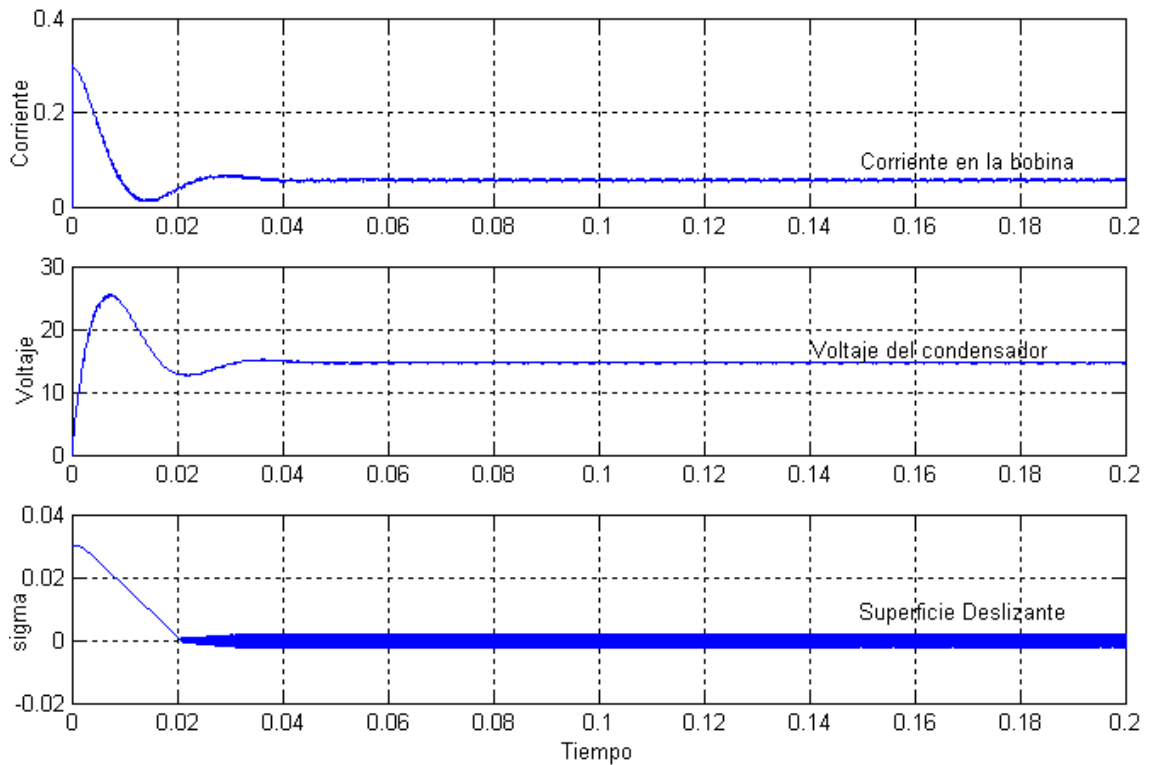


Figura 2.9: Comportamiento en lazo cerrado del convertidor *Boost* aproximado (ID) para $R=500$ Ohm, $k_o=2$ y $V_d=20$ Volt

2.3 Modelo en Orcad del convertidor *Boost*

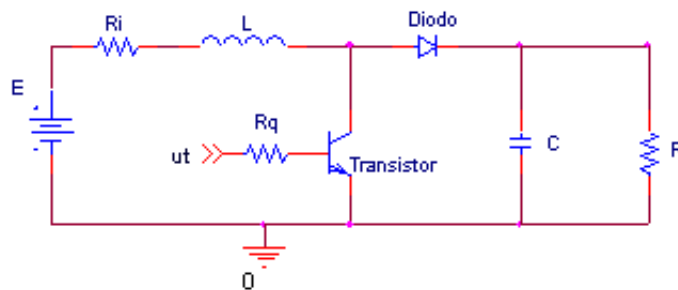


Figura 2.10: Modelo en Orcad del convertidor *Boost*

Este modelo se realiza con propósitos de comparación y se basa en la implementación analógica de tipo continuo del convertidor. Las simulaciones del circuito se realizaron en el programa Capture de Orcad®. Orcad® permite realizar un análisis más detallado del comportamiento del convertidor debido a que incluye los modelos matemáticos de los componentes electrónicos. El modelo empleado en

Orcad® se muestra en la Figura 2.10. Aquí se implementa el interruptor del modelo ideal mediante una configuración transistor/diodo. Cabe destacar que este tipo de simulaciones se han venido realizando en diversos proyectos de grado, (Uzcategui 2004), (Cheung 2004), (Romero 2004), (Ostos 2004), entre otros. Específicamente, las simulaciones aquí realizadas son semejantes a las efectuadas en (Ostos-Roa 2004).

2.3.1 Realización analógica del cambio de carga

Para realizar los cambios de carga en Orcad®, se utilizaron dos configuraciones. Una que permite hacer el cambio de carga de un valor menor de resistencia a un valor mayor (Figura 2.11), y una que permite realizarlo de un valor mayor de R a uno menor (Figura 2.12).

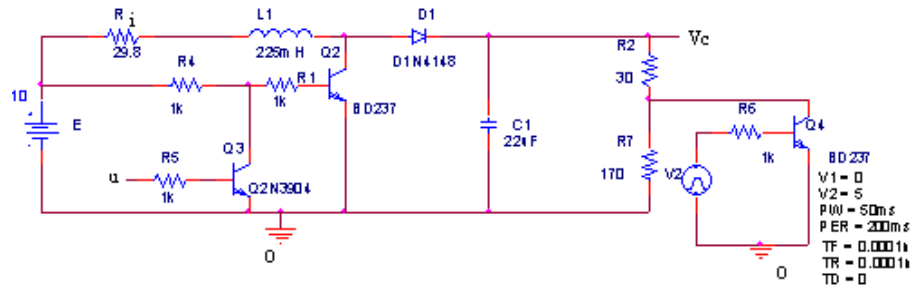


Figura 2.11: Esquema del convertidor *Boost* para el cambio de carga (De menor a mayor) en Orcad Capture

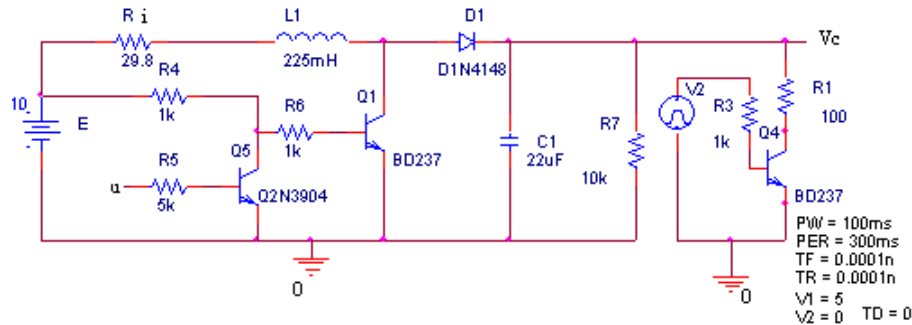


Figura 2.12: Esquema del convertidor *Boost* para el cambio de carga (De mayor a menor) en Orcad Capture

2.3.2 Respuesta en lazo cerrado del modelo en Orcad

Para los valores con los que hemos venido trabajando ($C = 22\mu\text{F}$; $L = 225\text{mH}$; $R_i = 29.8\Omega$; $E = 10\text{V}$; $V_d = 20\text{V}$) y condiciones iniciales $x_1 = 0.3\text{Amp}$, $x_2 = 0\text{V}$ el

comportamiento en lazo cerrado del modelo en Orcad® difiere del comportamiento para los modelos anteriores en la respuesta transitoria. Mientras que se asemeja para el estado estacionario.

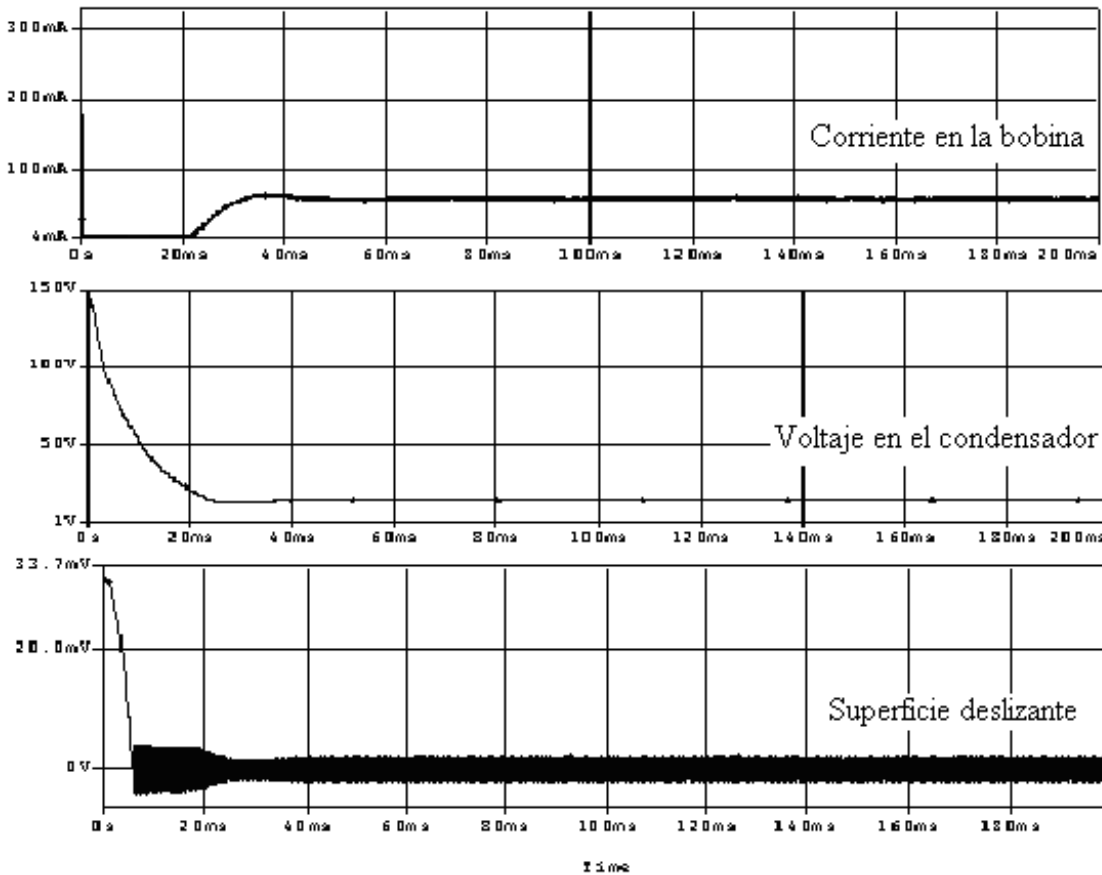


Figura 2.13: Respuestas del modelo en Orcad y del modelo aproximado (ID) del convertidor *Boost* para $R=500\ \Omega$ y $k_o=2$

Para observar más detalladamente este caso en la Figura 2.13 se puede observar la respuesta del modelo en Orcad® para una resistencia de $500\ \Omega$.

Es importante resaltar que esta implementación analógica es utilizada por la información que proporciona acerca de los componentes que integran al circuito, sin embargo la implementación real del controlador no se realizó de manera analógica, sino por el contrario de forma discretizada mediante una tarjeta DSP.

Capítulo 3

Estudio del efecto de las variaciones de carga en la respuesta del convertidor en lazo cerrado

En el capítulo anterior se presentaron tres modelos del circuito *Boost* y se estudiaron los comportamientos en lazo cerrado para cada uno de los casos. La finalidad de utilizar otros modelos además del idealizado, es tomar en cuenta ciertas limitaciones de los dispositivos que conforman al circuito y obtener así un análisis más detallado de la respuesta del convertidor¹. Comprender y observar el comportamiento en cada caso es de suma importancia para el estudio de variación de carga, tal y como se podrá observar a continuación.

3.1 Efectos estáticos de las variaciones de carga (en estado estacionario)

Considerando los resultados del capítulo anterior, se procedió a realizar un estudio más detallado de la respuesta del convertidor *Boost* para diversos valores de resistencia en cada uno de los modelos. Para ello se escogieron $k_o = 2$ y $V_d = 20\text{Volt}$, y se realizaron las simulaciones con el controlador discretizado en los modelos ideal y aproximado. Se tomó el caso discretizado por ser el más parecido a la implementación práctica.

¹Sin embargo no se toman en cuenta modelos más complicados que incluyan modelos de mayor orden que consideren características más precisas de los diodos y transistores. Para ello se refiere al lector a (Reinoza 2005)

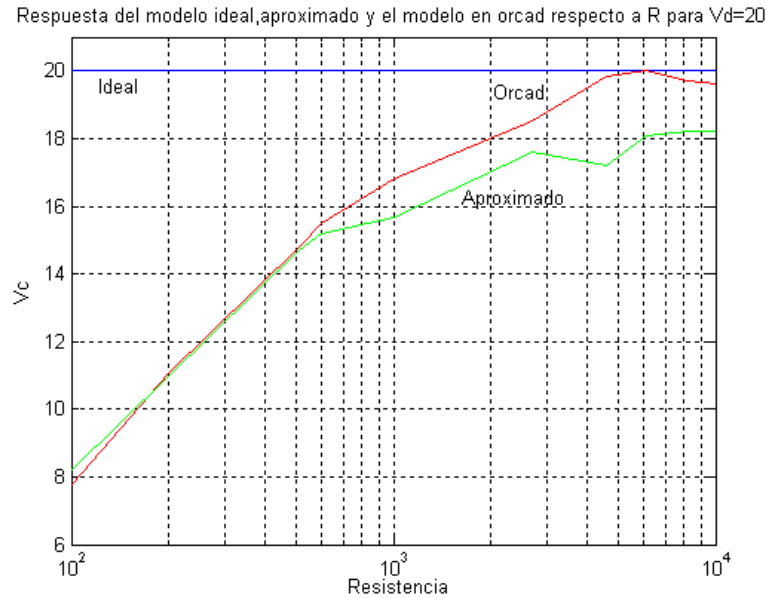


Figura 3.1: Curvas de respuesta en estado estacionario de la tensión en el condensador de los diferentes modelos del circuito Boost en lazo cerrado con $k_o=2$ y $V_d=20$ Volt

Se analizó la relación entre las respuestas de cada uno de los modelos para diferentes valores de R . En la Figura 3.1 (en escala semilogarítmica para observar mejor el comportamiento para valores de resistencia pequeños), se puede observar que el modelo aproximado (discretizado) y el modelo en Orcad® difieren en manera considerable del modelo ideal para valores de R menores que 600Ω . También se puede notar que, a medida que el valor de R aumenta, el valor de V_c se acerca más al valor deseado. De igual manera cabe destacar que para valores de R mayores o iguales a 1000Ω el valor de V_c para los modelos aproximado y Orcad® comienza a tomar valores alrededor del 25% (mayores a 15Volt) por debajo del valor deseado².

Es importante resaltar que, aunque los modelos aproximados nos permiten un análisis más detallado del posible comportamiento del convertidor, aún en éstos se realizan abstracciones debido a que, por ejemplo, las fuentes, bobinas y condensadores no son ideales. Ciertamente, no es sencillo considerar todas las características en un solo modelo y, por consiguiente, es más lógico considerar modelos que tomen en cuenta sólo algunas de las características que se consideren más relevantes. En particular desde el punto de vista del análisis y diseño de controladores.

²Cabe destacar que este estudio también se realizó para valores deseados de 15 y 20 Volt., observándose el mismo comportamiento.

3.2 Simulaciones

A continuación se presenta un análisis detallado de las simulaciones para estudiar el comportamiento de las respuestas de cada modelo considerando diferentes valores de resistencias. Como se dijo anteriormente se fijan $V_d = 20\text{Volt}$ y $k_o = 2$. Los valores de los parámetros a utilizar son los mismos del capítulo anterior.

Al observar los datos de las simulaciones en cada modelo observamos que:

- En general para resistencias pequeñas se observa en el estado estacionario un mayor *chattering* (oscilaciones de alta frecuencia y amplitud pequeña) que para resistencias grandes.
- A medida que el valor de R es mayor, en estado estacionario V_c se acerca más al valor deseado V_d .
- Para las simulaciones en Matlab®, a medida que el valor de R aumenta existe un sobredisparo que se va incrementando.
- El tiempo de asentamiento se incrementa a medida que R aumenta.
- A medida que el valor de R es mayor, la respuesta es más oscilatoria. Especialmente en el modelo ideal.

Tabla 3.1: Datos de las simulaciones para la potencia en la resistencia ($V_d=20\text{Volt}$ y $k_o=2$)

Resistencia (Ohm)	Modelo Ideal (W)	Modelo Aproximado (W)	Modelo en Orcad (W)
100	4.0	0.81	0.62
200	2.0	0.65	0.61
500	0.8	0.44	0.44
1000	0.4	0.27	0.28
2700	0.15	0.12	0.15
4600	0.09	0.07	0.09
6100	0.07	0.05	0.07
8200	0.05	0.04	0.05
10000	0.04	0.03	0.04

Otro aspecto importante que se consideró al realizar las simulaciones, pensando en la implementación, fue la potencia en la resistencia de carga. Para obtener los valores de la potencia en cada caso se utilizó la expresión $P = V_c^2/R$. En la Tabla 3.1 se puede

notar que a medida que el valor de la resistencia disminuye, el valor de la potencia tiende a aumentar considerablemente.

3.2.1 Comportamiento ante variaciones dinámicas de carga

A continuación aplicaremos variaciones discretas en los valores de R a los diferentes modelos del circuito *Boost* y observaremos el comportamiento del convertidor para cada caso. Basados en los resultados de la Figura 3.1 se escogen los valores extremos de $R = 100\Omega$ y 10000Ω para realizar las variaciones discretas de 100Ω a $10k\Omega$. Los cambios se realizan en un tiempo t dado (luego de que el sistema se estabilice).

Modelo ideal: la variación de carga es realizada en $t = 0.06\text{seg}$. Se puede ver que el valor de I_L cae hasta su nuevo punto de equilibrio, mientras que V_c regresa al valor deseado $V_d = 20\text{Volt}$ (Figura 3.2) es decir, para este modelo el controlador es robusto como se señala en (Sira-Ramírez et al. 2002). En la superficie deslizante se puede ver que, cuando se realiza el cambio de carga el régimen deslizante trata de abandonar la superficie pero rápidamente regresa de nuevo a ella. Además se puede notar, como se dijo en la sección anterior, que en el modelo ideal a medida que el valor de la resistencia es mayor, la respuesta es más oscilatoria.

Modelo aproximado: En este caso la variación se realiza en $t = 0.1\text{seg}$. El valor de I_L cae a 0.005Amp y V_c estabiliza en 18.2Volt . En la Figura 3.3 se observa que el *chattering* es mayor cuando $R = 100\Omega$. Al igual que en el caso anterior se observa como el régimen deslizante trata de abandonar la superficie cuando se realiza el cambio de carga.

Modelo en Orcad: La variación se realiza en $t = 0.1\text{seg}$. V_c estabiliza en 20.8Volt y la corriente se estabiliza en $I_L = 0.006\text{Amp}$ (Figura 3.4). Se observa que la trayectoria de la superficie deslizante se aleja cuando se realiza el cambio de carga. Cabe destacar que para este caso la respuesta es muy similar a la del caso anterior.

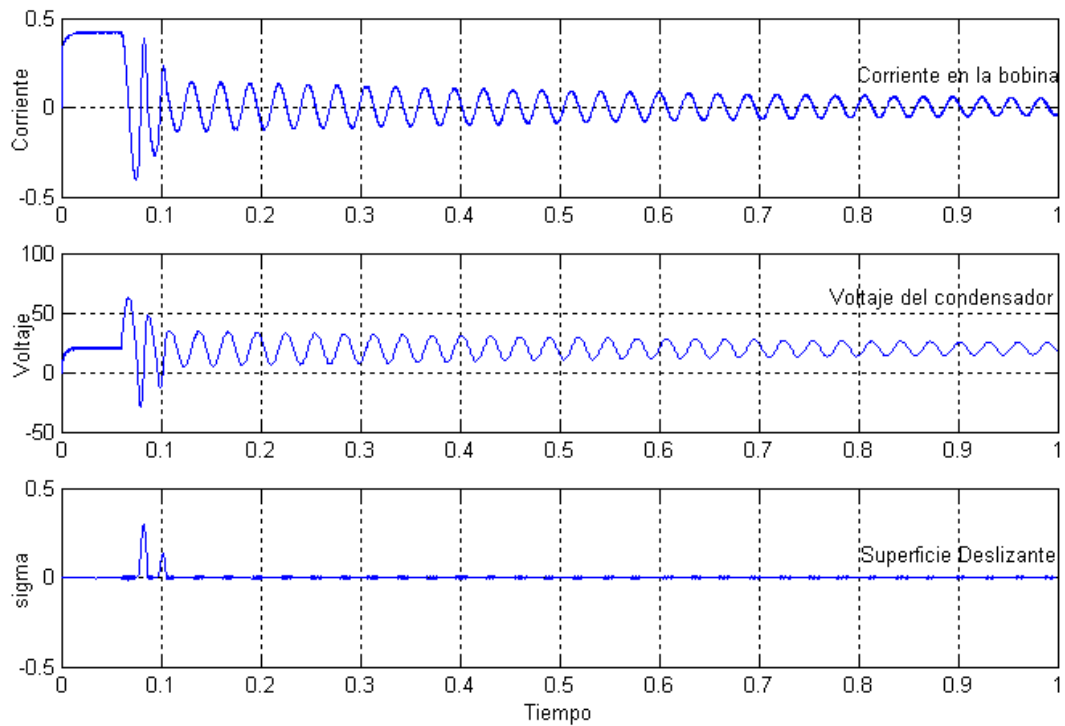


Figura 3.2: Variación de carga de $R=100$ Ohm a $R=10k$ Ohm para el circuito *Boost* modelo ideal (ID)

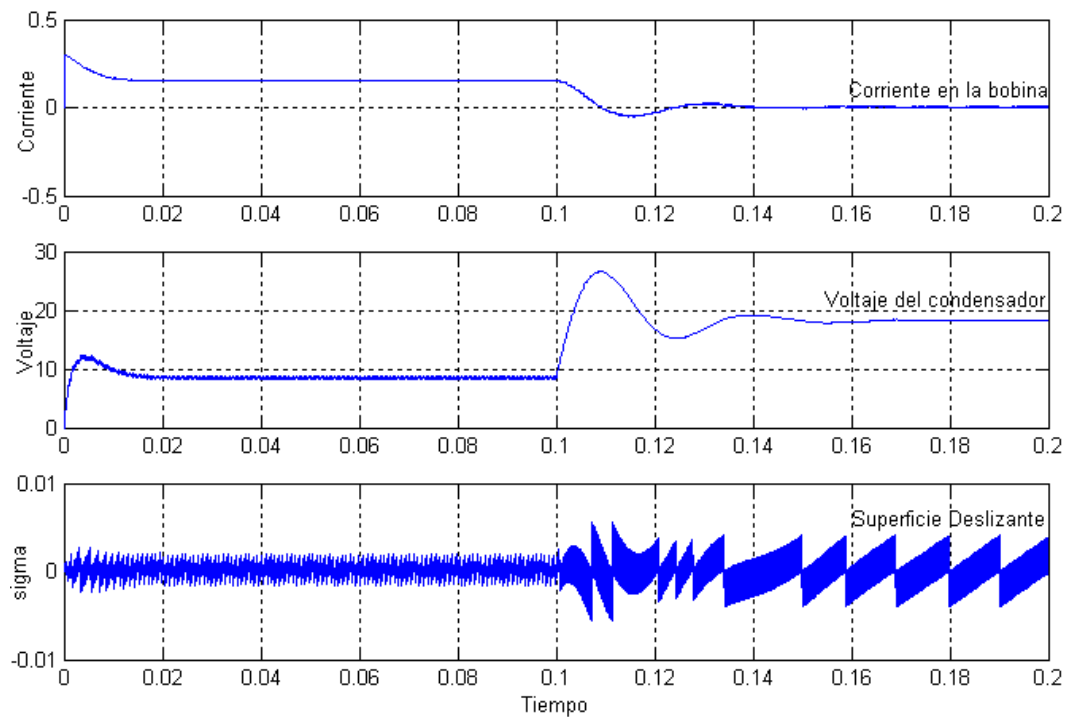


Figura 3.3: Variación de carga de $R=100$ Ohm a $R=10k$ Ohm para el circuito *Boost* modelo aproximado (ID)

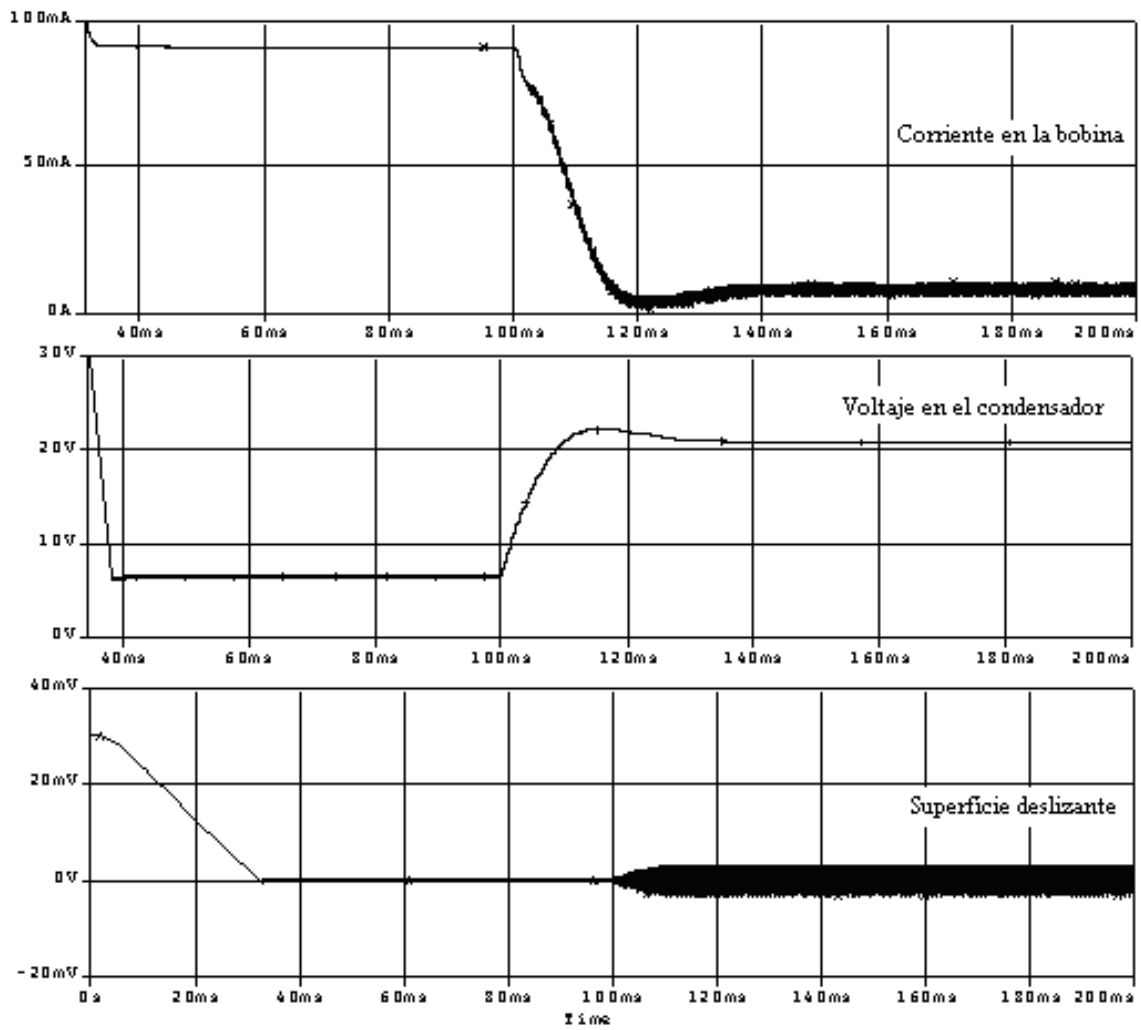


Figura 3.4: Variación de carga de $R=100\ \Omega$ a $R=10\text{k}\ \Omega$ para el circuito *Boost* modelo en Orcad

Capítulo 4

Implementación práctica

En los capítulos anteriores se estudió, esencialmente mediante simulación, el comportamiento del convertidor *Boost* respecto a variaciones estáticas y dinámicas de la carga R a la salida del convertidor. En este capítulo se procede a realizar un análisis equivalente del comportamiento del sistema en lazo cerrado (circuito y controlador ideal) respecto a variaciones en la carga utilizando para ello, los resultados anteriores y evaluando la implementación práctica del convertidor utilizando la tarjeta de adquisición de datos SCB6711.

4.1 Aspectos técnicos

Básicamente el montaje experimental realizado es el utilizado en (Ostos-Roa 2004) (Figura 4.1). Antes de comenzar la descripción del mismo, es necesario tomar en cuenta ciertos aspectos técnicos fundamentados en el análisis de potencia realizado en el capítulo anterior.

En las simulaciones obtenidas para los parámetros $C = 22\mu\text{F}$; $L = 225\text{mH}$; $R_i = 29.8\Omega$; $E = 10\text{Volt}$; $R_{fd} = 0.5\Omega$, $R_{fq} = 0.4\Omega$, $V_{fd} = 0.7\text{Volt}$, $V_{fq} = 0.7\text{Volt}$, se observó que para valores pequeños de R la potencia alcanzaba valores relativamente altos (vease Tabla 3.1).

Las resistencias que más común y fácilmente se encuentran en el mercado soportan una potencia máxima de $1/2W$. Por ello, y con el propósito de poder observar el funcionamiento y la respuesta del circuito ante variaciones de carga, así como resguardar el montaje experimental, se realizó la escogencia de valores y dispositivos

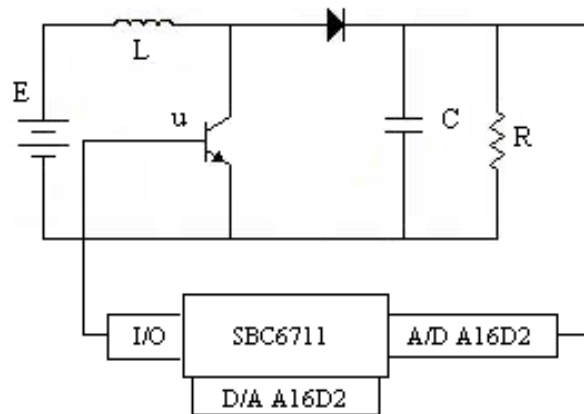


Figura 4.1: Montaje en lazo cerrado del convertidor Boost

específicos para poder manejar la potencia dentro del circuito real.

Una alternativa para manejar la distribución de la corriente y por consiguiente valores altos de potencia, es la utilización de diodos y resistencias en paralelo. Sin embargo, esta configuración no fue implementada. Para las pruebas de variaciones de carga, se utilizaron resistencias de $1/4W$ para valores altos de R , de $1/2W$ para valores medios, y por último, resistencias de alta potencia para valores pequeños de R . Recordando respetar los límites de operación de los demás dispositivos presentes en el circuito, el menor valor de resistencia de alta potencia utilizado fue de 600Ω , por ser la más comercial además de estar dentro del rango de operación de los dispositivos utilizados.

En el montaje real se utilizan los transistores BD237 y Q2N3904, además de un diodo 1N4148. Para proteger estos dispositivos se tomaron en cuenta los límites de operación proporcionados por los fabricantes, se asegura de esta forma que los valores nominales máximos para cada uno de ellos no sean excedidos y, por consiguiente, que la señal de salida presente la menor distorsión posible.

Transistor BD237: entre los valores nominales máximos para éste transistor tenemos la corriente máxima de colector (I_{cmax}) de 2Amp, mientras para un voltaje de colector a base (V_{CBO}) de 100Volt y una máxima disipación colectora (P_c) de 25W, a una temperatura de 25°C . Estos datos son tomados de la hoja de datos para el transistor de la Fairchild. Al igual que las curvas de las Figuras 4.2 y 4.3.

Transistor Q2N3904: los valores nominales máximos son una corriente máxima de colector (I_{cmax}) de 200mA, un (V_{CBO}) de 60Volt y (P_c) de 800mW, para una

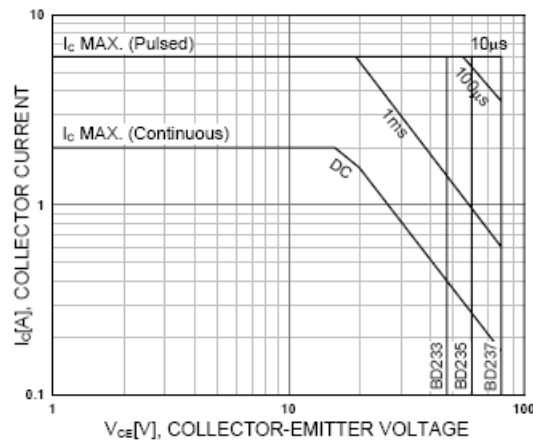


Figura 4.2: Rango de operación del transistor BD237

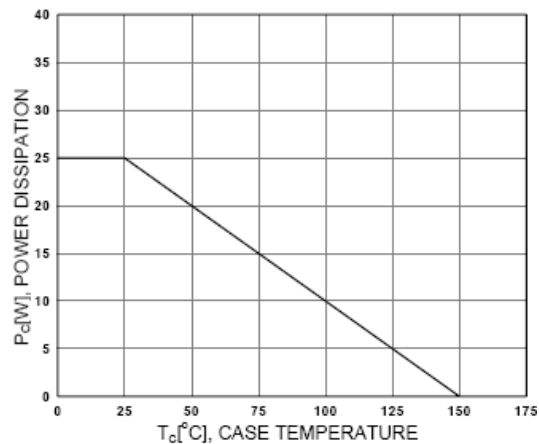


Figura 4.3: Curva de disipación de potencia para el transistor BD237

temperatura menor o igual a 25°C¹. Mediante la relación $R = V/i$ y utilizando ($I_c max$) = 200mA obtenemos en 4.1 la resistencia mínima a utilizar de acuerdo al valor del voltaje deseado.

Tabla 4.1: Valores de resistencia mínima para el transistor Q2N3904

Voltaje deseado	Resistencia (Ohm)
15	75
20	100
25	125

Diodo 1N4148: Para el diodo 1N4148 la corriente promedio para cuando está en

¹Estos datos pertenecen a la hoja de datos del transistor 2N3904 de la Fairchild

conducción ($I_f(Av)$) es de 200mA, mientras que la potencia máxima disipada es de 500mW². Utilizando la ecuación $R = V/i$, se calcula la resistencia mínima a utilizar para proteger el diodo. Como la corriente promedio es de 200mA tenemos para distintos valores de V_d

Tabla 4.2: Valores de resistencia mínima para el diodo 1N4148

Voltaje deseado	Resistencia (Ohm)
15	75
20	100
25	125

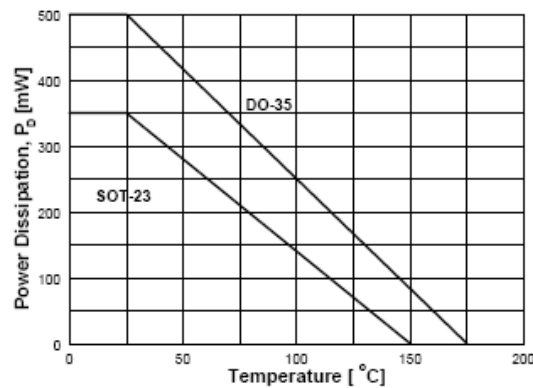


Figura 4.4: Curva de disipación de potencia para el diodo 1N4148

La hoja de especificaciones es de suma importancia para el usuario y por lo tanto es fundamental que la información especificada en ella sea bien interpretada. En general hojas de especificaciones contienen valores máximos de tensión y de corriente, características térmicas y eléctricas. Cabe destacar que la potencia es un factor relevante que hay que considerar, se deben respetar los límites de temperatura para evitar dañar las piezas.

Es de notar que no se han tomado en cuenta en este estudio fenómenos tales como saturaciones en los dispositivos (particularmente en los amplificadores utilizados en el acondicionamiento de la señal), variaciones en los valores nominales en función de la temperatura (por ejemplo, en la resistencia de los componentes), efectos capacitivos o inductivos de los elementos generados en el sistema en lazo cerrado, entre otros.

²Estos datos pertenecen a la hoja de datos del diodo 1N4148 de la Fairchild.

4.2 Montaje experimental

Como se dijo anteriormente, para implementar el interruptor del convertidor Boost se utilizan los transistores BD237 y Q2N3904 de la Fairchild, además del diodo 1N4148.

Se utiliza una bobina de 225mH con una resistencia interna de 29.8Ω y un condensador de 22 μ F. La tarjeta *SBC6711* se utiliza para la adquisición de datos y la implementación numérica (discretizada) del controlador PI generalizado.

Debido a que el rango de entrada de la tarjeta *SBC6711* es de ± 15 V, con el propósito de proteger la tarjeta se añadió una configuración de amplificadores operacionales para atenuar el valor de la tensión de entrada a la misma. Se utilizaron los amplificadores operacionales integrados *AD741*. En la Figura 4.5 se muestra el diagrama utilizado, primero un inversor con ganancia de $-1/2.7$ luego otro inversor con ganancia de -1 y por último se añadió un seguidor de tensión.

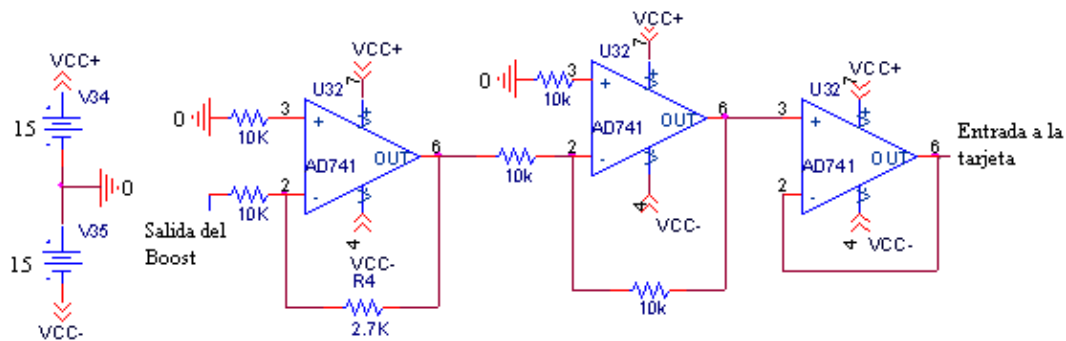


Figura 4.5: Diagrama de AO añadido a la salida del Boost en el montaje práctico

Para la activación de los transistores se utilizaron los puertos I/O digitales de la tarjeta *SBC6711* (Figura 4.1). Los puertos I/O generan o bien un bit 0 ó un bit 1 que equivalen aproximadamente a 145mV y 3.5Volt respectivamente. Así, través de estos se envió la señal de control u , la cual toma los valores discretos 0 ó 1. Activando de esta manera al transistor Q2N3904 y por consiguiente al transistor BD237 (observe que en este caso se empleó una configuración parecida a la *Darlington* para permitir una conmutación eficaz del esquema diodo/transistor). De la misma manera se activaron los transistores para realizar el cambio de carga.

El montaje final puede observarse en la Figura 4.6.

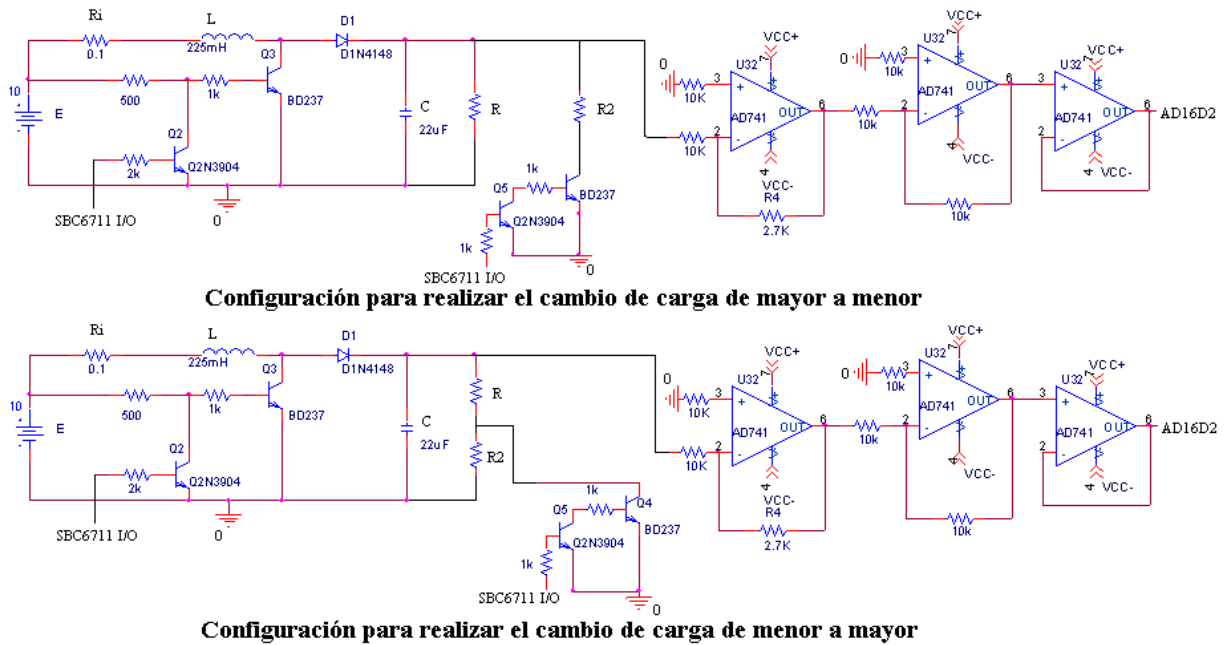


Figura 4.6: Esquema del montaje final de la implementación práctica del convertidor *Boost*

4.3 Algoritmo de control implementado para la tarjeta SBC6711

El algoritmo de control fue implementado en el lenguaje de programación C de la siguiente manera:

- Primero se realiza la adquisición del dato (V_c) directamente del circuito, y mediante el modulo AD16D2 de la tarjeta se realiza la conversión analógica-digital del dato. Por lo que para poder realizar los cálculos pertinentes se debe regresar al dato a su estado original dentro del programa.

```
//Algoritmo de control .c
// Adquiere el valor de Vc y lo convierte a digital
valor_adquirido = A16D2_read_adc(1, 0);
// Convierte el dato a decimal
Vc = (valor*10)/32767;
// El valor es multiplicado por el valor con que fue dividido por los
// amplificadores operacionales para obtener así el verdadero valo de Vc
Vc*=2.7;
```

- Luego se procede a realizar el cálculo de la superficie deslizante. Esta fué implementada de manera discreta, tal y como se realizó para las simulaciones

en Matlab®, ecuación (2.13).

```
//Superficie deslizando
z= T*((E/L) - (Vc*u/L) + ko*(Vc - Vd)) + z; // Discretizacion Sup. deslizando
s= z - (Vd*Vd)/(E*R); // Superficie Deslizando
```

En donde T es el período de muestreo.

- Seguidamente se calcula la señal de control u ($u=(1/2)*(1+\text{sign}(s))$), dependiendo del valor de s de la siguiente manera:

```
if(s>0){ //Si la superficie es mayor que cero
    write_dig(0x01); //Envie 1 por el puerto digital I/O '0'
    u=1;
}
else{ //Si la superficie es menor que cero
    write_dig(0x00); //Envie 0 por el puerto digital I/O '0'
    u=0;
}
```

- Para realizar el cambio de carga, la salida de los I/O se activa de la siguiente manera:

```
if(i>=iT/2) // Si es la mitad del periodo
write_dig_bit(1, 1); //Envie 1 por el puerto digital I/O '1'
```

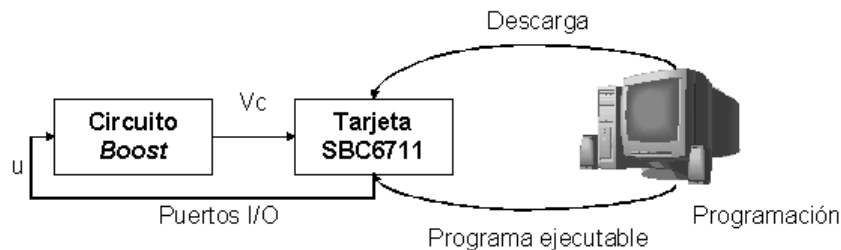


Figura 4.7: Diagrama del montaje final en lazo cerrado del convertidor Boost

Luego el programa *Code Composer Studio* fue utilizado para convertir el algoritmo de control en lenguaje C en un programa ejecutable por la tarjeta *SBC6711*. Posteriormente, la descarga de este ejecutable se realizó dentro del emulador de terminales *Uniterminal*, el cual establece la interfaz entre la tarjeta y el computador (Figura 4.7).

4.4 Pruebas

Se realizaron pruebas con distintos valores de carga (600Ω , $1K\Omega$, $2.7K\Omega$, $4.6K\Omega$, $6.1K\Omega$, $8.2K\Omega$, $10K\Omega$) para 10 valores diferentes de frecuencia de muestreo entre 1KHz y 100KHz, obteniendo como resultado que para muy bajas o muy altas frecuencias de muestreo el circuito *Boost* no alcanza el objetivo de control. Se comprobó que la respuesta del circuito es satisfactoria para frecuencias comprendidas entre 2KHz y 20KHz, corroborando así los resultados obtenidos en (Ostos-Roa 2004). Además, para cada valor de resistencia se realizaron pruebas con distintos valores de V_d (15V, 20V, 25V) y de k_o (1.8, 2, 3). Realizando un total de 630 pruebas.

Considerando los resultados anteriores, se escogió una frecuencia de 20KHz para realizar los experimentos de cambio de carga. Basados en los resultados obtenidos en el capítulo anterior y con el propósito de observar casos representativos, escogemos valores extremos de resistencias en la realización de las pruebas. Para estudiar el comportamiento del convertidor ante variaciones discretas de carga se realizaron experimentos para variaciones de carga de 10KOhm a 1KOhm, de 10KOhm a 2.7KOhm, de 1KOhm a 600Ohm, de 3.9KOhm a 10KOhm, de 600Ohm a 10KOhm, de 1KOhm a 10KOhm y de 600Ohm a 10KOhm con distintos valores deseados, observándose, en general, el mismo comportamiento. Como se dijo anteriormente, la menor resistencia utilizada fue de 600Ohm. Al igual que en la sección 3.3.1 los cambios se realizan en un tiempo t dado, luego que el sistema ha estabilizado.

En la Figura 4.8 se puede observar el cambio de carga de 600Ohm a 10KOhm para un valor deseado de 20Volt, éste se realiza en $t = 0.25$ seg cuando el sistema ya está estabilizado. Además, se observa que para el caso $R = 10K\Omega$, el valor de V_c se aproxima más al valor deseado que para el caso $R = 600\Omega$. El pico observado al comienzo se debe a la carga de corriente que posee la bobina al inicio. En la Figura 4.9 se puede ver una gráfica capturada de la pantalla del osciloscopio en donde también se observa el control u (de entrada al transistor de conmutación).

En la Figura 4.10 se observa la respuesta del cambio de carga 600Ohm a 10KOhm para un valor deseado de 25Volt, al igual que en el caso anterior para cuando $R = 600\Omega$ V_c no alcanza el valor deseado. Además se puede notar, cuando $R = 10K\Omega$ que el valor de V_c estabiliza en 25.94Volt.

4.5 Resultados

Luego de estudiar el comportamiento del convertidor mediante simulaciones, se implementó el convertidor *Boost* en lazo cerrado utilizando la tarjeta DSP *SBC6711* y

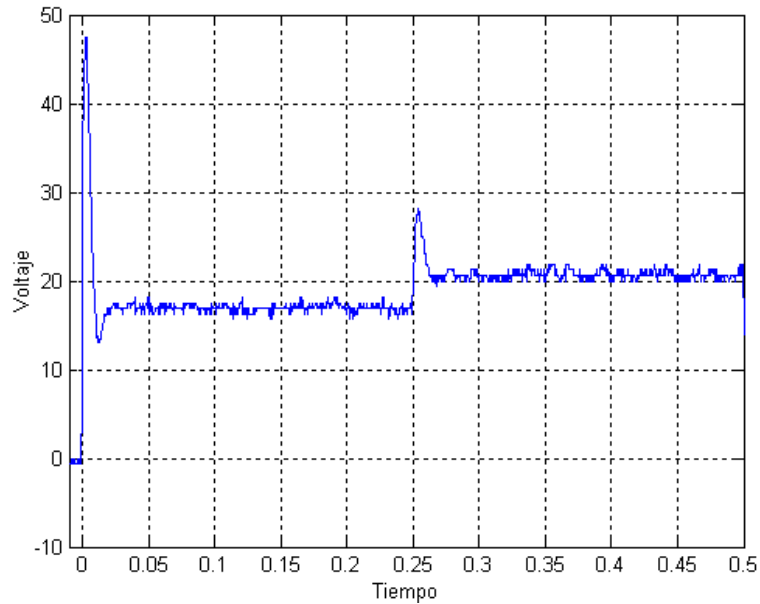


Figura 4.8: Variación de carga de $R=600\ \Omega$ a $R=10\text{k}\ \Omega$ para el circuito *Boost* (implementación real con $V_d=20\text{V}$ y frecuencia de muestreo de 20KHz)

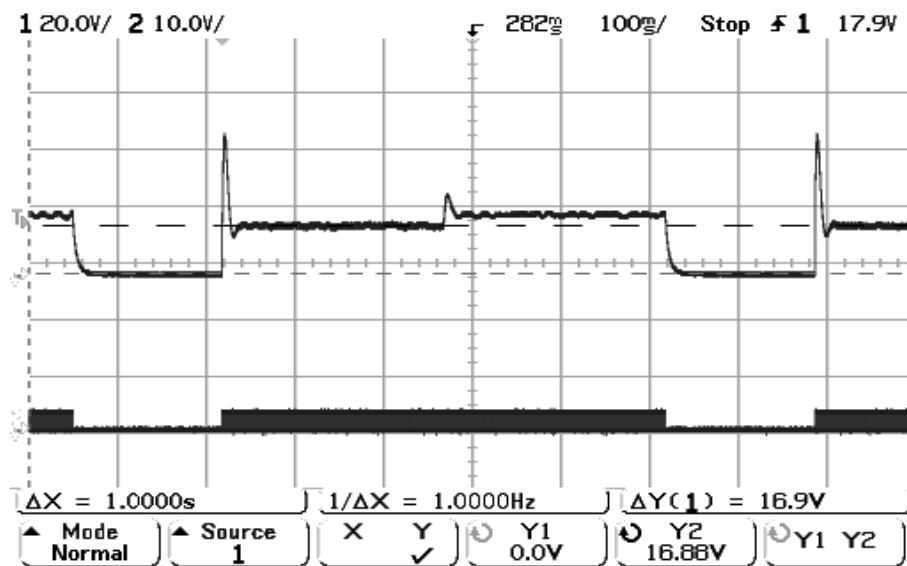


Figura 4.9: Variación de carga de $R=600\ \Omega$ a $R=10\text{k}\ \Omega$ y control u para el circuito *Boost* (implementación real con $V_d=20\text{V}$ y frecuencia de muestreo de 20KHz)

sus herramientas de desarrollo. Se realizó la implementación del controlador ideal por modos deslizantes usando reconstructor integral desarrollado en (Sira-Ramírez et al. 2002) de manera discretizada. Las respuestas obtenidas en la implementación para las variaciones de carga fueron satisfactorias para los distintos valores de resistencias utilizados (entre 600Ω y $10k\Omega$), ya que las salidas se encontraban dentro de un *offset* del 25%.

En los distintos cambios de carga realizados los resultados obtenidos fueron similares. Individualmente, para cada valor de resistencia los comportamientos se corresponden a los obtenidos en Matlab® para el modelo aproximado (especialmente para el caso del cálculo de la superficie deslizante mediante la integral discretizada) y en Orcad® para el controlador realizado de manera analógica.

Se puede observar que para $R = 600\Omega$, la tensión V_c no alcanza el valor deseado ($V_d = 20\text{Volt}$), es decir existe un *offset* (éste se encuentra dentro de un rango de respuesta del 25%). Por ejemplo, en la Figura 4.11 para un cambio de carga de $10K\Omega$ a $1K\Omega$ y un valor deseado igual a 20Volt cuando $R = 10K\Omega$ el V_c es igual a 20Volt y cuando $R = 1K\Omega$ el V_c es igual a 18.75Volt encontrándose dentro de un *offset* de 20%

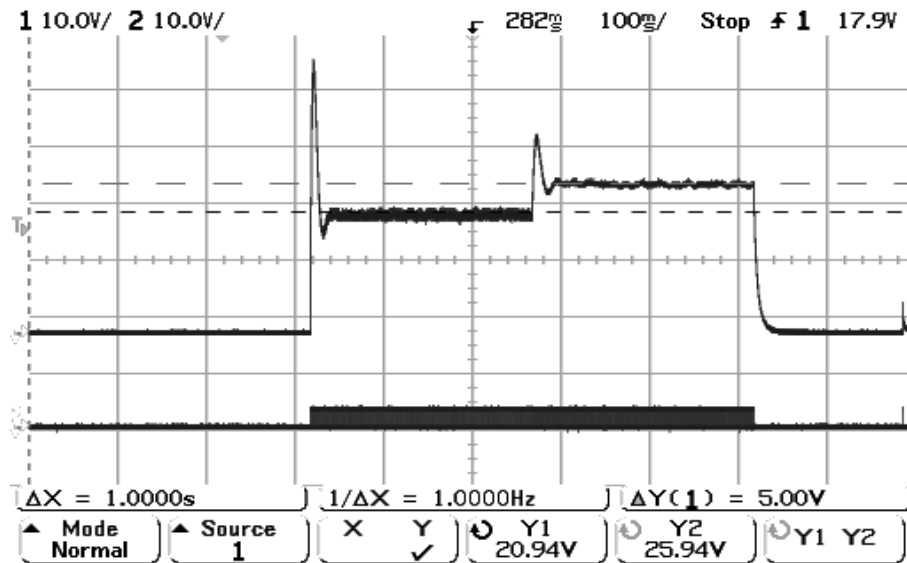


Figura 4.10: Variación de carga de $R=600\text{ Ohm}$ a $R=10k\text{ Ohm}$ y control u para el circuito *Boost* (implementación real con $V_d=25\text{Volt}$ y frecuencia de muestreo de 20KHz)

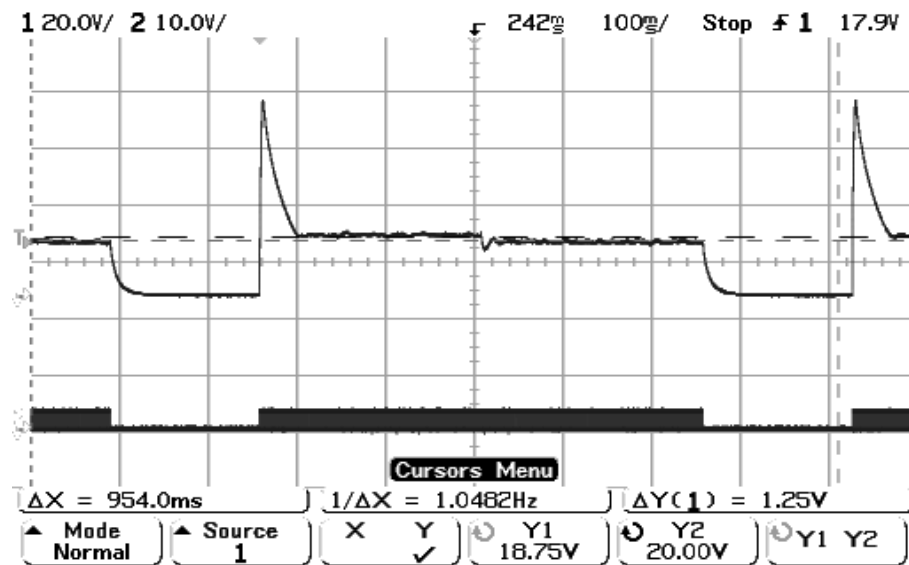


Figura 4.11: Variación de carga de $R=10\text{ K}\Omega$ a $R=1\text{ k}\Omega$ y control u para el circuito *Boost* (implementación real con $V_d=20\text{ Volt}$ y frecuencia de muestreo de 20 KHz)

Capítulo 5

Nueva propuesta de control PI generalizado de los modelos aproximados

En los Capítulos anteriores se observó que la respuesta del convertidor *Boost* para diferentes valores de carga en algunos casos no alcanza el valor deseado. Aunque la respuesta se encuentra en un rango de valores del 25% del valor de la respuesta deseada. Se observa que a medida que la resistencia es menor el valor obtenido difiere en mayor magnitud del valor deseado.

En vista de esto, se planteó el problema de eliminar el *offset* de la respuesta del controlador GPI ideal diseñado originalmente. Para ello, de acuerdo a los lineamientos de diseño del control GPI (Fliess et al. 2002) se diseñó en esta parte una nueva propuesta de control PI generalizado para el modelo aproximado. Con ello se logra eliminar el *offset* del controlador original. Es de notar que esta propuesta extiende el controlador de (Sira-Ramírez et al. 2002), y la implementación del mismo utilizando la tarjeta *SC6711* extiende además el trabajo de (Ostos-Roa 2004).

5.1 Extensión del control ideal mediante integrales: condición de equilibrio

En el Capítulo 2 se acota que los puntos de equilibrio para el modelo aproximado para el control equivalente son difíciles de calcular analíticamente. Por ello se sustituyen los valores de los parámetros utilizados anteriormente para un valor deseado de $V_d = 20\text{Volt}$. Por ejemplo, para un valor de $R = 500\Omega$, se obtiene en estado estacionario $V_c = 14.64\text{Volt}$. Es decir, el punto de equilibrio no es igual al valor deseado ($V_d = 20\text{V}$).

Para compensar esto se añade una nueva variable k_1 al controlador PI por modos deslizante tratado en el Capítulo 2 de la siguiente manera:

$$\hat{\sigma}(y, u) = \int_0^t \left(\frac{E}{L} - \frac{u(\rho)y(\rho)}{L} \right) d\rho + k_o \int_0^t (y(\rho) - V_d) d\rho + k_1 \int_0^t \int_0^\tau (y(\tau) - V_d) d\rho d\tau - \frac{V_d^2}{ER} \quad (5.1)$$

Como se observa, al controlador original se le había agregado una integral del error, en este caso se agregó una segunda integral del error (iterada), tal y como se hace en (Fliess et al. 2002).

Incorporando el error $\dot{\epsilon} = y(t) - V_d$ se tiene:

$$\hat{\sigma}(y, u) = \int_0^t \left(\frac{E}{L} - \frac{u(\rho)y(\rho)}{L} + k_o(y(\rho) - V_d) + k_1 \int_0^\tau (y(\tau) - V_d) d\tau \right) d\rho - \frac{V_d^2}{ER} \quad (5.2)$$

Ahora derivando la ecuación de la superficie deslizante tenemos:

$$\dot{\hat{\sigma}}(y, u, \epsilon) = \frac{E}{L} - \frac{uy}{L} + k_o(y - V_d) + k_1 \int_0^\tau (y(\tau) - V_d) d\tau \quad (5.3)$$

Donde:

$$y = x_2 \quad (5.4)$$

$$\dot{\zeta} = y - V_d \quad (5.5)$$

Entonces al hacer

$$\hat{\sigma} = \dot{\hat{\sigma}} = 0 \quad (5.6)$$

y al despejar u de (5.3) se obtiene el nuevo control equivalente:

$$u_{EQ} = \frac{E + Lk_o(y - V_d) + Lk_1\zeta}{y} \quad (5.7)$$

De esta manera el modelo promedio aproximado ahora viene dado por las siguientes ecuaciones:

$$L\dot{x}_1 = \frac{1}{x_2 L} (E(V_{fq} - V_{fd}) + Ex_1(R_{fq} - R_{fd}) + k_o L x_2 (V_{fq} - V_{fd} + x_1(R_{fq} - R_{fd}) + x_2) - k_o L V_d (V_{fq} - V_{fd} + x_1(R_{fq} - R_{fd}) + x_2) + k_1 L \zeta (V_{fq} - V_{fd} + x_1(R_{fq} - R_{fd}) - x_2) - x_1 x_2 (R_i + R_{fq}) - V_{fq} x_2)$$

$$C\dot{x}_2 = \frac{x_1 R (E + k_o L (x_2 - V_d) + k_1 L \zeta) + x_2^2}{x_2 R C}$$

$$\dot{x}_3 = x_2 - V_d$$

en donde $\zeta = x_3$. De las ecuaciones anteriores se observa que uno de los puntos de equilibrio para este sistema es $x_2 = V_d$ es decir, la respuesta del modelo aproximado promedio (V_c) para este nuevo controlador, siempre alcanzará el valor deseado (V_d) independientemente del valor de k_o , k_1 y de R . Es decir, para este caso el nuevo control es robusto respecto a cualquier valor de R . Observe además que el sistema es localmente estable alrededor del punto de equilibrio $(\bar{x}_1, \bar{x}_2, \bar{x}_3) = (\bar{x}_1, V_d, \bar{x}_3)$.

5.2 Simulación

Al igual que en el Capítulo 2, para las simulaciones se considera el caso aproximado en Matlab® introduciendo la integral (5.2) de manera continua (IC), y de manera discreta (ID). Mediante simulaciones se determinó que la variable k_1 debe ser positiva y mayor que k_o .

```
% Algoritmo de control.m para la integral continua del modelo
%aproximado (nuevo controlador)
%Ley de control
u=(1/2)*(1+sign(s));
%Ecuaciones del circuito
xdot(1)=(u/L)*((Vfq-Vfd)+(Rfq-Rfd)*x(1)-x(2))-((x(1))/L)*(Rl+Rfq)+(E-Vfq)/L; %I1
xdot(2)= u*x(1)/C - x(2)/(R*C); %Vc
%Ecuacion del reconstructor integral
xdot(3)=((1/L)*(E-u*x(2))+ko*(x(2)-Vd)+k1*x(4));
xdot(4)= (x(2)-Vd); % Nueva variable de edo
%Superficie deslizando
s=x(3)-Vd*Vd/(R*E);
```

```

%Algoritmo de control.m para la integral discretizada del modelo
%aproximado (nuevo controlador)
...
maxiclos=5000;
for M =1:maxiclos
%Ecuaciones del circuito
xdot(1)=(u/L)*((Vfq-Vfd)+(Rfq-Rfd)*x(1)-x(2))-((x(1))/L)*(Rl+Rfq)+ (E-Vfq)/L; %I1
xdot(2)= u*x(1)/C - x(2)/(R*C); %Vc
xdot(3)= (x(2)-Vd); % Nueva variable de edo
% Discretizacion de la integral mediante el metodo de Euler
n=n+1; % Subindice, inicia en 2
n1=n-1; % Segundo subindice comienza en 1
t(n)=t(n1)+ T; %Paso del metodo
%Formula del metodo de Euler hacia Adelante. Y(n+1)=Y(n)+h*f(Yn,tn)
s(n)=(s(n1)+T*((1/L)*(E-u*b(length(b),2))+ko*(b(length(b),2)-Vd)+k1*b(length(b),3)));
%Superficie deslizante
ss=s(n)-Vd*Vd/(R*E);
%Ley de control
u=(1/2)*(1+sign(ss));

```

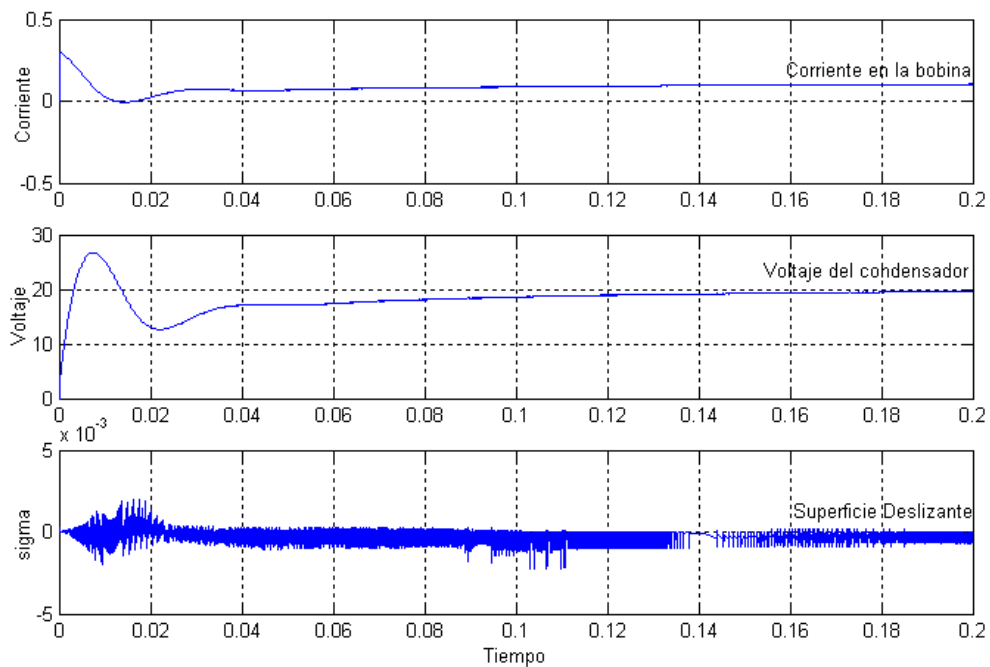


Figura 5.1: Comportamiento en lazo cerrado del convertidor *Boost* aproximado (IC) $R=600$ Ohm, $k_0=2$, $k_1=50$, frecuencia de muestreo de 10KHz

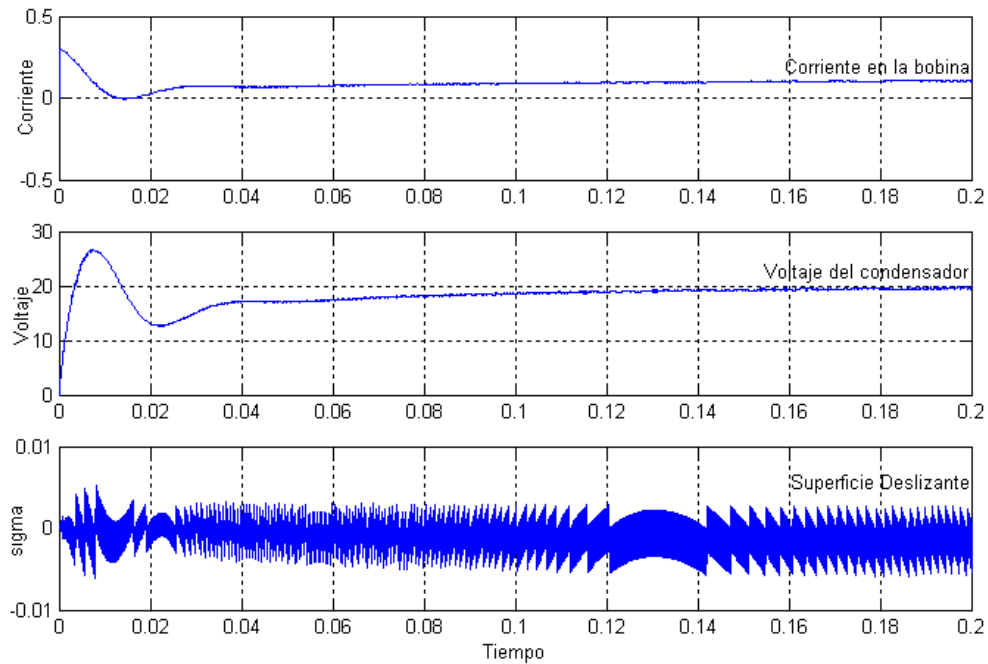


Figura 5.2: Comportamiento en lazo cerrado del convertidor *Boost* aproximado (ID) $R=600\ \Omega$, $k_o=2$, $k_1=50$, frecuencia de muestreo de 10KHz

Para $V_d = 20\text{Volt}$, $R = 600\ \Omega$, $k_o = 2$ y $k_1 = 50$, en las Figuras 5.1 y 5.2 para IC e ID respectivamente, se puede observar que a diferencia de los resultados obtenidos en el Capítulo 2, el valor de V_c alcanza el valor deseado de 20Volt. De igual manera, se observa que la superficie deslizante se encuentra alrededor de cero.

5.2.1 Efectos ante variaciones de carga

Al igual que en el Capítulo anterior, para el nuevo controlador se realizan variaciones discretas en los valores de R al modelo aproximado del circuito *Boost* en Matlab® de 600 a $10k\ \Omega$ en un tiempo t , luego de que el sistema estabilice para un $V_d = 20\text{Volt}$.

Modelo aproximado con integral continua: el cambio de carga se realiza en $t = 0.2\text{seg}$. En la Figura 5.3 se puede observar como independientemente del valor de R el V_c estabiliza en 20Volt, es decir en el valor deseado.

Modelo aproximado con integral discreta: al igual que en el caso anterior la variación se realiza en $t = 0.2\text{seg}$ y V_c estabiliza en 20Volt sin importar el valor de R (Figura 5.4).

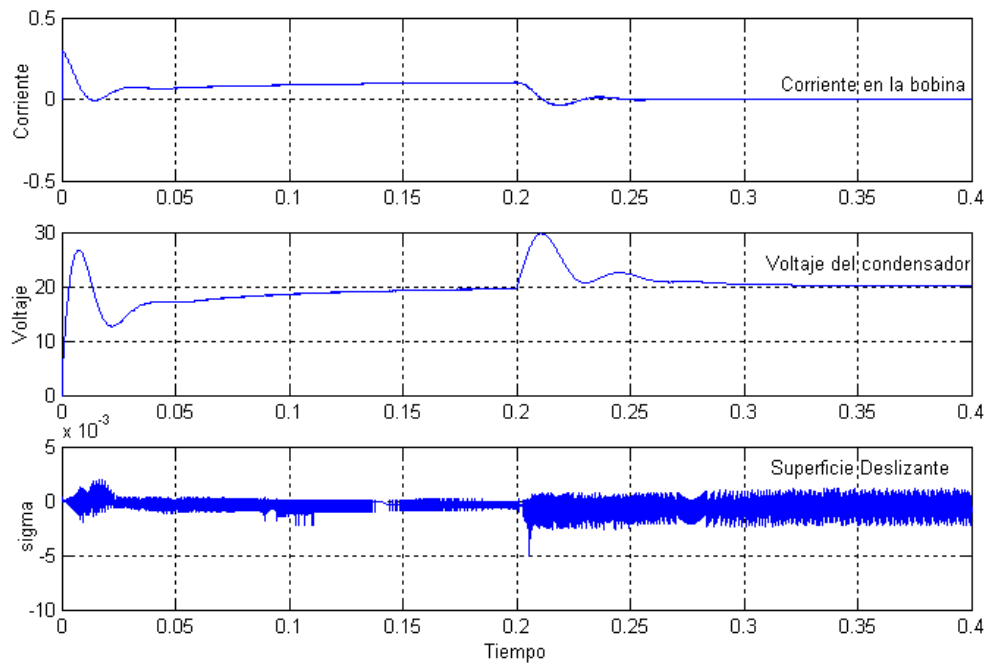


Figura 5.3: Variación de carga de $R=600$ Ohm a $R=10k$ Ohm para el circuito *Boost* modelo aproximado (IC) con $k_0=2$, $k_1=50$ y frecuencia de muestreo de 10KHz

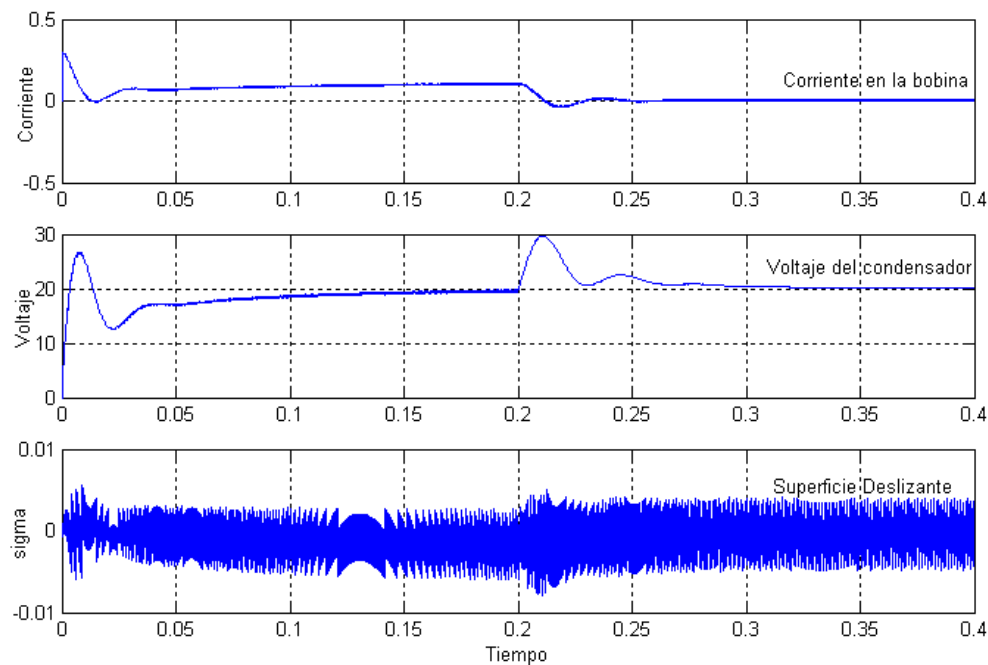


Figura 5.4: Variación de carga de $R=600$ Ohm a $R=10k$ Ohm para el circuito *Boost* modelo aproximado (ID) con $k_0=2$, $k_1=50$ y frecuencia de muestreo de 10KHz

5.3 Implementación

La implementación se realizó de igual manera que en el Capítulo 4, pero sustituyendo la ecuación del control anterior por la del nuevo controlador (5.3).

```
//Superficie deslizante
zeta = T*(y-Vd)+zeta;
z= T*((E/L)-(Vc*u/L)+ko*(Vc-Vd)+k1*zeta)+z; // Discretizacion Sup. deslizante
s= z - (Vd*Vd)/(E*R); // Superficie Deslizante
```

5.3.1 Pruebas

Para un frecuencia de muestreo de 20KHz, se realiza el cambio de carga de 600Ohm a 10KOhm para un valor deseado de 20Volt, en $t = 0.25\text{seg}$ al igual que en la sección 4.4 (Figura 5.5). Se observa que el comportamiento es similar al de la Figura 4.8 con la diferencia que el sistema estabiliza en V_c igual al valor deseado. En la Figura 5.6 se puede ver una gráfica capturada de la pantalla del osciloscopio, en donde, también se observa el control u para este caso.

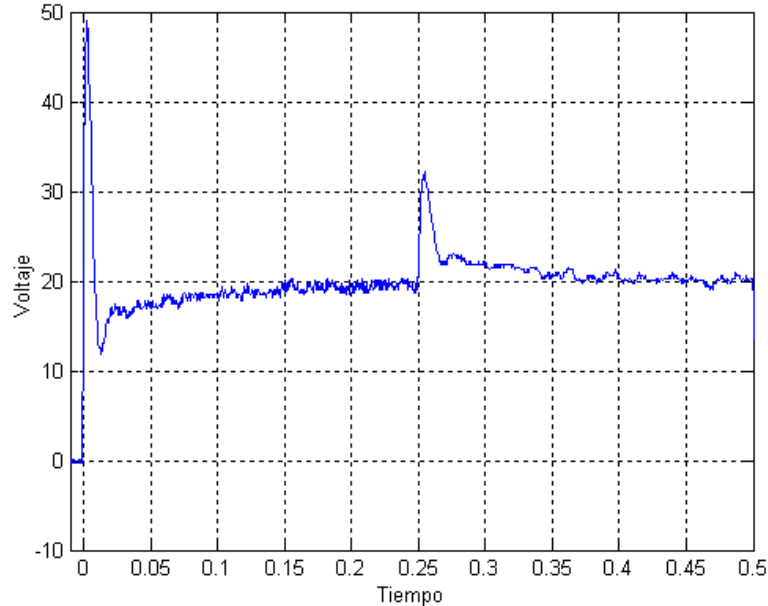


Figura 5.5: Variación de carga de $R=600\text{ Ohm}$ a $R=10\text{ k Ohm}$ para el circuito *Boost* (implementación real con $V_d=20\text{ Volt}$, $k_o=2$, $k_1=25$ y frecuencia de muestreo de 20KHz)

De igual manera en la Figura 5.7 se observa la respuesta para $V_d = 25\text{ Volt}$, al igual que en el caso anterior la respuesta alcanza el valor deseado.

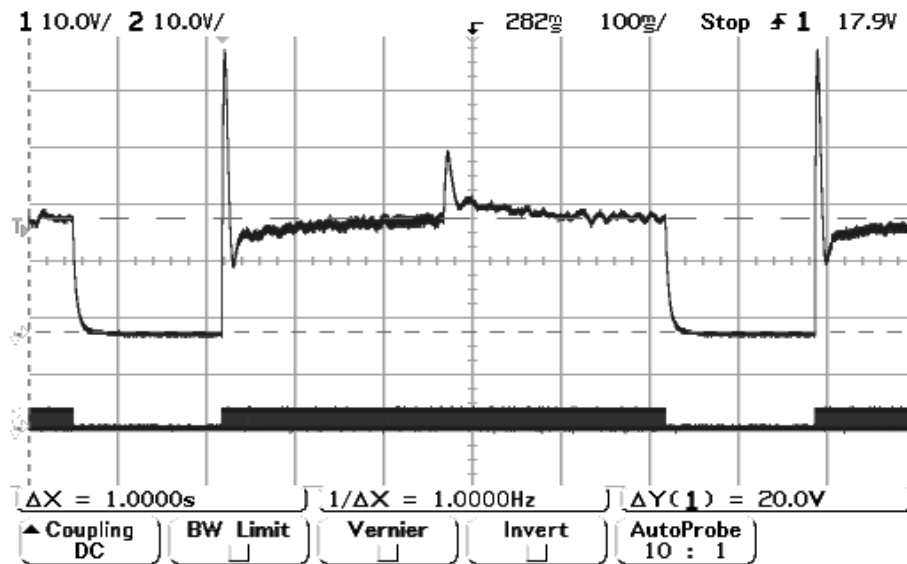


Figura 5.6: Variación de carga de $R=600\ \Omega$ a $R=10\text{k}\ \Omega$ y control u para el circuito *Boost* (implementación real con $V_d=20\text{V}$, $k_o=2$, $k_1=25$ y frecuencia de muestreo de 20KHz)

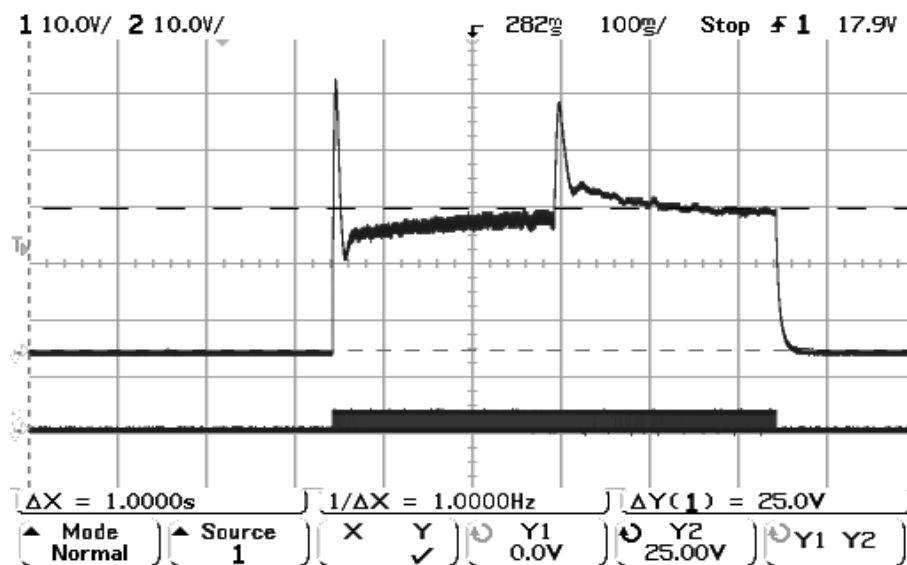


Figura 5.7: Variación de carga de $R=600\ \Omega$ a $R=10\text{k}\ \Omega$ y control u para el circuito *Boost* (implementación real con $V_d=25\text{V}$, $k_o=2$, $k_1=25$ y frecuencia de muestreo de 20KHz)

5.4 Discusión de resultados

En este Capítulo se añadió una nueva propuesta de un control PI generalizado como una extensión del controlador originalmente desarrollado en (Sira-Ramírez et al. 2002). Se realizaron las simulaciones correspondientes a los modelo aproximados en Matlab®

y se realizó la implementación práctica del mismo. Comprobando que éste nuevo controlador elimina el *offset* en los modelos aproximados tanto en las simulaciones como en la implementación práctica.

Vale destacar que en las simulaciones realizadas se observó que para valores pequeños de k_1 el sistema tarda más en estabilizar, y que valores grandes de k_1 hacen la respuesta más oscilatoria. Además, se comprobó que el valor de k_1 debe ser mayor que el de k_o .

Con la introducción del nuevo controlador se eliminan los efectos que ocasionan el *offset*, sin embargo es importante destacar que aún se están obviando los comportamientos no lineales introducidos por las capacitancias parásitas de los componentes electrónicos y su influencia en la respuesta del sistema.

Los resultados obtenidos son similares en la respuesta transitoria a los del Capítulo 4, con la diferencia que sin importar si el valor de R es pequeño o grande la salida del sistema siempre alcanza el valor deseado.

Capítulo 6

Conclusiones

En el presente proyecto se estudió el comportamiento en lazo cerrado ante variaciones discretas de carga del convertidor DC-DC tipo *Boost* mediante un control por modos deslizantes usando reconstructor integral desarrollado en Sira-Ramírez et al.(2002).

En el estudio realizado se hicieron variaciones significativas de la carga R , las cuales se comprobaron afectan el consumo de potencia de los diferentes componentes que integran al circuito. Se observaron los efectos sobre la respuesta del controlador a través de simulaciones numéricas en Matlab® y mediante la implementación práctica usando la tarjeta *SBC6711* de *Innovative Integrations* para la adquisición de datos.

Se comprobaron los resultados teóricos y prácticos obtenidos en (Ostos-Roa 2004), extendiendo el análisis al problema de variación de carga de manera estática y dinámica. Se utilizaron modelos matemáticos del convertidor *Boost* para el modelo ideal y un modelo aproximado del diodo y el transistor, así como en simulaciones en el paquete Orcad®. En Matlab® las simulaciones se basaron en cálculos discretizados del controlador, mientras que en Orcad® se basaron en la implementación analógica de tipo continuo. Esta última realizada con propósitos de comparación.

En la práctica el controlador se implementó de manera discretizada. Por último se incluye una novedosa extensión del controlador originalmente diseñado en Sira-Ramírez et al.(2002), basado en los principios de diseño del PI generalizado Fliess et al.(2002). Comprobando que éste nuevo controlador permite eliminar el *offset* en el sistema real y en los modelos aproximados. En vista de los resultados obtenidos para este nuevo controlador, se recomienda analizar de manera más profunda la entonación del valor de la nueva variable k_1 y su relación con k_o .

Se observó que el sistema en lazo cerrado, para los parámetros utilizados, funciona adecuadamente con valores de resistencias altos (mayores o igual a 4kOhm), mientras que para valores de resistencias bajos (menores que 1KOhm), el comportamiento del circuito se aleja considerablemente del comportamiento observado en los distintos modelos estudiados.

Bibliografía

- Alvarez-Gallegos, J. y Silva-Navarro, G. (1997), ‘Two-time scale sliding mode control for a class of nonlinear systems’, *International Journal of Robust and Nonlinear Control* **7**, 865–879.
- Bartolini, G., Ferrara, A., Usai, E. y Utkin, V. (2000), ‘On multi-input chattering-free second-order sliding mode control’, *IEEE Transactions on Automatic Control* **45**(9), 1711–1717.
- Cheung, Z. (2004), Implementación de un Convertidor PI No Lineal para la Regulacion de un Convertidor DC-DC, Proyecto de grado, Universidad de Los Andes, Facultad de Ingeniería. Escuela Sistemas.
- Escobar, G., Ortega, R., Sira-Ramírez, H., Vilain, J. y Zein, I. (1999), ‘An experimental comparison of several nonlinear controllers’, *IEEE Control Systems Magazine* **2**, 68–82.
- Fliess, M., Márquez, R., Delaleau, E. y Sira-Ramírez, H. (2002), ‘Correcteurs proportionnels intégraux généralisés’, *Control, Optimisation, and Calculus of Variations* **7**, 23–41.
- Ostos, O. (2004), Implementación de un Control DC-AC mediante el uso de un Convertidor DC-DC Boost, Proyecto de grado, Universidad de Los Andes, Facultad de Ingeniería. Escuela Sistemas.
- Ostos-Roa, O. (2004), Implementación del control en modo deslizante de un Convertidor Boost de Potencia DC-DC usando reconstructores integrales, Proyecto de grado, Universidad de Los Andes, Facultad de Ingeniería. Escuela Sistemas.

- Reinoza, B. (2005), Análisis comparativo de diferentes aproximaciones del Convertidor tipo Boost, Proyecto de grado, Universidad de Los Andes, Facultad de Ingeniería. Escuela Sistemas.
- Romero, D. (2004), Implementación de un Controlador via linealización extendida por modo deslizante de un Convertidor DC-DC, Proyecto de grado, Universidad de Los Andes, Facultad de Ingeniería. Escuela Sistemas.
- Shtessel, Y., Zinober, A. y Shkolnikov, I. (2003), ‘Sliding mode control of boost and buck-boost power converters using method of stable system centre’, *Automatica* **39**, 1061–1067.
- Sira-Ramírez, H. (1988), ‘Differential geometric methods in variable-structure control’, *International Journal of Control* **48**(4), 1359–1390.
- Sira-Ramírez, H. y Lischinsky, P. (1991), ‘Differential algebraic approach in nonlinear dynamical compensator design for dc-to-dc power converters’, *International Journal of Control* **54**(1), 111–133.
- Sira-Ramírez, H., Márquez, R. y Fliess, M. (2002), ‘Sliding mode control of dc-to-dc power converters using integral reconstructors’, *International Journal of Robust and Nonlinear Control* **12**, 1173–1186.
- Sira-Ramírez, H., Márquez, R., Rivas-Echeverría, F. y Llanes-Santiago, O. (2005), *Control de sistemas no lineales*, Prentice Hall.
- Sira-Ramírez, H. y Ríos-Bolivar, M. (1994), ‘Sliding mode control of power converters via extended linearization’, *IEEE Transactions on Circuits and Systems I: Fundamental theory and applications* **41**(10), 652–661.
- Utkin, V. (1977), ‘Variable structure systems with sliding modes’, *IEEE Transactions on Automatic Control* **22**(2), 212–222.
- Uzcategui, B. (2004), Implementación de un Modulador por Ancho de Pulso sobre Convertidores DC-DC Utilizando la Capacidad Matemática del tms320c6711, Proyecto de grado, Universidad de Los Andes, Facultad de Ingeniería. Escuela Sistemas.
- Yan, J. (2003), ‘Sliding mode control design for uncertain time-delay systems subjected to a class of nonlinear control’, *International Journal of Robust and Nonlinear Control* **13**, 512–532.

Young, K., Utkin, V. y Ozguner, U. (1999), 'A control engineers guide to sliding mode control', *IEEE Transactions on Control Systems Tecnology* **7**(3), 328–342.