

DEPARTAMENT D'ENGINYERIA ELECTRÒNICA

***Control en modo deslizante aplicado a
la generación de señal en convertidores
conmutados DC/DC.***

Tesis doctoral presentada
para la obtención del título
de doctor

Domingo Biel Solé

Directores:

Enric Fossas i Colet

Francesc Guinjoan Gispert

Mayo de 1999

Ejemplo 2

El presente ejemplo considera un convertidor Buck-Boost de parámetros: $L=18\text{mH}$, $C=220\mu\text{F}$, $E=50$ volt, donde se pretende realizar generación de la señal $v(t) = 65 + 15 \cdot \sin(500t)$, incorporando la técnica propuesta para lograr robustez frente a las variaciones de la resistencia de carga y teniendo en cuenta la política de control adecuada para evitar la aparición del régimen deslizante de regulación. En este caso se obtiene una corriente de referencia

$$\xi_a(t) = 15.175 + 2.27506 \cdot \sin(500t + 1.83294) + 0.08757 \cdot \sin(2 \cdot 500t - 0.5103)$$

para una resistencia de carga de $R=10\Omega$. Sin embargo, el sistema considera una carga resistiva pulsante de valores $R=8-18\Omega$, tal y como muestra la figura 4.41.

Las figuras 4.37 y 4.38 muestran la dinámica deslizante en régimen estacionario de la tensión en condensador y de la corriente en inductor, respectivamente.

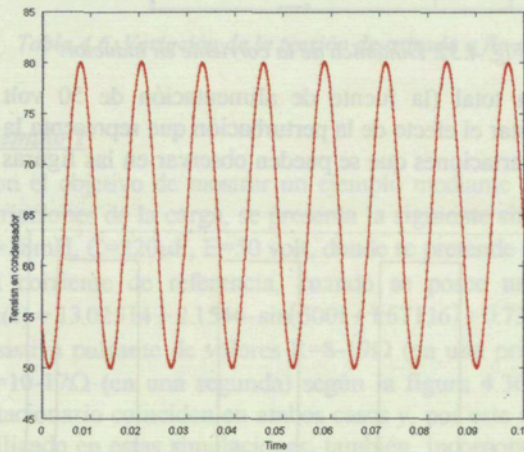


Fig. 4.37. Dinámica de la tensión en condensador.

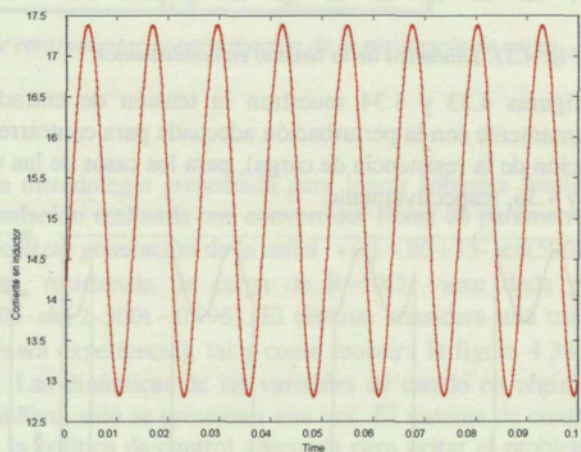


Fig. 4.38. Dinámica de la corriente en inductor.

En la figura 4.39 se puede observar el régimen deslizante sobre la superficie de deslizamiento obtenida mediante la combinación de $v(t)$ y $\xi_a(t)$.

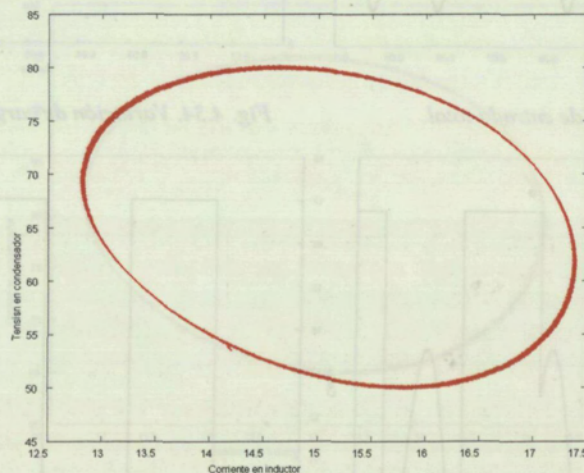


Fig. 4.39. Régimen deslizante sobre la superficie de deslizamiento.

Por último, la figura 4.40 presenta la tensión de entrada total (la fuente de alimentación de 50 volt conjuntamente con la perturbación adecuada para contrarrestar el efecto de la perturbación que representa la variación de la resistencia de carga), cuando la resistencia de carga varía según muestra la figura 4.41.

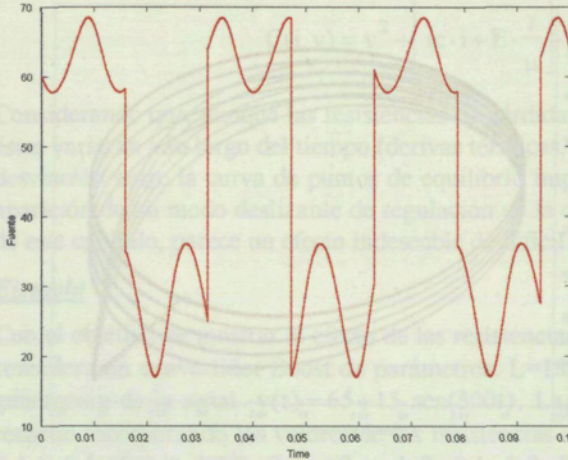


Fig. 4.40. Tensión de entrada total.

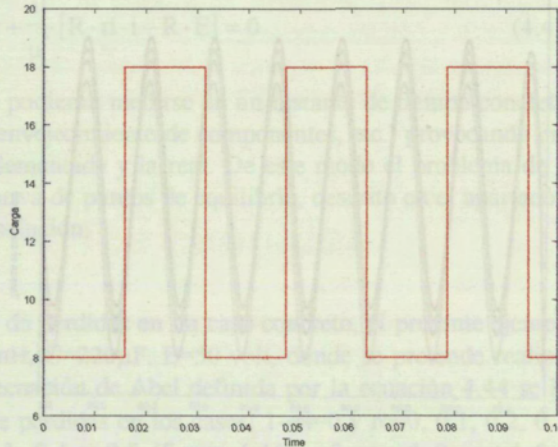


Fig. 4.41. Variación de carga pulsante de 8-18Ω.

A pesar del buen comportamiento observado en las simulaciones, debe tenerse en cuenta que la estrategia de control presentada conlleva la incorporación de una nueva entrada de alimentación al convertidor que debe superponerse a la existente. Ello conlleva la adición de una nueva fuente de alimentación o una modificación adecuada de la existente. Por otra parte, la función de realimentación, diseñada para contrarrestar el efecto de la variación de la resistencia de carga, presenta un carácter de no linealidad que implica dificultades para su implementación.

4.6. Convertidores elementales con pérdidas

La ecuación de estado de los convertidores conmutados elementales no lineales, asociando una resistencia de pérdidas a condensador e inductor, denominadas r_l y r_c , respectivamente, viene determinada por la ecuación (4.41):

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i \\ v \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{1}{L} \cdot (r_l + \mu \cdot r_c) & -\frac{\mu}{L} \\ \frac{\mu}{C} & -\frac{\mu}{RC} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i \\ v \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{r_c \cdot \mu}{L} & \frac{\mu}{L} \\ -\frac{\mu}{C} & 0 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i \\ v \end{bmatrix} \cdot u + \begin{bmatrix} \frac{E \cdot (1-\gamma)}{L} \\ 0 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{E \cdot \gamma}{L} \\ 0 \end{bmatrix} \cdot u \quad (4.41)$$

donde $\mu = \frac{R}{R + r_c}$

Las resistencias de pérdidas pueden influir de forma importante sobre la dinámica deslizante ideal del sistema y, por este motivo, deben tenerse en cuenta al realizar el diseño del control.

Ejemplo

En este caso concreto, se pretende observar el efecto de las resistencias de pérdidas sobre la dinámica deslizante ideal cuando se utiliza una superficie de deslizamiento de la forma: $S(i, t) = i - \xi a(t) = 0$, donde

$$\xi a(t) = 13.02514 + 2.1546 \cdot \sin(500t + 1.67116) + 0.7306 \cdot \sin(2 \cdot 500t - 0.696)$$

cuya dinámica deslizante ideal ofrece la señal $v(t) = 65 + 15 \cdot \sin(500t)$ en bornes del condensador en el convertidor Boost ideal (sin pérdidas) de parámetros: $L=18\text{mH}$, $C=220\mu\text{F}$, $E=50$ volt. Las figuras 4.42.a y 4.42.b muestran la tensión en condensador y el plano de estado, respectivamente, cuando se producen variaciones de las resistencias de pérdidas asociadas al inductor y al condensador. En concreto se han considerado las combinaciones: $r_c=r_l=0$, $r_c=r_l=0.1$, $r_c=r_l=0.2$, $r_c=r_l=0.3$ y $r_c=r_l=0.4$. Obsérvese que, debido a que la corriente de referencia utilizada es la misma independientemente de las resistencias de pérdidas, la tensión de salida disminuye de forma considerable su valor al aumentar éstas.

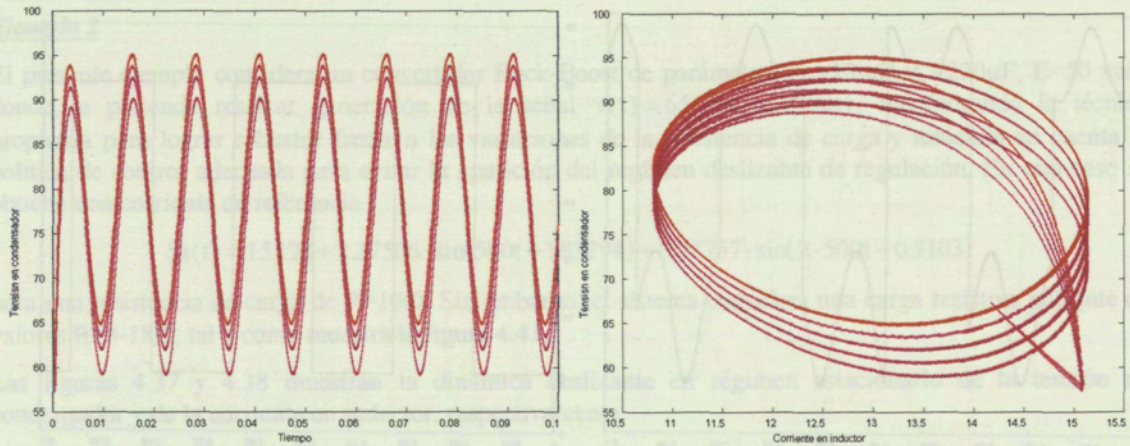


Fig. 4.42. Efecto conjunto de la resistencia de pérdidas del condensador y de la resistencia de pérdidas del inductor, sobre la tensión de condensador (fig. a) y plano de estado (fig. b)

El procedimiento de diseño para realizar generación de señal en convertidores no lineales con pérdidas se basa en los mismos puntos que se describieron en el apartado dedicado al seguimiento de señal en convertidores con pérdidas (apartado 2.4.2), esto es, en forma resumida:

1- plantear la ecuación de salida (ecuación 4.42) y obtener la señal $v(t)$ a partir de la señal de salida deseada $v_o(t)$, donde se suponen conocidos el valor del condensador (C) y la resistencia de pérdidas asociada al mismo (rc) y se considera una señal periódica en la tensión de salida del convertidor: $v_o(t) = A \cdot \sin(\omega t) + B$.

$$v_o = rc \cdot C \cdot \frac{dv}{dt} + v \quad (4.42)$$

obteniendo, como solución en estado estacionario $v_{ss}(t) = A_c \cdot \sin(\omega t + \phi) + B_c$, donde

$$A_c = \frac{A}{\sqrt{1 + (rc \cdot C \cdot \omega)^2}}; B_c = B; \phi = -\arctg(rc \cdot C \cdot \omega) \quad (4.43)$$

2- resolver mediante los métodos presentados en este capítulo la ecuación diferencial (4.44), donde se considera $v(t)$ en estado estacionario

$$\mu \cdot i \cdot \left[L \cdot \frac{di}{dt} + r_l \cdot i - E \right] = (E \cdot \gamma + \mu \cdot (rc \cdot i + v)) \cdot \left(-C \cdot \frac{dv}{dt} - \mu \cdot \frac{v}{R} \right) \quad (4.44)$$

3- obtener la corriente de referencia desarrollada en Serie de Fourier y truncada al segundo armónico

$$\xi a(t) = a_0 + a_1 \cdot \cos(\omega t) + b_1 \cdot \sin(\omega t) + a_2 \cdot \cos(2\omega t) + b_2 \cdot \sin(2\omega t) \quad (4.45)$$

4- considerar la superficie de deslizamiento

$$S(i, v) = \left[i - a_0 - b_1 \cdot \left(\frac{v - B_c}{A_c} \right) - a_2 \cdot \left(1 - 2 \cdot \left(\frac{v - B_c}{A_c} \right)^2 \right) \right]^2 - \left(a_1 + 2 \cdot b_2 \cdot \left(\frac{v - B_c}{A_c} \right) \right)^2 \cdot \left(1 - \left(\frac{v - B_c}{A_c} \right)^2 \right) = 0 \quad (4.46)$$

5- conjuntamente con la ley de control

$$\text{Si: } (v + E \cdot \gamma) \cdot S(i, v) \cdot C(i, v) > 0 \Rightarrow u = 0$$

$$\text{Si: } (v + E \cdot \gamma) \cdot S(i, v) \cdot C(i, v) < 0 \Rightarrow u = 1$$

Sin embargo, una salvedad importante debe realizarse. Existe una influencia importante de las resistencias de pérdidas sobre la curva de puntos de equilibrio, de modo que ésta ofrece la expresión:

$$C(i, v) = v^2 + \left[rc \cdot i + E \cdot \frac{\gamma}{\mu} \right] \cdot v + \frac{i}{\mu} \cdot [R \cdot rl \cdot i - R \cdot E] = 0 \tag{4.47}$$

Considerando que, aunque las resistencias de pérdidas pudieran medirse en un instante de tiempo concreto, éstas variarán a lo largo del tiempo (derivadas térmicas, envejecimiento de componentes, etc.) provocando una desviación entre la curva de puntos de equilibrio implementada y la real. De este modo el problema de la aparición de un modo deslizante de regulación en la curva de puntos de equilibrio, descrito en el apartado 4 de este capítulo, parece un efecto indeseable de difícil solución.

Ejemplo

Con el objetivo de mostrar el efecto de las resistencias de pérdidas en un caso concreto, el presente ejemplo considera un convertidor Boost de parámetros: $L=18mH$, $C=220\mu F$, $E=50$ volt, donde se pretende realizar generación de la señal $v(t) = 65 + 15 \cdot \text{sen}(500t)$. La ecuación de Abel definida por la ecuación 4.44 se ha resuelto incorporando los valores de las resistencias de pérdidas en los casos: 1- $rl=0$ y $rc=0, 0.1, 0.2, 0.3, 0.4$ y 0.5 (figura 4.43), 2- $rc=0$ y $rl=0, 0.1, 0.2, 0.3, 0.4$ y 0.5 (figura 4.44) y 3- $rc=rl=0, rc=rl=0.1, rc=rl=0.2, rc=rl=0.3, rc=rl=0.4$ y $rc=rl=0.5$ (figura 4.45). Las figuras 4.43, 4.44 y 4.45 presentan las superficies de conmutación (ecuación 4.46) en el plano de estado. En estas figuras puede observarse como la superficie de conmutación varía en función de la resistencia de pérdidas, de modo que, tal y como era previsible, el valor de corriente truncada de referencia aumenta conforme aumenta el valor de la resistencia asociada al inductor y al condensador. Indicar, también, que el efecto de la resistencia de pérdidas de inductor es más importante que el de la resistencia de condensador.

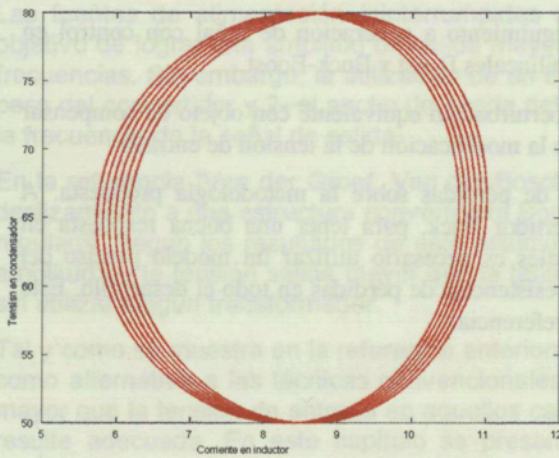


Fig. 4.43. Efecto de la resistencia de pérdidas del condensador

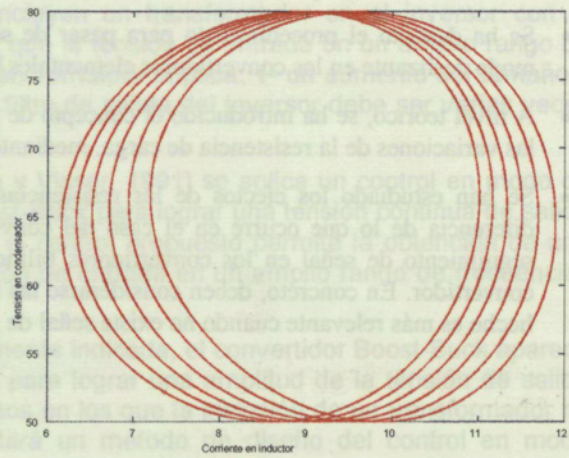


Fig. 4.44. Efecto de la resistencia de pérdidas del inductor.

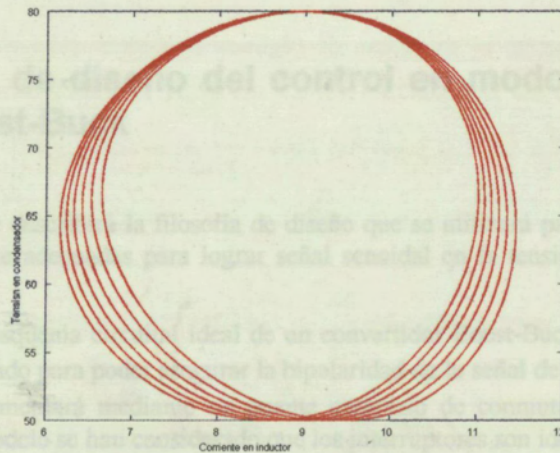


Fig. 4.45. Efecto conjunto de la resistencia de pérdidas del condensador y de la resistencia de pérdidas del inductor.

En conclusión, puede afirmarse, tal y como se ha comprobado en este apartado, que el efecto de las resistencias de pérdidas debe tenerse en cuenta cuando se realiza generación de señal en convertidores conmutados no lineales de segundo orden y que, por este motivo, debe utilizarse el método propuesto en este apartado como procedimiento de diseño.

4.7. Resumen y comentarios finales del capítulo

Para finalizar este capítulo se presentan, de forma resumida, los comentarios y las conclusiones que se han ido obteniendo a lo largo del mismo.

- Se ha presentado una metodología de diseño basada en un control indirecto (mediante la corriente de inductor) de la variable de salida en modo de deslizamiento para realizar seguimiento de señal, en la salida de los convertidores bilineales elementales.
- Atendiendo al punto anterior y a las conclusiones del capítulo 2, se deduce que la corriente de referencia debe satisfacer la ecuación de Abel, cuyas soluciones no están acotadas salvo el caso de una solución periódica que se aproxima por una serie truncada de Fourier
- Se ha diseñado un control indirecto para el seguimiento de señal en modo de deslizamiento en los convertidores Boost y Buck-Boost.
- Se ha descrito el procedimiento para pasar de seguimiento a generación de señal con control en modo deslizante en los convertidores elementales bilineales Boost y Buck-Boost.
- A nivel teórico, se ha introducido el concepto de perturbación equivalente con objeto de compensar las variaciones de la resistencia de carga, mediante la modificación de la tensión de entrada.
- Se han estudiado los efectos de las resistencias de pérdidas sobre la metodología propuesta. A diferencia de lo que ocurre en el caso del convertidor Buck, para tener una buena respuesta en seguimiento de señal en los convertidores bilineales es necesario utilizar un modelo preciso del convertidor. En concreto, deben considerarse las resistencias de pérdidas en todo el desarrollo. Este hecho es más relevante cuando no existe señal de referencia.

Capítulo 5

Control en modo deslizante de un convertidor Boost-Buck con salida senoidal

En los capítulos anteriores se ha estudiado la metodología propuesta para lograr generación de señal en modo deslizante en convertidores conmutados de segundo orden. A nivel de conclusión, se ha comprobado que la topología del convertidor reductor Buck DC/DC permite obtener generación de señal utilizando la metodología de diseño presentada en el capítulo 3. Sin embargo, como contrapartida, únicamente puede lograrse una amplitud de la señal senoidal de salida mayor que la tensión de entrada cuando la frecuencia de la señal generada se encuentra alrededor de la frecuencia de resonancia del filtro de salida del convertidor.

Por otra parte, en el capítulo 4 se abordó la aplicación de la metodología propuesta para lograr generación de señal en modo deslizante en los convertidores elementales no lineales Boost y Buck-Boost, evidenciando las dificultades analíticas para aplicar este método.

Las fuentes de alimentación ininterrumpidas incluyen un transformador en el inversor con el objetivo de lograr una amplitud de salida mayor que la tensión de entrada en un amplio rango de frecuencias. Sin embargo, la utilización de un transformador implica: 1- un aumento del tamaño y peso del convertidor y 2- el ancho de banda del filtro de salida del inversor debe ser varias veces la frecuencia de la señal de salida.

En la referencia [Van der Groef, Van der Bosch y Visser, 1991] se aplica un control en modo de deslizamiento a una estructura convertidora Boost-Buck para lograr una tensión continua de salida regulada. Según los resultados de este estudio el control propuesto permite la obtención de una amplitud de la tensión salida mayor que la tensión de entrada en un amplio rango de frecuencias sin utilizar ningún transformador.

Tal y como se muestra en la referencia anteriormente indicada, el convertidor Boost-Buck aparece como alternativa a las técnicas convencionales para lograr una amplitud de la tensión de salida mayor que la tensión de entrada en aquellos casos en los que la inclusión de un transformador no resulte adecuada. En este capítulo se presentará un método de diseño del control en modo deslizante de un convertidor Boost-Buck para realizar seguimiento o generación de señal senoidal, obteniendo a su salida una amplitud mayor que la tensión de entrada para un rango amplio de frecuencia de la señal deseada.

5.1. Alternativas de diseño del control en modo deslizante en un convertidor Boost-Buck

En el presente apartado se describirá la filosofía de diseño que se utilizará para obtener las superficies de control en modo deslizante adecuadas para lograr señal senoidal en la tensión de salida del convertidor Boost-Buck.

La figura 5.1 muestra el esquema circuital ideal de un convertidor Boost-Buck, donde la señal de control $u_2 \in \{-1,1\}$ se ha considerado para poder asegurar la bipolaridad de la señal de AC deseada a la salida. Esta señal de control se implementará mediante un puente completo de conmutadores [Mohan, Undeland y Robbins, 1989]. En este modelo se han considerado que los interruptores son ideales.

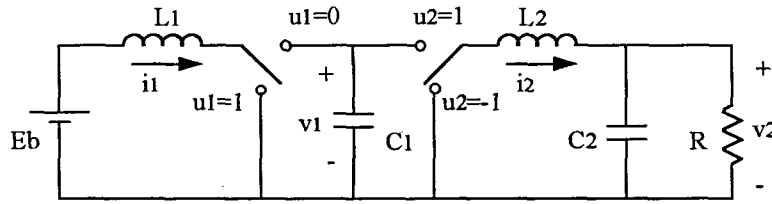


Fig. 5.1. Convertidor Boost-Buck

El convertidor puede representarse mediante la siguiente ecuación de estado:

$$\begin{cases} L1 \frac{di1}{dt} = E_b - v1 \cdot (1 - u1) & (5.1.a) \\ C1 \frac{dv1}{dt} = i1 \cdot (1 - u1) - i2 \cdot u2 & (5.1.b) \\ L2 \frac{di2}{dt} = v1 \cdot u2 - v2 & (5.1.c) \\ C2 \frac{dv2}{dt} = i2 - \frac{v2}{R} & (5.1.d) \end{cases}$$

donde $u1 \in \{0,1\}$ y $u2 \in \{-1,1\}$ son las señales de control.

Al conjunto de ecuaciones anterior debe añadirse la dinámica deseada de la señal de salida, a saber:

$$v2(t) = A \cdot \sin(\omega t) + B$$

por tanto, según (5.1.d)

$$i2 = \frac{v2}{R} + C2 \cdot \frac{dv2}{dt} = \frac{A \cdot \sin(\omega t) + B}{R} + C2 \cdot A \cdot \omega \cdot \cos(\omega t) \quad (5.2)$$

Suponiendo inicialmente la existencia de una superficie de conmutación $S(i1, v1, i2, v2) = 0$ que proporcione la dinámica deseada en régimen deslizante, es decir:

$$\text{cuando } S(i1, v1, i2, v2) = 0 \Rightarrow v2(t) = A \cdot \sin(\omega t) + B$$

en este caso el control equivalente $u2_{eq}$ debería verificar, según (5.1.c) y (5.2)

$$\begin{aligned} v1 \cdot u2_{eq} &= A \cdot \sin(\omega t) + B + \frac{L2}{R} \cdot A \cdot \omega \cdot \cos(\omega t) - L2 \cdot C2 \cdot A \cdot \omega^2 \cdot \sin(\omega t) \\ u2_{eq} &= \frac{1}{v1} \cdot \left[A \cdot \sin(\omega t) + B + \frac{L2}{R} \cdot A \cdot \omega \cdot \cos(\omega t) - L2 \cdot C2 \cdot A \cdot \omega^2 \cdot \sin(\omega t) \right] \end{aligned} \quad (5.3)$$

Por otra parte, para garantizar la existencia de régimen deslizante debe verificarse $-1 < u2_{eq} < 1$, ello implica que

$$\left| v1(t) \right| > \left| A \cdot (1 - L2 C2 \cdot \omega^2) \cdot \sin(\omega t) + \frac{L2}{R} \cdot A \cdot \omega \cdot \cos(\omega t) + B \right| \quad (5.4)$$

Finalmente la dinámica deslizante ideal de las variables de estado del convertidor puede deducirse de (5.1.a) y (5.1.b) como

$$i1 \cdot \left[E_b - L1 \cdot \frac{di1}{dt} \right] = v1 \cdot \left[C1 \cdot \frac{dv1}{dt} + i2 \cdot u2_{eq} \right] \quad (5.5)$$

$$\text{y } S(i1, v1, i2, v2) = 0$$

Así, la tensión intermedia $v1$ debe ser solución de la ecuación (5.5). Observando las dificultades de resolución de esta ecuación, debido a la no linealidad de la ecuación diferencial, así como la aparición de la

señal de control u_{2eq} en dicha ecuación, se propone un método basado en conseguir que la tensión intermedia v_1 verifique (obsérvese que ésta es una condición más restrictiva que la proporcionada por (5.4))

$$|v_1(t)| > \left| A \cdot L_2 C_2 \cdot \sqrt{\frac{\omega^2}{(RC_2)^2} + \left(\omega^2 - \frac{1}{L_2 C_2} \right)} \right| + |B|$$

la peor situación, suponiendo variaciones en A, B, R y ω , ocurre para la combinación

$$|v_1(t)| > \max \left| A \cdot L_2 C_2 \cdot \sqrt{\frac{\omega^2}{(RC_2)^2} + \left(\omega^2 - \frac{1}{L_2 C_2} \right)} \right| + \max |B| \quad (5.6)$$

En el proceso de diseño deberán tenerse en cuenta la amplitud y offset máximos de la señal seguida o generada, la resistencia de carga mínima y la frecuencia para la cual se tiene el máximo valor de ganancia en el diagrama de Bode del filtro de salida.

La ecuación de estado (5.1) es altamente no lineal, por lo que para diseñar un control en modo deslizante que permita realizar seguimiento o generación de una señal senoidal a la salida del convertidor, se ha considerado una descomposición en dos bloques de control, tal y como muestra la figura 5.2.

La etapa Buck será controlada en modo de deslizamiento para lograr el seguimiento de una referencia externa de señal AC o generación de señal senoidal (siguiéndolos principios descritos en el capítulo 3); mientras que un control adecuado sobre la etapa Boost garantizará la existencia de régimen deslizante en la etapa Buck, permitiendo lograr una relación elevadora de la amplitud de la señal senoidal de salida respecto de la tensión de entrada del convertidor.

De este modo, la etapa Boost del convertidor Boost-Buck ofrecerá una conversión DC/DC, mientras que la etapa Buck permitirá la conversión DC/AC.

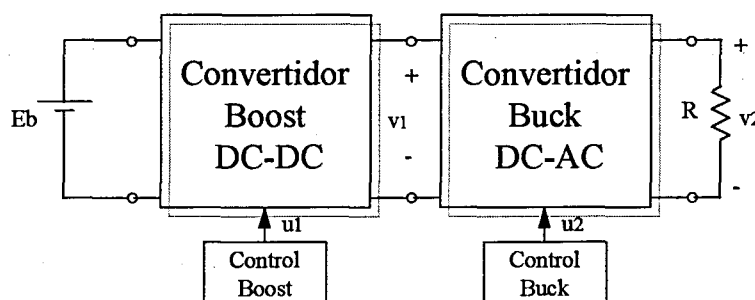


Fig. 5.2. Diagrama de bloques del convertidor Boost-Buck

5.2. Diseño del control en modo deslizante de la etapa Buck

A continuación se describirán las técnicas de control en modo de deslizamiento utilizadas para lograr seguimiento y generación de señal senoidal en la etapa Buck del convertidor.

5.2.1. Seguimiento de señal

Para realizar seguimiento de una señal senoidal en la salida del convertidor Boost-Buck se propone la siguiente superficie de conmutación

$$S_2(i_2, t) = i_2 - \xi_2(t) \quad (5.7)$$

donde $\xi_2(t) = \frac{V_{ref}}{R} + C_2 \cdot \frac{dV_{ref}}{dt}$, que proporciona la dinámica deslizante ideal de la tensión de salida

$v_2 = V_{ref} + K \cdot e^{-t/RC_2}$, que en régimen estacionario converge a $v_2 = V_{ref}(t)$.

Siguiendo la metodología clásica de diseño de control en modo deslizante, y refiriéndose a la superficie definida por la ecuación (5.7), el control equivalente viene dado por

$$u_{2eq} = \frac{L_2 C_2}{v_1} \left[\frac{d^2 V_{ref}}{dt^2} + \frac{v_2}{L_2 C_2} + \frac{1}{C_2 R} \frac{dV_{ref}}{dt} \right] \quad (5.8)$$

mientras que el dominio deslizante en estado estacionario en el plano de fase cuando $V_{ref}(t) = A \cdot \sin(\omega t)$ viene determinado por la siguiente ecuación:

$$-v_1 < \frac{L_2}{R} \cdot \dot{v}_2 + (1 - L_2 \cdot C_2 \cdot \omega^2) \cdot v_2 < v_1 \quad (5.9)$$

Por tanto las dos rectas definidas por:

$$r1: \frac{L_2}{R} \cdot \dot{v}_2 + (1 - L_2 \cdot C_2 \cdot \omega^2) \cdot v_2 = -v_1 \quad (5.10.a)$$

$$r2: \frac{L_2}{R} \cdot \dot{v}_2 + (1 - L_2 \cdot C_2 \cdot \omega^2) \cdot v_2 = v_1 \quad (5.10.b)$$

limitan en el plano de fase el dominio de existencia de régimen deslizante. La figura 5.3 muestra estos límites en el caso $\omega = \frac{1}{\sqrt{L_2 \cdot C_2}}$. Como puede observarse la superficie de deslizamiento en estado estacionario debe encontrarse entre estas rectas en plano de fase.

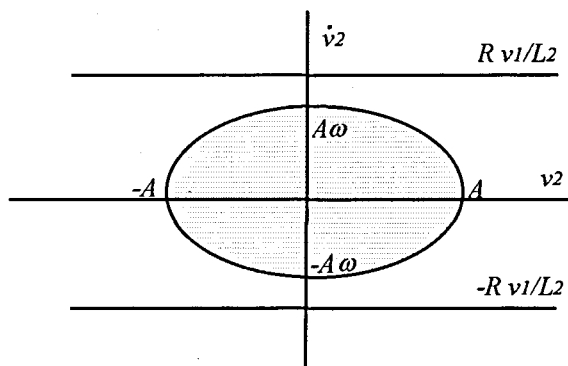


Fig. 5.3. Superficie de deslizamiento y dominio deslizante en el plano de fase para $\omega = \frac{1}{\sqrt{L_2 \cdot C_2}}$.

Siguiendo la metodología descrita en el capítulo 3, la inecuación anterior puede reescribirse en función de los parámetros de la señal senoidal de salida (A, ω) como:

$$A < v_1 \cdot \gamma(\omega)$$

donde

$$\gamma(\omega) = \frac{1}{L_2 \cdot C_2} \cdot \frac{1}{\sqrt{\frac{\omega^2}{(R \cdot C_2)^2} + \left(\omega^2 - \frac{1}{L_2 \cdot C_2}\right)^2}} \quad (5.11)$$

es la respuesta frecuencial del filtro de salida del convertidor.

De este modo dado un valor de R , se asegura la dinámica deslizante para aquellos valores de A/v_1 que se encuentran por debajo de la curva de $\gamma(\omega)$. Así puede obtenerse una amplitud A mayor que la tensión de

entrada v_1 si se utiliza un nivel de tensión intermedio v_1 suficientemente elevado. Debe observarse que la tensión v_1 es variable en el tiempo y, para evitar la pérdida de régimen deslizante de la etapa Buck, deberá diseñarse un control en modo de deslizamiento para la etapa Boost con el objetivo de lograr una correcta regulación de la tensión intermedia.

Sin embargo, esta superficie de deslizamiento no es robusta frente a las variaciones de la carga. La modificación de la superficie con el objetivo de lograr que presente robustez frente a variaciones de la carga conlleva la aparición de una superficie que contiene términos cuadráticos.

Como alternativa a la anterior, puede utilizarse la superficie de conmutación de la referencia [Carpita et al., 1988] como superficie deslizante para obtener seguimiento de señal.

$$S_2(v_2, t) = a_1 \cdot (V_{ref}(t) - v_2) + a_2 \cdot \left(\frac{dV_{ref}(t)}{dt} - \frac{dv_2}{dt} \right) \quad (5.12)$$

donde a_1 y a_2 son parámetros de diseño.

La dinámica deslizante ideal de la tensión de salida sobre esta superficie es

$$v_2 = V_{ref} + K \cdot e^{-a_1 t / a_2} \quad (5.13)$$

que proporciona la dinámica deseada en estado estacionario, esto es, $v_2 = V_{ref}(t)$, donde $V_{ref}(t) = A \cdot \sin(\omega t) + B$. Obsérvese que la superficie de conmutación es robusta frente a las variaciones de la tensión de entrada y de la carga, debido a que no depende de éstas. Dichas variaciones afectan exclusivamente a la existencia de régimen deslizante. El control equivalente muestra cual es el efecto de estas variaciones sobre las condiciones de existencia del régimen de deslizamiento. Por otra parte, la duración del régimen transitorio deslizante depende de los valores de a_1 y a_2 . Sin embargo, según se desprende de los estudios [Carpita et al., 1988], [Carpita, Farina y Tenconi, 1993] y [Carpita, 1994], puede variarse la relación a_1/a_2 para obtener transitorios rápidos ante variaciones pulsantes de carga, pero existe una limitación debido a que para saltos de magnitud importante puede llegar a perderse el régimen deslizante. Desgraciadamente, no existe una metodología para conocer el diseño óptimo de la relación a_1/a_2 para cualquier salto de carga. El estudio desarrollado en [Carpita et al., 1988], solo ofrece los efectos resultantes para diferentes valores de la relación a_1/a_2 para saltos de carga del 0% al 100%, pero no da una metodología para el cálculo de la relación óptima de a_1/a_2 .

En este caso, el control equivalente viene dado por

$$u_{2eq} = \frac{L_2 C_2}{v_1} \left[\frac{a_1}{a_2} \left(\frac{dV_{ref}}{dt} - \frac{dv_2}{dt} \right) + \frac{d^2 V_{ref}}{dt^2} + \frac{v_2}{L_2 C_2} + \frac{1}{C_2 R} \frac{dv_2}{dt} \right] \quad (5.14)$$

que en estado estacionario proporciona las mismas condiciones de existencia de régimen deslizante que aquellas que se obtuvieron con la superficie estudiada anteriormente (5.7).

5.2.2. Generación de señal

Por último, si se desea realizar generación de señal senoidal, la superficie a utilizar es, según el capítulo 3

$$S_2(v_2, \dot{v}_2) = \left(\frac{dv_2}{dt} \right)^2 + \omega^2 \cdot (v_2 - B)^2 - \omega^2 \cdot A^2 = 0 \quad (5.15)$$

la dinámica deslizante ideal de la tensión de condensador es $v_2 = V_{ref}(t)$, y el control equivalente viene determinado por la expresión

$$u_{2eq} = \frac{L_2 C_2}{v_1} \left[\frac{d^2 V_{ref}}{dt^2} + \frac{V_{ref}}{L_2 C_2} + \frac{1}{C_2 R} \frac{dV_{ref}}{dt} \right] \quad (5.16)$$

que coincide con el control equivalente resultante de imponer estado estacionario en las dos superficies de conmutación definidas anteriormente cuando se encuentren en régimen deslizante.

5.3. Diseño del control en modo deslizante de la etapa Boost

La figura 5.4 muestra un modelo de la etapa Boost, donde se ha reemplazado la etapa Buck por una carga no lineal equivalente. La ecuación de estado tiene la siguiente expresión

$$\begin{cases} L1 \frac{di1}{dt} = E_b - v1 \cdot (1 - u1) \\ C1 \frac{dv1}{dt} = i1 \cdot (1 - u1) - i_s \end{cases} \quad (5.17)$$

donde la corriente no lineal i_s corresponde con la corriente de entrada a la etapa Buck (véase figura 5.4) que, suponiendo que la etapa Buck se encuentra en régimen deslizante, en estado estacionario viene dada, según (5.1.b), por: $i_{ss} = u2_{eqss} \cdot i2_{ss}$ (el subíndice ss indica estado estacionario). Obsérvese que el valor de la corriente entregada por la etapa Boost i_{ss} se define como una variable promediada debido a la utilización del control equivalente en lugar del control discontinuo $u2$.

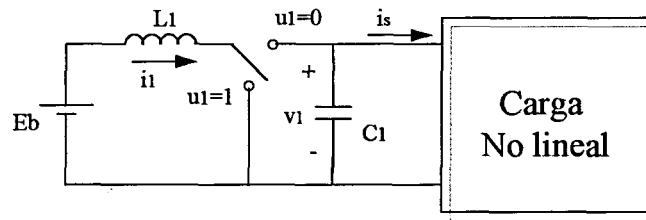


Fig. 5.4. Convertidor Boost con carga no lineal

Donde, $i2_{ss}$ viene dada por (5.2) y rescribiéndose a continuación por comodidad

$$i2_{ss} = \frac{B}{R} + \frac{A}{R} \cdot \sin(\omega t) + C2 \cdot A \cdot \omega \cdot \cos(\omega t) \quad (5.18)$$

y el control equivalente en estado estacionario, según 5.3, es

$$u2_{eqss} = \frac{B}{v1} - \frac{A}{v1} \cdot (L2C2 \cdot \omega^2 - 1) \cdot \sin(\omega t) + \frac{L2 \cdot A \cdot \omega}{v1 \cdot R} \cdot \cos(\omega t) \quad (5.19)$$

de este modo, considerando las ecuaciones (5.18) y (5.19) la corriente i_{ss} puede expresarse de la forma

$$i_{ss} = k0 + k1 \cdot \sin(\omega t + \phi1) + k2 \cdot \sin(2\omega t + \phi2) \quad (5.20)$$

donde los coeficientes $k0$, $k1$ y $k2$ y las fases $\phi1$ y $\phi2$, de esta corriente viene dados por las expresiones

$$k0 = \frac{1}{R \cdot v1} \cdot \left(B^2 + \frac{A^2}{2} \right) \quad (5.21)$$

$$k1 = \frac{A \cdot B}{R \cdot v1} \cdot \sqrt{\left(2 - L2C2\omega^2 \right)^2 + \omega^2 \cdot \left(\frac{L2}{R} + RC2 \right)^2} \quad (5.22)$$

$$k2 = \frac{A^2}{2 \cdot v1} \cdot \frac{1}{R^2} \cdot \sqrt{C2^2 R^4 \omega^2 \left(1 - L2C2\omega^2 \right)^2 + 2L2C2R^2 \omega^2 \left(1 - L2C2\omega^2 \right) + L2^2 \omega^2 + R^2 \left(2L2C2\omega^2 - 1 \right)^2} \quad (5.23)$$

$$\phi_1 = \text{tg}^{-1} \left(\frac{\omega \cdot (L_2 + R^2 C_2)}{R \cdot (2 - L_2 C_2 \omega^2)} \right) \quad (5.24)$$

$$\phi_2 = \text{tg}^{-1} \left(\frac{(2L_2 C_2 \omega^2 - 1)}{\omega \cdot R \cdot (L_2 C_2^2 \omega^2 R^2 + L_2 - R^2 C_2)} \right) \quad (5.25)$$

En el caso particular de generar una señal senoidal sin offset ($B=0$), se obtiene $i_{ss} = k_0 + k_2 \cdot \sin(2\omega t + \phi_2)$, donde se puede observar que ha desaparecido la componente a frecuencia fundamental de la corriente de salida de la etapa Boost.

En el caso particular de realizar regulación DC/DC se tendría que $A=0$ y $i_{ss} = k_0 = \frac{B^2}{R \cdot v_1}$, de este modo, según la ecuación (5.5) debería cumplirse

$$i_1 \cdot \left[E_b - L_1 \cdot \frac{di_1}{dt} \right] = v_1 \cdot \left[C_1 \cdot \frac{dv_1}{dt} + \frac{B^2}{R \cdot v_1} \right]$$

$$i_1 \cdot E_b = L_1 \cdot i_1 \cdot \frac{di_1}{dt} + C_1 \cdot v_1 \cdot \frac{dv_1}{dt} + \frac{B^2}{R}$$

que es la relación de potencias del convertidor. En este caso puede lograrse, mediante una acción de control adecuada, la solución $i_1 = i_1^* = \text{cte.}$ y $v_1 = v_1^* = \text{cte.}$, donde se verificaría $i_1^* \cdot E_b = \frac{B^2}{R}$.

Sin embargo, en el caso que el convertidor Boost-Buck siga o genere una señal senoidal a su salida se tendrá:

$$i_1 \cdot \left[E_b - L_1 \cdot \frac{di_1}{dt} \right] = v_1 \cdot \left[C_1 \cdot \frac{dv_1}{dt} + k_0 + k_1 \cdot \sin(\omega t + \phi_1) + k_2 \cdot \sin(2\omega t + \phi_2) \right]$$

$$i_1 \cdot \left[E_b - L_1 \cdot \frac{di_1}{dt} \right] = C_1 \cdot v_1 \cdot \frac{dv_1}{dt} + h_0 + h_1 \cdot \sin(\omega t + \phi_1) + h_2 \cdot \sin(2\omega t + \phi_2)$$

donde $h_0 = v_1 \cdot k_0$; $h_1 = v_1 \cdot k_1$; $h_2 = v_1 \cdot k_2$

si se pretende lograr $v_1 = v_1^* = \text{cte.}$ se obtiene la ecuación

$$i_1 \cdot \left[E_b - L_1 \cdot \frac{di_1}{dt} \right] = h_0 + h_1 \cdot \sin(\omega t + \phi_1) + h_2 \cdot \sin(2\omega t + \phi_2)$$

que es una ecuación de Abel y, tal y como se estudió en el apartado 4.1 la solución de esta ecuación es inestable.

En conclusión, la corriente entregada a la etapa Buck implica que no pueda lograrse una tensión intermedia v_1 constante. Así, debe estudiarse cual es el efecto de esta corriente sobre v_1 . Para ello, se descompone dicha corriente en la forma

$$i_s = i_s^* + \hat{i}_s$$

donde i_s^* es la parte constante (valor medio) de la corriente de salida, mientras que \hat{i}_s corresponde a la perturbación.

En conclusión, debe diseñarse el control en modo deslizante de la etapa Boost con el objetivo de limitar y reducir, dentro de lo posible, el efecto de la perturbación \hat{i}_s sobre la tensión intermedia v_1 .

A continuación se realizarán dos estudios a fin de obtener un control en modo deslizante sobre la etapa Boost del convertidor Boost-Buck, de forma que se rechace adecuadamente la perturbación de i_{ss} y se logre verificar la inecuación (5.6).

5.3.1. Estudio de superficie de conmutación lineal

Para lograr regulación de la tensión intermedia v_1 se estudia en primer lugar la superficie de conmutación:

$$S(i_1, v_1) = \alpha \cdot i_1 + \beta \cdot v_1 - K = 0 \quad (5.26)$$

En este caso, el control equivalente viene determinado por la expresión

$$u_{leq} = \frac{\alpha \cdot C_1 \cdot (v_1 - E_b) - \beta \cdot L_1 \cdot (i_1 - i_s)}{\alpha \cdot C_1 \cdot v_1 - \beta \cdot L_1 \cdot i_1} \quad (5.27)$$

mientras que el dominio de existencia de régimen deslizante será

$$0 < u_{leq} < 1 \Rightarrow 0 < \frac{\alpha \cdot C_1 \cdot (v_1 - E_b) - \beta \cdot L_1 \cdot (i_1 - i_s)}{\alpha \cdot C_1 \cdot v_1 - \beta \cdot L_1 \cdot i_1} < 1$$

obteniendo

$$\begin{cases} \frac{(i_1 - i_s)}{(v_1 - E_b)} > \frac{\alpha \cdot C_1}{\beta \cdot L_1}; & \frac{i_s}{E_b} > \frac{\alpha \cdot C_1}{\beta \cdot L_1} & \text{si } (\beta \cdot L_1 \cdot i_1 - \alpha \cdot C_1 \cdot v_1) > 0 \Rightarrow \frac{i_1}{v_1} > \frac{\alpha \cdot C_1}{\beta \cdot L_1} \\ \frac{(i_1 - i_s)}{(v_1 - E_b)} < \frac{\alpha \cdot C_1}{\beta \cdot L_1}; & \frac{i_s}{E_b} < \frac{\alpha \cdot C_1}{\beta \cdot L_1} & \text{si } (\beta \cdot L_1 \cdot i_1 - \alpha \cdot C_1 \cdot v_1) < 0 \Rightarrow \frac{i_1}{v_1} < \frac{\alpha \cdot C_1}{\beta \cdot L_1} \end{cases} \quad (5.28)$$

Por último, la dinámica deslizante ideal es:

$$\frac{dv_1}{dt} = \frac{\alpha \cdot ((i_s + \beta \cdot E_b) \cdot v_1 - K \cdot E_b)}{\beta \cdot L_1 \cdot K - (\beta^2 \cdot L_1 + \alpha^2 \cdot C_1) \cdot v_1} \quad (5.29)$$

$$\alpha \cdot i_1 + \beta \cdot v_1 - K = 0 \quad (5.30)$$

Suponiendo que el sistema, encontrándose en régimen deslizante, es estable y que la corriente de salida i_s es constante, esto es $i_s = i_s^*$ el punto de equilibrio en regulación sería

$$v_1^* = E_b \cdot \frac{i_1^*}{i_s^*}$$

donde $i_s^* = k_0 = \frac{B^2}{R \cdot v_1^*}$, dado que se supone una amplitud nula de la señal generada o seguida ($A=0$), y recordando que B y R son el offset de la señal de salida y la resistencia de carga, respectivamente. Sustituyendo, se obtiene

$$i_1^* = \frac{B^2}{R \cdot E_b}; \quad v_1^* = \frac{K \cdot R \cdot E_b - \alpha \cdot B^2}{\beta \cdot R \cdot E_b} \quad (5.31)$$

Obsérvese que la variable tensión de salida en equilibrio v_1^* depende de la resistencia de carga, de este modo esta superficie no proporciona característica de robustez frente a sus variaciones.

Una vez alcanzado el estado estacionario debe garantizarse que el rizado de v_1 , debido a la perturbación \hat{i}_s , no conlleve la pérdida del régimen deslizante de la etapa Buck. Por este motivo, con el objetivo de obtener un método de diseño de los parámetros de la superficie de conmutación que controla la etapa Boost, se ha aplicado la técnica de linealización al sistema dinámico.

Definiendo las variables de estado

$$i_1 = i_1^* + \hat{i}_1; v_1 = v_1^* + \hat{v}_1; i_s = i_s^* + \hat{i}_s; u_{1eq} = u_{1eq}^* + \hat{u}_{1eq}$$

donde x_i^* indica una variable de equilibrio y \hat{x}_i indica una variable perturbada.

Sustituyendo estas variables en el sistema definido por (5.17), y despreciando el producto de variables perturbadas, se obtiene el siguiente sistema lineal

$$\begin{cases} L_1 \frac{d\hat{i}_1}{dt} = -\hat{v}_1 + v_1^* \cdot \hat{u}_{1eq} + \hat{v}_1 \cdot u_{1eq}^* \\ C_1 \frac{d\hat{v}_1}{dt} = \hat{i}_1 - i_1^* \cdot \hat{u}_{1eq} - \hat{i}_1 \cdot u_{1eq}^* - \hat{i}_s \\ \alpha \cdot \hat{i}_1 + \beta \cdot \hat{v}_1 = 0 \end{cases} \quad (5.32)$$

a partir del cual se pueden obtener las funciones de transferencia

$$\frac{\hat{V}_1(s)}{\hat{I}_s(s)} = \frac{-\alpha \cdot v_1^*}{\left(\alpha \cdot C_1 \cdot v_1^* - \beta \cdot L_1 \cdot i_1^* \right)} \cdot \frac{\hat{I}_1(s)}{\hat{I}_s(s)} = \frac{\beta \cdot v_1^*}{\left(\alpha \cdot C_1 \cdot v_1^* - \beta \cdot L_1 \cdot i_1^* \right)} \cdot \frac{\hat{I}_1(s)}{\hat{I}_s(s)} \quad (5.33)$$

Con el objetivo de lograr una respuesta estable frente a una perturbación puede imponerse

$$\alpha \cdot C_1 \cdot v_1^* > \beta \cdot L_1 \cdot i_1^* \quad (\alpha, \beta > 0) \text{ en el proceso de diseño}$$

De este modo, dada la característica senoidal de la perturbación de corriente \hat{i}_s , pueden diseñarse los parámetros de la superficie de conmutación y los componentes de la etapa Boost para fijar el rizado de la tensión intermedia v_1 , de modo que se garantice la existencia de régimen deslizante en la etapa Buck.

Sin embargo, las funciones de transferencia obtenidas tras el proceso de linealización son de primer orden. De manera que si se desea aumentar el filtrado de la perturbación con el objetivo de reducir su efecto en el rizado de la tensión intermedia v_1 , deberá estudiarse otra superficie de conmutación que en régimen deslizante proporcione una función de transferencia de mayor orden en el sistema linealizado.

Obsérvese que la superficie $S_1(i_1) = \alpha \cdot i_1 - K = 0$ proporciona un punto de equilibrio inestable según la expresión (5.31). La dinámica deslizante ideal viene determinada por $v_1 \cdot \frac{dv_1}{dt} = \frac{K}{\alpha} \cdot E_b - i_s \cdot v_1$. Recordando que en estado estacionario $i_{ss} = k_0 + k_1 \cdot \sin(\omega t + \phi_1) + k_2 \cdot \sin(2\omega t + \phi_2)$, esto es,

$$i_{ss} = \frac{1}{v_1} \cdot [h_0 + h_1 \cdot \sin(\omega t + \phi_1) + h_2 \cdot \sin(2\omega t + \phi_2)]$$

para que el sistema en régimen deslizante sea estable debe verificarse $\frac{K}{\alpha} \cdot E_b = h_0 = \frac{B^2}{R}$, de donde se deduce

la imposibilidad de imponer esta igualdad en el procedimiento de diseño debido a que ni el offset de la señal de salida ni la resistencia de carga son parámetros que pueden diseñarse.

Por otra parte, la superficie $S_1(v_1) = \beta \cdot v_1 - K = 0$ da lugar a una dinámica deslizante ideal inestable, como puede comprobarse a partir del modelo linealizado descrito por la ecuación (5.32), mediante la aparición de una raíz del denominador de la función de transferencia en el semiplano derecho en el plano transformado de Laplace.

5.3.2. Estudio de superficie de conmutación Proporcional Integral

Para lograr un efecto mayor de filtrado sobre la perturbación de corriente entregada por la parte Boost, se propone la siguiente superficie de conmutación

$$S_1(i_1, v_1) = \alpha \cdot i_1 + \beta \cdot v_1 - \delta \cdot v_a - K = 0 \quad (5.34)$$

donde $\frac{dv_a}{dt} = v_1^* - v_1$;

v_1^* es el valor deseado de v_1 , y α , β , δ y K son parámetros de la superficie de conmutación.

Mediante la condición de invarianza se obtiene el control equivalente u_{1eq}

$$u_{1eq} = \frac{\alpha \cdot C_1 \cdot (v_1 - E_b) - \beta \cdot L_1 \cdot (i_1 - i_s) + L_1 C_1 \cdot \delta \cdot (v_1^* - v_1)}{\alpha \cdot C_1 \cdot v_1 - \beta \cdot L_1 \cdot i_1} \quad (5.35)$$

el dominio de existencia de régimen deslizante viene determinado por

$$\left\{ \begin{array}{l} \alpha \cdot (v_1 - E_b) + L_1 \cdot \delta \cdot (v_1^* - v_1) < \beta \cdot \frac{L_1}{C_1} \cdot (i_1 - i_s); \quad \beta \cdot \frac{L_1}{C_1} \cdot i_s > \alpha \cdot E_b - L_1 \cdot \delta \cdot (v_1^* - v_1) \\ \text{si } (\beta \cdot L_1 \cdot i_1 - \alpha \cdot C_1 \cdot v_1) > 0 \Rightarrow \frac{i_1}{v_1} > \frac{\alpha \cdot C_1}{\beta \cdot L_1} \\ \alpha \cdot (v_1 - E_b) + L_1 \cdot \delta \cdot (v_1^* - v_1) > \beta \cdot \frac{L_1}{C_1} \cdot (i_1 - i_s); \quad \beta \cdot \frac{L_1}{C_1} \cdot i_s < \alpha \cdot E_b - L_1 \cdot \delta \cdot (v_1^* - v_1) \\ \text{si } (\beta \cdot L_1 \cdot i_1 - \alpha \cdot C_1 \cdot v_1) < 0 \Rightarrow \frac{i_1}{v_1} < \frac{\alpha \cdot C_1}{\beta \cdot L_1} \end{array} \right. \quad (5.36)$$

La dinámica deslizante ideal resulta

$$\frac{dv_1}{dt} = \frac{\alpha \cdot (E_b \cdot i_1 - i_s \cdot v_1) - L_1 \cdot \delta \cdot i_1 \cdot (v_1^* - v_1)}{\alpha \cdot C_1 \cdot v_1 - \beta \cdot L_1 \cdot i_1} \quad (5.37)$$

$$\alpha \cdot i_1 + \beta \cdot v_1 - \delta \cdot v_a - K = 0 \quad (5.38)$$

$$\frac{dv_a}{dt} = v_1^* - v_1 \quad (5.39)$$

Suponiendo que el sistema, encontrándose en régimen deslizante, es estable y que la corriente de salida i_s es constante el punto de equilibrio en regulación es

$$i_1^* = \frac{v_1^* \cdot i_s^*}{E_b}$$

donde $i_s^* = k_0 = \frac{B^2}{R \cdot v_1^*}$, dado que se supone que una amplitud nula de la señal generada o seguida ($A=0$).

Sustituyendo, se obtiene

$$\left(i_1^* = \frac{B^2}{R \cdot E_b}; \quad v_1^* \right) \quad (5.40)$$

que ofrece una tensión de regulación independiente de la resistencia de carga.

Análogamente al caso anterior, para realizar la linealización alrededor del punto de equilibrio se definen las variables

$$i_l = i_l^* + \hat{i}_l; v_l = v_l^* + \hat{v}_l; i_s = i_s^* + \hat{i}_s; v_a = v_a^* + \hat{v}_a; u_{leq} = u_{leq}^* + \hat{u}_{leq}$$

que sustituidas en (5.17), y operando del mismo modo que en el caso anterior, se obtiene el sistema lineal

$$\begin{cases} L_1 \frac{d\hat{i}_l}{dt} = -\hat{v}_l + v_l^* \cdot \hat{u}_{leq} + \hat{v}_l \cdot u_{leq}^* \\ C_1 \frac{d\hat{v}_l}{dt} = \hat{i}_l - i_l^* \cdot \hat{u}_{leq} - \hat{i}_l \cdot u_{leq}^* - \hat{i}_s \\ \frac{d\hat{v}_a}{dt} = -\hat{v}_l \\ \alpha \cdot \hat{i}_l + \beta \cdot \hat{v}_l - \delta \cdot \hat{v}_a = 0 \end{cases} \quad (5.41)$$

que, aplicando procedimientos de transformada de Laplace, permiten obtener las funciones de transferencia

$$\frac{\hat{V}_l(s)}{\hat{I}_s(s)} = \frac{\frac{-\alpha \cdot v_l^*}{(\alpha \cdot C_1 \cdot v_l^* - \beta \cdot L_1 \cdot i_l^*)} \cdot s}{s^2 + \frac{(\beta \cdot v_l^* + \alpha \cdot i_l^*) \cdot (1 - u_{leq}^*) - \delta \cdot L_1 \cdot i_l^*}{(\alpha \cdot C_1 \cdot v_l^* - \beta \cdot L_1 \cdot i_l^*)} \cdot s + \frac{\delta \cdot v_l^* \cdot (1 - u_{leq}^*)}{(\alpha \cdot C_1 \cdot v_l^* - \beta \cdot L_1 \cdot i_l^*)}} \quad (5.42)$$

$$\frac{\hat{I}_l(s)}{\hat{I}_s(s)} = \frac{\frac{\beta \cdot v_l^*}{(\alpha \cdot C_1 \cdot v_l^* - \beta \cdot L_1 \cdot i_l^*)} \cdot \left(s + \frac{\delta}{\beta}\right)}{s^2 + \frac{(\beta \cdot v_l^* + \alpha \cdot i_l^*) \cdot (1 - u_{leq}^*) - \delta \cdot L_1 \cdot i_l^*}{(\alpha \cdot C_1 \cdot v_l^* - \beta \cdot L_1 \cdot i_l^*)} \cdot s + \frac{\delta \cdot v_l^* \cdot (1 - u_{leq}^*)}{(\alpha \cdot C_1 \cdot v_l^* - \beta \cdot L_1 \cdot i_l^*)}} \quad (5.43)$$

Con el objetivo de lograr una respuesta estable frente a una perturbación puede imponerse

$$\alpha \cdot C_1 \cdot v_l^* > \beta \cdot L_1 \cdot i_l^* \quad (\alpha, \beta > 0) \quad \text{y} \quad \delta < \frac{1}{L_1} \cdot \left(\beta \cdot \frac{v_l^*}{i_l^*} + \alpha \right) \cdot (1 - u_{leq}^*) \quad \text{en el proceso de diseño.}$$

La funciones de transferencia del sistema linealizado presentan un denominador de segundo orden. *El diseño adecuado de los parámetros de la superficie, conjuntamente con la elección apropiada de los componentes del convertidor, debe permitir reducir considerablemente el rizado de la tensión intermedia v_l originado por la perturbación corriente entregada a la etapa Buck (i_s).*

5.4. Diseño de parámetros del convertidor Boost-Buck y de las superficies de conmutación

En este apartado se describirán los aspectos a tener en cuenta a la hora de realizar un diseño completo del convertidor Boost-Buck y de los controles en modo de deslizamiento propuestos. Asimismo se ofrecerá un procedimiento de cálculo de los parámetros del convertidor y de las superficies de conmutación.

El diseño de la etapa Buck se discutió en el apartado 3.2.3, y de este modo, el lector puede referirse a ese apartado para recapitular sobre el método de diseño de los parámetros de la etapa Buck.

Por otra parte, el primer paso a realizar para poder detallar el procedimiento de diseño de la etapa Boost, y determinar el cálculo de los parámetros del control en modo de deslizamiento utilizado, consiste en estudiar la dependencia de la corriente de entrada de la etapa Buck respecto a los parámetros de la señal generada y de la etapa Buck. Con este objetivo debe conocerse que valores ofrecen la peor combinación posible, esto es cuando la perturbación de corriente es mayor.

Así, a partir de las ecuaciones (5.21), (5.22) y (5.23) puede afirmarse que los coeficientes k_0 , k_1 y k_2 varían en función de la amplitud (A), el offset (B) y la frecuencia (ω) de la señal seguida o generada, así como, también, de la tensión intermedia v_1 .

A continuación se exponen cada uno de estos efectos:

- Variación de la tensión intermedia v_1 : observando que v_1 es un factor común en el denominador de todos los coeficientes puede afirmarse que a medida que v_1 aumenta disminuyen estos coeficientes, sin embargo, no interesará tener una tensión v_1 excesivamente elevada, a fin de no someter a un estrés excesivo a los semiconductores del convertidor.
- Variación de la amplitud (A): la amplitud de la tensión de salida afecta de forma cuadrática a los coeficientes k_0 y k_2 y de forma lineal al coeficiente k_1 .
- Variación del offset (B): el offset de la tensión de salida afecta únicamente a los coeficientes k_0 y k_1 , siendo el coeficiente k_2 independiente de B. El coeficiente k_1 es directamente proporcional al offset, mientras que el coeficiente k_0 depende de forma cuadrática de B. Obsérvese que cuando no existe offset el coeficiente k_1 se anula.

- Variación de la frecuencia (ω): el coeficiente k_0 no se ve afectado por las variaciones de la frecuencia de la señal de salida. A su vez, el coeficiente k_1 presenta un mínimo para frecuencias

$\omega=0$ y para $\omega = \frac{1}{\sqrt{L_2 C_2}} \cdot \sqrt{2 - \frac{1}{2 \cdot L_2 C_2} \cdot \left(\frac{L_2}{R} + R C_2 \right)}$. El coeficiente k_2 , análogamente al caso

anterior, tiene mínimos en $\omega=0$ y $\omega = \frac{1}{\sqrt{L_2 C_2}} \cdot \sqrt{1 - \frac{L_2}{R^2 C_2}}$ y un máximo en

$\omega = \frac{1}{\sqrt{L_2 C_2}} \cdot \frac{1}{\sqrt{3}} \cdot \sqrt{1 - \frac{L_2}{R^2 C_2}}$. Obsérvese que en los mínimos encontrados (cuando existen) se encuentran muy cercanos a la frecuencia de resonancia del filtro de salida de la etapa Buck.

- Variación de la resistencia de carga (R): el coeficiente k_0 disminuye a medida que aumenta la resistencia de carga (lo cual era previsible), según indica la expresión (5.21). A su vez, el coeficiente k_1 decrece de forma monótona cuando aumenta R desde $k_1 \rightarrow \infty$ (para $R=0$) hasta $k_1 = \frac{A \cdot B}{v_1} \cdot C_2 \cdot \omega$ (para $R \rightarrow \infty$). El coeficiente k_2 , análogamente al caso anterior, aumenta desde

$k_2 \rightarrow \infty$ (para $R=0$) hasta $k_2 = \frac{A^2}{2 \cdot v_1} \cdot C_2 \cdot \omega \cdot (1 - L_2 C_2 \omega^2)$ (para $R \rightarrow \infty$).

En conclusión, *en el procedimiento de diseño y a fin de lograr el filtrado deseado aún en el peor caso posible se considerarán la amplitud y offset máximos de la señal de salida, la resistencia de carga mínima del convertidor*. El efecto de la frecuencia de la señal seguida o generada sobre la perturbación de corriente es más complejo de determinar dado que alcanza un mínimo y un máximo; así, *y debido a que el control en su modelo linealizado es un sistema de segundo orden, se estudiará el diseño para la frecuencia mínima, de manera que el filtrado para frecuencias superiores será mayor*.

El modelo linealizado tiene la característica de filtro de segundo orden respecto a la perturbación de corriente de salida de la etapa Boost, esto es, recapitulando la expresión (5.42)

$$\frac{\hat{V}_1(s)}{\hat{I}_s(s)} = \frac{\frac{-\alpha \cdot v_1^*}{(\alpha \cdot C_1 \cdot v_1^* - \beta \cdot L_1 \cdot i_1^*)} \cdot s}{s^2 + \frac{(\beta \cdot v_1^* + \alpha \cdot i_1^*) \cdot (1 - u_{leq}^*) - \delta \cdot L_1 \cdot i_1^*}{(\alpha \cdot C_1 \cdot v_1^* - \beta \cdot L_1 \cdot i_1^*)} \cdot s + \frac{\delta \cdot v_1^* \cdot (1 - u_{leq}^*)}{(\alpha \cdot C_1 \cdot v_1^* - \beta \cdot L_1 \cdot i_1^*)}}$$

que se puede normalizar de la forma

$$\frac{\hat{V}_1(s)}{\hat{I}_s(s)} = \frac{-G_1 \cdot s}{s^2 + 2\xi\omega_n \cdot s + \omega_n^2}$$

A continuación se proponen los siguientes puntos en el proceso de diseño:

1. Garantizar estudio en pequeña señal. Ello implica que se garantice la relación $|\hat{v}_1|_{\max} = m \cdot V_1$, donde $m \ll 1$ y V_1 es el valor nominal deseado en la tensión intermedia (valor de regulación ideal).
2. Fijar la tensión intermedia nominal (V_1) de manera que se cumpla $V_1 - |\hat{v}_1|_{\max} > A_{\max} + B_{\max}$, o lo que es lo mismo $V_1 > \frac{A_{\max} + B_{\max}}{1 - m}$.
3. Calcular los parámetros del filtro. El filtrado debe asegurar el rizado deseado en la tensión V_1 para combinación de la señal de salida y de la resistencia de carga. Existen diversos métodos de diseño de filtros y aquí se propone el siguiente:
 - Fijar la frecuencia natural del filtro garantizando $\omega_n \ll \omega_{\min}$, donde ω_{\min} es la mínima frecuencia que adquiere la señal seguida o generada por el convertidor. Puede considerarse, por ejemplo, $\omega_n = \frac{\omega_{\min}}{20}$, lo cual asegura una atenuación asintótica de 26 dB de la perturbación de frecuencia ω_{\min} .
 - Tomar la relación de amortiguamiento $\xi = 0.7$
 - Calcular el valor de G_1 . Para ello debe observarse que

$$\left| \frac{\hat{V}_1(j\omega)}{\hat{I}_s(j\omega)} \right| = \frac{G_1 \cdot \omega}{\left| -\omega^2 + j1.4 \frac{\omega_{\min}}{20} \omega + \frac{\omega_{\min}^2}{400} \right|} \cong \frac{G_1}{\omega} \quad (5.44)$$

considerando que $|\hat{v}_1|_{\max} = |\hat{v}_1(j\omega_{\min})|$, se tiene que $G_1 \leq \frac{m \cdot \omega_{\min} \cdot V_1}{\hat{I}_s(j\omega_{\min})}$.

4. Calcular los parámetros de la etapa Boost. Las ecuaciones de diseño obtenidas hasta este punto son

$$G_1 = \frac{\alpha \cdot V_1}{(\alpha \cdot C_1 \cdot V_1 - \beta \cdot L_1 \cdot I_1)}; \quad \omega_n^2 = \frac{\delta \cdot V_1 \cdot (1 - U_{1eq})}{(\alpha \cdot C_1 \cdot V_1 - \beta \cdot L_1 \cdot I_1)}; \quad 2\xi\omega_n = \frac{(\beta \cdot V_1 + \alpha \cdot I_1) \cdot (1 - U_{1eq}) - \delta \cdot C_1 \cdot I_1}{(\alpha \cdot C_1 \cdot V_1 - \beta \cdot L_1 \cdot I_1)} \quad (5.45)$$

donde $I_1 = i_1^*$; $V_1 = v_1^*$; $U_{1eq} = u_{1eq}^*$

Fijando los valores de L y α puede resolverse el sistema de ecuaciones de diseño anterior:

$$\delta = \frac{\alpha \cdot \omega_n^2}{(1 - U_{1eq}) \cdot G_1}; \quad \beta = \frac{2\xi\omega_n \cdot \alpha}{G_1 \cdot (1 - U_{1eq})} + \delta \cdot \frac{L_1 \cdot I_1}{V_1 \cdot (1 - U_{1eq})} - \frac{\alpha \cdot I_1}{V_1}; \quad C_1 = \frac{1}{G_1} + \frac{\beta \cdot L_1 \cdot I_1}{\alpha \cdot V_1} \quad (5.46)$$

Garantizar estabilidad del sistema en régimen permanente. Para ello deben validarse las ecuaciones

$$\alpha \cdot C_1 \cdot V_1 > \beta \cdot L_1 \cdot I_1; \quad \delta < \frac{1}{L_1} \cdot \left(\beta \cdot \frac{V_1}{I_1} + \alpha \right) \cdot (1 - U_{1eq})$$

escogiendo una solución que verifique $\beta_{\min} < \beta < \beta_{\max}$,

$$\text{donde } \beta_{\min} = \frac{I_1}{V_1} \cdot \left(\frac{\delta \cdot L_1}{(1 - U_{1eq})} - \alpha \right) \text{ y } \beta_{\max} = \alpha \cdot \frac{C_1 \cdot V_1}{L_1 \cdot I_1}$$

5.5. Resultados de simulación

El control en modo deslizante descrito por la ecuación (5.34) ha sido simulado en un convertidor Boost-Buck con los siguientes parámetros: $L_1=12$ mH, $C_1=220$ μ F, $L_2=5$ mH, $C_2=47$ μ F, $R=100$ Ω y $E_b=12$ volt, a fin de seguir o generar una señal senoidal de salida de parámetros $A=20$ volt and $\omega=2\pi 50$ rad/sec. Par ello se han considerado los parámetros de la superficie de conmutación: $\alpha=0.6$, $\beta=0.0058$, $\delta=0.02189$, $K=0.2$ y $v_1^*=25$ volt.

Con el objetivo de comparar el comportamiento del sistema controlado con las superficies de conmutación dadas por las ecuaciones (5.7), (5.12) y (5.15) se ha simulado el convertidor Boost-Buck anteriormente presentado, conjuntamente con la ecuación del control en modo de deslizamiento de la etapa Boost dado por (5.4), con cada una de estas superficies de control en modo de deslizamiento de la etapa Buck.

Así, las figuras 5.5-5.10 muestran resultados obtenidos con el control descrito por la ecuación (5.12), las figuras 5.11-5.16 presentan resultados obtenidos con el control definido por la ecuación (5.7), y, por último, en las figuras 5.17-5.22 se pueden observar aquellos resultados obtenidos con el control dado por la ecuación (5.15).

Las figuras 5.10, 5.16 y 5.22 muestran la dinámica de las variables de estado de la etapa Buck en el plano de estado. En esta figura se puede observar como el comportamiento en régimen deslizante en estado estacionario es el mismo para todas las superficies de conmutación propuestas. Este resultado también se puede corroborar en las figuras 5.8, 5.14 y 5.20, que presentan la respuesta temporal de la tensión de salida, o en las figuras 5.9, 5.15 o 5.21 donde se puede observar la dinámica de la corriente del inductor.

Como puede comprobarse en las figuras 5.6, 5.12 y 5.18 el rizado de la tensión intermedia v_1 es de, aproximadamente, un 4 % sobre una tensión deseada de 25 volt para todos los casos. Este valor del rizado puede obtenerse mediante la función de transferencia de la etapa Boost linealizada que, en este caso, viene dada por

$$\frac{\hat{V}_1(s)}{\hat{I}_s(s)} = \frac{-4561.5 \cdot s}{s^2 + 35.6 \cdot s + 798.9}$$

y, utilizando esta función de transferencia, se obtiene una tensión intermedia v_1 de la forma

$$v_1 = 25 + 1.01 \cdot \sin(2\omega t + \phi)$$

El transitorio de arranque de la tensión intermedia se puede observar en las figuras 5.5, 5.11 y 5.17, mientras que, por último, las figuras 5.7, 5.13 y 5.19 muestran el plano de estado de la etapa Boost. Como se puede comprobar en las simulaciones el transitorio de arranque de la tensión intermedia v_1 es similar en los tres casos.

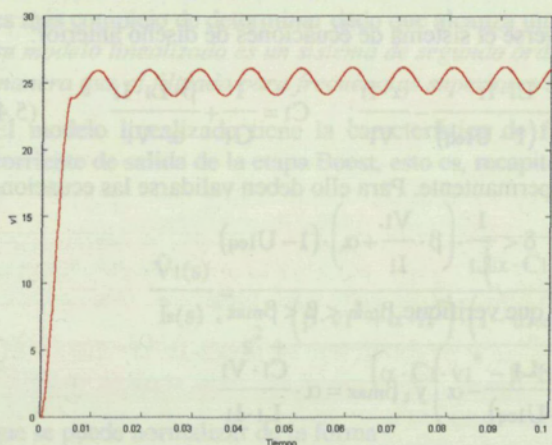


Fig. 5.5. Respuesta transitoria de la tensión intermedia v_1 .

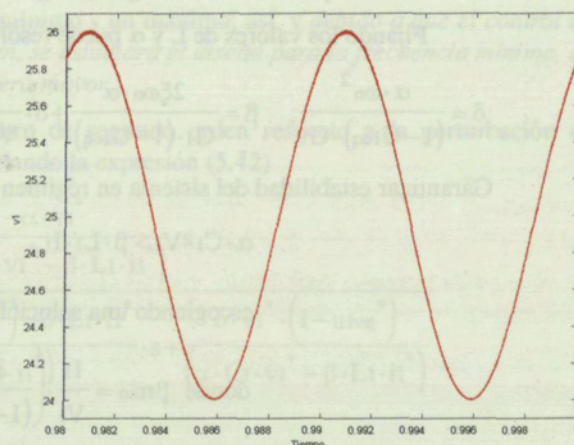


Fig. 5.6. Zoom de la tensión intermedia v_1 .

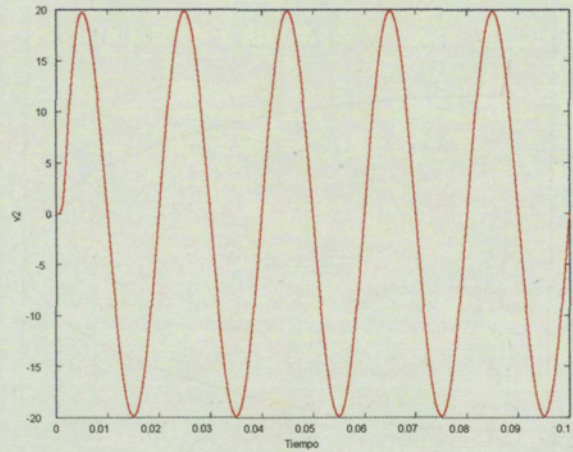
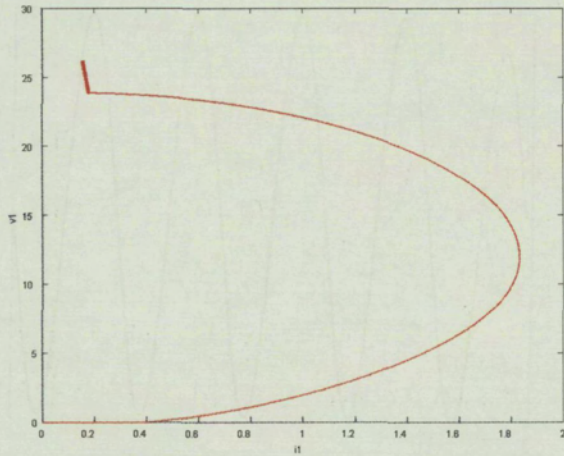


Fig. 5.7. Respuesta de la etapa Boost en el plano de estado.

Fig. 5.8. Respuesta transitoria de la tensión de salida v_2 .

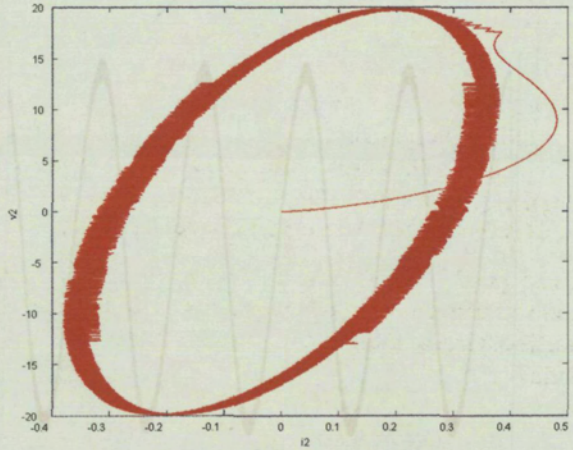
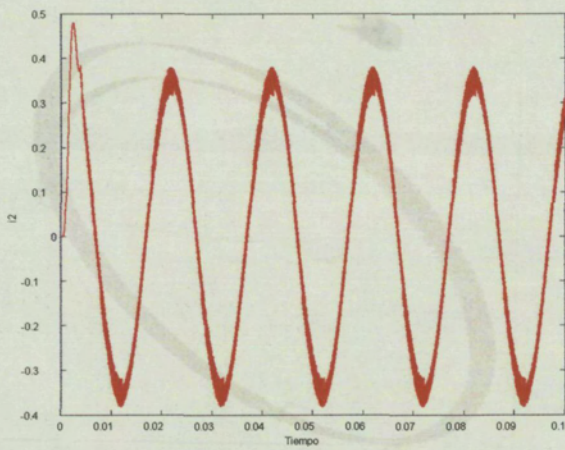


Fig. 5.9. Respuesta transitoria de la corriente de inductor i_2 .

Fig. 5.10. Respuesta de la etapa Buck en el plano de estado.

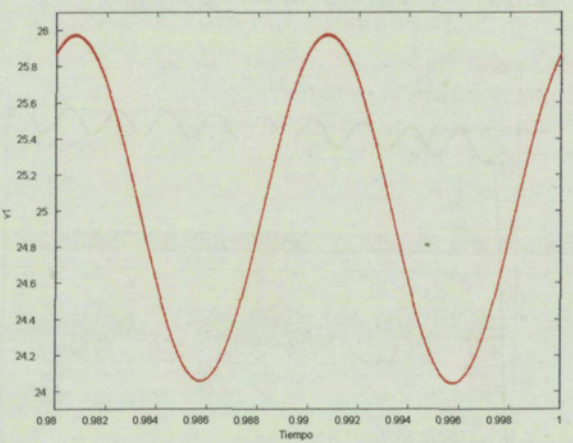
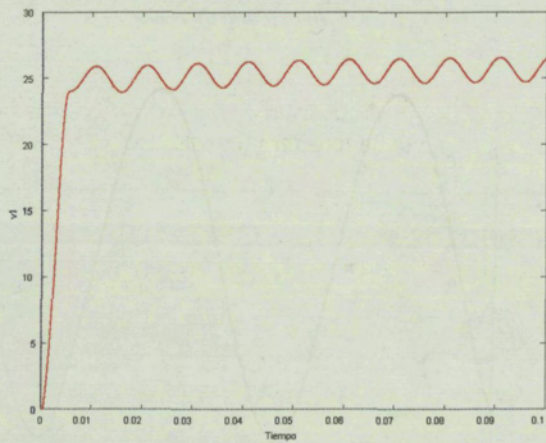


Fig. 5.11. Respuesta transitoria de la tensión intermedia v_1 .

Fig. 5.12. Zoom de la tensión intermedia v_1 .

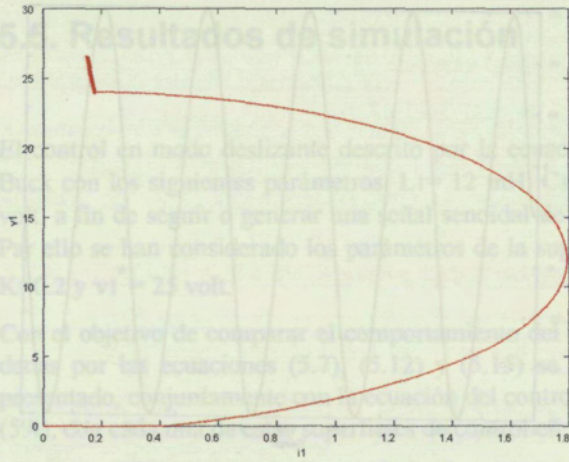


Fig. 5.13. Respuesta de la etapa Boost en el plano de estado.

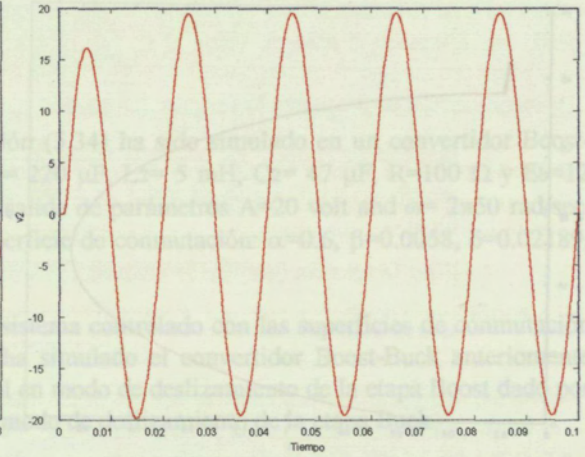


Fig. 5.14. Respuesta transitoria de la tensión de salida v2.

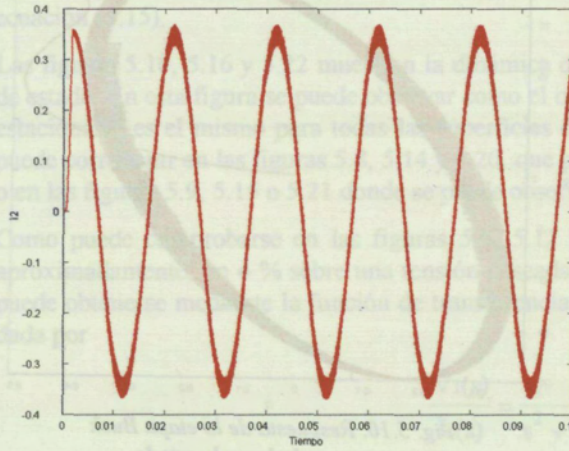


Fig. 5.15. Respuesta transitoria de la corriente de inductor i2.

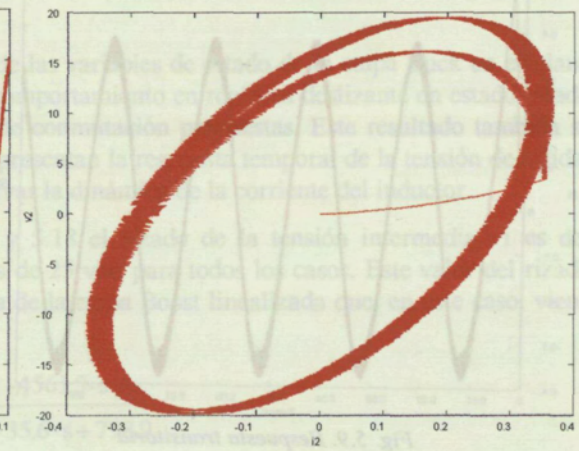


Fig. 5.16. Respuesta de la etapa Buck en el plano de estado.

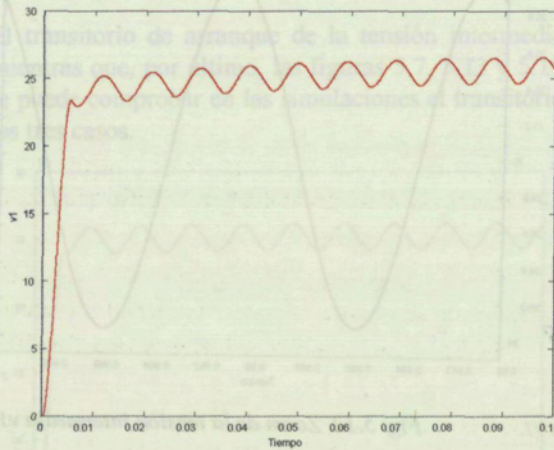


Fig. 5.17. Respuesta transitoria de la tensión intermedia v1.

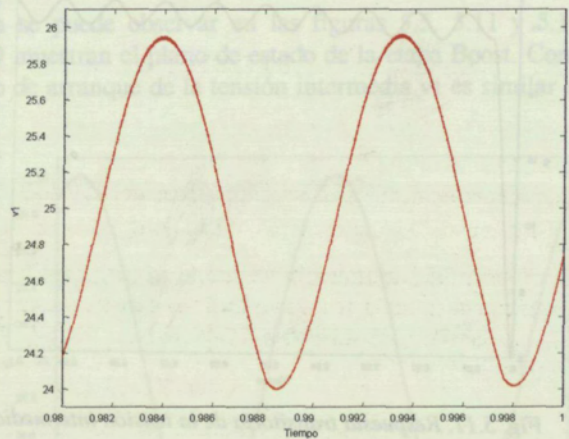


Fig. 5.18. Zoom de la tensión intermedia v1.

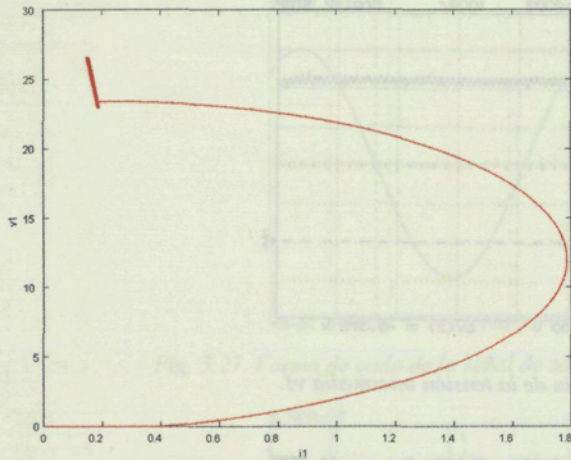


Fig. 5.19. Respuesta de la etapa Boost en el plano de estado.

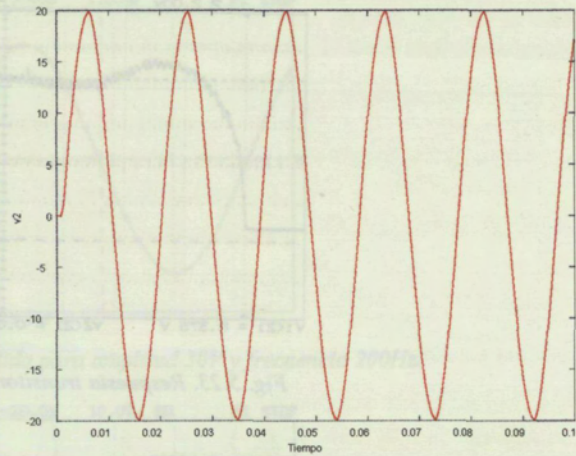


Fig. 5.20. Respuesta transitoria de la tensión de salida v_2 .

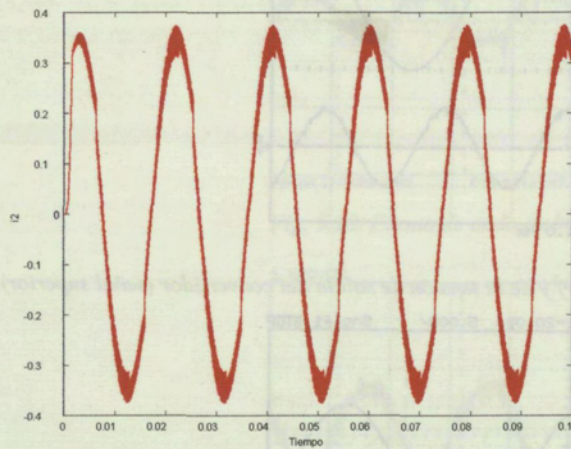


Fig. 5.21. Respuesta transitoria de la corriente de inductor i_2 .

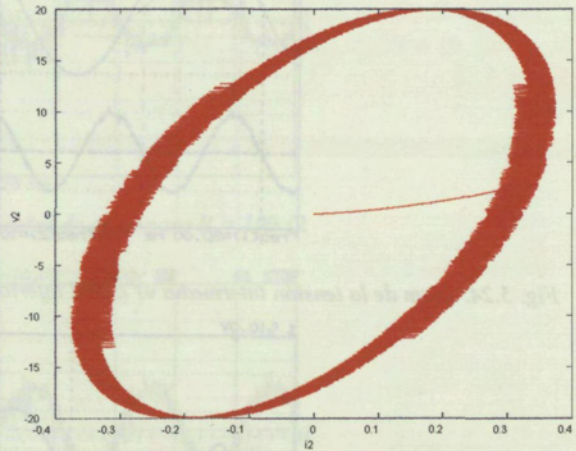


Fig. 5.22. Respuesta de la etapa Buck en el plano de estado.

5.6. Resultados experimentales

Por último, en esta sección se presentan los resultados más significativos obtenidos mediante una implementación electrónica analógica del Boost-Buck presentado anteriormente. Se ha utilizado, en este primer caso, la estrategia de control definida por la ecuación 5.12.

La figura 5.23 muestra la respuesta transitoria de la tensión intermedia v_1 . En las figuras 5.24 y 5.25 se pueden observar la respuesta en lazo cerrado de la señal de salida v_2 en estado estacionario. La frecuencia del rizado de v_1 es el doble de la frecuencia de la señal de salida, tal y como era previsible y muestra la figura 5.24.

La figura 5.27 presenta la característica elevadora del convertidor Buck cuando se realiza seguimiento o generación de señales de frecuencia próxima a la frecuencia de resonancia del filtro de salida.

Las figuras 5.28, 5.29 y 5.30 muestran la señal de error cuando el sistema tiene resistencias de carga de 100, 50 y 25 Ω , respectivamente.

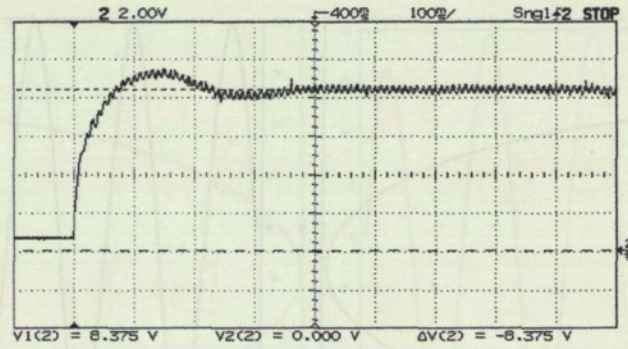
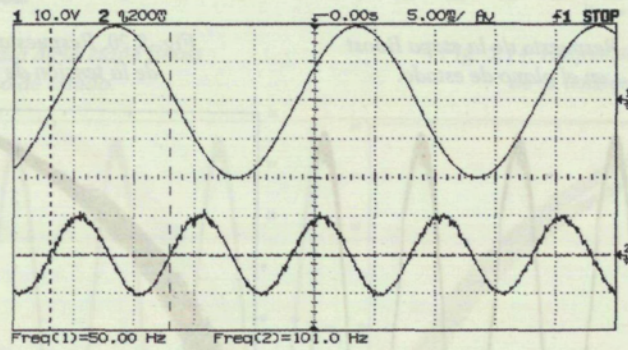
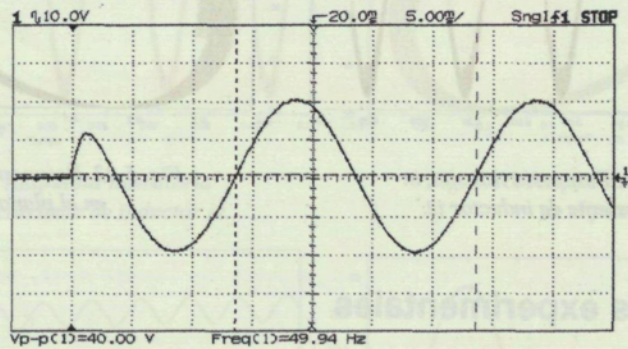
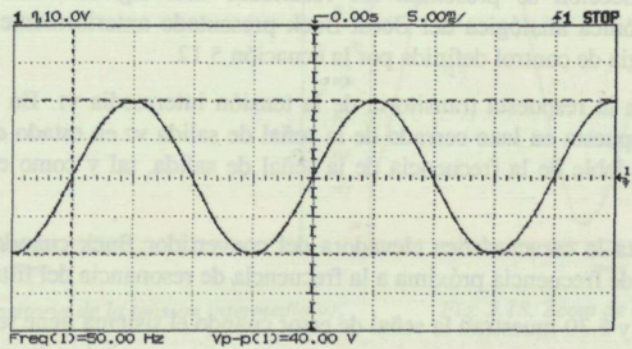
Fig. 5.23. Respuesta transitoria de la tensión intermedia v_1 .Fig. 5.24. Zoom de la tensión intermedia v_1 (señal inferior) y de la tensión de salida del convertidor (señal superior).

Fig. 5.25. Forma de onda de la señal de salida en el instante inicial.

Fig. 5.26. Señal de salida medida v_2 .

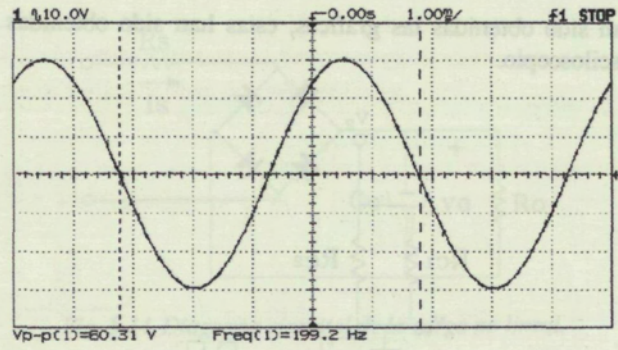


Fig. 5.27. Forma de onda de la señal de salida para amplitud 30V y frecuencia 200Hz.

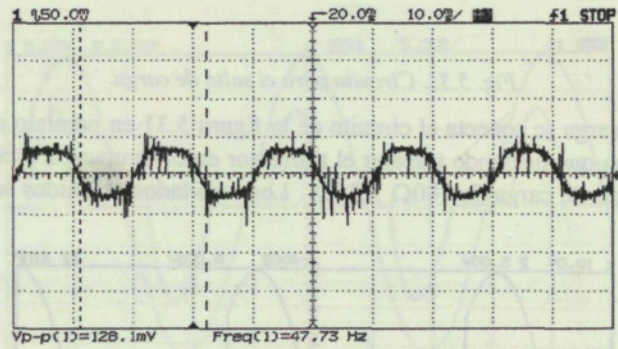


Fig. 5.28. Forma de onda de la señal de error para R = 100 Ω

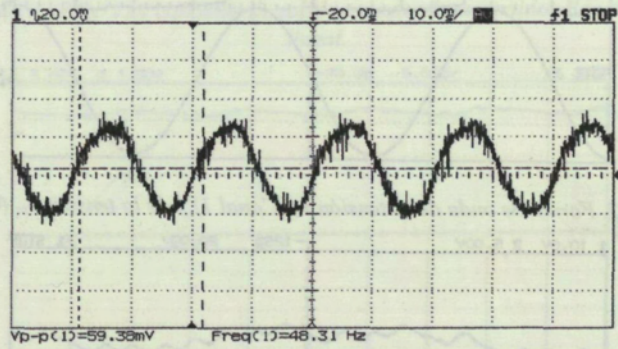


Fig. 5.29. Forma de onda de la señal de error para R = 50 Ω

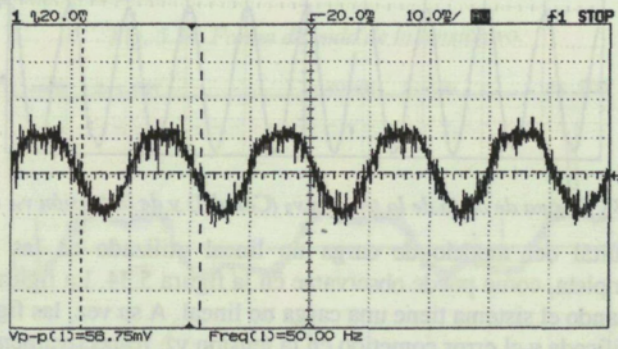


Fig. 5.30. Forma de onda de la señal de error para R = 25 Ω

En estas figuras se observa que se comete un error entre la señal de salida y la de referencia de unos 20mV de amplitud, lo que implica un error máximo del 0.1%, mostrando la robustez del sistema con el método de control utilizado. Debido al ruido producido por la conmutación del sistema es apreciable en para los

valores de tensión que han sido obtenidas las gráficas, estas han sido obtenidas mediante la función de promediado que tiene el osciloscopio.

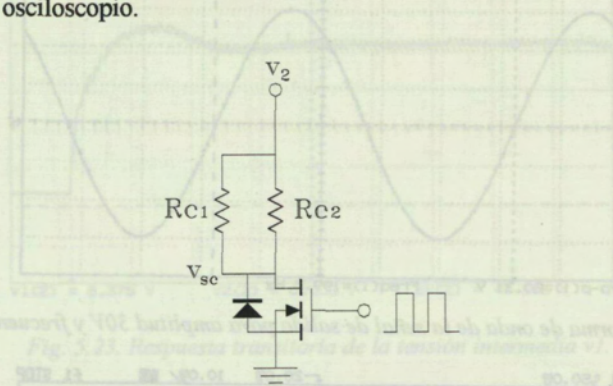


Fig. 5.31. Circuito para el salto de carga.

Para realizar un salto de carga se conecta el circuito de la figura 5.31 en paralelo a la carga de salida R del subsistema Buck, de forma que haciendo trabajar el transistor en conmutación, y con $R=100\Omega$, $R_{c1}=100\Omega$ y $R_{c2}=50\Omega$, se realizan saltos de carga de 100Ω a 25Ω . Los resultados obtenidos se muestran en las figuras 5.32 y 5.33.

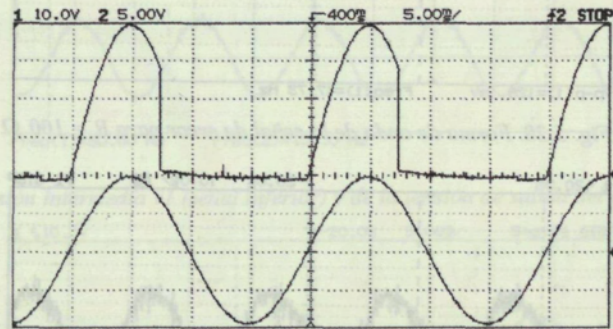


Fig. 5.32. Forma de onda de la tensión v_2 (Canal 1) y de la tensión v_{sc} (Canal 2).

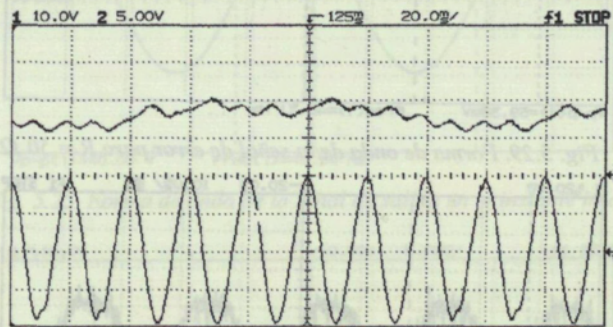


Fig. 5.33. Forma de onda de la tensión v_2 (Canal 1) y de la tensión v_{s1} (Canal 2).

La representación circuital del modelo de carga no lineal utilizado en las experiencias es el de un rectificador de onda completa, como puede observarse en la figura 5.34. La figura 5.35 muestra la tensión y la corriente de salida cuando el sistema tiene una carga no lineal. A su vez, las figuras 5.36 y 5.37 presentan la tensión de salida rectificadora y el error cometido en la tensión v_2 , respectivamente.

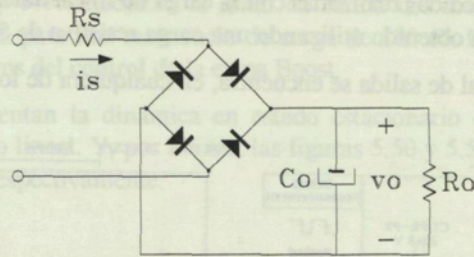


Fig. 5.34. Diagrama circuital de la carga no lineal.

Los valores que se han utilizado son: $R_s = 4 \Omega$, $C_o = 470 \mu\text{F}$ y $R_o = 200 \Omega$.

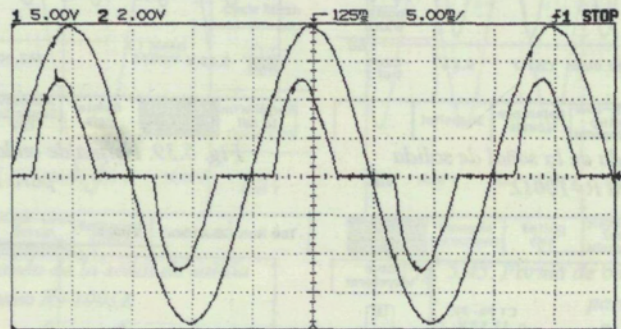


Fig. 5.35. Señal de salida medida v_2 y corriente de salida cuando el convertidor Boost-Buck tiene una carga no lineal.

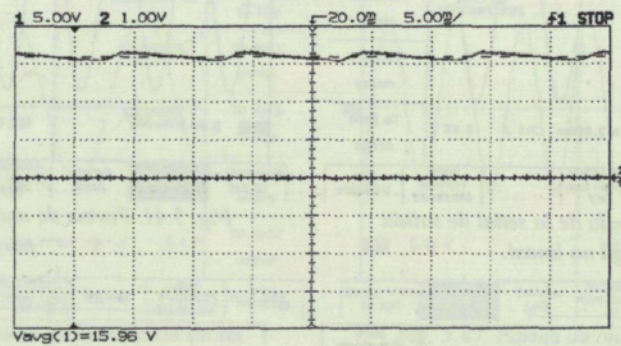


Fig. 5.36. Forma de onda de la tensión v_o .

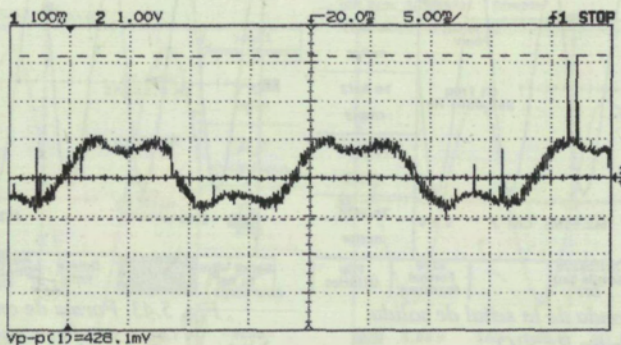
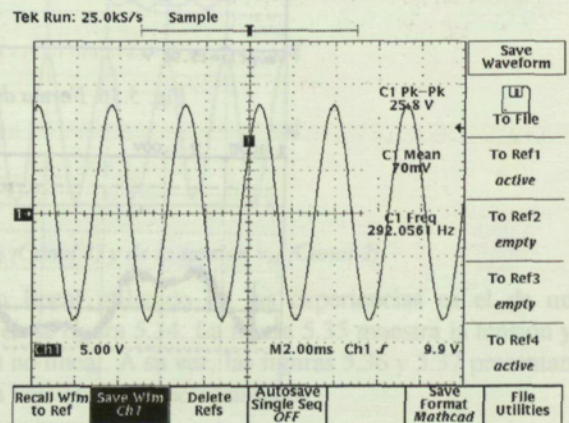
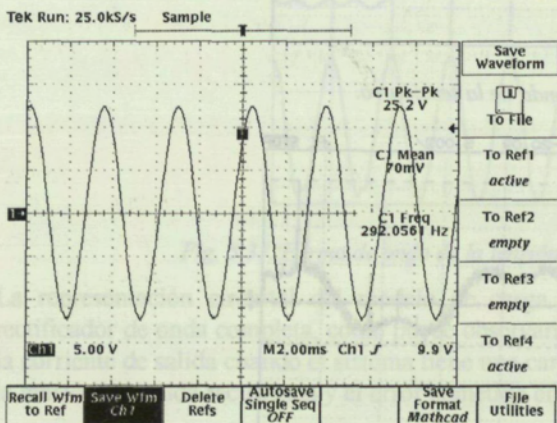
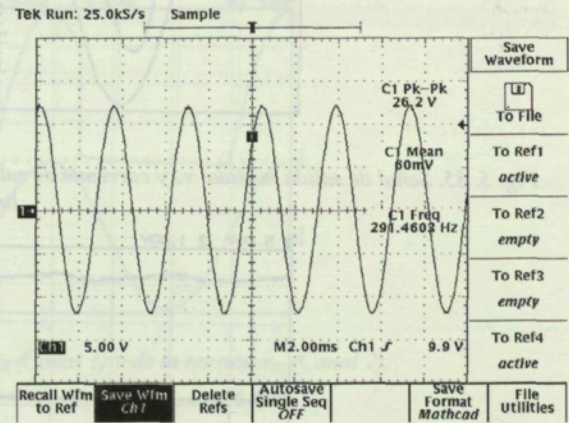
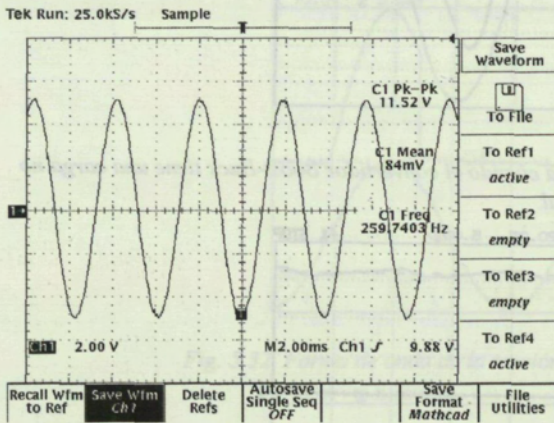
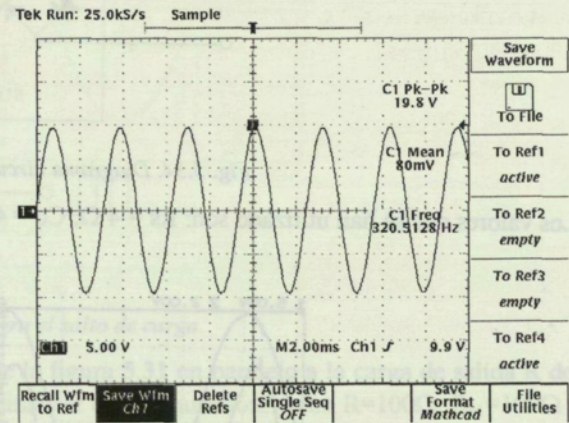
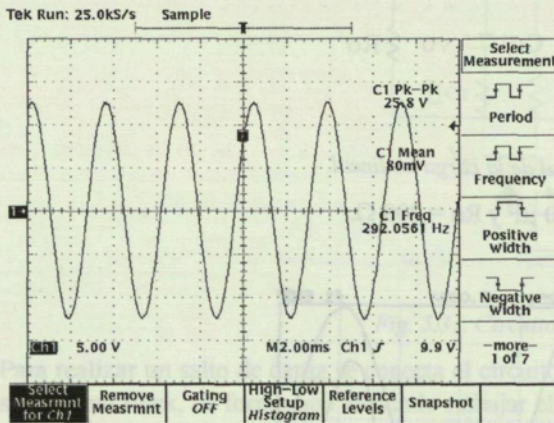


Fig. 5.37. Forma de onda de la señal de error utilizando la carga no lineal.

A continuación se presentarán algunos resultados de laboratorio mostrando variación de amplitud de la señal seguida. Así las figuras 5.38 y 5.39 se han obtenido para una resistencia de carga de 100Ω , mientras

que las figuras 5.40 y 5.41 son medidas realizadas con la carga no lineal anteriormente presentada, mientras que las figuras 5.42 y 5.43 se han obtenido utilizando una carga resistiva de 50 y 25 Ω , respectivamente.

La distorsión armónica de la señal de salida se encuentra, en cualquiera de los casos descritos, entre el 3 y 4 %.



Los resultados que ha continuación se presentan se han obtenido utilizando la estrategia de control definida por la ecuación 5.15 en el prototipo anteriormente descrito.

Las figuras 5.44, 5.45, 5.46 y 5.47 muestran la señal de salida del convertidor variando la amplitud y frecuencia de la señal generada para una resistencia de carga de 100 Ω. Debe indicarse que en estos casos no se han variado los parámetros del control de la etapa Boost.

Las figuras 5.48 y 5.49 presentan la dinámica en estado estacionario de la señal de salida cuando el convertidor posee una carga no lineal. Y, por último, las figuras 5.50 y 5.51 se han obtenido utilizando una carga resistiva de 50 y 25 Ω, respectivamente.

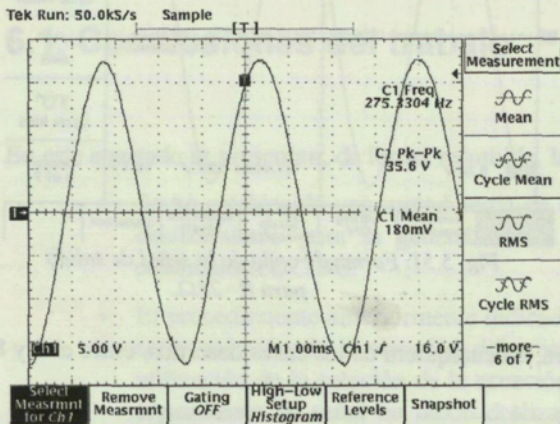


Fig. 5.44. Forma de onda de la señal de salida para R=100Ω.

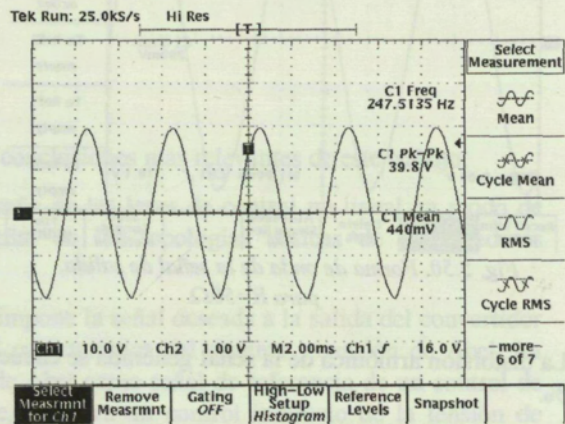


Fig. 5.45. Forma de onda de la señal de salida para R=100Ω.

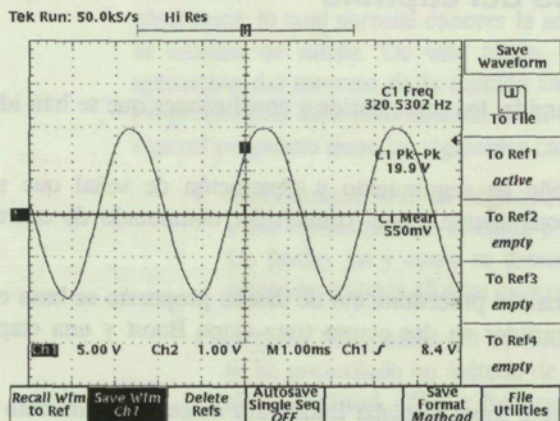


Fig. 5.46. Forma de onda de la señal de salida para R=100Ω.

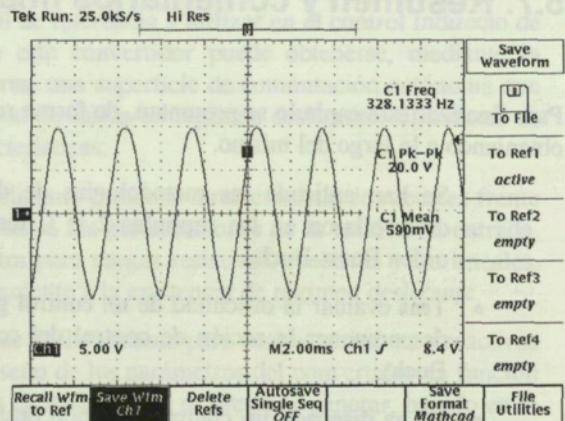


Fig. 5.47. Forma de onda de la señal de salida para R=100Ω.

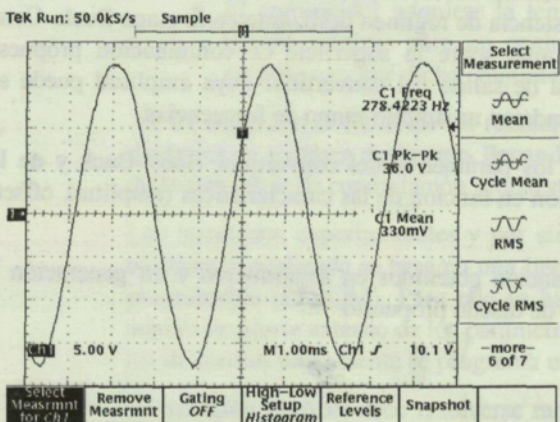


Fig. 5.48. Forma de onda de la señal de salida para carga no lineal.

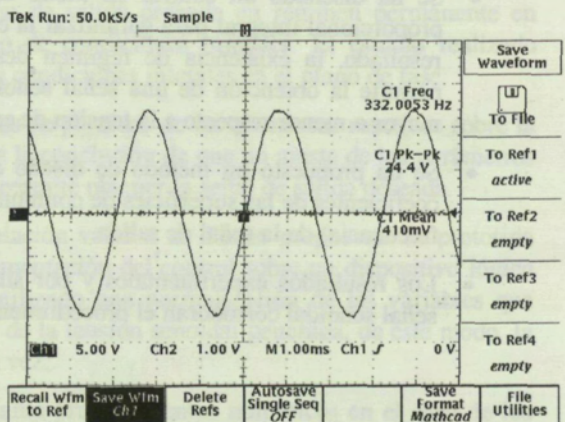


Fig. 5.49. Forma de onda de la señal de salida para carga no lineal.

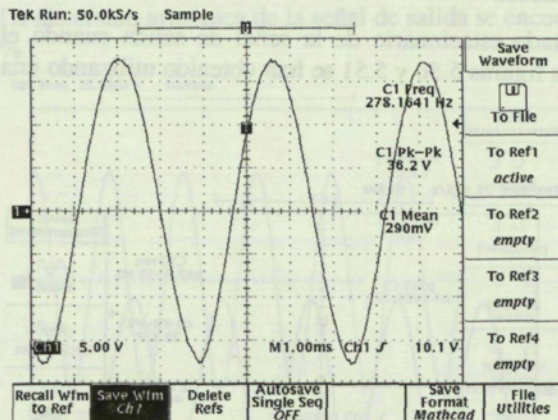


Fig. 5.50. Forma de onda de la señal de salida para $R=50\Omega$.

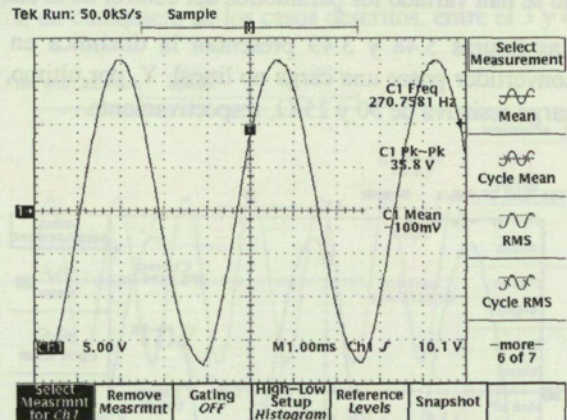


Fig. 5.51. Forma de onda de la señal de salida para $R=25\Omega$.

La distorsión armónica de la señal generada se encuentra, en cualquiera de los casos descritos, entre el 4 y 8 %.

5.7. Resumen y comentarios finales del capítulo

Para finalizar este capítulo se presentan, de forma resumida, los comentarios y conclusiones que se han ido obteniendo a lo largo del mismo.

- Se han aplicado las metodologías de diseño de seguimiento y generación de señal que se desarrollaron en los capítulos 2 y 3, respectivamente, en el convertidor conmutado de cuarto orden Boost-Buck.
- Tras evaluar la dificultad de un control global, el procedimiento de diseño propuesto se basa en descomponer la acción de control del convertidor en dos etapas (una etapa Boost y una etapa Buck).
- Se ha diseñado un control en modo deslizante sobre la etapa Buck para obtener seguimiento o generación de señal senoidal de salida.
- Se ha diseñado un control en modo deslizante en la etapa Boost basado en una estructura proporcional integral para garantizar la existencia de régimen deslizante en la etapa Buck. Como resultado, la existencia de régimen deslizante sobre la superficie de conmutación propuesta permite la obtención de una señal senoidal de salida del convertidor cuya amplitud puede ser mayor o menor respecto a la tensión de entrada en un amplio rango de frecuencias.
- Se ha propuesto un método de diseño de los parámetros del convertidor Boost-Buck y de los coeficientes de las superficies de conmutación en función de las características (amplitud, offset y frecuencia) de la señal de salida.
- Los resultados experimentales y por simulación obtenidos en seguimiento y en generación de señal senoidal corroboran el procedimiento de diseño propuesto.