



Control LMI de un convertidor CC-CC Buck-Boost

Titulació: Ingeniería en Automàtica y Electrónica Industrial - EAEI.

**Autor: Luis Javier Manjón Paniagua
Director: Ramon Leyva Grasa**

Fecha: Septiembre, 2009.

*Quisiera agradecerles a Ramon Leyva y
Carlos Olalla su eterna paciencia y sus
indicaciones para poder realizar este
trabajo.*

A mi madre por tenerme cada día la comida preparada cuando vuelvo de la facultad o de la plaza, a mi padre por dejarme el coche cada día que se lo pido y dejármelo SIEMPRE con el depósito lleno.

A ellos, a mi hermano y a mi cuñada, por ser unas grandes personas.

A todos aquellos que me han animado a lo largo de este eterno camino. A Maria por verlo empezar, a Gemma por verlo acabar y por querer entender lo que pretendía hacer.

A Arcadi por empujarme a acabar y así irme a vivir con él. A Albert por aguantar mi hiperactividad durante 14 años (y los que te quedan). A Alba y Llivia porque sí.

Y a todos aquellos que aunque no los nombre aquí siempre han estado ahí.

GRACIAS

ÍNDICE

INTRODUCCIÓN.....	- 4 -
ANÁLISIS DEL CONVERTIDOR BUCK-BOOST	- 6 -
SIMULACIÓN DEL CONVERTIDOR BUCK-BOOST EN LAZO ABIERTO.....	- 12 -
1. MEDIANTE PSIM.....	- 13 -
2. MEDIANTE MATLAB (SIMULINK):	- 19 -
<i>Modelo exacto:</i>	- 19 -
<i>Modelo promediado:</i>	- 22 -
ESTUDIO DE LA METODOLOGÍA LMI.....	- 26 -
1. CONCEPTO DE POLÍTOPO	- 26 -
2. TEOREMA DE ESTABILIDAD DE LYAPUNOV.	- 27 -
3. ESTABILIDAD CUADRÁTICA LMI.....	- 29 -
4. CONTROL H_{∞}	- 30 -
5. RESTRICCIONES DE LOCALIZACIÓN DE LOS POLOS.	- 33 -
IMPLEMENTACIÓN DEL CONTROLADOR LMI.....	- 35 -
1. POLÍTOPO Y RESTRICCIONES	- 35 -
2. IMPLEMENTACIÓN.....	- 35 -
<i>Programa .m de MATLAB:</i>	- 37 -
<i>Solución encontrada:</i>	- 41 -
SIMULACIÓN DEL CONVERTIDOR BUCK-BOOST CON CONTROL LMI.....	- 42 -
1. MEDIANTE MATLAB (SIMULINK):	- 42 -
2. MEDIANTE PSIM:	- 47 -
IMPLEMENTACIÓN DEL CONVERTIDOR Y CONTROLADOR.....	- 52 -
1. DISEÑO DEL CIRCUITO DEFINITIVO:	- 52 -
<i>Utilización de filtros activos paso bajo</i>	- 52 -
<i>Escalado de la tensión de salida</i>	- 53 -
<i>Reducción del número de operacionales</i>	- 54 -
<i>Comprobación del funcionamiento de los operacionales</i>	- 54 -
<i>Circuito definitivo mediante PSIM:</i>	- 56 -
2. DISEÑO CIRCUITAL Y LAYOUT:	- 58 -
<i>Diseño circuital</i>	- 59 -
<i>PWM:</i>	- 59 -
<i>Sensor SHUNT:</i>	- 60 -
<i>DRIVER:</i>	- 61 -
<i>Bobina:</i>	- 62 -
<i>Circuito de realimentación:</i>	- 62 -
<i>Implementación circuital convertidor y control LMI:</i>	- 64 -
COMPROBACIÓN Y ANÁLISIS DE LOS RESULTADOS.....	- 65 -
1. CIRCUITO EN LAZO ABIERTO	- 65 -
<i>Estado estacionario,</i>	- 65 -
<i>Arrancada,</i>	- 67 -
<i>Comportamiento ante perturbaciones en la entrada</i>	- 68 -
<i>Comportamiento ante perturbaciones en la carga</i>	- 69 -
2. CIRCUITO CONTROLADO MEDIANTE LMI.....	- 70 -
<i>Estado estacionario,</i>	- 70 -
<i>Arrancada,</i>	- 72 -
<i>Comportamiento ante perturbaciones en la entrada</i>	- 73 -
<i>Comportamiento ante perturbaciones en la carga</i>	- 74 -
CONCLUSIONES Y VALORACIÓN FINAL	- 75 -
BIBLIOGRAFÍA.....	- 77 -
REFERENCIA DE FIGURAS	- 78 -

INTRODUCCIÓN

El presente trabajo tiene por objetivo el estudio de un convertidor DC-DC, Buck-Boost, controlado mediante un diseño de control robusto basado en la metodología LMI (Inecuaciones Matriciales Lineales).

El objetivo de dicho control es el de mantener el convertidor trabajando de forma estable en un punto determinado, regulando la tensión de salida, la cual se desea que sea igual a un valor de tensión dado V_{REF} , y que mantenga dicho valor, con la mínima distorsión, frente a posibles perturbaciones de la carga o de la fuente de entrada. Además se pretende satisfacer ciertas características transitorias, como el tiempo de establecimiento ante un arranque o perturbación, o minimizar sobre-picos en la salida, mediante la colocación de los polos en el lugar deseado.

La dinámica de estos convertidores de potencia es no lineal, por lo que para poder diseñar el control de realimentación, se hará considerando una linealización del modelo del convertidor alrededor del punto de operación.

Las inecuaciones lineales matriciales (LMIs) y las técnicas LMI han surgido como una potente herramienta de diseño en áreas desde ingeniería de control hasta sistemas de identificación o diseño estructural. Tres factores hacen las técnicas LMI atractivas son:

- Una gran variedad de especificaciones de diseño y restricciones pueden expresarse como LMIs.
- Una vez formulado en términos LMI, un problema puede resolverse de forma exacta mediante efectivos algoritmos convexos de optimización.
- Muchos problemas con múltiples restricciones o soluciones analíticas incompletas pueden seguir siendo manejables mediante LMIs. Esto convierte al diseño LMI como una muy buena alternativa a los métodos analíticos clásicos.

El trabajo, se estructurará de las siguientes partes:

- Estudio del modelo del convertidor Buck-Boost y la simulación de dicho modelo en lazo abierto.
- Introducción a las LMI's y a las restricciones de control
- Diseño del control LMI
- Simulación del modelo con el control LMI
- Implementación del convertidor y verificación del funcionamiento del convertidor

ANÁLISIS DEL CONVERTIDOR BUCK-BOOST

La Figura 1 muestra el esquema de un convertidor cc-cc elevador-reductor (buck-boost) donde v_o es la tensión de salida, la v_g es la tensión de línea (alimentación del sistema) i la i_{load} es la perturbación de salida (modelada con una fuente de corriente). R modela la carga del convertidor, mientras que C y L representan respectivamente los valores de la capacidad y la inductancia, cuyas resistencias serie equivalentes son R_C i R_L . Además se modela la resistencia serie de la fuente como R_S . La señal binaria u que realiza las transiciones entre ON, $u = 1$, i OFF, $u = 0$, de los interruptores está controlada mediante un PWM de frecuencia y voltaje constante, donde el ratio entre T_{ON} y T corresponderá al duty cycle d .

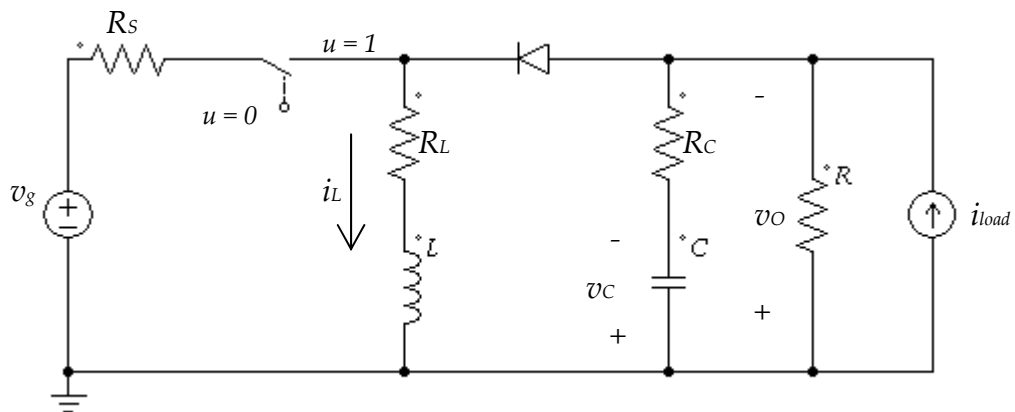


Figura 1. Esquema del convertidor buck-boost

La tensión de salida se desea que sea igual a una tensión constante dada V_{ref} . Además realizaremos la suposición de que operamos en modo continuo y que la corriente del inductor no se satura.

La siguiente expresión corresponde al modelo en espacio de estado del convertidor buck-boost:

$$\begin{cases} \dot{x} = Ax(t) + B_1w(t) + B_2u(t) + B_{ref}V_{ref} \\ y(t) = C_yx(t) + D_{y1}w(t) + D_{y2}(t)u(t) \end{cases}$$

donde el vector de estado será $x = \begin{bmatrix} i_L(t) \\ v_C(t) \\ x_3 \end{bmatrix}$. La perturbación que se considera es la

corriente de salida $w(t)=[i_{load}(t)]$, por ello, se ha incluido en el modelo una fuente de corriente, las perturbaciones de la cual, dependiendo de la impedancia de salida del convertidor, afectarán a la variable de salida v_o . $u(t)=[<u>]$, se refiere a las posibles variaciones de la entrada de control, las cuales afectarán directamente a la salida; y $x_3 = \int_{-\infty}^t (V_0 - V_{REF}) dt$, es la integral del error entre v_o y V_{REF} .

Para poder extraer las matrices de estado, primero haremos un análisis sin tener en cuenta las variaciones en la carga ni en la fuente de entrada y sin tener en cuenta tampoco la variable x_3 . Además consideraremos las resistencias parásitas R_L , R_C i R_S del convertidor despreciables y así hacer más fácil el cálculo del modelo del mismo¹.

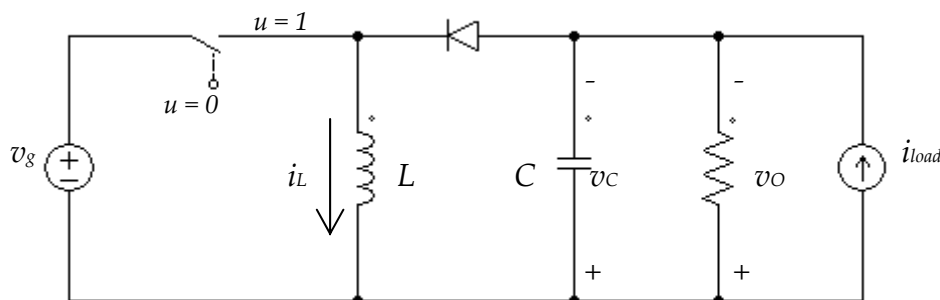


Figura 2. Esquema del Convertidor buck-boost simplificado

Analizaremos por separado cada semiperiodo para extraer las correspondientes matrices de estado.

¹ El estudio completo, teniendo en cuenta las resistencias parásitas R_L , R_C y R_S se encuentra en el Anexo1.

T_{ON} (Transistor conduce, el diodo está cortado, $u=1$)

Las ecuaciones extraídas del análisis del circuito son las siguientes,

$$\begin{cases} v_L = L \frac{di_L(t)}{dt} \Rightarrow \frac{di_L(t)}{dt} = \frac{Vg}{L} \\ i_C = C \frac{dv_C(t)}{dt} \Rightarrow \frac{dv_C(t)}{dt} = \frac{-v_C(t)}{CR} \end{cases}$$

$$y(t) = v_o = v_C(t)$$

Por consiguiente, las matrices correspondientes a este semiperiodo serán:

$$\dot{x} = A_{ON}x(t) + B_{ON}1,$$

$$\begin{bmatrix} \dot{i}_L \\ \dot{v}_C \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & -\frac{1}{CR} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_L \\ v_C \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{Vg}{L} \\ 0 \end{bmatrix},$$

$$y(t) = C_{yON}x(t),$$

$$y(t) = [0 \quad 1] \begin{bmatrix} i_L \\ v_C \end{bmatrix}$$

T_{OFF} (Transistor cortado, el diodo conduce $u=0$)

Las ecuaciones extraídas del análisis en este semiperiodo son las siguientes,

$$\begin{cases} v_L = L \frac{di_L(t)}{dt} \Rightarrow \frac{di_L(t)}{dt} = \frac{v_C(t)}{L} \\ i_C = C \frac{dv_C(t)}{dt} \Rightarrow \frac{dv_C(t)}{dt} = \frac{-v_C(t) - Ri_C(t)}{CR} \end{cases}$$

$$y(t) = v_o = v_C(t)$$

Por consiguiente, las matrices de estado serán:

$$\dot{x} = A_{OFF}x(t) + B_{OFF1},$$

$$\begin{bmatrix} \dot{i}_L \\ \dot{v}_C \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & \frac{1}{L} \\ -\frac{1}{C} & -\frac{1}{CR} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_L \\ v_C \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \end{bmatrix},$$

$$y(t) = C_{yOFF}x(t),$$

$$y(t) = \begin{bmatrix} 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_L \\ v_C \end{bmatrix},$$

Una vez extraídas las matrices de estado para cada semiperiodo, para poder expresar un modelo genérico, realizaremos una promediación del modelo y supondremos que nos encontramos en estado estacionario (el duty cycle es constante D y $D' = 1 - D$). Así pues las ecuaciones de estado quedarán como,

$$\dot{x} = Ax(t) + B_1,$$

donde :

$$A = A_{ON}D + A_{OFF}D' \quad y$$

$$B_1 = B_{ON1}D + B_{OFF1}D' \quad ,$$

$$\begin{bmatrix} \dot{i}_L \\ \dot{v}_C \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & \frac{1}{L}D' \\ -\frac{1}{C}D' & -\frac{1}{CR} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_L \\ v_C \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{VgD}{L} \\ 0 \end{bmatrix},$$

y la salida

$$y(t) = C_y x(t),$$

donde :

$$C_y = C_{yON}D + C_{yOFF}D'$$

$$y(t) = \begin{bmatrix} 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_L \\ v_C \end{bmatrix},$$

Una vez extraído el modelo sin tener en cuenta las posibles perturbaciones ampliaremos el análisis. Empezaremos por ampliar el análisis a posibles variaciones en la entrada de control $\langle u \rangle = D + \hat{u}$, en este caso el espacio de estado quedará de la forma siguiente²,

$$\begin{bmatrix} \dot{i}_L \\ \dot{v}_C \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & \frac{1}{L}D' \\ -\frac{1}{C}D' & -\frac{1}{CR} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_L \\ v_C \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{V_g D}{LD'} \\ \frac{V_g D}{CRD'^2} \end{bmatrix} u(t)$$

donde $u(t) = \hat{u}$

En el caso de la salida las variaciones en la entrada de control afectarán de la forma siguiente,

$$y(t) = [0 \quad 1] \begin{bmatrix} i_L \\ v_C \end{bmatrix} + [0]u(t)$$

Donde se puede observar que $y(t)$ depende únicamente y directamente de v_C , aunque de forma indirecta si que puedan repercutirle las ya mencionadas perturbaciones en el control.

A continuación ampliaremos el análisis a posibles variaciones de la carga, modelada mediante una fuente de corriente i_{load} , la cual, una perturbación en ella, repercutirá en la impedancia de salida del convertidor³,

² El desarrollo correspondiente para hallar las matrices que modelan el comportamiento del convertidor ante variaciones del control se encuentra en el Anexo 1. Teniendo en cuenta R_S , R_C y R_L .

³ El desarrollo correspondiente para hallar las matrices que modelan el comportamiento del convertidor ante variaciones de la carga se encuentra en el Anexo 1. Teniendo en cuenta R_S , R_C y R_L .

$$\begin{bmatrix} \dot{i}_L \\ \dot{v}_C \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & \frac{1}{L}D' \\ -\frac{1}{C}D' & -\frac{1}{CR} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_L \\ v_C \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ \frac{1}{C} \end{bmatrix} w(t) + \begin{bmatrix} \frac{V_g D}{LD'} \\ \frac{V_g D}{CRD'^2} \end{bmatrix} u(t)$$

donde $u(t) = \hat{u}$,

donde $v_g(t) = Vg + \hat{v}_g$ y $w(t) = \hat{i}_{load}$

Por su parte, la salida quedará de la siguiente forma:

$$y(t) = [0 \quad 1] \begin{bmatrix} i_L \\ v_C \end{bmatrix} + [0] w(t) + [0] u(t)$$

Así pues, una vez realizado el análisis teniendo en cuenta las posibles variaciones y añadiendo por último la variable x_3 ($x_3 = \int_{-\infty}^t (v_0 - V_{REF}) dt$, integral de la diferencia entre la tensión de salida i la V_{REF}), las matrices quedaran de la siguiente forma:

$$\begin{cases} \dot{x} = Ax(t) + B_1 w(t) + B_2 u(t) + B_{ref} V_{ref} \\ y(t) = C_y x(t) + D_{y1} w(t) + D_{y2}(t) u(t) \end{cases}$$

$$A = \begin{bmatrix} 0 & \frac{1}{L}D' & 0 \\ -\frac{1}{C}D' & -\frac{1}{CR} & 0 \\ 0 & -1 & 0 \end{bmatrix}$$

$$B_1 = \begin{bmatrix} 0 \\ \frac{1}{C} \\ 0 \end{bmatrix}$$

$$B_2 = \begin{bmatrix} \frac{V_g D}{LD'} \\ \frac{V_g D}{CRD'^2} \\ 0 \end{bmatrix}$$

$$C_y = [0 \quad 1 \quad 0]$$

$$D_{y1} = [0]$$

$$D_{y2} = [0]$$

SIMULACIÓN DEL CONVERTIDOR BUCK-BOOST EN LAZO ABIERTO.⁴

Una vez hecho el análisis del convertidor buck-boost i extraído su modelo lineal y promediado, nos disponemos a realizar las simulaciones pertinentes para comprobar su funcionamiento y para comprobar que el modelo promediado extraído, simulado mediante MATLAB (Simulink), corresponde con el simulado mediante PSIM.

Para ello suponemos los siguientes valores de los parámetros del circuito:

Parámetro	Valor
R	10 Ω
D	0.5
V_{in}	12 V
C	100 μF
L	100 μL
$f_{conm.} (T_s)$	100 kHz (10 ns)

Tabla 1. Parámetros para la simulación en lazo abierto del convertidor Buck-Boost

Realizaremos tres tipos de simulación:

- El arranque del sistema, es decir el comportamiento cuando activamos el convertidor y la tensión de salida V_o es inicialmente 0.
- El estado estacionario (comprobando el rizado del tensión de salida rizado)
- El comportamiento de la salida frente a una perturbación de 1V en la entrada
- El comportamiento de la salida frente a una perturbación de 1A en la fuente de corriente que afecta a la impedancia de salida.

⁴ La simulación PSIM del convertidor teniendo en cuenta las resistencias R_L i R_C se encuentra en el Anexo 1.

1. Mediante PSIM

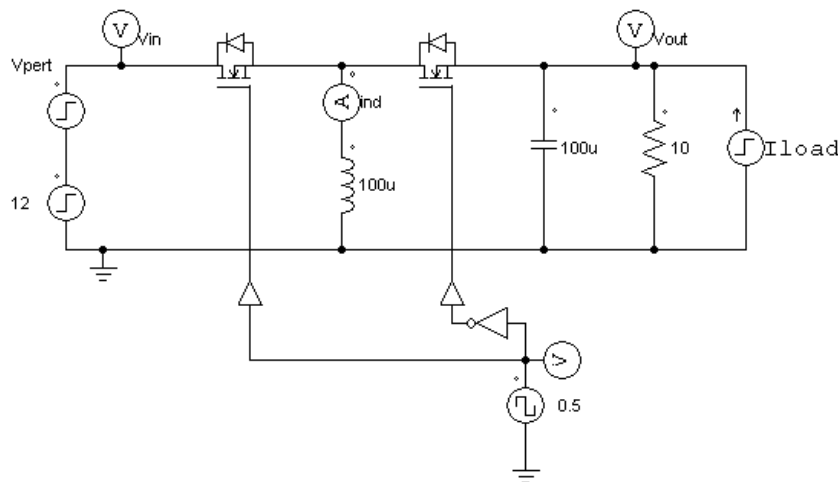


Figura 3. Esquema del convertidor buck-boost para la simulación mediante PSIM

En la figura anterior se muestra el esquema de PSim que utilizaremos para la simulación, las señales que están preparadas para ser mostradas son la de V_{in} , V_0 , I_{ind} i $V_{duty-cycle}$, aunque en las representaciones siguientes sólo mostraremos las tres primeras, ya que son las que nos interesan a la hora de hacerlas simulaciones

Empezaremos por la simulación del arranque, en la figura siguiente podemos observar el comportamiento de la salida cuando queremos que pase de 0V a -12V (en este caso) en un instante, se puede observar como necesita del orden de 10 ms para llegar al estado estacionario y además sufre un sobre-picos de tensión máximo del 75 % aproximadamente.

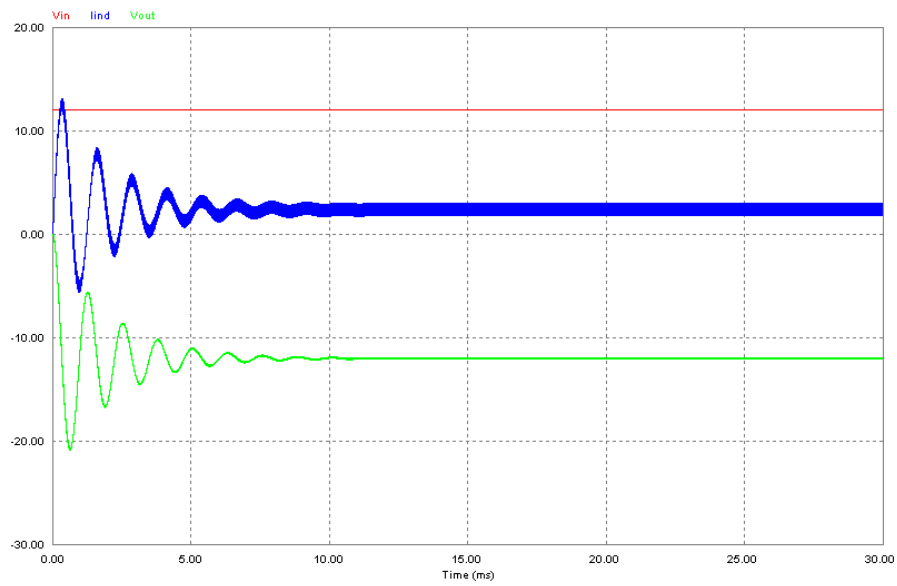


Figura 4. Simulación: Comportamiento del convertidor en arranque (PSIM)

Una vez llegado al régimen estacionario, por simulación mediante PSIM, podemos observar que la tensión de salida presenta un cierto rizado, el cual aproximadamente es del 0,54%.

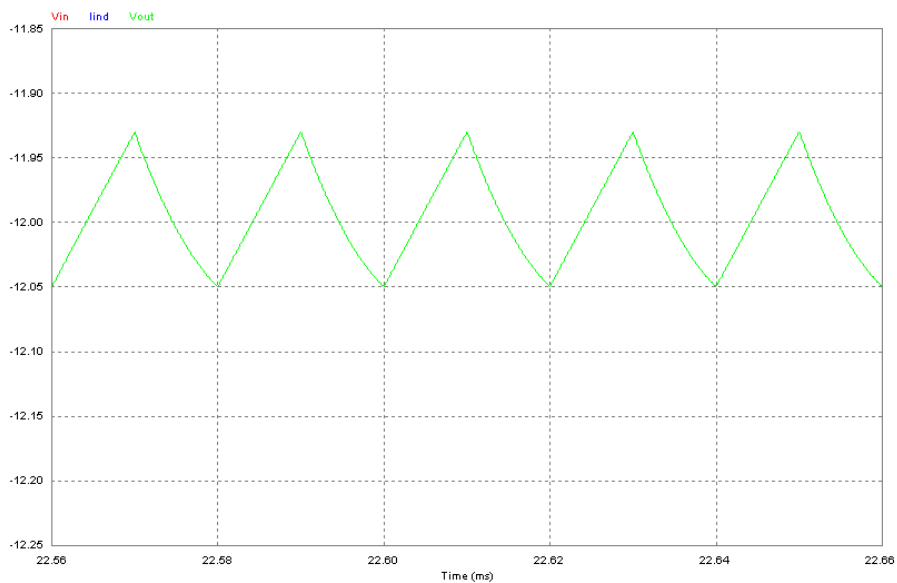


Figura 5. Simulación: Rizado del convertidor en estado estacionario (PSIM)

Observamos también el comportamiento de la corriente en estado estacionario tanto en la entrada, como en la bobina como en la salida, para comprobar que sea el esperado.

Comenzamos por la corriente de entrada del convertidor donde vemos que el resultado es el correcto, durante el semiciclo T_{ON} del PWM, la corriente tiene una pendiente positiva siguiendo la corriente de la bobina que se va cargando. Al pasar al semiciclo T_{OFF} el transistor corta el circuito de entrada y la corriente se corta de forma brusca.

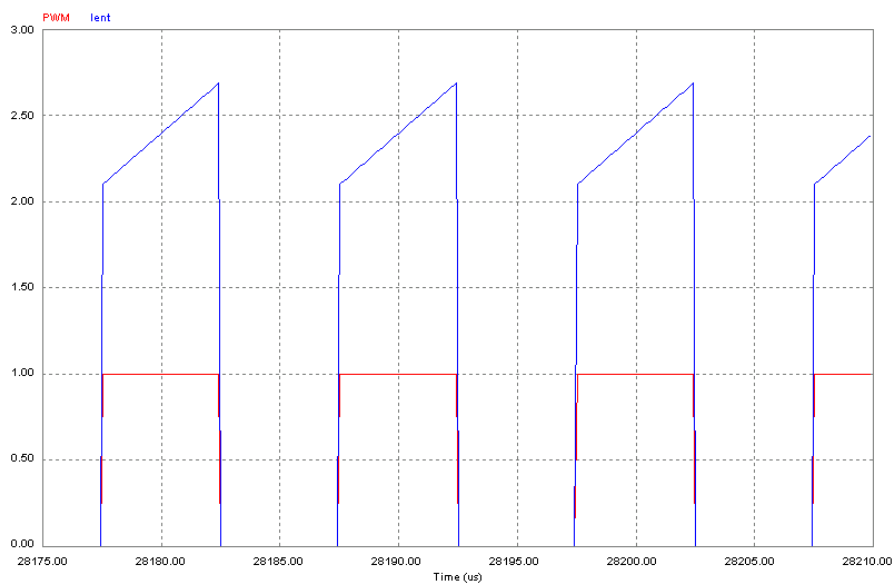


Figura 6. Simulación: Comportamiento de la corriente de entrada del convertidor

A continuación observamos el comportamiento de la corriente de salida, la cual presenta un pequeño rizado en la frecuencia del PWM

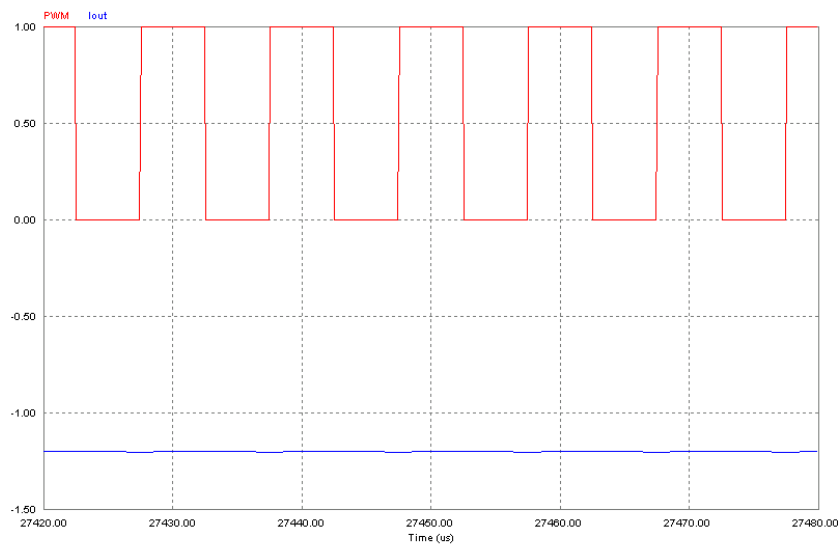


Figura 7. Simulación: Comportamiento de la corriente de salida

Para acabar observamos la corriente en la bobina, la cual debe ser triangular, correspondiendo a los dos estados del PWM. Durante el semiciclo T_{ON} , la bobina se cargará de forma constante, con una corriente de pendiente positiva. Cuando pasamos al semiciclo T_{OFF} la bobina tiende a descargarse con una pendiente negativa, al volver a T_{ON} , la bobina vuelve a cargarse con la misma pendiente.

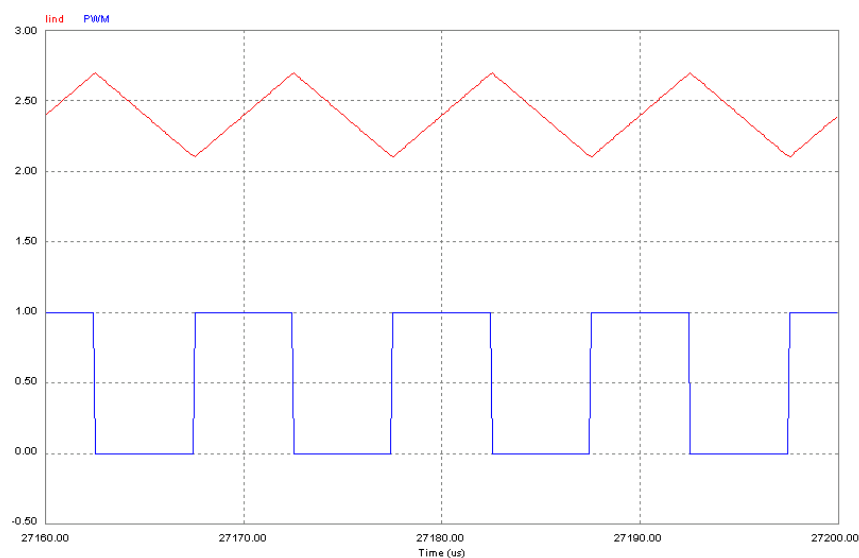


Figura 8. Simulación: Comportamiento de la corriente en la bobina.

Una vez simulado el convertidor buck-boost en arrancada y en estado estacionario, vamos a observar el comportamiento de la salida frente a posibles perturbaciones de entrada. En nuestro caso supondremos una perturbación de 1V en la entrada de línea. El comportamiento del convertidor será el de seguir a la entrada y no el de mantener la salida a un valor fijo, ya que de momento nos encontramos con el convertidor en lazo abierto. Así pues el comportamiento del convertido es el siguiente:

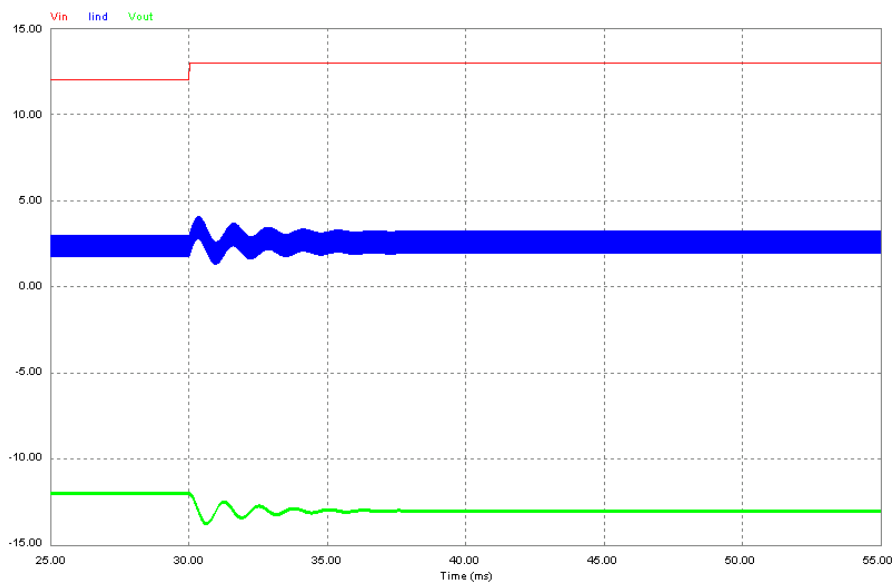


Figura 9. Simulación: Comportamiento de la salida ante una variación de la entrada (PSIM)

A continuación realizaremos la simulación del convertidor frente a una perturbación en la fuente de corriente de la salida, la cual afectará a la impedancia de salida. Dicha perturbación será de 1^a, y se puede comprobar como en un primer momento, nada más recibir la perturbación el sistema oscila hasta que consigue volver al estado estacionario.

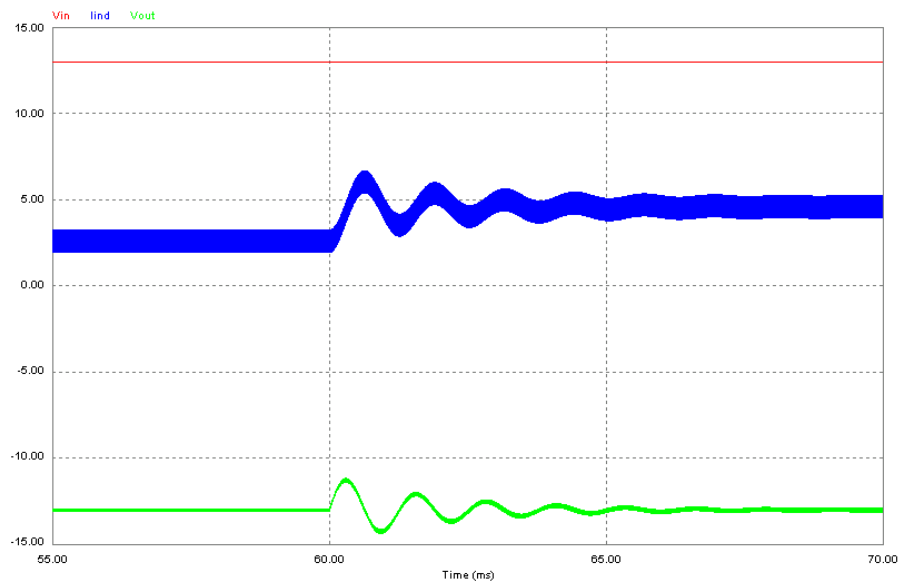


Figura 10. Simulación: Comportamiento del convertidor ante una variación de la impedancia de salida (PSIM)

2. Mediante MATLAB (Simulink):

Modelo exacto:

A continuación realizaremos la simulación del convertidor buck-boost, mediante la herramienta Simulink de MATLAB, para comprobar que el modelo exacto extraído de las ecuaciones del apartado anterior corresponde con la simulación del mismo mediante el PSIM.

Los valores de los parámetros son los mismos que para la simulación PSIM y realizaremos las mismas simulaciones que en el caso anterior.

El modelo utilizado es el siguiente:

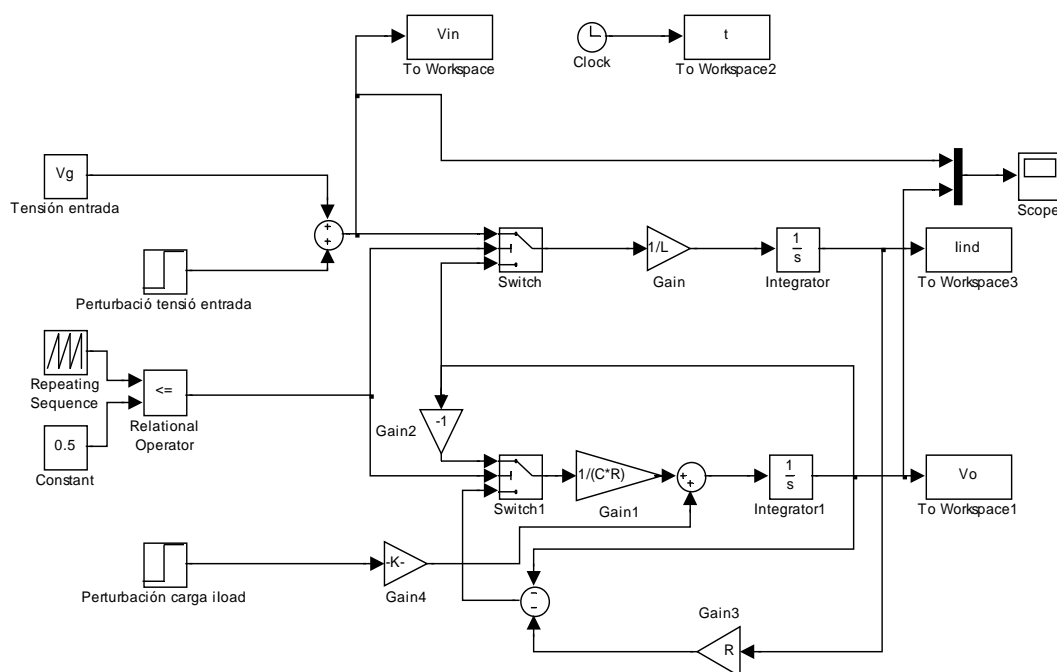


Figura 11. Modelo Simulink exacto del convertidor buck boost.

Empezaremos por observar el comportamiento del convertidor ante una arrancada:

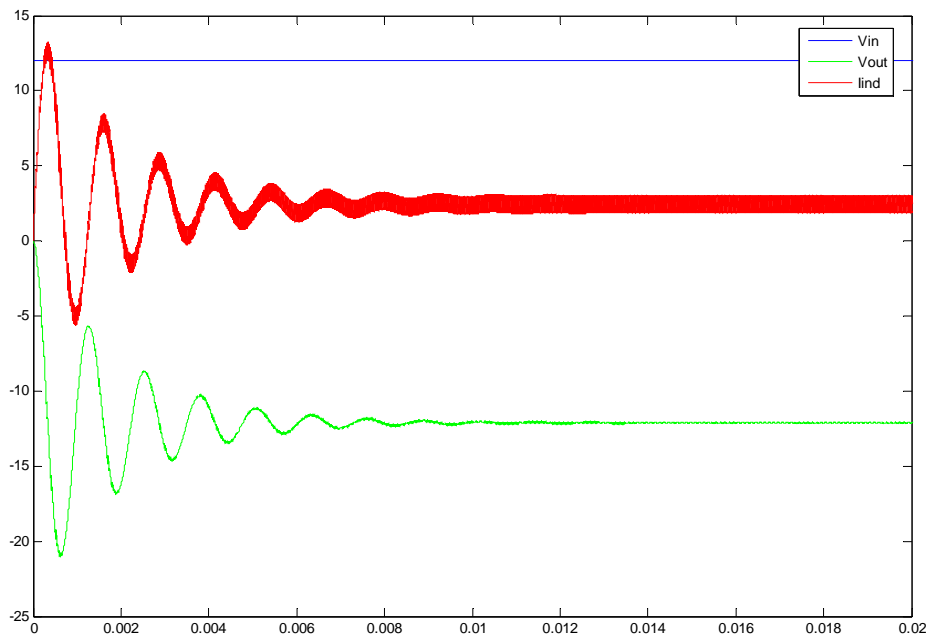


Figura 12. Simulación: Comportamiento de convertidor en arrancada (MATLAB)

Como se puede observar el comportamiento es el mismo que con la simulación PSIM. El rizado de la señal en este caso es de 0,5% aproximadamente.

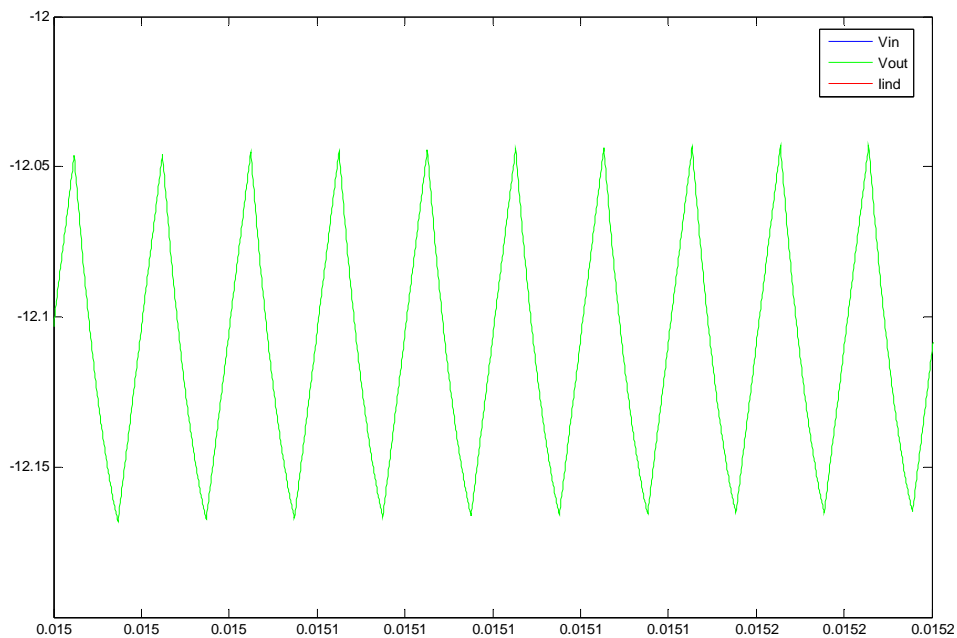


Figura 13. Simulación: Rizado de la salida del convertidor

A continuación someteremos al convertidor a una perturbación en la tensión de entrada para observar su comportamiento a la salida. Tal y como mencionamos en la simulación PSIM; el convertidor debe seguir a la perturbación y no mantener un valor constante ya que se encuentra en lazo abierto.

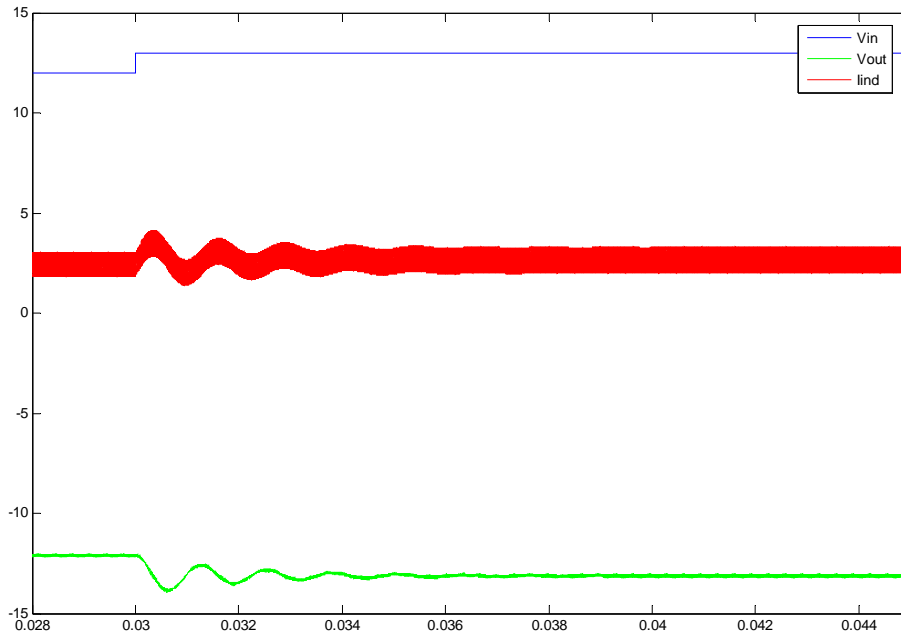


Figura 14. Simulación: Comportamiento del convertidor ante una perturbación en la entrada (MATLAB)

Finalmente estudiaremos el comportamiento del convertidor ante una variación de la fuente de corriente de la salida, cuya perturbación hará variar la impedancia de salida del convertidor

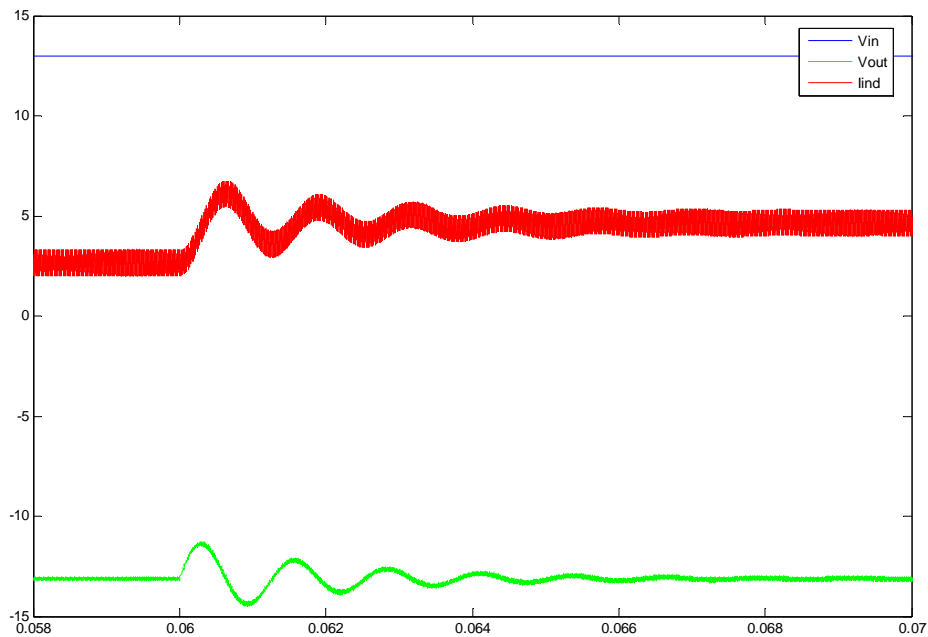


Figura 15. Simulación: Comportamiento del convertidor ante una un perturbación en la impedancia de salida (MATLAB)

Tal y como se puede comprobar existe una perfecta correspondencia entre la simulación PSIM, la cual hace una simulación circuital del convertidor, y la simulación MATLAB (Simulink), la cual hace una simulación siguiendo el modelo exacto del convertidor.

Modelo promediado:

A continuación haremos la simulación mediante la herramienta Simulink de MATLAB, para comprobar que el modelo lineal y promediado extraído del análisis anterior. En principio, si el análisis es correcto, la simulación extraída debería ser igual a la extraída mediante PSIM y el Modelo exacto de Matlab, salvo alguna imprecisión debido a que es un modelo promediado.

Los valores de los parámetros son los mismos que para la simulación PSIM y realizaremos las mismas simulaciones que en el caso anterior.

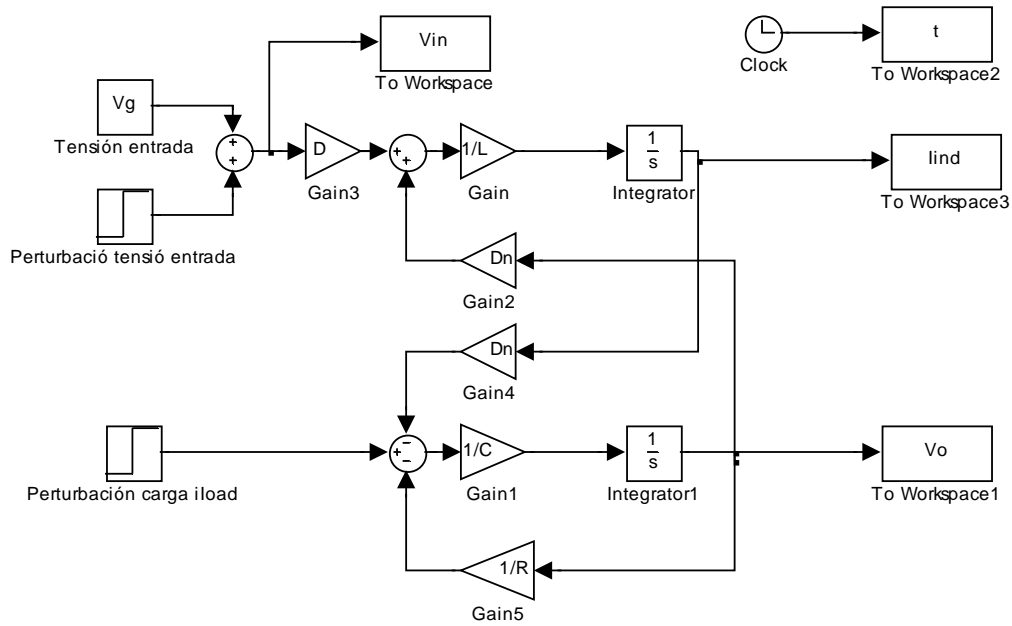


Figura 16. Modelo Simulink (MATLAB) del convertidor Buck-Boost

Empezaremos por observar el comportamiento del convertidor ante una arrancada:

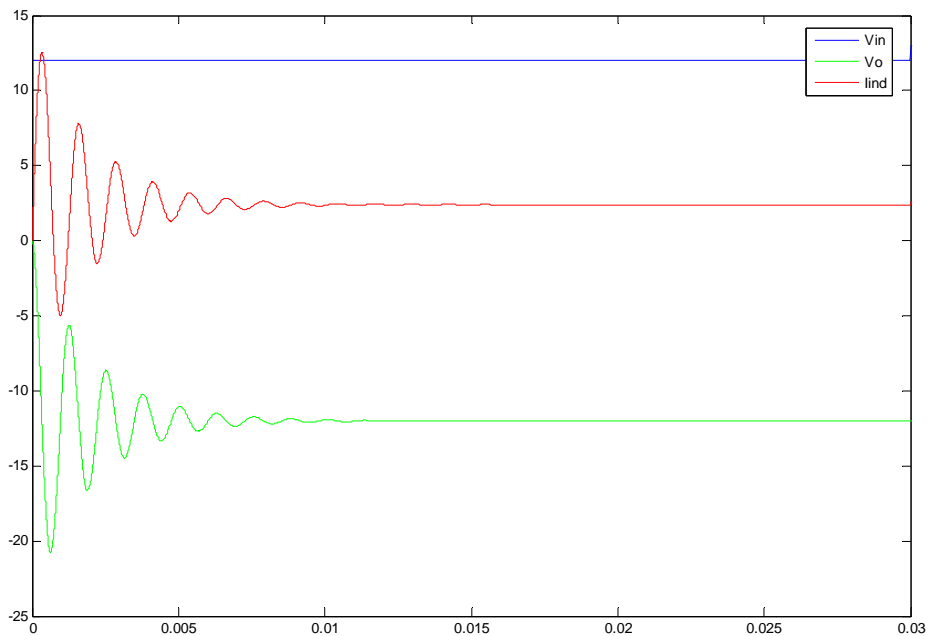


Figura 17. Simulación: Comportamiento de convertidor en arrancada (MATLAB)

Como se puede observar el comportamiento es el mismo prácticamente que con la simulación PSIM.

Aun así, según la simulación no hay rizado en estado estacionario, esto es debido a que se trata de un modelo lineal y promediado, donde se trabaja con valores constantes y el duty-cycle es una constante de valor 0,5 y no una señal que va cambiando de valor entre 0 i 1 a 50 kHz (con dicho duty-cycle).

A continuación someteremos al convertidor a una perturbación en la tensión de entrada para observar su comportamiento a la salida. Tal y como mencionamos en la simulación PSIM; el convertidor debe seguir a la perturbación y no mantener un valor constante ya que se encuentra en lazo abierto.

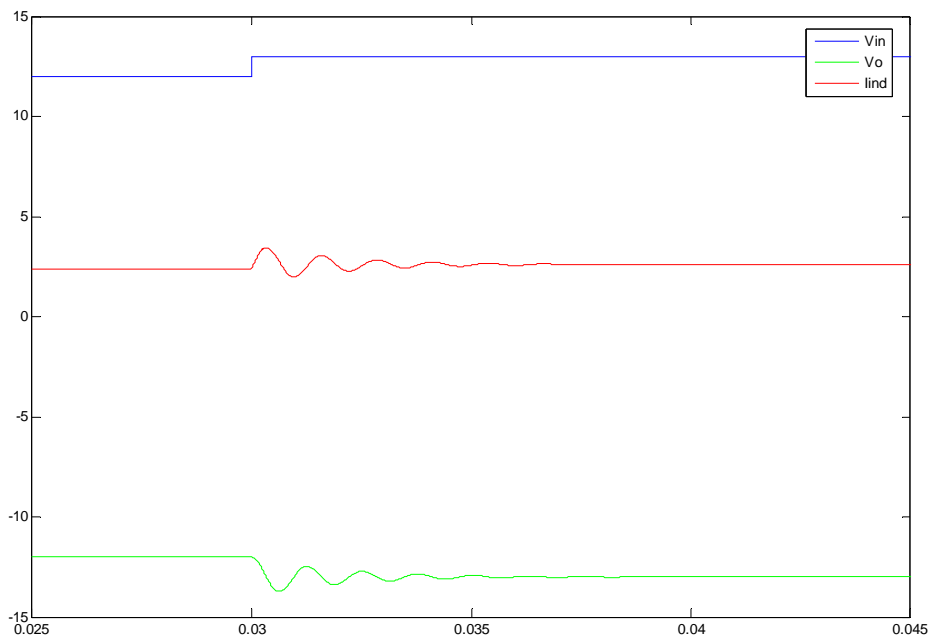


Figura 18. Simulación: Comportamiento del convertidor ante una perturbación en la entrada (MATLAB)

Finalmente estudiaremos el comportamiento del convertidor ante una variación de la fuente de corriente de la salida, cuya perturbación dependerá de la impedancia de salida del convertidor

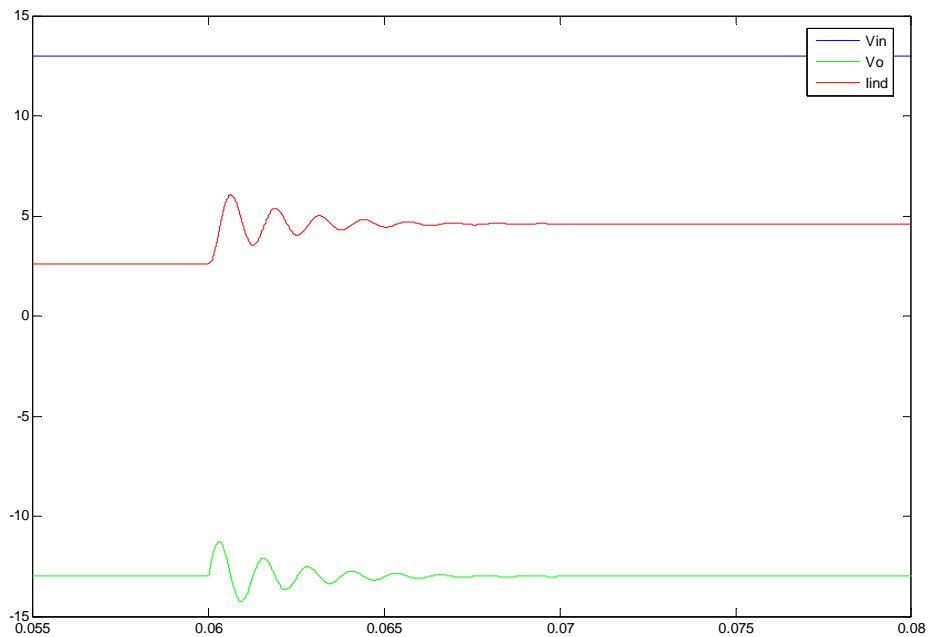


Figura 19. Simulación: Comportamiento del convertidor ante una un perturbación en la impedancia de salida (MATLAB)

Tal y como se puede comprobar existe una correspondencia entre la simulación PSIM, la cual hace una simulación circuital del convertidor, y la simulación MATLAB (Simulink), la cual hace una simulación siguiendo el modelo linealizado y promediado del convertidor.

Por esta razón podemos concluir que el modelo extraído es correcto y modela perfectamente al convertidor buck-boost.

ESTUDIO DE LA METODOLOGÍA LMI

En este apartado introduciremos el concepto de LMI y presentaremos las restricciones utilizadas para el diseño del controlador.

1. Concepto de polígono⁵

Partimos de las matrices encontradas en el análisis del convertidor buck-boost. Consideraremos que tanto la carga R como el duty-cycle D (o D') en el punto de operación son parámetros de incerteza que varían con el tiempo. El resto de parámetros los consideraremos conocidos e invariantes. Por esta razón hemos de expresar el sistema de matrices en función de los parámetros de incerteza:

$$\begin{cases} \dot{x} = A(p)x(t) + B_1 w(t) + B_2(p)v_g(t) + B_{ref} V_{ref} \\ y(t) = C_y x(t) + D_{y1} w(t) + D_{y2}(t)v_g(t) \end{cases} \quad (1.1)$$

Sólo las matrices A y B_2 dependen de los términos de incerteza, los cuales han sido agrupados en el vector p . Por lo general el vector p consiste en un número N de términos de incerteza $p = (p_1, \dots, p_N)$, donde cada parámetro p_i está comprendido entre un valor máximo $\overline{p_i}$ y un valor mínimo $\underline{p_i}$.

$$p_i \in [\underline{p_i}, \overline{p_i}] \quad (1.2)$$

Los valores admisibles del vector p están comprendidos en una región hiperrectangular en espacio \mathbf{R}^N con $L = 2^N$ vértices $\{v_1, \dots, v_L\}$. La imágenes de la matriz $[A(p), B_2(p)]$ para cada vértice del v_i corresponde al conjunto $\{G_1, \dots, G_L\}$. El conjunto $\{G_1, \dots, G_L\}$ son los extremos del polígono que contiene la imágenes para todos los valores admisibles de p si la matriz $[A(p), B_2(p)]$ depende linealmente de p .

Observando las matrices A y B_2 vemos que dichas matrices no dependen linealmente de los parámetros R i D (o D'), por esa razón crearemos cuatro parámetros

⁵ Ver Referencia [6]

nuevos de incerteza $\varepsilon = 1/D'$, $\beta = 1/R$, $\mu = D/D'$ y $\delta = D/RD'^2$, para poder encontrar un relación lineal de dependencia. Entonces el vector de parámetros queda formado finalmente por $p = (\varepsilon, \beta, \mu, \delta)$. Usando este vector de parámetros podemos restringir la incerteza dentro del polígono convexo.

Así pues, basándose en el modelo de incerteza descrito anteriormente, el objetivo de la síntesis es encontrar una ganancia de realimentación $u = Kx$ para cualquier modelo dinámico donde las incertezas están comprendidas entre los siguientes intervalos:

$$\begin{aligned} \varepsilon &\in [1/D'_{\max}, 1/D'_{\min}] \\ \beta &\in [1/R_{\max}, 1/R_{\min}] \\ \mu &\in [D_{\min}/D'_{\max}, D_{\max}/D'_{\min}] \\ \delta &\in [D_{\min}/RD'^2_{\max}, D_{\max}/RD'^2_{\min}] \end{aligned} \quad (1.3)$$

Obsérvese que el dominio del polígono está formado por $L = 2^4$ vértices.

El objetivo del diseño es garantizar la estabilidad y asegurar un mínimo nivel de perturbaciones en la salida para todos los posibles valores de $[A(p), B_2(p)]$. A continuación estableceremos las condiciones LMI para satisfacer estos objetivos.

2. Teorema de estabilidad de Lyapunov.⁶

La utilización de inecuaciones matriciales para demostrar ciertas propiedades dinámicas de los sistemas, fue planteada cuando Lyapunov estableció su conocido método de estabilidad, el concepto del cual plateamos a continuación.

Sistemas Lineales y linealización

Partimos de un sistema lineal invariante

$$\dot{x} = A x \quad (2.1)$$

⁶ Ver Referencia [1] y [2]

El cual tiene un equilibrio en el origen, que es aislado si y sólo si el $\det A \neq 0$. Si $\det A = 0$, todo punto en el Kernel o subespacio nulo de A es un punto estacionario.

Un sistema lineal no puede tener múltiples puntos estacionarios aislados, porque si \bar{x} y \bar{z} son dos PE de (2.1), entonces todos los puntos de la recta que los une serán PE de (2.1).

Teorema:

El $PE x = 0$ es estable si y solo si todos los autovalores de A tiene parte real no negativa y cada autovalor con parte real nula tiene un bloque de Jordan asociado de orden 1. El $PE x = 0$ es GAE si y solo si todos los autovalores de A tiene parte real negativa. Dicha matriz se denominará Matriz de estabilidad o Hurwitz.

La estabilidad del sistema se puede investigar también usando el método de Lyapunov:

Partimos de una función

$$V(x) = x^T P x \quad (2.2)$$

Candidata a ser función de Lyapunov, donde P es una matriz real simétrica definida positiva. La derivada de $V(x)$ sobre las trayectorias del sistema viene dad por

$$\dot{V}(x) = x^T P \dot{x} + \dot{x}^T P x = x^T (PA + A^T P)x = -x^T Q x$$

Donde Q es una matriz simétrica definida por

$$PA + A^T P = -Q \quad (2.3)$$

Esta última ecuación se denominará ecuación de Lyapunov.

Si Q es definida positiva, el origen será asintóticamente estable.

$$PA + A^T P < 0 \quad P > 0 \quad (2.4)$$

En el caso de sistemas lineales, es posible revertir los pasos del método de Lyapunov. Comenzaremos eligiendo Q como matriz simétrica definida positiva, resolveremos (2.3) y encontraremos P , finalmente si (2.3) tiene una solución definida positiva, podemos concluir que es asintóticamente estable.

3. Estabilidad cuadrática LMI⁷

En el siguiente apartado estudiaremos la estabilidad cuadrática de un sistema en lazo cerrado con realimentación de estado, $u = Kx$, adaptando la inecuación de estabilidad cuadrática (2.4) para el sistema realimentado ya nombrado.

Consideramos el espacio de estado siguiente:

$$\left. \begin{aligned} \dot{x} &= A(t)x + B_{\omega}(t)\omega + B_u(t)u \\ y &= C_y(t)x + D_{y\omega}(t)\omega + D_{yu}(t)u \end{aligned} \right\} \quad (3.1)$$

donde u es la señal de entrada del control y ω es la señal de entrada de energía.

Consideramos una realimentación de estado de la forma $u = Kx$, donde K es la ganancia de la realimentación de estado.

Así pues si partimos del sistema (3.1), añadiendo la realimentación de estado, el sistema nos quedará de la forma siguiente.

$$\left. \begin{aligned} \dot{x} &= (A(t) + B_u(t)K)x + B_{\omega}(t)\omega \\ y &= (C_y(t) + D_{yu}(t)K)x + D_{y\omega}(t)\omega \end{aligned} \right\} \quad (3.2)$$

Estabilidad cuadrática del sistema

El sistema [3.1] se denomina cuadráticamente estabilizable si existe una ganancia de realimentación de estado K que haga que el sistema (3.2) sea cuadráticamente estable.

Consideramos

$$\dot{x} = A(t)x + B_u(t)u \quad (3.3)$$

⁷ Ver referencia [7]

Si fijamos una ganancia de realimentación de estado K en $u = Kx$, el sistema (3.3) será cuadráticamente estable si, y solo si, existe una $P > 0$ que cumpla la siguiente inecuación:

$$(A + B_u K)^T P + P(A + B_u K) < 0 \quad (3.4)$$

o de forma equivalente, en términos LMI, una $Q > 0$ que satisfaga:

$$Q(A + B_u K)^T + (A + B_u K)Q < 0 \quad (3.5)$$

La inecuación (3.5) no es lineal por lo que no se puede tratar como LMI.

$$AQ + QA^T + B_u KQ + QB_u^T K^T < 0 \quad (3.6)$$

Realizando un cambio de variable $Y = KQ$, que para una $Q > 0$ tenemos $K = YQ^{-1}$ y sustituyendo en la inecuación (3.6) obtenemos:

$$AQ + QA^T + B_u Y + Y^T B_u^T < 0 \quad (3.7)$$

$$\begin{aligned} \text{donde: } K &= YQ^{-1} \\ u &= YQ^{-1}x \end{aligned}$$

De esta forma si cumplimos la inecuación (3.7) obtendremos la K que hace cuadráticamente estable el sistema (3.3) con una K determinada.

4. Control H_∞ ⁸

Además de garantizar la estabilidad del sistema con la realimentación de estado hemos de garantizar un máximo nivel de distorsión a la salida.

Consideramos $H(s)$ como la función de transferencia entre la distorsión ω y la salida y . La norma H_∞ se escribe como:

⁸ Ver Referencia [5] y [6]

$$\|H(s)\|_{\infty} = \sup_s \frac{\|y\|_2}{\|\omega\|_2} < \gamma \quad (4.1)$$

Si el sistema es asintóticamente estable y $\gamma > 0$ tenemos las siguientes equivalencias:

- $\|H\|_{\infty} < \gamma$ (4.2)

- Siendo $x(0) = 0$ para todo ω :

$$\sup_s \frac{\|y\|}{\|\omega\|} < \gamma \quad (4.3)$$

- Existe una $P > 0$ simétrica solución de la matriz extraída en el siguiente desarrollo:
 - Consideramos la función de Lyapunov $V(x,t) = x^T P x$. Como $P > 0$, tenemos que $V(x,t) > 0$.
 - Por otro lado sabemos que $AQ + AQ^T + B_u Y + Y^T B_u^T < 0$, asegurando la estabilidad interna.
 - Entonces para asegurar que la norma H_{∞} está acotada superiormente por γ :

$$\frac{\|y\|_2}{\|\omega\|_2} < \gamma$$

o bien: $\gamma^2 \omega^T \omega - y^T y > 0$

Consideramos:

$$L = \frac{d}{dt} V + y^T y - \gamma^2 \omega^T \omega$$

Entonces:

$$\begin{aligned}
L &= \begin{pmatrix} x^T, \omega^T \end{pmatrix} \begin{pmatrix} QA^T + AQ + B_u Y + Y^T B_u^t & B_\omega \\ B_\omega^T & 0 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} x \\ \omega \end{pmatrix} + \\
&\quad + \left((C_y + D_{yu} K)x + D_{y\omega} \omega \right)^T \left((C_y + D_{yu} K)x + D_{y\omega} \omega \right) - \gamma^2 \omega^T \omega \\
&= \begin{pmatrix} x^T, \omega^T \end{pmatrix} \begin{pmatrix} QA^T + AQ + B_u Y + Y^T B_u^t + (C_y + D_{yu} K)^T (C_y + D_{yu} K) & B_\omega + D_{y\omega} (C_y + D_{yu} K)^T \\ B_\omega^T + D_{y\omega}^T (C_y + D_{yu} K) & \gamma^2 D_{y\omega}^T D_{y\omega} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} x \\ \omega \end{pmatrix}
\end{aligned}$$

Así pues, y repreniendo el enunciado anterior, existe una $P > 0$ simétrica que es solución de:

$$\begin{pmatrix} QA^T + AQ + B_u Y + Y^T B_u^t + (C_y + D_{yu} K)^T (C_y + D_{yu} K) & B_\omega + D_{y\omega} (C_y + D_{yu} K)^T \\ B_\omega^T + D_{y\omega}^T (C_y + D_{yu} K) & \gamma^2 D_{y\omega}^T D_{y\omega} \end{pmatrix} < 0 \quad (4.3)$$

El planteamiento anterior se puede resumir en el siguiente teorema:

Teorema:

Para el sistema [3.1] con una $x(0) = 0$, y dada un $\gamma > 0$, podemos asegurar que si existe una matriz $S > 0$ y una matriz $R > 0$ que sea solución de:

$$\begin{pmatrix} AQ + QA^T + B_\omega Y + Y^T B_\omega^T & B_u & QC_y^T + Y^T D_{yw}^T \\ B_u^T & -\mathcal{I} & D_{yu}^T \\ C_y Q + D_{y\omega} R & D_{yu} & -\mathcal{I} \end{pmatrix} < 0 \quad (4.4)$$

$$\begin{aligned}
\text{donde: } K &= YQ^{-1} \\
u &= YQ^{-1}x
\end{aligned}$$

Entonces el sistema (3.1) será estable para un control $u = Kx$ y $\frac{\|y\|_2}{\|\omega\|_2} < \gamma$.

5. Restricciones de localización de los polos.⁹

Una vez hemos definido las restricciones para satisfacer la estabilidad del sistema y garantizar un mínimo de distorsión a la salida estableceremos nuevas restricciones para garantizar un cierto comportamiento dinámico del sistema realimentado, como el tiempo de establecimiento y el sobre-pico.

Para ello hemos de garantizar que los polos del sistema están dentro de una región específica, para garantizar las propiedades comentadas. En la figura siguiente (Figura 17) se puede observar el plano $S(\alpha, \rho, \theta)$, donde los polos del sistema de la forma $x + jy$ satisfacen que:

$$x < -\alpha < 0, \quad |x + jy| < \rho, \quad \arctan(\theta)x < -|y| \quad (5.1)$$

En tal caso los polos del sistema $x \pm jy = -\zeta\omega_n \pm j\omega_d$ tienden asintóticamente hacia las tasas deseadas. La región presentada es equivalente a una tasa de sobre-pico mínimo α , un mínimo factor de amortiguamiento $\zeta > \sin \theta$ y una frecuencia natural de oscilación máxima $\omega_d < \rho \cos \theta$, donde $\omega_d = \omega_n \sqrt{1 - \zeta^2}$.

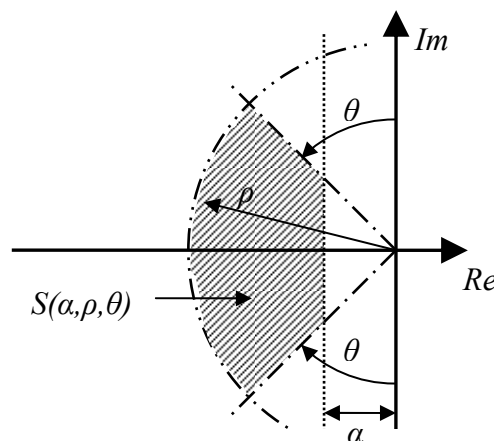


Figura 20. Región LMI - Localización de los polos

⁹ Ver Referencia [4]

El siguiente teorema que presentaremos permite localizar los polos del sistema en lazo cerrado dentro de la región establecida $S(\alpha, \rho, \theta)$.

Teorema:

Los polos en lazo cerrado del sistema (3.1) con una realimentación de estado $u = Kx$ estarán dentro de la región $S(\alpha, \rho, \theta)$ si existe una matriz simétrica definida positiva Q y una matriz Y que cumpla:

$$AQ + QA^T + B_\omega R + R^T B_\omega^T + 2\alpha S < 0 \quad (5.2)$$

$$\begin{bmatrix} -\rho Q & QA^T + Y^T B_\omega^T \\ AQ + B_\omega Y & -\rho Q \end{bmatrix} < 0 \quad (5.3)$$

$$\begin{bmatrix} \cos \theta (AQ + QA^T + B_\omega Y + Y^T B_\omega^T) & \sin \theta (AQ - QA^T + B_\omega Y - Y^T B_\omega^T) \\ \sin \theta (-AQ + QA^T - B_\omega Y + Y^T B_\omega^T) & \cos \theta (AQ + QA^T + B_\omega Y + Y^T B_\omega^T) \end{bmatrix} < 0 \quad (5.4)$$

donde $K = YQ^T$ es la realimentación de estado.

Así pues, una vez más el polígono se extiende a cumplir las restricciones (5.2), (5.3) y (5.4). Dichas restricciones deberán satisfacerse en cada extremo del polígono convexo, para garantizar las propiedades deseadas.

IMPLEMENTACIÓN DEL CONTROLADOR LMI

En el presente apartado procederemos a implementar el controlador LMI, para hallar la K de la realimentación de estado que satisfagan las restricciones expuestas en el apartado anterior, para todos los vértices del polígono convexo y para variaciones de la tensión de entrada v_i y la carga R .

1. Polígono y restricciones

El diseño del control robusto LMI para el convertidor cc-cc buck-boost consistirá en resolver las inecuaciones (4.4), (5.2), (5.3) y (5.4) y encontrar las matrices variables Q y Y del control, que minimice γ de la norma H_∞ y que satisfaga las restricciones de localización de los polos dentro de la región $S(\alpha, \rho, \theta)$, para todos los vértices del polígono convexo $\{G_1, \dots, G_L\}$:

$$\min_{R,S} \gamma$$

con las restricciones :

$$(4.4), (5.2), (5.3) \text{ y } (5.4)$$

$$\text{para todo } \{G_i\}, \quad i = 1 \dots L$$

Remarcamos el hecho que la estabilidad y la norma H_∞ se garantizará para cualquier valor arbitrario de D y R , dentro de los valores acotados.

En el siguiente apartado pasaremos a la implementación del control LMI.

2. Implementación

Primero de todo identificaremos los valores de los parámetros del convertidor continua - continua buck-boost utilizados. El valor de dichos parámetros se puede encontrar en la siguiente tabla:

Parámetro	Valor
R	$[10, 50] \Omega$
D	$[0.4, 0.7]$
$v_o (V_{REF})$	-12 V
C	$100 \mu\text{F}$
L	$100 \mu\text{L}$
$f_{conm.} (T_s)$	100 kHz (10 ns)

Tabla 2. Parámetros del convertidor Buck-Boost

Para nosotros, consideraremos la tensión de v_o , es constante, por lo que el parámetro de incerteza D dentro del intervalo $[0.4, 0.7]$, nos da un rango de tensiones de la línea de entrada V_g el cual estará comprendido dentro del intervalo siguiente:

$$V_g \in \left[\frac{-v_o D'_{\min}}{D_{\min}}, \frac{-v_o D'_{\max}}{D_{\max}} \right] = [5, 18] \text{ V}$$

El cual estará incluido dentro del polítopo convexo $\{G_L, \dots, G_L\}$ definido anteriormente y así asegurando tanto la estabilidad como las restricciones definidas en el apartado anterior.

Dado los parámetros de la tabla 2, podemos obtener los valores de los parámetros de incerteza definidos en (1.3), por lo tanto los valores de incerteza ε , β , μ y δ , estarán comprendidos dentro de los intervalos $[1.667, 3.333]$, $[0.02, 0.1]$, $[0.667, 2.333]$ y $[0.022, 0.778]$ respectivamente.

El objetivo de la implementación es minimizar el parámetro γ , a la vez que satisfacemos las restricciones de localización de los polos y estos se encuentran dentro de la superficie $S(\alpha, \rho, \theta)$. Los valores de α , ρ y θ son los siguientes:

Parámetro	Valor
α	130
ρ	$\frac{2\pi}{10T_s}$
θ	25 deg

Tabla 3. Parámetros localización de polos

Para poder garantizar que los polos se encuentran dentro de un margen de frecuencias válido para el modelo, el parámetro ρ debe ser 1/10 de la frecuencia de conmutación, de esta manera aseguraremos que la frecuencia del modelo sea mucho menor que la frecuencia de conmutación y así no se pueda ver influida una por la otra. Para un mínimo factor de amortiguamiento de 0.4, θ debe ser de 25 degrees. Finalmente para el factor del tiempo de establecimiento, se ha estipulado α en 130.

Una vez definidos todos los parámetros pasamos a buscar, mediante MATLAB el valor del factor de realimentación K :

Programa .m de MATLAB:

```
%-----
%           Control LMI
%           Convertidor Buck-Boost
%-----

%parámetros
%-----
Rrmin=10;
Rrmax=50;
Cc=100e-6;
L=100e-6;
Vg=12;
Vo=-12;
Ddmin=0.4;
Ddmax=0.7;
Ddimin=1-Ddmax;
Ddimax=1-Ddmin;

%definición del polítopo
%-----
amin=1/Ddimax; %alpha
amax=1/Ddimin;
bmin=1/Rrmax; %beta
bmax=1/Rrmin;
umin=Ddmin/Ddimax; %mu
umax=Ddmax/Ddimin;
gmin=Ddmin/(Rrmax*Ddimax^2); %xi
gmax=Ddmax/(Rrmin*Ddimin^2);
```

```

%matrices LMI (A i Bu en función del polítopo)
%-----
A1 = [0, 1/(L*amin), 0; -1/(Cc*amin), -bmin/Cc, 0; 0, -1, 0];
A2 = [0, 1/(L*amin), 0; -1/(Cc*amin), -bmin/Cc, 0; 0, -1, 0];
A3 = [0, 1/(L*amin), 0; -1/(Cc*amin), -bmin/Cc, 0; 0, -1, 0];
A4 = [0, 1/(L*amin), 0; -1/(Cc*amin), -bmin/Cc, 0; 0, -1, 0];
A5 = [0, 1/(L*amin), 0; -1/(Cc*amin), -bmax/Cc, 0; 0, -1, 0];
A6 = [0, 1/(L*amin), 0; -1/(Cc*amin), -bmax/Cc, 0; 0, -1, 0];
A7 = [0, 1/(L*amin), 0; -1/(Cc*amin), -bmax/Cc, 0; 0, -1, 0];
A8 = [0, 1/(L*amin), 0; -1/(Cc*amin), -bmax/Cc, 0; 0, -1, 0];
A9 = [0, 1/(L*amax), 0; -1/(Cc*amax), -bmin/Cc, 0; 0, -1, 0];
A10 = [0, 1/(L*amax), 0; -1/(Cc*amax), -bmin/Cc, 0; 0, -1, 0];
A11 = [0, 1/(L*amax), 0; -1/(Cc*amax), -bmin/Cc, 0; 0, -1, 0];
A12 = [0, 1/(L*amax), 0; -1/(Cc*amax), -bmin/Cc, 0; 0, -1, 0];
A13 = [0, 1/(L*amax), 0; -1/(Cc*amax), -bmax/Cc, 0; 0, -1, 0];
A14 = [0, 1/(L*amax), 0; -1/(Cc*amax), -bmax/Cc, 0; 0, -1, 0];
A15 = [0, 1/(L*amax), 0; -1/(Cc*amax), -bmax/Cc, 0; 0, -1, 0];
A16 = [0, 1/(L*amax), 0; -1/(Cc*amax), -bmax/Cc, 0; 0, -1, 0];

Bw = [0; 1/Cc; 0];

Bu1 = [(Vg*umin)/L; (Vg*gmin)/Cc; 0];
Bu2 = [(Vg*umin)/L; (Vg*gmax)/Cc; 0];
Bu3 = [(Vg*umax)/L; (Vg*gmin)/Cc; 0];
Bu4 = [(Vg*umax)/L; (Vg*gmax)/Cc; 0];
Bu5 = [(Vg*umin)/L; (Vg*gmin)/Cc; 0];
Bu6 = [(Vg*umin)/L; (Vg*gmax)/Cc; 0];
Bu7 = [(Vg*umax)/L; (Vg*gmin)/Cc; 0];
Bu8 = [(Vg*umax)/L; (Vg*gmax)/Cc; 0];
Bu9 = [(Vg*umin)/L; (Vg*gmin)/Cc; 0];
Bu10 = [(Vg*umin)/L; (Vg*gmax)/Cc; 0];
Bu11 = [(Vg*umax)/L; (Vg*gmin)/Cc; 0];
Bu12 = [(Vg*umax)/L; (Vg*gmax)/Cc; 0];
Bu13 = [(Vg*umin)/L; (Vg*gmin)/Cc; 0];
Bu14 = [(Vg*umin)/L; (Vg*gmax)/Cc; 0];
Bu15 = [(Vg*umax)/L; (Vg*gmin)/Cc; 0];
Bu16 = [(Vg*umax)/L; (Vg*gmax)/Cc; 0];

Cy=[0, 1, 0];

Dyw=[0];

Dyu=[0];

Ts=2.5e-6;
alpha=130;
ro=2*pi/(10*Ts);
teta=25;

%Declaracion de variables
%-----
S=sdpvar(3,3,'symmetric');
R=sdpvar(1,3);
g=sdpvar(1,1);

%Restricciones - LMIs (para cada extremo del polítopo)
%-----
Restriccio = set(S>0);

%1
Restriccio = Restriccio + set(A1*S+S*A1'+Bu1*R+R'*Bu1'<0);
Restriccio = Restriccio + set([A1*S+S*A1'+Bu1*R+R'*Bu1', Bw, S*Cy'+R'*Dyu';
Bw', -g, Dyw; Cy*S+Dyu*R, Dyw, -g]<0);
Restriccio = Restriccio + set(A1*S+S*A1'+Bu1*R+R'*Bu1'+2*alpha*S<0);
Restriccio = Restriccio + set([-ro*S,S*A1'+R'*Bu1'; A1*S+Bu1*R, -ro*S]<0);
Restriccio = Restriccio + set([cos(teta)*(A1*S+S*A1'+Bu1*R+R'*Bu1'),
sin(teta)*(A1*S-S*A1'+Bu1*R-R'*Bu1'); sin(teta)*(-A1*S+S*A1'-Bu1*R+R'*Bu1'),
cos(teta)*(A1*S+S*A1'+Bu1*R+R'*Bu1')]<0);

```

```

%2
Restriccio = Restriccio + set(A2*S+S*A2'+Bu2*R+R'*Bu2'<0);
Restriccio = Restriccio + set([A2*S+S*A2'+Bu2*R+R'*Bu2', Bw, S*Cy'+R'*Dyu';
Bw', -g, Dyw; Cy*S+Dyu*R, Dyw, -g]<0);
Restriccio = Restriccio + set(A2*S+S*A2'+Bu2*R+R'*Bu2'+2*alpha*S<0);
Restriccio = Restriccio + set([-ro*S,S*A2'+R'*Bu2'; A2*S+Bu2*R, -ro*S]<0);
Restriccio = Restriccio + set([cos(teta)*(A2*S+S*A2'+Bu2*R+R'*Bu2'),
sin(teta)*(A2*S-S*A2'+Bu2*R-R'*Bu2'); sin(teta)*(-A2*S+S*A2'-Bu2*R+R'*Bu2'),
cos(teta)*(A2*S+S*A2'+Bu2*R+R'*Bu2')]<0);

%3
Restriccio = Restriccio + set(A3*S+S*A3'+Bu3*R+R'*Bu3'<0);
Restriccio = Restriccio + set([A3*S+S*A3'+Bu3*R+R'*Bu3', Bw, S*Cy'+R'*Dyu';
Bw', -g, Dyw; Cy*S+Dyu*R, Dyw, -g]<0);
Restriccio = Restriccio + set(A3*S+S*A3'+Bu3*R+R'*Bu3'+2*alpha*S<0);
Restriccio = Restriccio + set([-ro*S,S*A3'+R'*Bu3'; A3*S+Bu3*R, -ro*S]<0);
Restriccio = Restriccio + set([cos(teta)*(A3*S+S*A3'+Bu3*R+R'*Bu3'),
sin(teta)*(A3*S-S*A3'+Bu3*R-R'*Bu3'); sin(teta)*(-A3*S+S*A3'-Bu3*R+R'*Bu3'),
cos(teta)*(A3*S+S*A3'+Bu3*R+R'*Bu3')]<0);

%4
Restriccio = Restriccio + set(A4*S+S*A4'+Bu4*R+R'*Bu4'<0);
Restriccio = Restriccio + set([A4*S+S*A4'+Bu4*R+R'*Bu4', Bw, S*Cy'+R'*Dyu';
Bw', -g, Dyw; Cy*S+Dyu*R, Dyw, -g]<0);
Restriccio = Restriccio + set(A4*S+S*A4'+Bu4*R+R'*Bu4'+2*alpha*S<0);
Restriccio = Restriccio + set([-ro*S,S*A4'+R'*Bu4'; A4*S+Bu4*R, -ro*S]<0);
Restriccio = Restriccio + set([cos(teta)*(A4*S+S*A4'+Bu4*R+R'*Bu4'),
sin(teta)*(A4*S-S*A4'+Bu4*R-R'*Bu4'); sin(teta)*(-A4*S+S*A4'-Bu4*R+R'*Bu4'),
cos(teta)*(A4*S+S*A4'+Bu4*R+R'*Bu4')]<0);

%5
Restriccio = Restriccio + set(A5*S+S*A5'+Bu5*R+R'*Bu5'<0);
Restriccio = Restriccio + set([A5*S+S*A5'+Bu5*R+R'*Bu5', Bw, S*Cy'+R'*Dyu';
Bw', -g, Dyw; Cy*S+Dyu*R, Dyw, -g]<0);
Restriccio = Restriccio + set(A5*S+S*A5'+Bu5*R+R'*Bu5'+2*alpha*S<0);
Restriccio = Restriccio + set([-ro*S,S*A5'+R'*Bu5'; A5*S+Bu5*R, -ro*S]<0);
Restriccio = Restriccio + set([cos(teta)*(A5*S+S*A5'+Bu5*R+R'*Bu5'),
sin(teta)*(A5*S-S*A5'+Bu5*R-R'*Bu5'); sin(teta)*(-A5*S+S*A5'-Bu5*R+R'*Bu5'),
cos(teta)*(A5*S+S*A5'+Bu5*R+R'*Bu5')]<0);

%6
Restriccio = Restriccio + set(A6*S+S*A6'+Bu6*R+R'*Bu6'<0);
Restriccio = Restriccio + set([A6*S+S*A6'+Bu6*R+R'*Bu6', Bw, S*Cy'+R'*Dyu';
Bw', -g, Dyw; Cy*S+Dyu*R, Dyw, -g]<0);
Restriccio = Restriccio + set(A6*S+S*A6'+Bu6*R+R'*Bu6'+2*alpha*S<0);
Restriccio = Restriccio + set([-ro*S,S*A6'+R'*Bu6'; A6*S+Bu6*R, -ro*S]<0);
Restriccio = Restriccio + set([cos(teta)*(A6*S+S*A6'+Bu6*R+R'*Bu6'),
sin(teta)*(A6*S-S*A6'+Bu6*R-R'*Bu6'); sin(teta)*(-A6*S+S*A6'-Bu6*R+R'*Bu6'),
cos(teta)*(A6*S+S*A6'+Bu6*R+R'*Bu6')]<0);

%7
Restriccio = Restriccio + set(A7*S+S*A7'+Bu7*R+R'*Bu7'<0);
Restriccio = Restriccio + set([A7*S+S*A7'+Bu7*R+R'*Bu7', Bw, S*Cy'+R'*Dyu';
Bw', -g, Dyw; Cy*S+Dyu*R, Dyw, -g]<0);
Restriccio = Restriccio + set(A7*S+S*A7'+Bu7*R+R'*Bu7'+2*alpha*S<0);
Restriccio = Restriccio + set([-ro*S,S*A7'+R'*Bu7'; A7*S+Bu7*R, -ro*S]<0);
Restriccio = Restriccio + set([cos(teta)*(A7*S+S*A7'+Bu7*R+R'*Bu7'),
sin(teta)*(A7*S-S*A7'+Bu7*R-R'*Bu7'); sin(teta)*(-A7*S+S*A7'-Bu7*R+R'*Bu7'),
cos(teta)*(A7*S+S*A7'+Bu7*R+R'*Bu7')]<0);

%8
Restriccio = Restriccio + set(A8*S+S*A8'+Bu8*R+R'*Bu8'<0);
Restriccio = Restriccio + set([A8*S+S*A8'+Bu8*R+R'*Bu8', Bw, S*Cy'+R'*Dyu';
Bw', -g, Dyw; Cy*S+Dyu*R, Dyw, -g]<0);
Restriccio = Restriccio + set(A8*S+S*A8'+Bu8*R+R'*Bu8'+2*alpha*S<0);
Restriccio = Restriccio + set([-ro*S,S*A8'+R'*Bu8'; A8*S+Bu8*R, -ro*S]<0);

```

```

Restriccio = Restriccio + set([cos(teta)*(A8*S+S*A8'+Bu8*R+R'*Bu8'),
sin(teta)*(A8*S-S*A8'+Bu8*R-R'*Bu8'); sin(teta)*(-A8*S+S*A8'-Bu8*R+R'*Bu8'),
cos(teta)*(A8*S+S*A8'+Bu8*R+R'*Bu8')]<0);

%9
Restriccio = Restriccio + set(A9*S+S*A9'+Bu9*R+R'*Bu9'<0);
Restriccio = Restriccio + set([A9*S+S*A9'+Bu9*R+R'*Bu9', Bw, S*Cy'+R'*Dyu';
Bw', -g, Dyw; Cy*S+Dyu*R, Dyw, -g]<0);
Restriccio = Restriccio + set(A9*S+S*A9'+Bu9*R+R'*Bu9'+2*alpha*S<0);
Restriccio = Restriccio + set([-ro*S,S*A9'+R'*Bu9'; A9*S+Bu9*R, -ro*S]<0);
Restriccio = Restriccio + set([cos(teta)*(A9*S+S*A9'+Bu9*R+R'*Bu9'),
sin(teta)*(A9*S-S*A9'+Bu9*R-R'*Bu9'); sin(teta)*(-A9*S+S*A9'-Bu9*R+R'*Bu9'),
cos(teta)*(A9*S+S*A9'+Bu9*R+R'*Bu9')]<0);

%10
Restriccio = Restriccio + set(A10*S+S*A10'+Bu10*R+R'*Bu10'<0);
Restriccio = Restriccio + set([A10*S+S*A10'+Bu10*R+R'*Bu10', Bw,
S*Cy'+R'*Dyu'; Bw', -g, Dyw; Cy*S+Dyu*R, Dyw, -g]<0);
Restriccio = Restriccio + set(A10*S+S*A10'+Bu10*R+R'*Bu10'+2*alpha*S<0);
Restriccio = Restriccio + set([-ro*S,S*A10'+R'*Bu10'; A10*S+Bu10*R, -ro*S]<0);
Restriccio = Restriccio + set([cos(teta)*(A10*S+S*A10'+Bu10*R+R'*Bu10'),
sin(teta)*(A10*S-S*A10'+Bu10*R-R'*Bu10'); sin(teta)*(-A10*S+S*A10'-
Bu10*R+R'*Bu10'), cos(teta)*(A10*S+S*A10'+Bu10*R+R'*Bu10')]<0);

%11
Restriccio = Restriccio + set(A11*S+S*A11'+Bu11*R+R'*Bu11'<0);
Restriccio = Restriccio + set([A11*S+S*A11'+Bu11*R+R'*Bu11', Bw,
S*Cy'+R'*Dyu'; Bw', -g, Dyw; Cy*S+Dyu*R, Dyw, -g]<0);
Restriccio = Restriccio + set(A11*S+S*A11'+Bu11*R+R'*Bu11'+2*alpha*S<0);
Restriccio = Restriccio + set([-ro*S,S*A11'+R'*Bu11'; A11*S+Bu11*R, -ro*S]<0);
Restriccio = Restriccio + set([cos(teta)*(A11*S+S*A11'+Bu11*R+R'*Bu11'),
sin(teta)*(A11*S-S*A11'+Bu11*R-R'*Bu11'); sin(teta)*(-A11*S+S*A11'-
Bu11*R+R'*Bu11'), cos(teta)*(A11*S+S*A11'+Bu11*R+R'*Bu11')]<0);

%12
Restriccio = Restriccio + set(A12*S+S*A12'+Bu12*R+R'*Bu12'<0);
Restriccio = Restriccio + set([A12*S+S*A12'+Bu12*R+R'*Bu12', Bw,
S*Cy'+R'*Dyu'; Bw', -g, Dyw; Cy*S+Dyu*R, Dyw, -g]<0);
Restriccio = Restriccio + set(A12*S+S*A12'+Bu12*R+R'*Bu12'+2*alpha*S<0);
Restriccio = Restriccio + set([-ro*S,S*A12'+R'*Bu12'; A12*S+Bu12*R, -ro*S]<0);
Restriccio = Restriccio + set([cos(teta)*(A12*S+S*A12'+Bu12*R+R'*Bu12'),
sin(teta)*(A12*S-S*A12'+Bu12*R-R'*Bu12'); sin(teta)*(-A12*S+S*A12'-
Bu12*R+R'*Bu12'), cos(teta)*(A12*S+S*A12'+Bu12*R+R'*Bu12')]<0);

%13
Restriccio = Restriccio + set(A13*S+S*A13'+Bu13*R+R'*Bu13'<0);
Restriccio = Restriccio + set([A13*S+S*A13'+Bu13*R+R'*Bu13', Bw,
S*Cy'+R'*Dyu'; Bw', -g, Dyw; Cy*S+Dyu*R, Dyw, -g]<0);
Restriccio = Restriccio + set(A13*S+S*A13'+Bu13*R+R'*Bu13'+2*alpha*S<0);
Restriccio = Restriccio + set([-ro*S,S*A13'+R'*Bu13'; A13*S+Bu13*R, -ro*S]<0);
Restriccio = Restriccio + set([cos(teta)*(A13*S+S*A13'+Bu13*R+R'*Bu13'),
sin(teta)*(A13*S-S*A13'+Bu13*R-R'*Bu13'); sin(teta)*(-A13*S+S*A13'-
Bu13*R+R'*Bu13'), cos(teta)*(A13*S+S*A13'+Bu13*R+R'*Bu13')]<0);

%14
Restriccio = Restriccio + set(A14*S+S*A14'+Bu14*R+R'*Bu14'<0);
Restriccio = Restriccio + set([A14*S+S*A14'+Bu14*R+R'*Bu14', Bw,
S*Cy'+R'*Dyu'; Bw', -g, Dyw; Cy*S+Dyu*R, Dyw, -g]<0);
Restriccio = Restriccio + set(A14*S+S*A14'+Bu14*R+R'*Bu14'+2*alpha*S<0);
Restriccio = Restriccio + set([-ro*S,S*A14'+R'*Bu14'; A14*S+Bu14*R, -ro*S]<0);
Restriccio = Restriccio + set([cos(teta)*(A14*S+S*A14'+Bu14*R+R'*Bu14'),
sin(teta)*(A14*S-S*A14'+Bu14*R-R'*Bu14'); sin(teta)*(-A14*S+S*A14'-
Bu14*R+R'*Bu14'), cos(teta)*(A14*S+S*A14'+Bu14*R+R'*Bu14')]<0);

%15
Restriccio = Restriccio + set(A15*S+S*A15'+Bu15*R+R'*Bu15'<0);
Restriccio = Restriccio + set([A15*S+S*A15'+Bu15*R+R'*Bu15', Bw,
S*Cy'+R'*Dyu'; Bw', -g, Dyw; Cy*S+Dyu*R, Dyw, -g]<0);

```

```

Restriccio = Restriccio + set(A15*S+S*A15'+Bu15*R+R'*Bu15'+2*alpha*S<0);
Restriccio = Restriccio + set([-ro*S,S*A15'+R'*Bu15'; A15*S+Bu15*R, -ro*S]<0);
Restriccio = Restriccio + set([cos(teta)*(A15*S+S*A15'+Bu15*R+R'*Bu15'),
sin(teta)*(A15*S-S*A15'+Bu15*R-R'*Bu15'); sin(teta)*(-A15*S+S*A15'-
Bu15*R+R'*Bu15'), cos(teta)*(A15*S+S*A15'+Bu15*R+R'*Bu15')]<0);

%16
Restriccio = Restriccio + set(A16*S+S*A16'+Bu16*R+R'*Bu16'<0);
Restriccio = Restriccio + set([A16*S+S*A16'+Bu16*R+R'*Bu16', Bw,
S*Cy'+R'*Dyu'; Bw', -g, Dyw; Cy*S+Dyu*R, Dyw, -g]<0);
Restriccio = Restriccio + set(A16*S+S*A16'+Bu16*R+R'*Bu16'+2*alpha*S<0);
Restriccio = Restriccio + set([-ro*S,S*A16'+R'*Bu16'; A16*S+Bu16*R, -ro*S]<0);
Restriccio = Restriccio + set([cos(teta)*(A16*S+S*A16'+Bu16*R+R'*Bu16'),
sin(teta)*(A16*S-S*A16'+Bu16*R-R'*Bu16'); sin(teta)*(-A16*S+S*A16'-
Bu16*R+R'*Bu16'), cos(teta)*(A16*S+S*A16'+Bu16*R+R'*Bu16')]<0);

%Solución
%-----
objectiu = trace(g);
options = sdpsettings('solver','lmilab','verbose',0);
errorcode = solvesdp(Restriccio,objectiu,options)
checkset(Restriccio);
if errorcode.problem == 1
    disp('INFEASIBLE PROBLEM, NO CONTROLLER COULD BE FOUND');
    return;
end

dR=double(R);
dS=double(S);
dG=double(g);

disp('Controlador K:');
K = dR*inv(dS)
disp('perturbació g:');
dG

```

Solución encontrada:

El controlador de realimentación de estado K que satisfará las restricciones establecidas para todo el polítopo convexo, encontrado después de ejecutar el anterior programa, es el siguiente:

$$K = [-0.9039 \quad 0.5795 \quad -366.4479]$$

Y garantiza mediante la norma H_∞ unas perturbaciones máximas a la salida de $\gamma = 5.5949$ que es equivalente a decir 14,95 dB.

SIMULACIÓN DEL CONVERTIDOR BUCK-BOOST CON CONTROL LMI.¹⁰

Una vez hecho el análisis del controlador y hallado el valor que garantice el cumplimiento de las restricciones y un valor mínimo de las variaciones en la salida ante perturbaciones en la carga, pasamos a hacer las simulaciones pertinentes para comprobar su buen funcionamiento.

1. Mediante MATLAB (Simulink):

Primero se realizará la simulación del convertidor controlado, mediante Simulink (MATLab). Los parámetros del convertidor son los expuestos en el apartado anterior, y el valor de la realimentación es el hallado anteriormente.

El modelo utilizado es el siguiente:

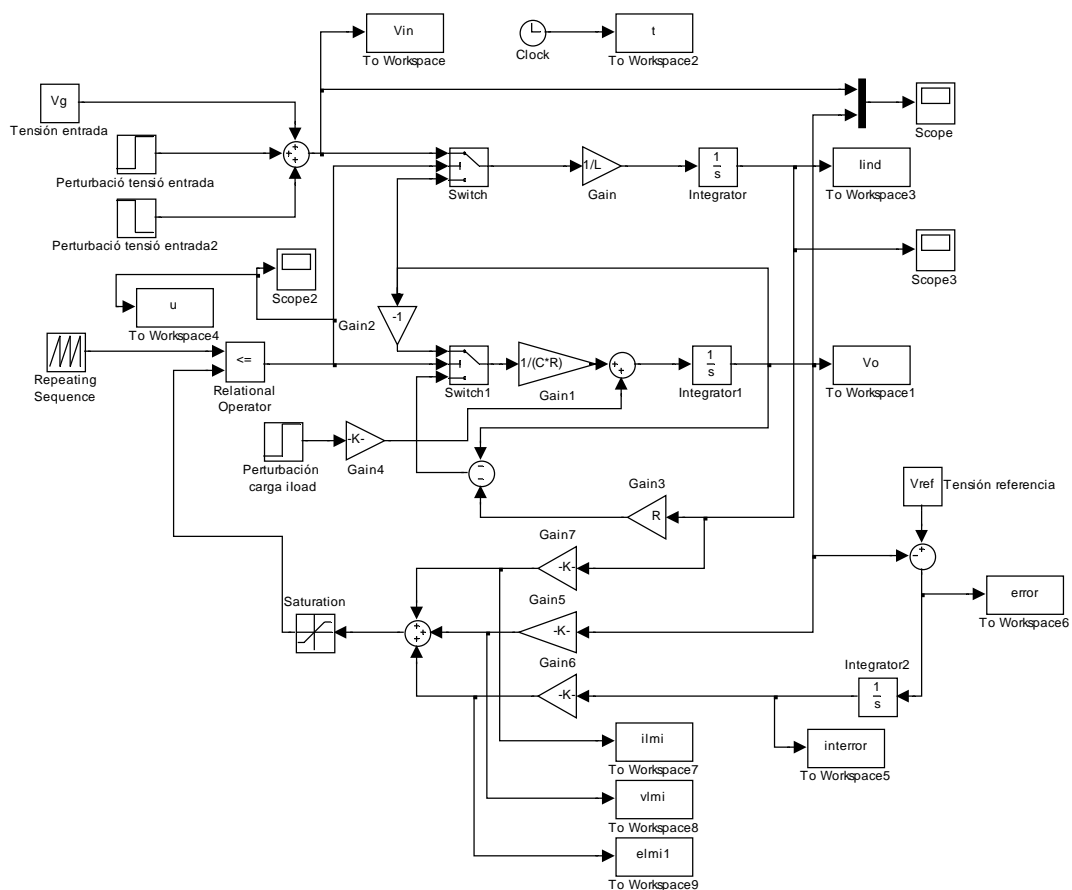


Figura 21. Modelo Simulink del convertidor Buck-Boost en lazo cerrado.

¹⁰ La simulación del convertidor controlador teniendo en cuenta las resistencias R_L y R_C se encuentra en el Anexo 1

La primera simulación que realizaremos será la de observar como se comporta ante la arrancada del sistema.

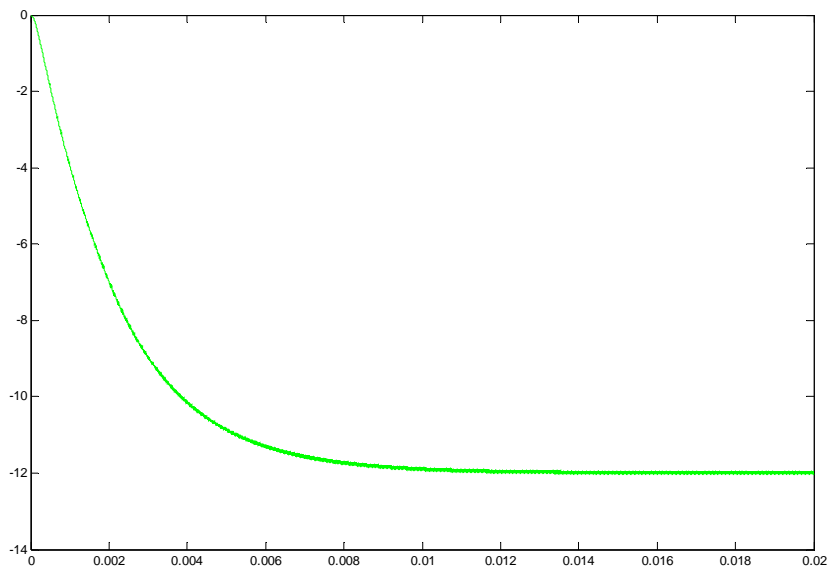


Figura 22. Simulación: Comportamiento del sistema ante una arrancada (Simulink)

Como se puede observar la salida alcanza el valor de la referencia (-12V), al cabo de 12 ms aproximadamente y lo hace de forma suave y sin crear ningún sobre pico. Los 12 ms que tarda en alcanzar la referencia corresponden a una constante de tiempo de 3 ms, lo que conlleva un factor de establecimiento de 333,33 mucho mayor de la tasa de 120 impuesta en las especificaciones.

El rizado de la salida en estado estacionario es de 0.33 %.

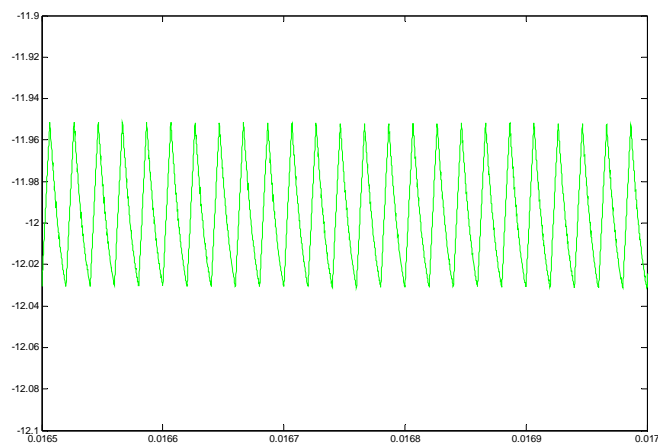


Figura 23. Simulación: Rizado de v_o en lazo cerrado (Simulink)

A continuación observaremos el comportamiento del convertidor controlado ante perturbaciones en la línea de entrada.

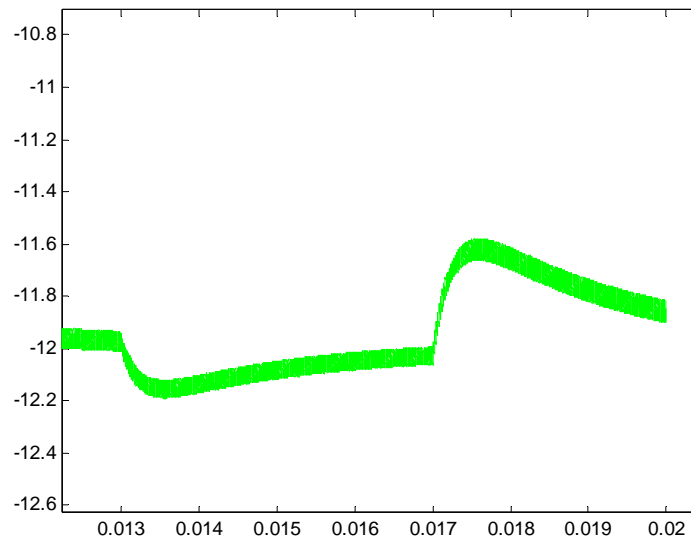


Figura 24. Simulación: Comportamiento frente a variaciones en la entrada (Simulink)

Como se puede observar el sistema sigue a la referencia aunque cambiemos el valor de la tensión de entrada, dentro de un margen. Como se puede observar el factor de establecimiento es aproximado al expuesto anteriormente.

Por último realizaremos la simulación del sistema ante perturbaciones en la carga, modeladas como una fuente de corriente en la salida.

En la primera simulación observaremos el comportamiento cuando trabaja en el punto de equilibrio, o sea con alrededor de $D = 0.5$.

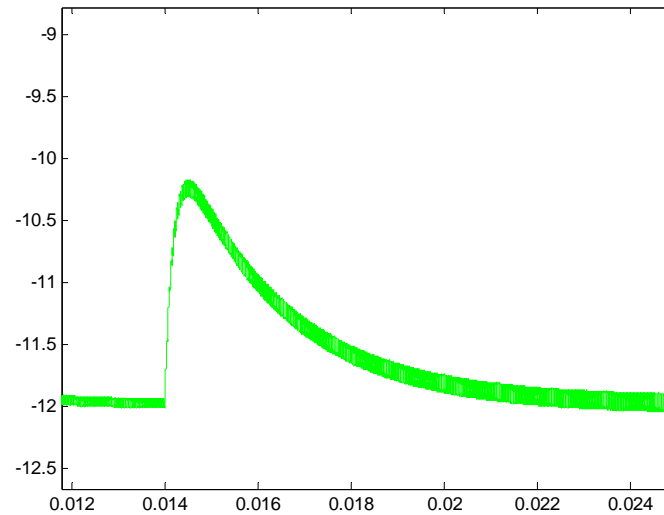


Figura 25. Simulación: Comportamiento del sistema ante variaciones de la carga en el punto de equilibrio (Simulink)

Una vez más se puede observar como el sistema sigue a la referencia aun provocándole una variación de 1A en la salida. La referencia la alcanza en 10 ms aproximadamente, lo que le corresponde un factor de establecimiento de 400, mucho mayor que el factor de 120 impuesto en las especificaciones.

A continuación realizaremos la simulación fuera de punto de equilibrio impondremos una $D = 0.7$, correspondiendo a uno de los extremos de las especificaciones donde se debe cumplir condiciones impuestas.

Lo hacemos funcionar con una tensión de entrada de 5 V.

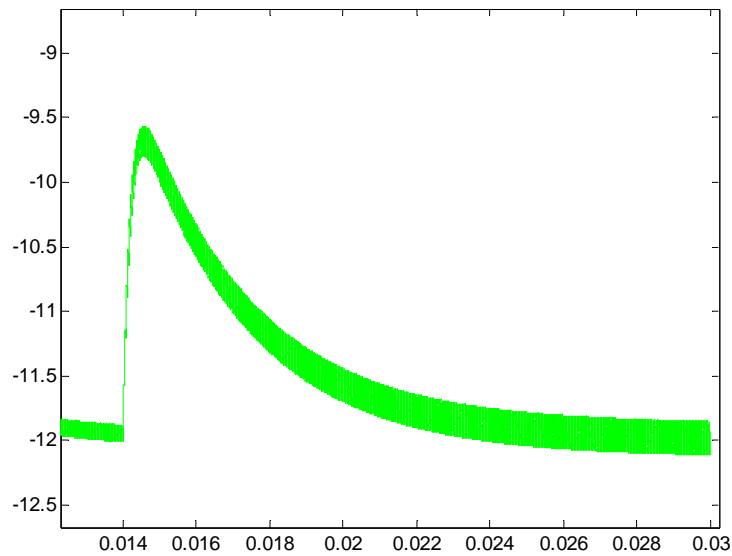


Figura 26. Simulación: Comportamiento del sistema ante variaciones de la carga fuera del punto de equilibrio (Simulink)

En este caso se puede observar como también sigue a la referencia, pero en este caso el tiempo de establecimiento es de 16 ms aproximadamente, que le corresponde una tasa de establecimiento de 250, aun mayor que la tasa impuesta por las especificaciones de 120.

A continuación pasaremos a la simulación mediante PSIM.

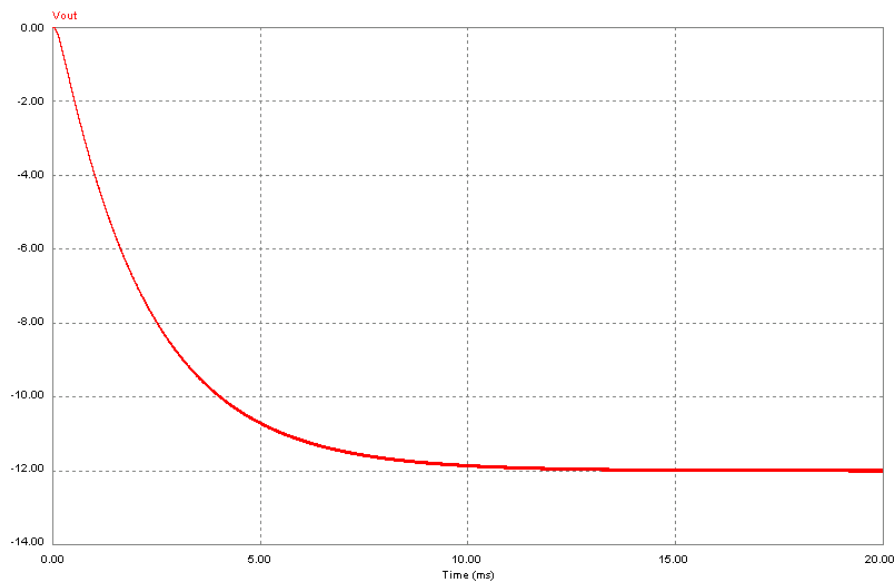


Figura 28. Simulación: Comportamiento del sistema ante una arrancada (PSim)

Como se puede observar, al igual que en la simulación mediante Simulink, la salida alcanza el valor de la referencia (-12V), al cabo de 12 ms aproximadamente y lo hace de forma suave y sin crear ningún sobre pico. Se puede observar también que la constante de establecimiento es la misma que la simulada anteriormente.

El rizado de la salida en estado estacionario es de 0.52 %.

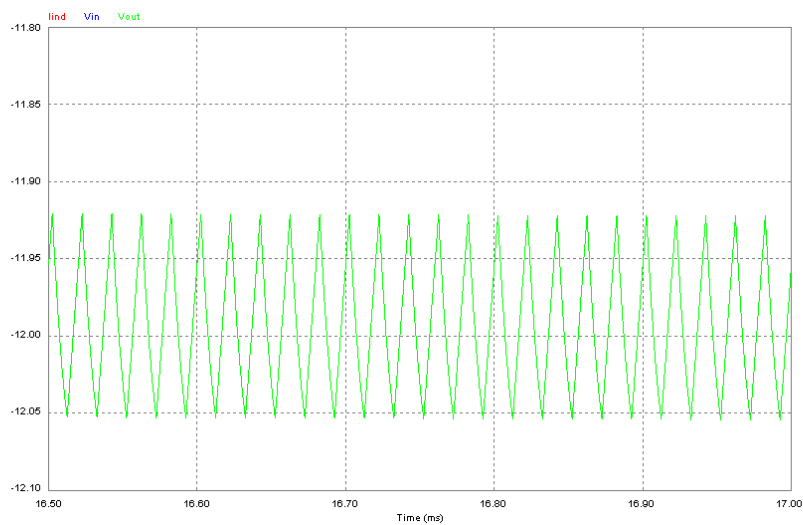


Figura 29. Simulación: Rizado de v_o en lazo cerrado (PSIM)

A continuación observaremos el comportamiento del convertidor controlado ante perturbaciones en la línea de entrada.

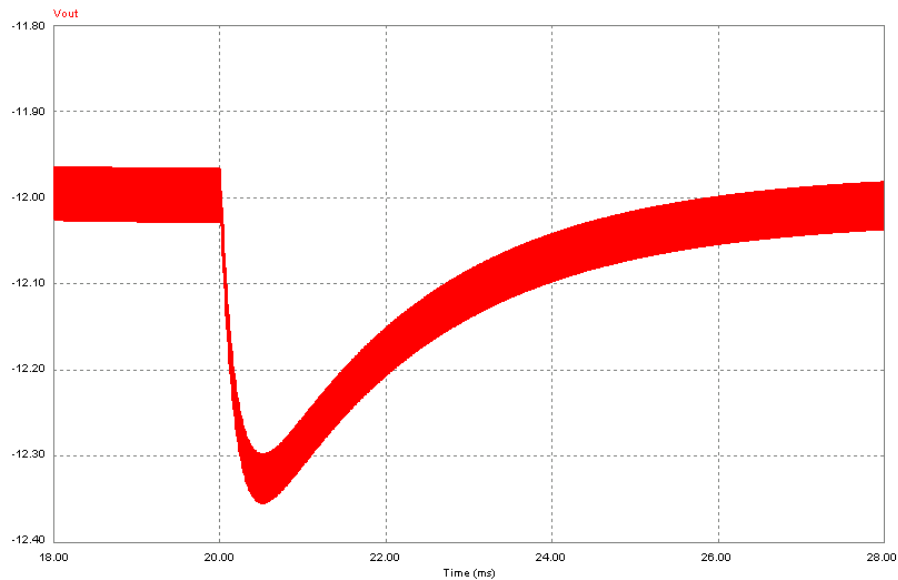


Figura 30. Simulación: Comportamiento frente a variaciones en la entrada (PSIM)

Como se puede observar el sistema sigue a la referencia aunque cambiemos el valor de la tensión de entrada, dentro del margen establecido en las especificaciones.

Por último realizaremos la simulación del sistema ante perturbaciones en la carga, modeladas como una fuente de corriente en la salida.

En la primera simulación observaremos el comportamiento cuando trabaja en el punto de equilibrio, o sea con alrededor de $D = 0.5$.

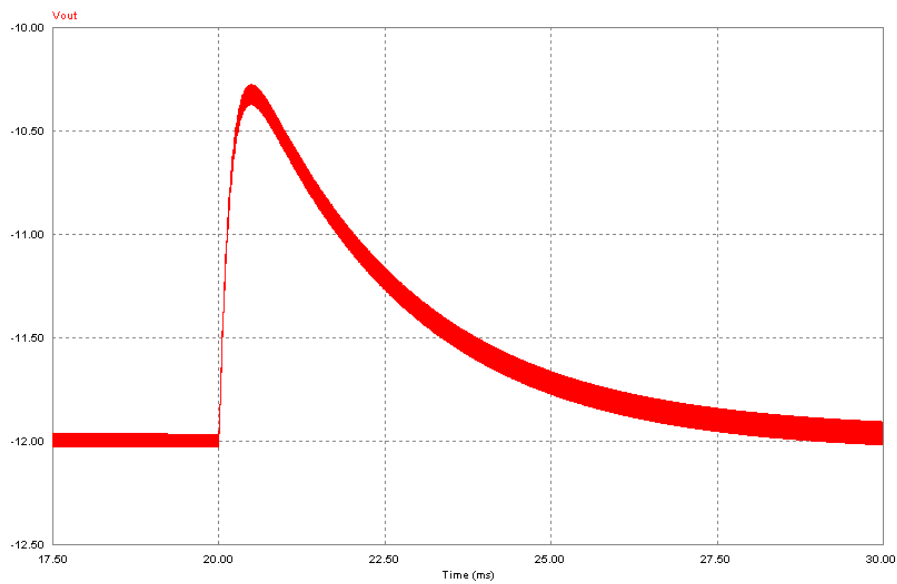


Figura 31. Simulación: Comportamiento del sistema ante variaciones de la carga en el punto de equilibrio (PSim)

Una vez más se puede observar como el sistema sigue a la referencia aun provocándole una variación de 1A en la salida. La referencia la alcanza en 10 ms aproximadamente, lo que le corresponde un factor de establecimiento de 400, mucho mayor que el factor de 120 impuesto en las especificaciones.

A continuación, al igual que hemos simulado con Simulink, realizaremos la simulación fuera de punto de equilibrio impondremos una $D = 0.7$, correspondiendo a uno de los extremos de las especificaciones donde se debe cumplir condiciones impuestas.

Lo hacemos funcionar con una tensión de entrada de 5 V.

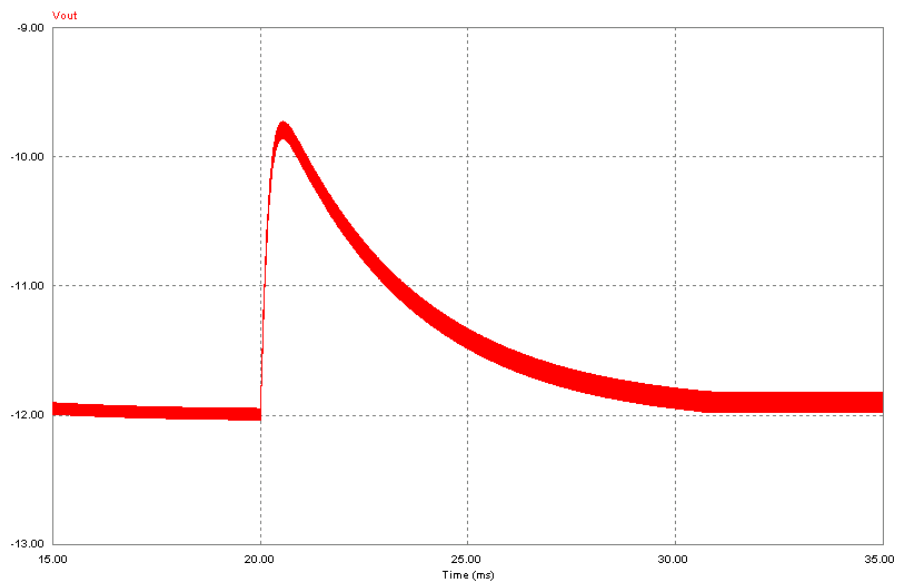


Figura 32. Simulación: Comportamiento del sistema ante variaciones de la carga fuera del punto de equilibrio (PSim)

En este caso se puede observar como también sigue a la referencia, pero en este caso el tiempo de establecimiento es mayor, pero sigue cumpliendo las especificaciones marcadas.

IMPLEMENTACIÓN DEL CONVERTIDOR Y CONTROLADOR

Una vez hemos analizado, diseñado y simulado tanto el convertidor como el control LMI nos disponemos a realizar su implementación.

1. Diseño del circuito definitivo:

Para ello hay que tener ciertos aspectos en cuenta, como la utilización de filtros paso bajos en las salidas, para que el controlador trabaje únicamente con las variaciones de la salida y no intervenga la frecuencia de conmutación del convertidor; o el comprobar que los operacionales que intervienen en el control realizan su función sin saturarse.

Utilización de filtros activos paso bajo

Uno de los aspectos a tener en cuenta la implementación del circuito es la manera de tratar las señales de salida para realizar el control LMI del convertidor.

Estas señales de salida tienen añadido un pequeño rizado que viene provocado por la señal de conmutación del transistor, la frecuencia de este rizado es la misma que la de conmutación, mucho mayor que la frecuencia natural del circuito.

Por esta razón nos conviene la utilización de filtros paso-bajo, ya que nos interesa que nuestro control LMI trabaje únicamente con las variaciones naturales del convertidor y no con el rizado de conmutación, de esta manera nos aseguramos hacer un control más fiable y preciso del convertidor.

Por esta razón utilizamos un filtro activo paso bajo en cada señal a realimentar, con una frecuencia de corte de 20 kHz.

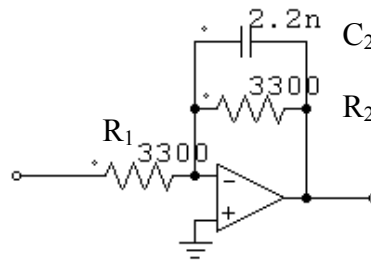


Figura 33. Esquema del filtro activo paso bajo

Donde la ganancia del filtro toma el valor de:

$$Av = \frac{R_2}{R_1}$$

Y la frecuencia de corte:

$$Fc = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot R_2 \cdot C_2}$$

En nuestro caso y para que la frecuencia de corte sea, como ya hemos comentado anteriormente, de 20 kHz, tenemos que R_2 ha de ser de $3.3\text{k}\Omega$ y C_2 de 2.2 nF.

Escalado de la tensión de salida

Si observamos el circuito con el que hemos realizado las simulaciones nos encontramos con que utilizamos una tensión de referencia de 12 V para el cálculo de la variable de control x_3 , que como recordaremos tenía la forma $x_3 = \int_{-\infty}^t (v_0 - V_{REF}) dt$. Esta tensión de referencia de 12 V es una tensión que tendría que introducirse con una fuente de tensión externa, ya que no disponemos de ninguna tensión fija dentro del propio circuito que dé de forma constante esta tensión.

No obstante si observamos el componente de PWM (SG3524) nos damos cuenta que este componente es capaz de generar una tensión constante de 5 V, la cual podría ser utilizada para el cálculo de la variable anterior. Para ello debemos escalar la tensión de salida v_o , la cual está referenciada sobre 12 V, y escalarla a 5 V. De este modo podremos calcular la variable de control x_3 sin la utilización de fuentes externas.

Para ello utilizamos un simple divisor de tensión (que dividirá por 2.4) a la entrada del restador y volvemos a escalarlo a su valor inicial (multiplicando por 2.4) justo después de realizar la integral de dicha diferencia.

Reducción del número de operacionales

Llegados a este punto, nos encontramos con que utilizamos un gran número de operacionales para realizar el control LMI o para adecuar las señales de control al funcionamiento del mismo, como el escado de la tensión de salida o el filtrado de las dos señales de control.

Por ello se intentará reducir al máximo dicho número de operacionales acoplando en la medida de lo posible las ganancias de las diferentes fases de operación.

Comprobación del funcionamiento de los operacionales

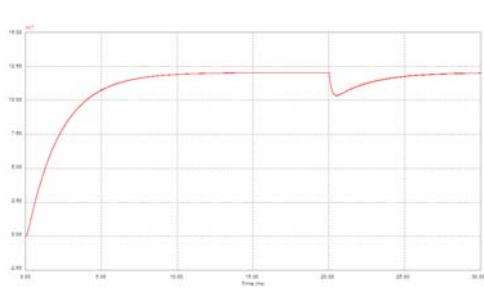
Una de las cosas a tener en cuenta en el funcionamiento del circuito es el comprobar que los operacionales funcionan correctamente sin saturarse, de esta forma nos aseguramos que el control funciona correctamente y a pleno rendimiento en todo el proceso.

Así pues comprobaremos el funcionamiento en el punto de equilibrio ($D = 0.5$) y fuera del punto de equilibrio ($D = 0.7$), mirando que e ningún momento del control sobrepase de la franja de ± 15 V, ya que a partir de este valor entraría en saturación.¹¹

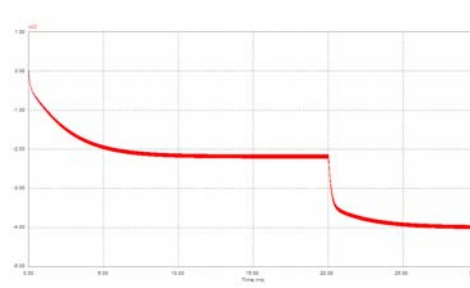
¹¹ Ver Figura 36

Empezamos observando el comportamiento alrededor de punto de equilibrio: ($D = 0.5$):

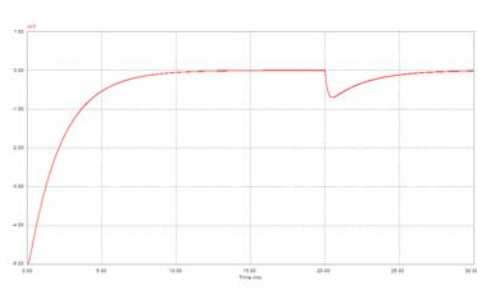
Operacional 1:



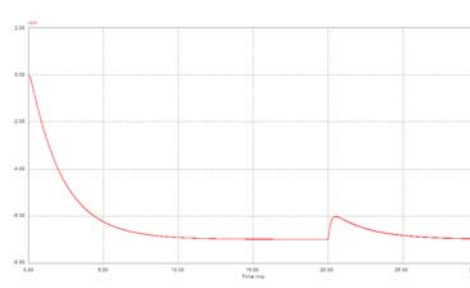
Operacional 2:



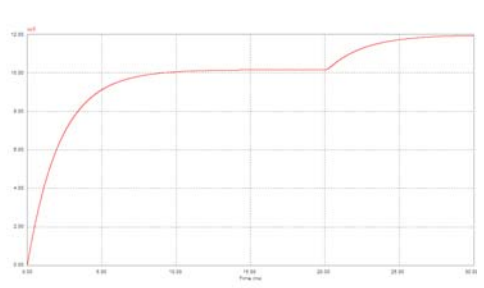
Operacional 3:



Operacional 4:



Operacional 5:



Operacional 6:

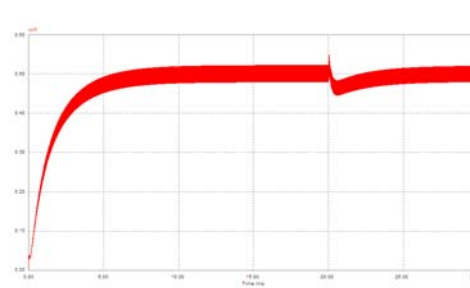
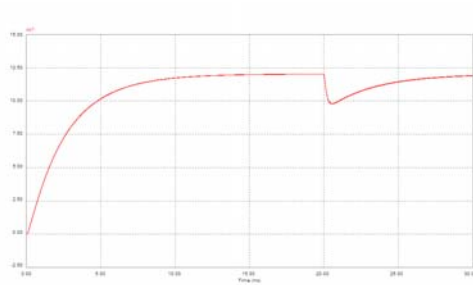
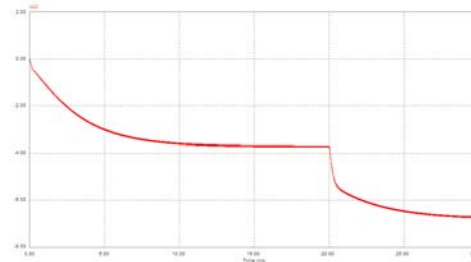
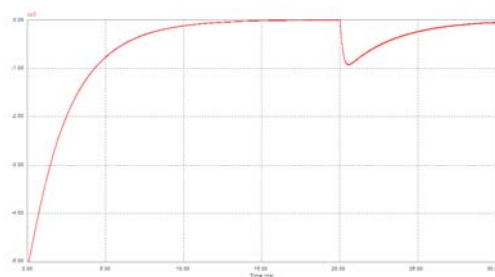
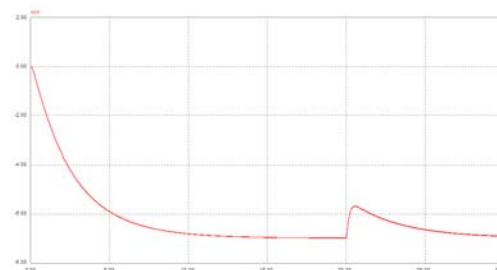
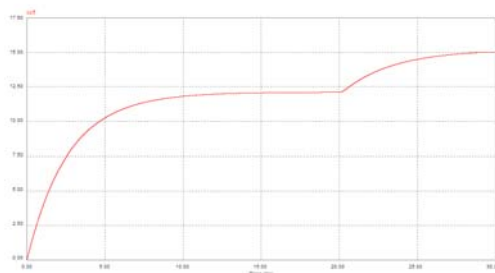
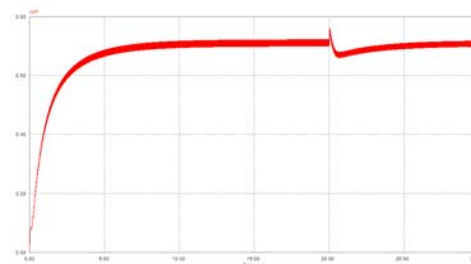


Figura 34. Simulación: Comportamiento de los operacionales durante el control ($D = 0.5$)

Como se puede observar en ningún momento los operacionales se saturan y trabajan perfectamente para llevar a cabo el control, siempre y cuando se el convertidor trabaje alrededor del punto de equilibrio.

Pasamos ahora a observar como se comportan los operacionales fuera del punto de equilibrio ($D = 0.7$):

Operacional 1:*Operacional 2:**Operacional 3:**Operacional 4:**Operacional 5:**Operacional 6:***Figura 35. Simulación: Comportamiento de los operacionales durante el control ($D = 0.7$)**

Como se puede observar en ningún momento los operacionales se saturan y trabajan perfectamente para llevar a cabo el control, incluso fuera del punto de equilibrio ($D = 0.7$), en uno de los extremos del polígono de funcionamiento.

Circuito definitivo mediante PSIM:

Así pues, una vez realizado los cambios y comprobaciones anteriores nos encontramos con el siguiente circuito PSIM:

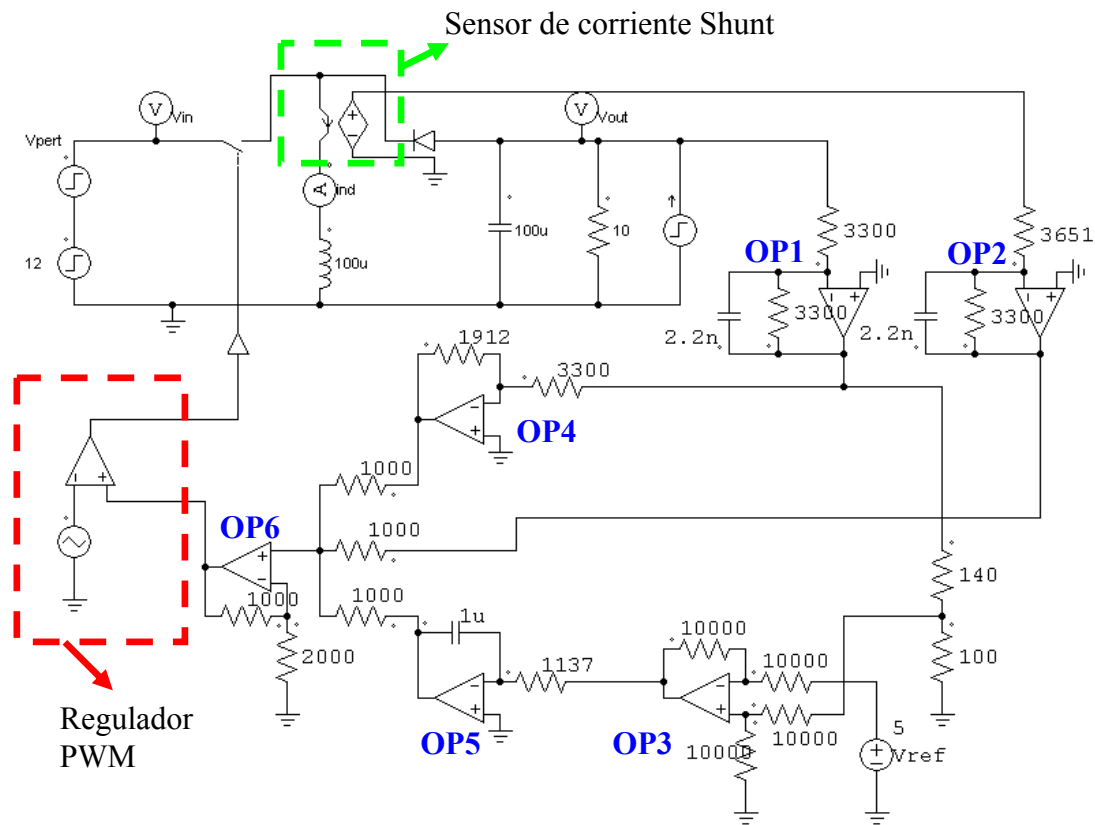


Figura 36. Esquema del Circuito definitivo (PSIM)

Analizaremos cada módulo implícito a cada operacional para así explicar el funcionamiento global del circuito:

Operacional 1: La estructura de este módulo es la estructura típica de un filtro paso bajo, diseñado para tener la frecuencia de corte en 20 kHz y así asegurarse que trabajamos únicamente con las variaciones del sistema y no con el rizado implícito en la conmutación del transistor. Su ganancia total será de unitaria e invertida ya que el filtro es inversor.

Operacional 2: Nos encontramos con otro filtro paso bajo con una frecuencia de corte de también 20 kHz, en este caso su ganancia es de - 0.903 correspondiente al valor del control hallado en el cálculo del control LMI.

Operacional 3: La función de este módulo es la de un restador, donde se hace la diferencia entre la tensión de salida y una tensión de referencia. En nuestro caso la salida del convertidor que deseamos es de 12 V, pero la tensión de referencia que

disponemos (extraída del regulador PWM) es de 5 V. Esa es la razón de la existencia del divisor de tensión en una de las entradas del restador, escalar dicho valor a 5V (dividiendo por 2.4)

Operacional 4: Este módulo se trata únicamente de un amplificador inversor de ganancia -0.5795, correspondiente al otro valor de control LMI.

Operacional 5: En este caso se trata de un integrador, encargado de realizar la integración de la diferencia hecha anteriormente para el cálculo de la variable de control $x_3 = \int_{-\infty}^t (v_0 - V_{REF}) dt$. Además se le añade una ganancia que tiene una doble función, primero volver a escalar el valor a 12, ya que el control trabaja sobre este valor, y además añade la ganancia del control, en este caso -366.479. O sea que añadimos una ganancia total de $-366.479 \times 2.4 = -879,55$.

Operacional 6: El último módulo que nos encontramos es el que corresponde al sumador final, la única función que realiza es la suma simple de los tres valores que calculados anteriormente.

2. Diseño circuital y layout:

Una vez hemos realizado los cambios correspondientes sobre el circuito de simulación PSIM y hemos comprobado el buen funcionamiento del mismo, nos disponemos a realizar la implementación definitiva del convertidor CC-CC buck-boost controlado mediante la metodología LMI.

Para ello primero de todo realizaremos el diseño circuital del convertidor y el control utilizando el programa OrCAD – PSpace y a continuación pasaremos al diseño del layout mediante el mismo programa OrCAD.

Diseño circuital

PWM:

El regulador PWM se trata de un regulador SG3524 que nos proporcionaran los pulsos PWM a partir del valor d obtenido del control de realimentación. Se ha de tener en cuenta que el valor d del *duty cycle* que requiere el convertidor debe estar comprendido entre 1 V (*duty cycle 0*) y 2.5 V (*duty cycle 1*), por lo que la realimentación de control debe estar preparado para dar el valor de salida entre estos parámetros.

Mediante la R_T y C_T (correspondiendo a R_{23} i C_{21} del modelo expuesto a continuación), fijaremos la frecuencia de conmutación del convertidor siguiendo la fórmula siguiente:

$$f = \frac{1.18}{R_T \cdot C_T}$$

donde:

f está dimensionado en kHz

R_T está dimensionado en k Ω

C_T está dimensionado en μ F

Teniendo en cuenta que en nuestro caso el convertidor ha de conmutar a 100 kHz obtenemos que requerimos:

$$R_T = 1.180 \text{ k}\Omega$$

$$C_T = 10 \text{ nF}$$

El regulador PWM nos proveerá también de la tensión de referencia a 5 V que utilizamos para realizar el control LMI.

Así pues, el circuito de implementación será el siguiente:

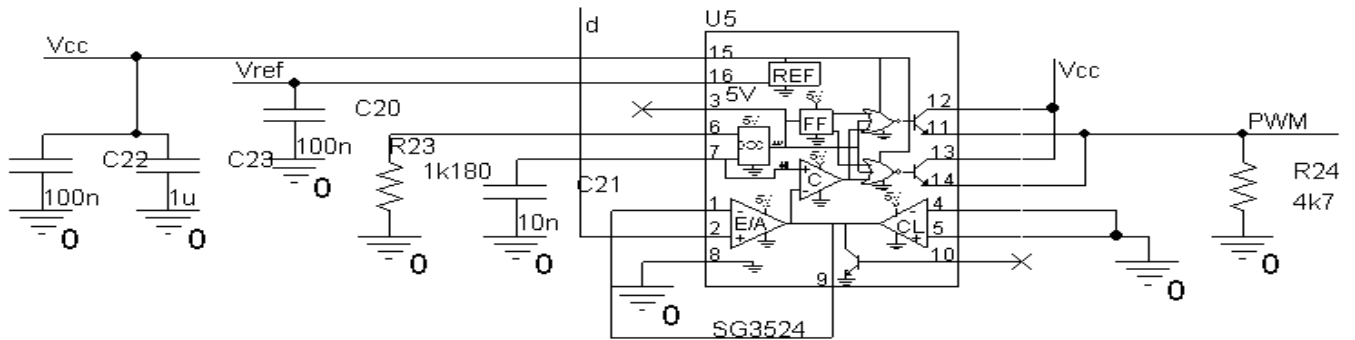


Figura 37. Implementación circuital del regulador PWM (SG3524)

Sensor SHUNT:

Para realizar el sensado de la corriente que pasa por el inductor utilizamos el componente INA139.

Este componente nos ha de dar una tensión proporcional a la intensidad que pasa por la resistencia de referencia de la siguiente forma:

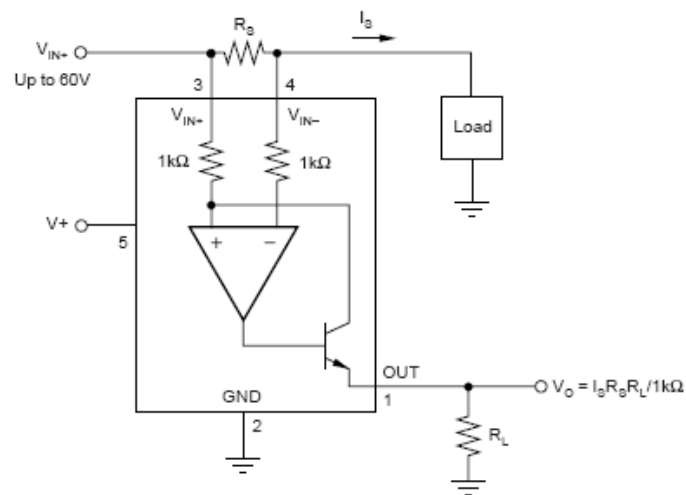


Figura 38. Implementación circuital del sensor SHUNT

Así pues para tener una relación unitaria entre la tensión y la corriente del inductor dispondremos de una resistencia de referencia (R_s) de 200mΩ y una resistencia R_L de 5kΩ.

La implementación circuital será la siguiente:

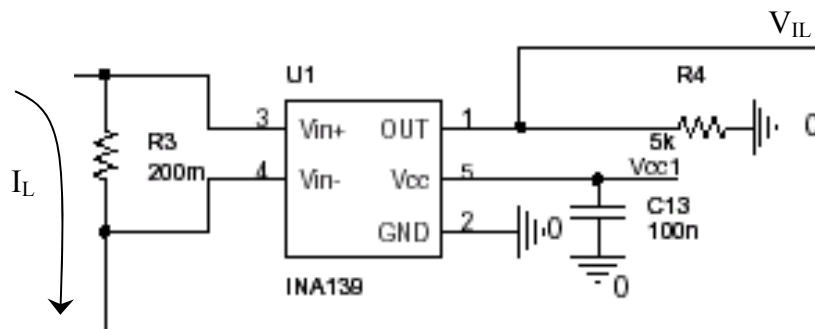


Figura 39. Implementación circuital del sensor SHUNT

DRIVER:

Una vez ya el regulador PWM nos entrega los pulsos correspondientes para la conmutación del circuito, debemos adecuar estos pulsos para que puedan ser tratados correctamente por el transistor encargado de la conmutación. El driver utilizado será un IR2117

La implementación circuital del driver será la siguiente:

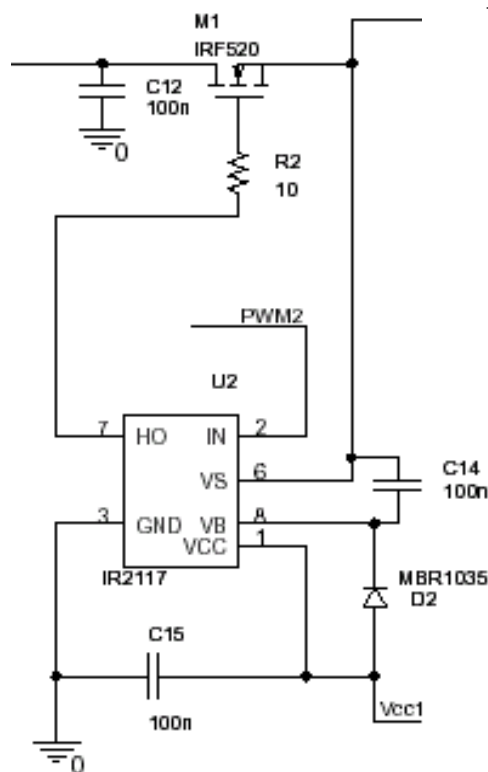


Figura 40. Implementación circuital del driver IR2117

Bobina:

El diseño de la bobina lo hacemos utilizando el programa “Magnetics Inductor Desing Using Power Cores” y partiendo de los núcleos de bobina que disponemos en el laboratorio.

El programa a partir de los datos introducidos de frecuencia a la que ha de trabajar y los valores de inducción que deseamos, nos devuelve el grosor del hilo de cobre y el número de vueltas que se deben realizar alrededor del núcleo.

Figura 41. Pantalla de "Magnetics Inductor Desing" con los datos correspondientes a la bobina.

Circuito de realimentación:

Para realizar el circuito de realimentación utilizamos amplificadores operacionales OPA4131. Donde hay 4 operacionales cada encapsulado.

Como se puede observar en la parte final del módulo se implementa un sumador de 4 variables, el cual tiene una doble función. Una es la propia del control estudiado,

que suma las variables controladas, y la otra función es la de garantizar que la señal de salida estará comprendida entre 1 y 3.5 V, como nos requiere el módulo PWM. Para ello se añade una tensión constante y se le da una ganancia total al bloque para realizar correctamente el dicho margen de la señal de salida.

La implementación circuital del circuito de realimentación será:

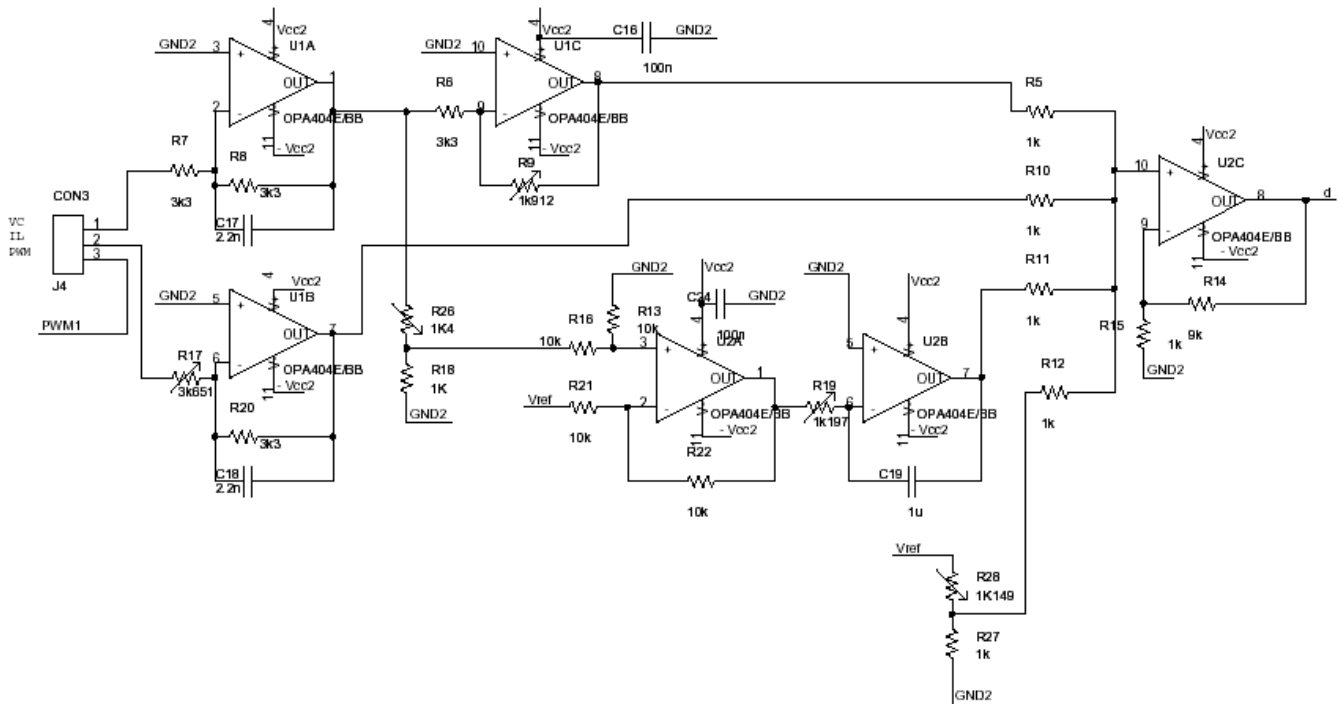


Figura 42. Implementación circuital del circuito de realimentación.

Implementación circuital convertidor y control LMI:

Así pues la implementación circuital total será la siguiente:

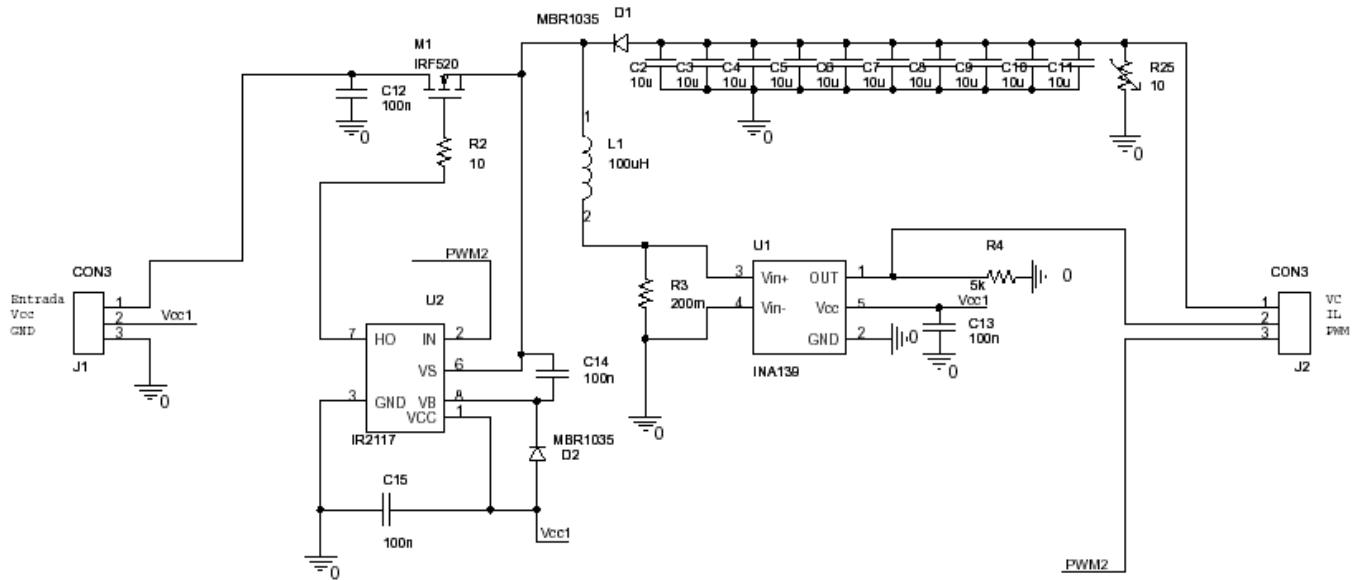


Figura 43. Implementación circuital del convertidor

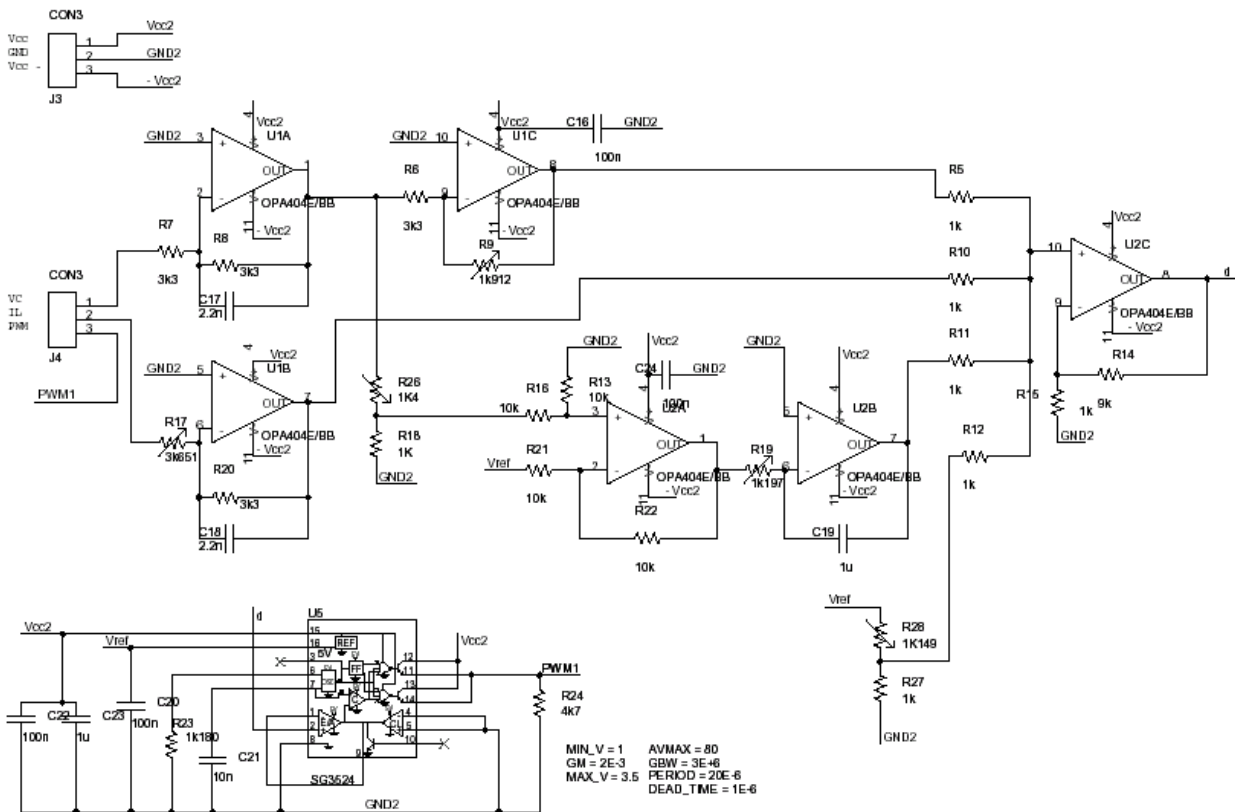


Figura 44. Implementación circuital del control LMI i el módulo PWM

COMPROBACIÓN Y ANÁLISIS DE LOS RESULTADOS

Una vez hemos realizado la simulación y el diseño circuital del convertidor y del control LMI, nos disponemos a implementarlo y a analizar los resultados obtenidos, con el objetivo de comprobar que son los esperados.

Para ir comprobando dichos resultados lo haremos, a la vez, comparándolos en primer lugar con la simulación del convertidor simplificado, y a continuación con la simulación del modelo exacto (Anexo 1). Como podremos observar la correspondencia con el modelo exacto es la esperada en todo momento, mientras que presenta ciertas diferencias con el modelo simplificado.

1. Circuito en lazo abierto

Estado estacionario,

Fijando un valor de la entrada de 12 V y ciclo de trabajo del 50% aproximadamente

Tensión de salida (V_O):

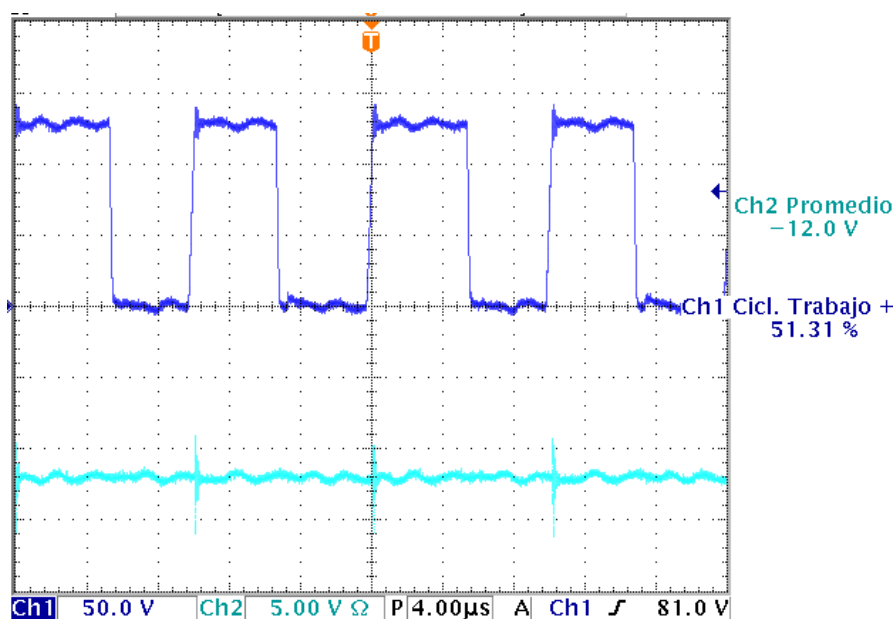


Figura 45. Comportamiento de la Señal PWM y V_O del convertidor en lazo abierto

Como se puede observar, en estado estacionario, y un ciclo de trabajo del 50%, la salida es la inversa de la entrada quedando así a -12V, tal y como esperábamos y obtuvimos en las simulaciones anteriores (Figura 4). Se pueden observar una cierta distorsión que se produce al hacer la adquisición y juntar mediante el osciloscopio las masas del módulo PWM y el convertidor.

Rizado en la tensión de salida:

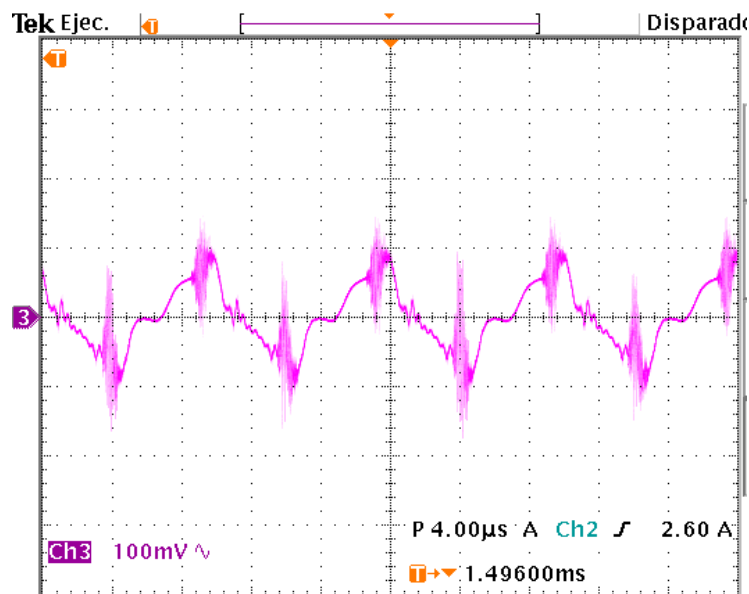


Figura 46. Comportamiento del Rizado de la señal de salida V_O en lazo abierto

Con esta adquisición observamos que el rizado de la tensión de salida es 0,83%, que, comparado con la simulación del modelo simplificado (Figura 5), es un poco mayor al esperado (0,54%), en cambio con el modelo exacto (Anexo1 - Figura 5), el valor no es tan lejano (0,9%). Observamos También una cierta distorsión producido por la conmutación cada vez que cambia de ciclo.

Intensidad en la bobina (I_L):

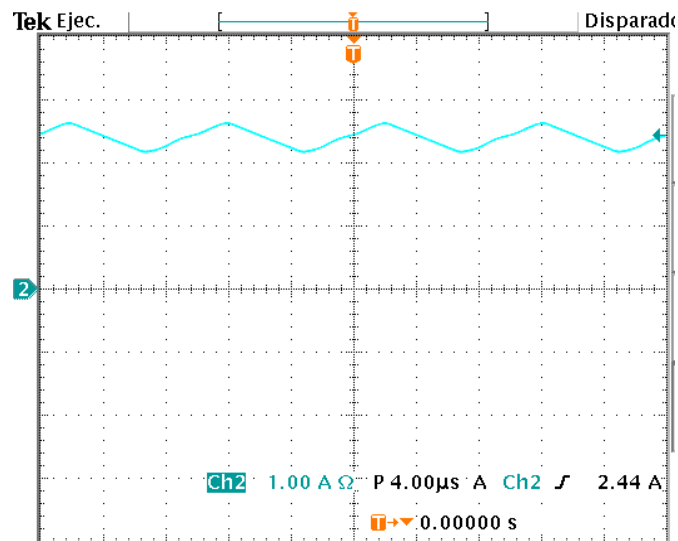


Figura 47. Comportamiento de la Corriente en la bobina en lazo abierto

Como podemos observar, la adquisición de la corriente en la bobina es la esperada (Figura 7), siendo de forma triangular llegando a un valor promedio de 2,5 A aproximadamente en estado estacionario.

Arrancada,

El comportamiento de la tensión de salida (V_O) y la Intensidad en la bobina (I_L) obtenido en el convertidor en lazo abierto es el siguiente:

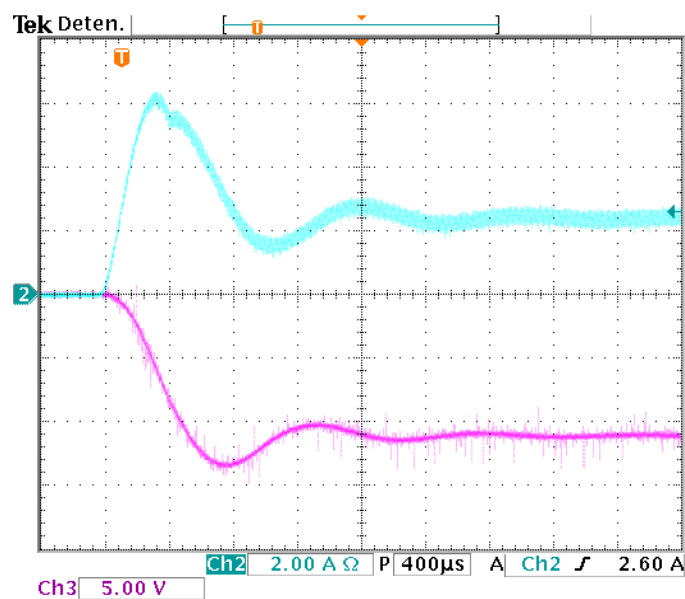


Figura 48. Comportamiento de V_O y de I_L ante una arrancada en lazo abierto

Tras esta adquisición podemos observar que, tal y como esperábamos después de la simulación (Figura 4 para el modelo simplificado y Anexo 1 – Figura 2), el sistema se estabiliza en los -12 V de salida (correspondiente al 50 % del ciclo de trabajo), tras unos instantes de oscilaciones tanto en la tensión de salida V_O como en la intensidad de la bobina I_L .

En el caso de la simulación con el modelo exacto (Anexo 1) la adquisición se corresponde perfectamente con la simulación, a diferencia de la simulación con el modelo simplificado, la cual presenta más oscilaciones y mayores sobre-picos.

Comportamiento ante perturbaciones en la entrada

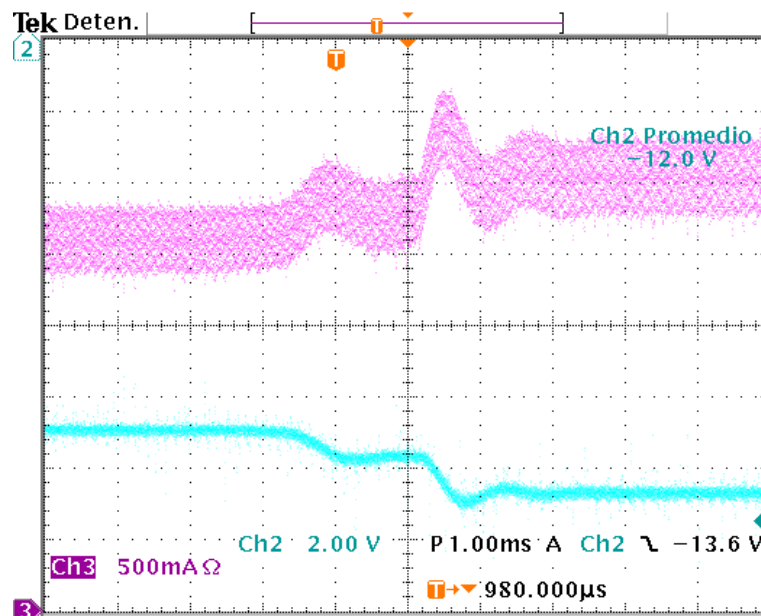


Figura 49. Comportamiento de V_O y de I_L en lazo abierto ante una perturbación en la entrada

En la presente adquisición, podemos observar como en circuito abierto la salida del convertidor sigue de forma proporcional a la entrada aun sabiendo que la entrada sufre perturbaciones. En este caso sometemos al circuito a una perturbación de 2V en la entrada en forma de escalón.

Si lo comparamos con la simulación del modelo simplificado (Figura 9), podemos ver ciertas diferencias, como las oscilaciones i sobre-picos que presenta la

salida y al corriente. No obstante si lo comparamos con la simulación del modelo exacto (Anexo1 – Figura 3), la correspondencia es la esperada.

Comportamiento ante perturbaciones en la carga

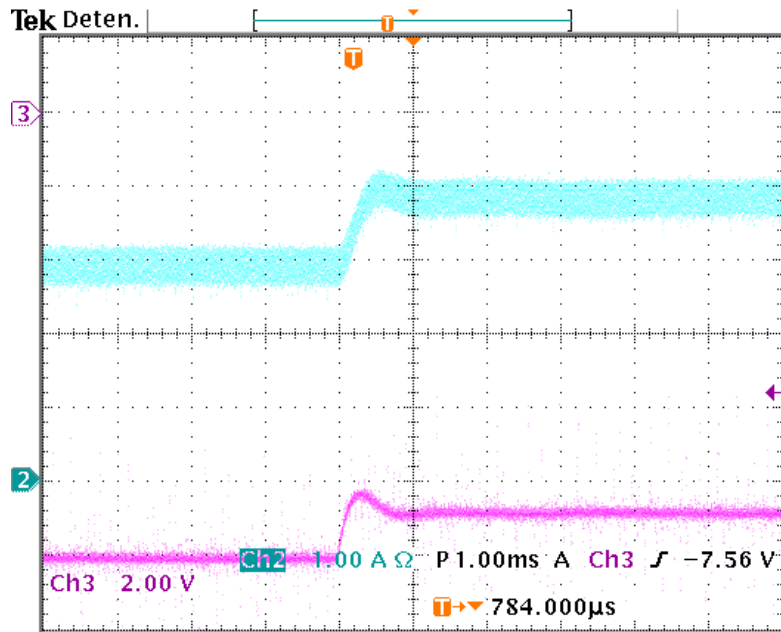


Figura 50. Comportamiento de V_o y de I_L en lazo abierto ante una perturbación en la corriente de salida

Esta adquisición corresponde al comportamiento del convertidor ante una perturbación en la carga, de un valor de 1A.

La correspondencia con la simulación del modelo exacto (Anexo 1 – Figura 4) es la esperada, mientras que se observa ciertas diferencias con el modelo simplificado (Figura 10).

2. Circuito controlado mediante LMI

Estado estacionario,

Entrada a 12 V

Tensión de salida (V_o):

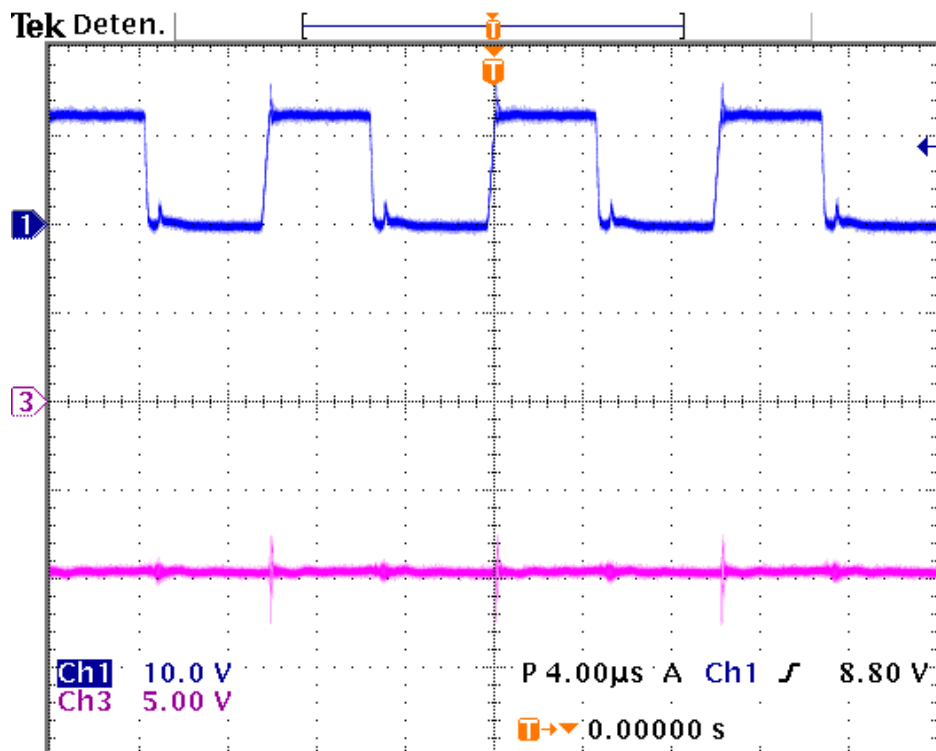


Figura 51. Comportamiento de la señal de salida V_o en lazo cerrado y estado estacionario

La adquisición que acabamos de ver corresponde al convertidor Buck-Boost controlado en estado estacionario. Como podemos ver el resultado es el esperado y una vez en estado estacionario la salida sigue a la referencia marcada, en este caso la referencia es de 10 V y el valor de la tensión de entrada es de 12V.

Rizado en la tensión de salida:

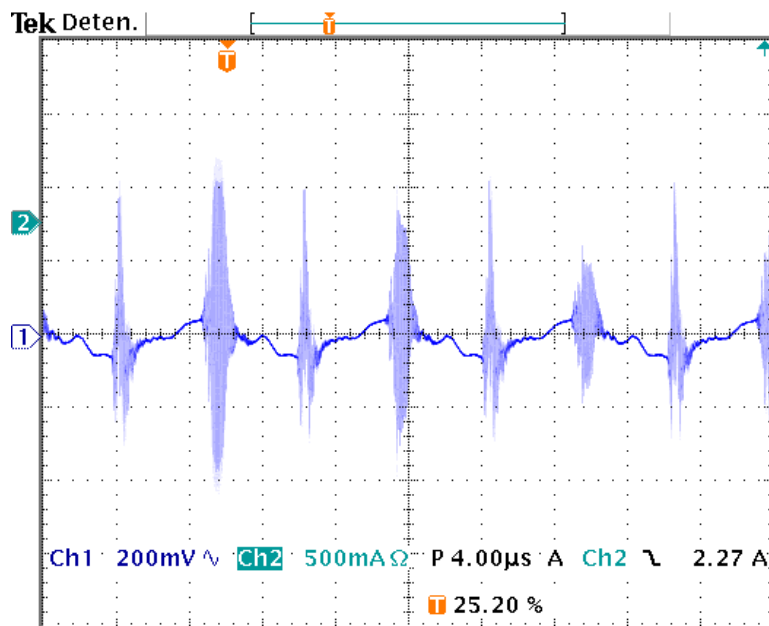


Figura 52. Comportamiento del Rizado de la señal de salida V_o en lazo cerrado

En este caso mostramos el rizado de la tensión de salida V_o una vez alcanzado el estado estacionario. Como se puede observar tenemos un rizado del 0,66%, mayor al obtenido en la simulación del modelo simplificado (Figura 23) el cual es del 0,33%. No obstante si lo comparamos con el modelo exacto (Anexo 1 – Figura 12) vemos que es del 0,8%, cuyo valor es más cercano al obtenido.

Como en el caso de la adquisición del rizado en circuito abierto, podemos observar una cierta distorsión producida por la conmutación del convertidor en cada ciclo.

Intensidad en la bobina (I_L)

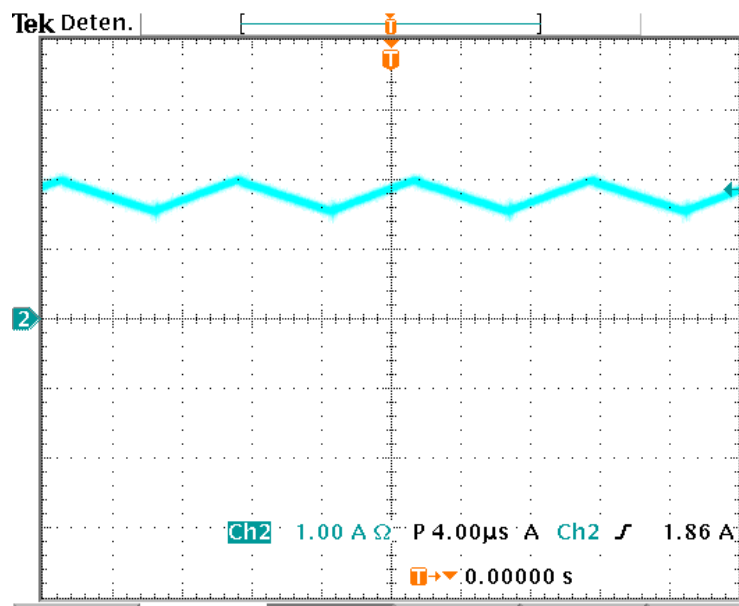


Figura 53. Comportamiento de la Corriente en la bobina en lazo cerrado

Como era de esperar, en esta adquisición podemos observar el comportamiento de la corriente una vez hemos llegado al estado estacionario. Se puede ver la forma triangular esperada con una cierta distorsión producida por la conmutación del convertidor.

Arrancada,

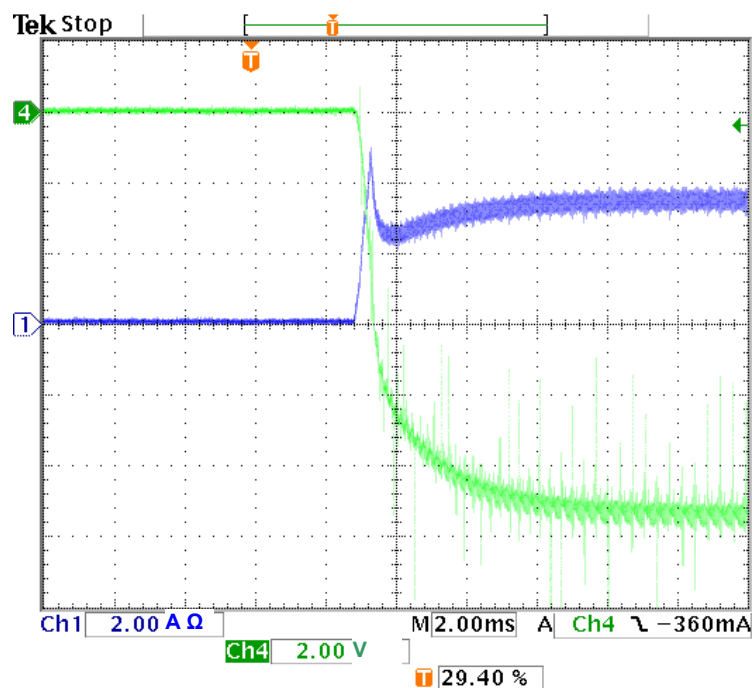


Figura 54. Comportamiento de V_o y de I_L ante una arrancada en lazo cerrado

En la anterior adquisición podemos observar el comportamiento de la tensión de salida V_O y la corriente ante la arrancada del sistema. Como podemos observar, la salida alcanza el valor de la referencia (-12V), después de 12 ms aproximadamente, y lo hace de forma suave y sin crear ningún sobre-pico. Con este tiempo de establecimiento podemos extraer que la constante τ es de 3 ms, por lo que la constante de establecimiento es de 333,33, mucho mayor a la tasa impuesta en las especificaciones iniciales.

Este valor es comparable con las simulaciones realizadas anteriormente (Figura 22 o Anexo 1 – Figura 9), donde la constante es prácticamente la misma.

Sin embargo nos encontramos con un pequeño pico de corriente al inicio de la arrancada, antes de seguir con el desarrollo esperado, dicho pico es producido por un error en el momento de adquirir el valor de la corriente mediante el sensor de corriente.

Comportamiento ante perturbaciones en la entrada

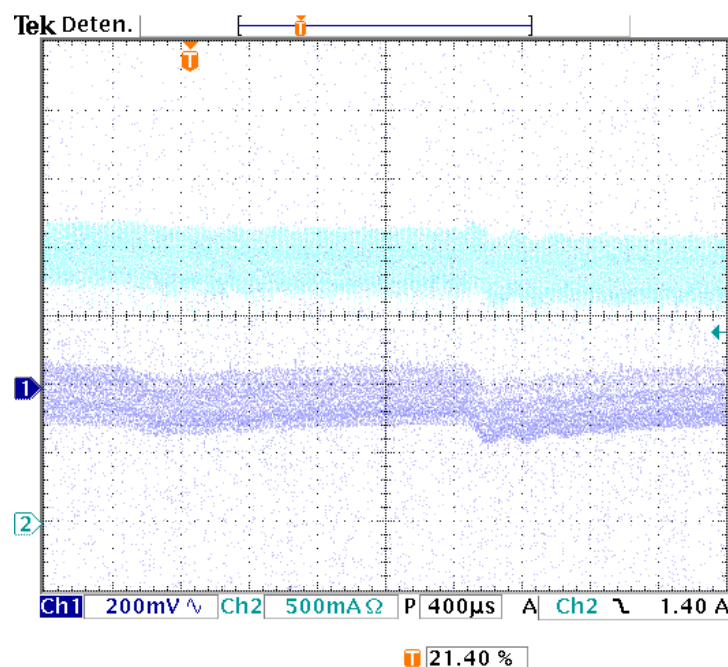


Figura 55. Comportamiento de V_O y de I_L en lazo cerrado ante una perturbación en la entrada

Esta adquisición corresponde al comportamiento del convertidor controlado ante perturbaciones de la entrada. En este caso sometemos el convertidor ante una perturbación de 1 V en forma de escalón. En esta adquisición también podemos observar que el convertidor necesita 12 ms para seguir de forma suave a la referencia, con lo que comprobamos que se cumple la especificación impuesta.

Como podemos observar la adquisición se corresponde perfectamente con la simulación del modelo exacto (Anexo 1 – Figura 10) donde la oscilación que presenta ante la perturbación es menor que en la simulación del modelo simplificado (Figura 24).

Todo el ruido que se puede observar en la adquisición es la distorsión producida por la conmutación del convertidor.

Comportamiento ante perturbaciones en la carga

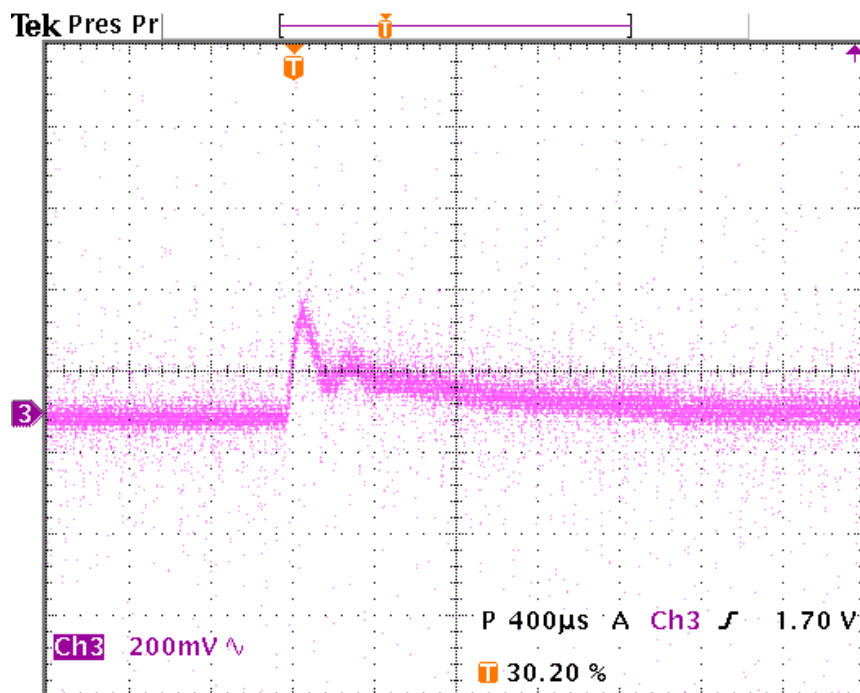


Figura 56. Comportamiento de V_o en lazo cerrado ante una perturbación en la corriente de salida

En esta adquisición mostramos el comportamiento del convertidor ante una perturbación de 1A en la carga, en este caso podemos observar que el convertidor tarda 20 ms en alcanzar a la referencia, con lo que la τ será de 5 ms y la constante de establecimiento será de 200 aun mayor de la especificación marcada.

CONCLUSIONES Y VALORACIÓN FINAL

Al inicio del trabajo nos encontrábamos ante un convertidor cc-cc Buck-Boost, el cual ha presentado las siguientes características. El primer factor importante es que conmuta mediante un Transistor que está en modo flotante, al no tener el surtidor referenciado a masa sino que está referenciado a la carga directamente. Este hecho hace que la estructura del transistor y el Driver sea un poco más compleja y delicada ya que el driver tampoco trabaja referenciado a tierra y cualquier pico de corriente en el paso por el transistor puede afectar directamente al driver inutilizándolo al momento. Otro factor importante en el trabajo es la utilización del sensor de corriente SHUNT INA139, dicho componente, ha presentado diversos problemas en el momento de montarlo y ha dado algunos errores de funcionamiento, dichos errores producían una mala evolución de la corriente, al quedarse momentáneamente sin sensar, que provocaba picos de corriente a veces fatales.

Referente al Control con este trabajo hemos mostrado el diseño de un controlador robusto basado en Inecuaciones Lineales Matriciales (LMIs) para convertidores conmutados continua-continua. En este caso lo hemos aplicado a un convertidor dc-dc Buck-Boost, pero el control sería el mismo con cualquier otro convertidor, cambiando tan solo los valores de las ganancias de los amplificadores operacionales. Dichos valores los nos resultaran del cálculo ya mostrado a partir de las nuevas matrices de funcionamiento del convertidor en cuestión.

Como conclusión, después de estudiar y verificar el resultado, podemos afirmar que la mayor ventaja del control es que se trata de un control sencillo de implementar y ajustar y puede realizarse automáticamente, ya que, como hemos dicho anteriormente, se basa en simples constantes que multiplican a las variables de control.

Después de realizar las pruebas pertinentes, hemos podido observar que los resultados se ajustan perfectamente a las especificaciones que hemos impuesto inicialmente, a las simulaciones realizadas a lo largo de todo el estudio, y que se trata de un control fiable y robusto ante perturbaciones de la línea de entrada o de la carga. Manteniendo la tensión constante de salida con las mínimas perturbaciones o distorsiones, siguiendo a la referencia de forma rápida y suave sin sobre-picos.

Una vez acabo el trabajo recordamos cuales eran los objetivos del trabajo: el estudio del modelo de un Convertidor cc-cc Buck-Boost y simulación del mismo en lazo abierto, estudio de la tecnología LMI y imposición de las restricciones para el control, diseño del control LMI y simulación del convertidor controlado, implementación del convertidor y el control, y por último la verificación del funcionamiento del sistema. Así pues podemos concluir que hemos cumplido los objetivos del trabajo.

BIBLIOGRAFÍA

- [1] Khalil, H. “*Nonlinear Systems*”. Segunda edición. Prentice Hall, NJ, 1996.
- [2] S. Skogestad y I. Postlethwaite, “*Multivariable Feedback Control: Analysis and Design Second Edition*”, 2005.
- [3] C. Olalla, R. Leyva, A. el Aroudi y I. Queinnec, IEEE, “*LMI Robust Control Design for Boost PWM Converters*”.
- [4] M. Chiladi y P. Gahinet, IEEE, “*H ∞ Design with Pole Placement Constraints: An LMI Approach*” *IEEE Transactions on Automatic Control*, vol. 41, no. 3, pp 358 – 367, march 1996.
- [5] P. Gahinet y P. Apkarian, “*A Linear Matrix Inequality Approach to H ∞ Control*”, *International Journal of Robust and Nonlinear Control*, vol. 4. no. 4 pp. 421-448, 1994.
- [6] G. Pujol Vázquez, “*Contribució al control fiable de sistemes interconnectats amb incerteses*”, *Cap 9. Control H ∞ estàtic*, pp. 117 – 138, 2004.
- [7] S. Boyd, L. El Ghaoui, E. Feron, y V. Balakrishnan “*Linear Matrix Inequalities in System and Control Theory*” Society for Industrial and Applied Mathematics, 1994.
- [8] P. Gahinet, A. Nemirousky, A. J. Laub y m. Chiladi, “*LMI Control Toolbox for use with MATLAB*”, the MathWorks, 1995.
- [9] J. Löfberg, “*YALMIP: A toolbox for modeling and optimization in MATLAB*”, en *Proceedings of the CACSD Conference*, Taipei, Taiwan, 2004, disponible en: <http://control.ee.ethz.ch/~joloef/wiki/pmwiki.php>
- [10] “*PSIM 6.0*”, 2003, 35 Farrwood Drive, Andover, MA 01810, USA. <http://www.powersimtech.com>
- [11] M. A. Recasens y J. González, “*Diseño de circuitos impresos con OrCAD CAPTURE y LAYOUT V.9.2*”, Thomson, 2002.

REFERENCIA DE FIGURAS

ESQUEMA DEL CONVERTIDOR BUCK-BOOST	- 6 -
ESQUEMA DEL CONVERTIDOR BUCK-BOOST SIMPLIFICADO.....	- 7 -
ESQUEMA DEL CONVERTIDOR BUCK-BOOST PARA LA SIMULACIÓN MEDIANTE PSIM.....	- 13 -
SIMULACIÓN: COMPORTAMIENTO DEL CONVERTIDOR EN ARRANQUE (PSIM)	- 14 -
SIMULACIÓN: RIZADO DEL CONVERTIDOR EN ESTADO ESTACIONARIO (PSIM)	- 14 -
SIMULACIÓN: COMPORTAMIENTO DE LA CORRIENTE DE ENTRADA DEL CONVERTIDOR.....	- 15 -
SIMULACIÓN: COMPORTAMIENTO DE LA CORRIENTE DE SALIDA	- 16 -
SIMULACIÓN: COMPORTAMIENTO DE LA CORRIENTE EN LA BOBINA.	- 16 -
SIMULACIÓN: COMPORTAMIENTO DE LA SALIDA ANTE UNA VARIACIÓN DE LA ENTRADA (PSIM)	- 17 -
SIMULACIÓN: COMPORTAMIENTO DEL CONVERTIDOR ANTE UNA VARIACIÓN DE LA IMPEDANCIA DE SALIDA (PSIM)	- 18 -
MODELO SIMULINK EXACTO DEL CONVERTIDOR BUCK BOOST.....	- 19 -
SIMULACIÓN: COMPORTAMIENTO DE CONVERTIDOR EN ARRANCADA (MATLAB)	- 20 -
SIMULACIÓN: RIZADO DE LA SALIDA DEL CONVERTIDOR.....	- 20 -
SIMULACIÓN: COMPORTAMIENTO DEL CONVERTIDOR ANTE UNA PERTURBACIÓN EN LA ENTRADA (MATLAB).....	- 21 -
SIMULACIÓN: COMPORTAMIENTO DEL CONVERTIDOR ANTE UNA UN PERTURBACIÓN EN LA IMPEDANCIA DE SALIDA (MATLAB)	- 22 -
MODELO SIMULINK (MATLAB) DEL CONVERTIDOR BUCK-BOOST.....	- 23 -
SIMULACIÓN: COMPORTAMIENTO DE CONVERTIDOR EN ARRANCADA (MATLAB)	- 23 -
SIMULACIÓN: COMPORTAMIENTO DEL CONVERTIDOR ANTE UNA PERTURBACIÓN EN LA ENTRADA (MATLAB).....	- 24 -
SIMULACIÓN: COMPORTAMIENTO DEL CONVERTIDOR ANTE UNA UN PERTURBACIÓN EN LA IMPEDANCIA DE SALIDA (MATLAB)	- 25 -
REGIÓN LMI - LOCALIZACIÓN DE LOS POLOS	- 33 -
MODELO SIMULINK DEL CONVERTIDOR BUCK-BOOST EN LAZO CERRADO.....	- 42 -
SIMULACIÓN: COMPORTAMIENTO DEL SISTEMA ANTE UNA ARRANCADA (SIMULINK)	- 43 -
SIMULACIÓN: RIZADO DE V_o EN LAZO CERRADO (SIMULINK).....	- 43 -
SIMULACIÓN: COMPORTAMIENTO FRENTE A VARIACIONES EN LA ENTRADA (SIMULINK)	- 44 -
SIMULACIÓN: COMPORTAMIENTO DEL SISTEMA ANTE VARIACIONES DE LA CARGA EN EL PUNTO DE EQUILIBRIO (SIMULINK).....	- 45 -
SIMULACIÓN: COMPORTAMIENTO DEL SISTEMA ANTE VARIACIONES DE LA CARGA FUERA DEL PUNTO DE EQUILIBRIO (SIMULINK).....	- 46 -
ESQUEMA DEL CONVERTIDOR BUCK-BOOST EN LAZO CERRADO (PSIM).....	- 47 -
SIMULACIÓN: COMPORTAMIENTO DEL SISTEMA ANTE UNA ARRANCADA (PSIM)	- 48 -
SIMULACIÓN: RIZADO DE V_o EN LAZO CERRADO (PSIM)	- 48 -
SIMULACIÓN: COMPORTAMIENTO FRENTE A VARIACIONES EN LA ENTRADA (PSIM)	- 49 -
SIMULACIÓN: COMPORTAMIENTO DEL SISTEMA ANTE VARIACIONES DE LA CARGA EN EL PUNTO DE EQUILIBRIO (PSIM)	- 50 -
SIMULACIÓN: COMPORTAMIENTO DEL SISTEMA ANTE VARIACIONES DE LA CARGA FUERA DEL PUNTO DE EQUILIBRIO (PSIM)	- 51 -
ESQUEMA DEL FILTRO ACTIVO PASO BAJO.....	- 53 -
SIMULACIÓN: COMPORTAMIENTO DE LOS OPERACIONALES DURANTE EL CONTROL ($D = 0.5$)	- 55 -
SIMULACIÓN: COMPORTAMIENTO DE LOS OPERACIONALES DURANTE EL CONTROL ($D = 0.7$)	- 56 -
ESQUEMA DEL CIRCUITO DEFINITIVO (PSIM)	- 57 -
IMPLEMENTACIÓN CIRCUTAL DEL REGULADOR PWM (SG3524)	- 60 -
IMPLEMENTACIÓN CIRCUTAL DEL SENSOR SHUNT	- 60 -
IMPLEMENTACIÓN CIRCUTAL DEL SENSOR SHUNT	- 61 -
IMPLEMENTACIÓN CIRCUTAL DEL DRIVER IR2117	- 61 -
PANTALLA DE "MAGNETICS INDUCTOR DESING" CON LOS DATOS CORRESPONDIENTES A LA BOBINA.	- 62 -
IMPLEMENTACIÓN CIRCUTAL DEL CIRCUITO DE REALIMENTACIÓN.	- 63 -
IMPLEMENTACIÓN CIRCUTAL DEL CONVERTIDOR.....	- 64 -
IMPLEMENTACIÓN CIRCUTAL DEL CONTROL LMI I EL MÓDULO PWM.....	- 64 -
COMPORTAMIENTO DE LA SEÑAL PWM Y V_o DEL CONVERTIDOR EN LAZO ABIERTO	- 65 -
COMPORTAMIENTO DEL RIZADO DE LA SEÑAL DE SALIDA V_o EN LAZO ABIERTO	- 66 -
COMPORTAMIENTO DE LA CORRIENTE EN LA BOBINA EN LAZO ABIERTO	- 67 -
COMPORTAMIENTO DE V_o Y DE I_L ANTE UNA ARRANCADA EN LAZO ABIERTO.....	- 67 -
COMPORTAMIENTO DE V_o Y DE I_L EN LAZO ABIERTO ANTE UNA PERTURBACIÓN EN LA ENTRADA.....	- 68 -

COMPORTAMIENTO DE V_O Y DE I_L EN LAZO ABIERTO ANTE UNA PERTURBACIÓN EN LA CORRIENTE DE SALIDA.....	- 69 -
COMPORTAMIENTO DE LA SEÑAL DE SALIDA V_O EN LAZO CERRADO Y ESTADO ESTACIONARIO.....	- 70 -
COMPORTAMIENTO DEL RIZADO DE LA SEÑAL DE SALIDA V_O EN LAZO CERRADO	- 71 -
COMPORTAMIENTO DE LA CORRIENTE EN LA BOBINA EN LAZO CERRADO.....	- 72 -
COMPORTAMIENTO DE V_O Y DE I_L ANTE UNA ARRANCADA EN LAZO CERRADO	- 72 -
COMPORTAMIENTO DE V_O Y DE I_L EN LAZO CERRADO ANTE UNA PERTURBACIÓN EN LA ENTRADA	- 73 -
COMPORTAMIENTO DE V_O EN LAZO CERRADO ANTE UNA PERTURBACIÓN EN LA CORRIENTE DE SALIDA.....	- 74 -

Anexos

Índice:

ANEXO 1: ESTUDIO COMPLETO Y SIMULACIÓN DEL CONVERTIDOR BUCK-BOOST ..	III
<i>ANÁLISIS DEL CONVERTIDOR BUCK-BOOST</i>	III
<i>Comportamiento sin tener en cuenta las perturbaciones en el control y en la salida</i>	IV
<i>Comportamiento ante perturbaciones en el control y en la salida</i>	VII
Variaciones en la entrada de control $\langle u \rangle$,	VII
Variaciones de la carga.	X
<i>SIMULACIÓN DEL CONVERTIDOR BUCK-BOOST EN LAZO ABIERTO.</i>	XIV
<i>SIMULACIÓN DEL CONVERTIDOR BUCK-BOOST CONTROLADO</i>	XVII
ANEXO 2: ESQUEMAS DEFINITIVOS DEL CONVERTIDOR Y CONTROL LMI	XXI
CONVERTIDOR CC-CC BUCK- BOOST	XXII
MÓDULO PWM	XXIII
CONTROL LMI	XXIV
ANEXO 3: DATASHEETS DE LOS COMPONENTES UTILIZADOS.	XXV
INA 139 CURRENT SHUNT MONITOR	XXV
IR2117 SINGLE CHANNEL DRIVER	XXXIV
IR520NPBF POWER MOSFET.	L
MBR1035 POWER RECTIFIERS.	LVII
OPA4131 FET-INPUT OPERATIONAL AMPLIFIERS	LXII
SG3524 REGULATING PULSE WIDTH MODULATORS.....	LXIX

ANEXO 1: Estudio completo y simulación del Convertidor Buck-Boost

Análisis del Convertidor Buck-Boost

Esquema del convertidor:

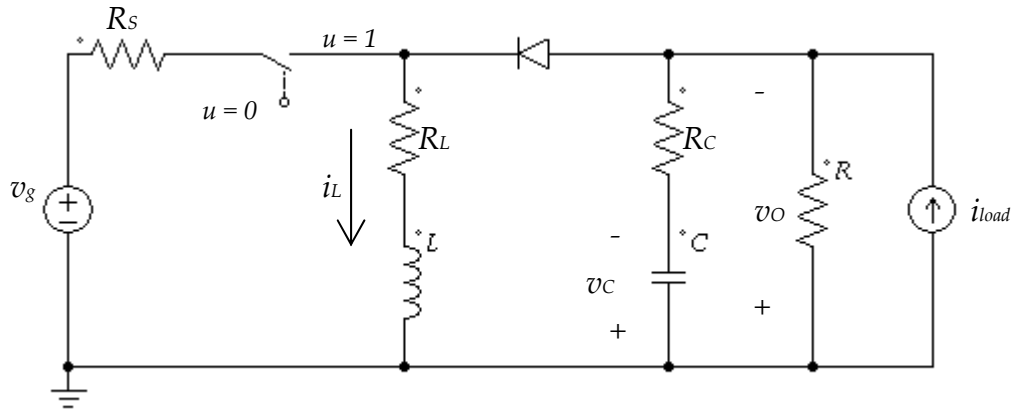


Figura 1. Esquema del convertidor buck-boost

Donde v_o es la tensión de salida, la v_g es la tensión de línea (alimentación del sistema) y la i_{load} es la distorsión de salida (modelada con una fuente de corriente). R modela la carga del convertidor, mientras que C y L representan respectivamente los valores de la capacidad y la inductancia, cuyas resistencias serie equivalentes son R_C y R_L . Además se modela la resistencia serie de la fuente como R_s . La señal binaria u que realiza las transiciones entre ON, $u = 1$, y OFF, $u = 0$, de los interruptores está controlada mediante un PWM de frecuencia y voltaje constante, donde el ratio entre T_{ON} y T corresponderá al duty cycle d .

La siguiente expresión corresponde al modelo en espacio de estado del convertidor buck-boost:

$$\begin{cases} \dot{x} = Ax(t) + B_1 w(t) + B_2 u(t) + B_{ref} V_{ref} \\ y(t) = C_y x(t) + D_{y1} w(t) + D_{y2}(t) u(t) \end{cases}$$

donde el vector de estado será $x = \begin{bmatrix} i_L(t) \\ v_C(t) \\ x_3 \end{bmatrix}$. La perturbación que se considera es la

corriente de salida $w(t)=[i_{load}(t)]$, por ello, se ha incluido en el modelo una fuente de corriente, las perturbaciones de la cual, dependiendo de la impedancia de salida del convertidor, afectarán a la variable de salida. $u(t)=[<u>]$, se refiere a la entrada de control y como las posibles variaciones pueden afectar a la tensión de salida; y $x_3 = \int_{-\infty}^t (V_0 - V_{REF})dt$, es la integral del error entre V_0 i V_{REF} .

Comportamiento sin tener en cuenta las perturbaciones en el control y en la salida

Para poder extraer las matrices de estado, primero haremos un análisis sin tener en cuenta las variaciones en la carga ni en la fuente de entrada y sin tener en cuenta tampoco la variable x_3 .

Analizaremos por separado cada semiperiodo para poder detallar mejor cada paso realizado para extraer dichas matrices de estado.

Ton (u=1)

Las ecuaciones extraídas del análisis son las siguientes,

$$\begin{cases} v_L = L \frac{di_L(t)}{dt} \Rightarrow \frac{di_L(t)}{dt} = \frac{Vg - (R_L + R_s)i_L(t)}{L} \\ i_C = C \frac{dv_C(t)}{dt} \Rightarrow \frac{dv_C(t)}{dt} = \frac{-v_C(t)}{C(R + R_C)} \end{cases}$$

$$y(t) = v_o = v_C(t) \frac{R}{R_C + R}$$

Por consiguiente, las matrices correspondientes a este semiperiodo serán:

$$\dot{x} = A_{ON}x(t) + B_{ON1},$$

$$\begin{bmatrix} \dot{i}_L \\ \dot{v}_C \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R_L + R_s}{L} & 0 \\ 0 & -\frac{1}{C(R + R_C)} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_L \\ v_C \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{Vg}{L} \\ 0 \end{bmatrix},$$

$$y(t) = C_{yON}x(t),$$

$$y(t) = \begin{bmatrix} 0 & \frac{R}{(R + R_C)} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_L \\ v_C \end{bmatrix}$$

Toff (u=0)

Las ecuaciones extraídas del análisis en este semiperiodo son las siguientes,

$$\begin{cases} v_L = L \frac{di_L(t)}{dt} \Rightarrow \frac{di_L(t)}{dt} = \frac{\frac{R}{R + R_C} v_C(t) - \left(R_L + \frac{RR_C}{R + R_C} \right) i_L(t)}{L} \\ i_C = C \frac{dv_C(t)}{dt} \Rightarrow \frac{dv_C(t)}{dt} = \frac{-v_C(t) - Ri_L(t)}{C(R + R_C)} \end{cases},$$

$$y(t) = v_o = v_C(t) \frac{R}{R_C + R} + \frac{RR_C}{R_C + R} i_L(t)$$

Por consiguiente, las matrices de estado serán:

$$\dot{x} = A_{OFF}x(t) + B_{OFF1},$$

$$\begin{bmatrix} \dot{i}_L \\ \dot{v}_C \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_L + \frac{RR_C}{R + R_C} & \frac{R}{L(R + R_C)} \\ -\frac{R}{C(R + R_C)} & -\frac{1}{C(R + R_C)} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_L \\ v_C \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \end{bmatrix},$$

$$y(t) = C_{yOFF}x(t),$$

$$y(t) = \begin{bmatrix} \frac{RR_C}{R + R_C} & \frac{1}{(R + R_C)} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_L \\ v_C \end{bmatrix},$$

Una vez extraídas las matrices de estado para cada semiperiodo, para poder expresar un modelo genérico, realizaremos una premediación del modelo y supondremos que nos encontramos en estado estacionario (el duty cycle es constante). Así pues las ecuaciones de estado quedarán como,

$$\dot{x} = Ax(t) + B_1,$$

donde :

$$\begin{aligned} A &= A_{ON}D + A_{OFF}D' & y \\ B_1 &= B_{ON1}D + B_{OFF1}D' & , \end{aligned}$$

$$\begin{bmatrix} \dot{i}_L \\ \dot{v}_C \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \left(\frac{RR_C}{R + R_C} + R_S \right) D - \left(R_L + \frac{RR_C}{R + R_C} \right) & \frac{R}{L(R + R_C)} D' \\ -\frac{R}{C(R + R_C)} D' & -\frac{1}{C(R + R_C)} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_L \\ v_C \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} VgD \\ \frac{L}{0} \end{bmatrix},$$

y la salida

$$y(t) = C_y x(t),$$

donde:

$$C_y = C_{yON} D + C_{yOFF} D'$$

$$y(t) = \begin{bmatrix} \frac{RR_C}{R+R_C} D' & \frac{R}{(R+R_C)} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_L \\ v_C \end{bmatrix},$$

Comportamiento ante perturbaciones en el control y en la salida

Una vez extraído el modelo sin tener en cuenta las posibles perturbaciones ampliaremos el análisis.

Empezaremos por ampliar el análisis a posibles **variaciones en la entrada de control** $\langle u \rangle$,

$$\text{Definimos: } \langle u \rangle = D + \hat{u} \quad \langle u' \rangle = D' - \hat{u}$$

$$i = I + \hat{i}$$

$$v = V + \hat{v}$$

donde \hat{u} , \hat{i} y \hat{v} , son las perturbaciones en el control, en la corriente de la bobina y en la tensión del condensador, respectivamente.

Extraemos el comportamiento estacionario del convertido:

$$\begin{bmatrix} 0 \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \left(\frac{RR_C}{R+R_C} + R_s \right) D - \left(R_L + \frac{RR_C}{R+R_C} \right) & \frac{R}{L(R+R_C)} D' \\ -\frac{R}{C(R+R_C)} D' & -\frac{1}{C(R+R_C)} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_L \\ v_C \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{V_g D}{L} \\ 0 \end{bmatrix}$$

Si suponemos $RC \approx 0$, para facilitar así cálculos futuros obtenemos las siguientes matrices

$$A_{U_{ss}} = \begin{bmatrix} \frac{R_s D - R_L}{L} & \frac{D'}{L} \\ -\frac{D'}{C} & -\frac{1}{CR} \end{bmatrix} \quad A_U = \begin{bmatrix} \frac{R_s \langle u \rangle - R_L}{L} & \frac{\langle u' \rangle}{L} \\ -\frac{\langle u' \rangle}{C} & -\frac{1}{CR} \end{bmatrix}$$

donde la primera matriz corresponde a la matriz de control en estado estacionario, y la segunda la matriz de control ante perturbaciones del control.

De la segunda matriz extraemos las siguientes ecuaciones:

$$g_1(x) = \frac{di_L}{dt} = -\frac{R_s \langle u \rangle + R_L}{L} i + \frac{\langle 1-u \rangle}{L} v + \frac{Vg \langle u \rangle}{L}$$

$$g_2(x) = \frac{dv_c}{dt} = -\frac{\langle 1-u \rangle}{C} i - \frac{1}{RC} v$$

las cuales se pueden expresar de la siguiente forma:

$$g_1(x) = \frac{di_L}{dt} = \left. \frac{\partial g_1}{\partial i} \right|_{x^*} \hat{i} + \left. \frac{\partial g_1}{\partial v} \right|_{x^*} \hat{v} + \left. \frac{\partial g_1}{\partial \langle u \rangle} \right|_{x^*} \hat{u}$$

$$g_2(x) = \frac{dv_c}{dt} = \left. \frac{\partial g_2}{\partial i} \right|_{x^*} \hat{i} + \left. \frac{\partial g_2}{\partial v} \right|_{x^*} \hat{v} + \left. \frac{\partial g_2}{\partial \langle u \rangle} \right|_{x^*} \hat{u}$$

con lo que exponemos que la ecuación en concreto es igual a su derivada parcial en el punto de equilibrio y en función de cada variable susceptible a sufrir variaciones. De esta manera obtendremos como varía i_L y v_C en función de cada una de las tres variables.

Para poder resolver las ecuaciones anteriores primero obtendremos la expresión de la corriente y la tensión en el punto de equilibrio, ya que lo necesitaremos para cálculos posteriores.

Así pues, en el punto de equilibrio tenemos:

$$0 = \frac{-R_s D - R_L}{L} I + \frac{D'}{L} V + \frac{VgD}{L}$$

$$0 = \frac{-D'}{C} I - \frac{1}{RC} V$$

de aquí operando el sistema de ecuaciones obtenemos:

$$I = \frac{V_g D}{R_s D + R_L + R D'^2}$$

$$V = -\frac{V_g R D D'}{R_s D + R_L + R D'^2}$$

Una vez obtenido los valores de I y V, vamos a resolver las derivadas parciales anteriormente definidas. En nuestro caso ya que ya conocemos el comportamiento del convertidor sin perturbaciones en el control, y es esto justamente lo que buscamos, resolveremos únicamente las derivadas parciales que tiene en cuenta las variaciones de dicho control.

Así pues:

$$\left. \frac{\partial g_1}{\partial u} \right|_{x^*} = -\left. \frac{R_s i_L + v_c}{L} \right|_{x^*} = \frac{R_s I + V}{L} = \frac{V_g D (-R_s + R D')}{L (R_s D + R_L + R D'^2)}$$

$$\left. \frac{\partial g_2}{\partial u} \right|_{x^*} = \left. \frac{i_L}{C} \right|_{x^*} = \frac{V_g D}{C (R_s D + R_L + R D'^2)}$$

Entonces solo nos falta ampliar el comportamiento del convertidor con una nueva matriz B2.

$$\begin{bmatrix} \dot{i}_L \\ \dot{v}_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \left(\frac{R R_c}{R + R_c} + R_s \right) D - \left(R_L + \frac{R R_c}{R + R_c} \right) & \frac{R}{L(R + R_c)} D' \\ -\frac{R}{C(R + R_c)} D' & -\frac{1}{C(R + R_c)} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_L \\ v_c \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{V_g D (-R_s + R D')}{L(R_s D + R_L + R D'^2)} \\ \frac{V_g D}{C(R_s D + R_L + R D'^2)} \end{bmatrix} u(t)$$

donde $u(t) = \hat{u}$

En el caso de la salida las variaciones en la entrada de control se obtendrán siguiendo el mismo desarrollo que hemos efectuado anteriormente.

Así pues partimos de la expresión de la salida sin tener en cuenta las perturbaciones del control:

$$y(t) = \begin{bmatrix} \frac{RR_c}{R+R_c} D' & \frac{R}{(R+R_c)} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_L \\ v_c \end{bmatrix}$$

así pues la salida tendrá la expresión siguiente:

$$y(t) = \frac{RR_c}{R+R_c} \langle 1-u \rangle i_L(t) + \frac{R}{R+R_c} v_c(t)$$

la cual se puede expresar también:

$$y(x) = \frac{di_L}{dt} = \frac{\partial y}{\partial i} \Big|_{x^*} \hat{i} + \frac{\partial y}{\partial v} \Big|_{x^*} \hat{v} + \frac{\partial y}{\partial \langle u \rangle} \Big|_{x^*} \hat{u}$$

en nuestro caso queremos saber el comportamiento del convertidor ante las perturbaciones en el control por lo que hemos de resolver la última de las derivadas parciales.

$$\frac{\partial y}{\partial u} \Big|_{x^*} = - \frac{RR_c}{R+R_c} i_L \Big|_{x^*} = - \frac{RR_c}{R+R_c} I = - \frac{RR_c}{R+R_c} \cdot \frac{VgD}{R_s D + R_L + RD'^2}$$

Así pues la salida del convertidor teniendo en cuenta las posibles variaciones del control será de la forma:

$$y(t) = \begin{bmatrix} \frac{RR_c}{R+R_c} D' & \frac{R}{(R+R_c)} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_L \\ v_c \end{bmatrix} + \left[\frac{-RR_c}{R+R_c} \cdot \frac{VgD}{R_s D + R_L + RD'^2} \right] u(t)$$

A continuación ampliaremos el análisis a posibles **variaciones de la carga**, modelada mediante una fuente de corriente i_{load} a la salida, la cual, una perturbación en ella, repercutirá en la impedancia de salida del convertidor.

Así pues, estudiamos el comportamiento encada semiciclo del convertidor,

T_{ON} :

$$\frac{di_L}{dt} = \frac{1}{L}(V_g - (R_L + R_S)i_L)$$

$$\frac{dv_C}{dt} = \frac{1}{C}\left(-\frac{v_C}{R + R_C} + i_{load} \frac{R}{R + R_C}\right)$$

T_{OFF} :

$$\frac{di_L}{dt} = -\frac{1}{L}\left((R_L + R_C // R)i_L - v_C \frac{R}{R + R_C} + i_{load}(R_L + R_C // R)\right)$$

$$\frac{dv_C}{dt} = \frac{1}{C}\left(-\frac{v_C}{R + R_C} - i_L \frac{R}{R + R_C} + i_{load} \frac{R}{R + R_C}\right)$$

Así pues, obteniendo una expresión general para los dos semiciclos, obtenemos una matriz B1 de la forma siguiente:

$$\dots \begin{bmatrix} R_L + \frac{RR_C}{R + R_C} \\ L \\ R \\ -\frac{R}{(R + R_C)C} \end{bmatrix} D' i_{load}$$

Una vez obtenido el comportamiento del convertidor a posibles variaciones en la carga o en control, agrupamos las expresiones en una sola, de la forma:

$$\begin{bmatrix} i_L \\ \dot{v}_C \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \left(\frac{RR_C}{R + R_C} + R_S\right)D - \left(R_L + \frac{RR_C}{R + R_C}\right) \\ L \\ -\frac{R}{C(R + R_C)}D' \\ -\frac{R}{L(R + R_C)}D' \\ 1 \\ -\frac{1}{C(R + R_C)} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_L \\ v_C \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} R_L + \frac{RR_C}{R + R_C} \\ L \\ R \\ -\frac{R}{(R + R_C)C} \end{bmatrix} w(t) + \begin{bmatrix} \frac{V_g D(-R_S + RD')}{L(R_S D + R_L + RD'^2)} \\ \frac{V_g D}{C(R_S D + R_L + RD'^2)} \end{bmatrix} u(t),$$

donde $u(t) = \hat{u}$ y $w(t) = \hat{i}_{load}$

Por su parte, y siguiendo el mismo procedimiento, la salida quedará de la siguiente forma:

$$y(t) = \left[\frac{RR_C}{R+R_C} D' \quad \frac{R}{(R+R_C)} \right] \begin{bmatrix} i_L \\ v_C \end{bmatrix} + \left[\frac{RR_C}{R+R_C} \right] w(t) + \left[\frac{-RR_C}{R+R_C} \cdot \frac{VgD}{R_S D + R_L + RD'^2} \right] \hat{u}$$

Así pues, una vez realizado el análisis teniendo en cuenta las posibles variaciones y añadiendo por último la variable x_3 ($x_3 = \int_{-\infty}^t (V_0 - V_{REF}) dt$, integral de la diferencia entre la tensión de salida i la V_{REF}), las matrices quedaran de la siguiente forma:

$$\begin{cases} \dot{x} = Ax(t) + B_1 w(t) + B_2 u(t) + B_{ref} V_{ref} \\ y(t) = C_y x(t) + D_{y1} w(t) + D_{y2}(t) u(t) \end{cases}$$

$$A = \begin{bmatrix} \frac{\left(\frac{RR_C}{R+R_C} + R_S \right) D - \left(R_L + \frac{RR_C}{R+R_C} \right)}{L} & \frac{R}{L(R+R_C)} D' & 0 \\ -\frac{R}{C(R+R_C)} D' & -\frac{1}{C(R+R_C)} & 0 \\ 0 & -1 & 0 \end{bmatrix}$$

$$B_1 = \begin{bmatrix} \frac{R_L + \frac{RR_C}{R + R_C}}{L} D' \\ -\frac{R}{(R + R_C)C} \\ 0 \end{bmatrix} \quad B_2 = \begin{bmatrix} \frac{V_g D(-R_S + RD')}{L(R_S D + R_L + RD'^2)} \\ \frac{V_g D}{C(R_S D + R_L + RD'^2)} \end{bmatrix} \quad B_{ref} = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 1 \end{bmatrix}$$

$$C_y = \begin{bmatrix} \frac{RR_C}{R + R_C} D' & \frac{R}{(R + R_C)} & 0 \end{bmatrix} \quad D_{y1} = \begin{bmatrix} \frac{RR_C}{R + R_C} \end{bmatrix}$$

$$D_{y2} = \begin{bmatrix} \frac{-RR_C}{R + R_C} \cdot \frac{V_g D}{R_S D + R_L + RD'^2} \end{bmatrix}$$

Simulación del convertidor Buck-Boost en lazo abierto.

Una vez hecho el análisis del convertidor Buck-Boost, se realizarán las mismas simulaciones que se han llevado a cabo con el convertidor simplificado.

Para ello suponemos los siguientes valores de los parámetros del circuito:

Parámetro	Valor
R	10Ω
R_{cond}	$100 \text{ m}\Omega$
R_{ind}	$300 \text{ m}\Omega$
D	0.5
V_{in}	12 V
C	$100 \mu\text{F}$
L	$100 \mu\text{L}$
$f_{comm} \cdot (T_s)$	100 kHz (10 ns)

Tabla 1. Parámetros para la simulación en lazo abierto del convertidor Buck-Boost

Simulaciones realizadas y resultados obtenidos

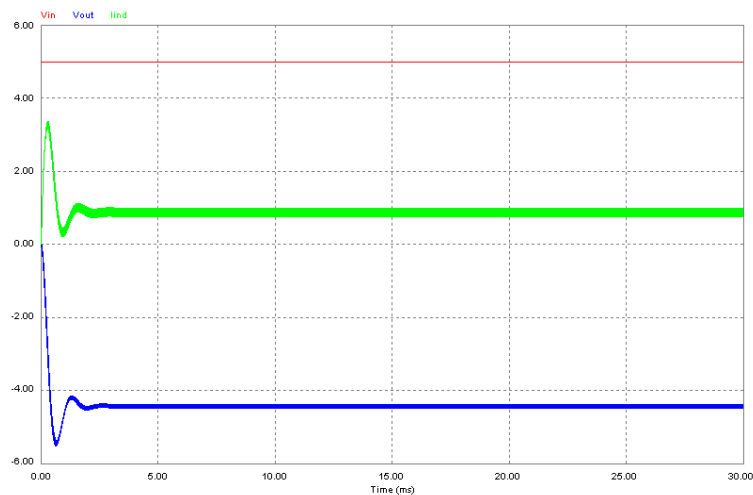
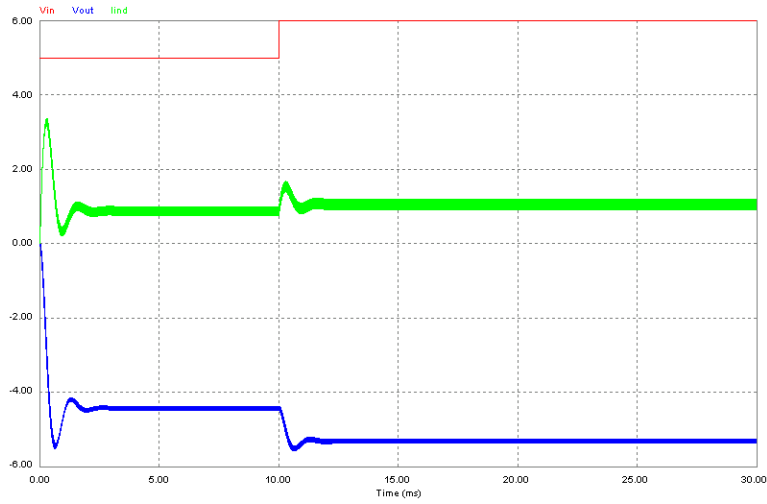
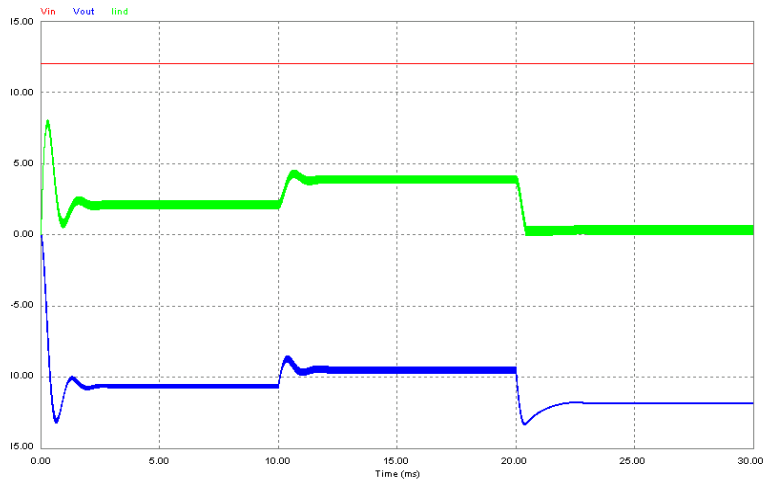
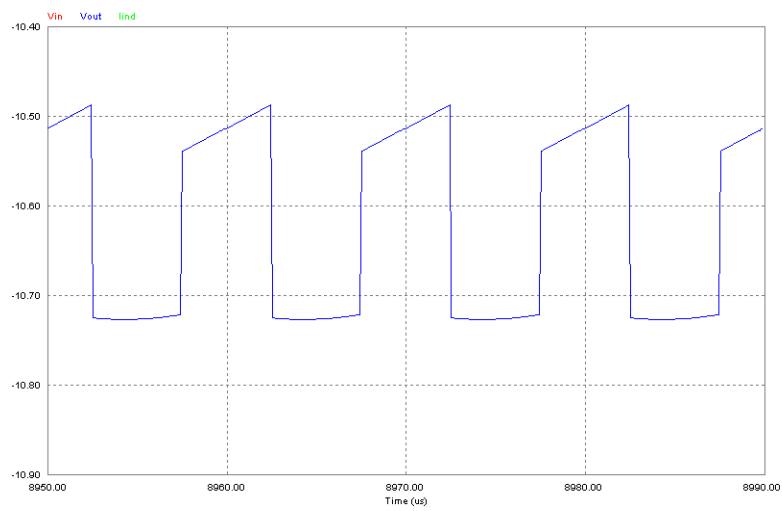


Figura 2. Comp. sin pertub.

**Figura 3. Comp. con perturb en la entrada****Figura 4. Comp. con perturb. en la carga****Figura 5. Rizado tensión de salida**

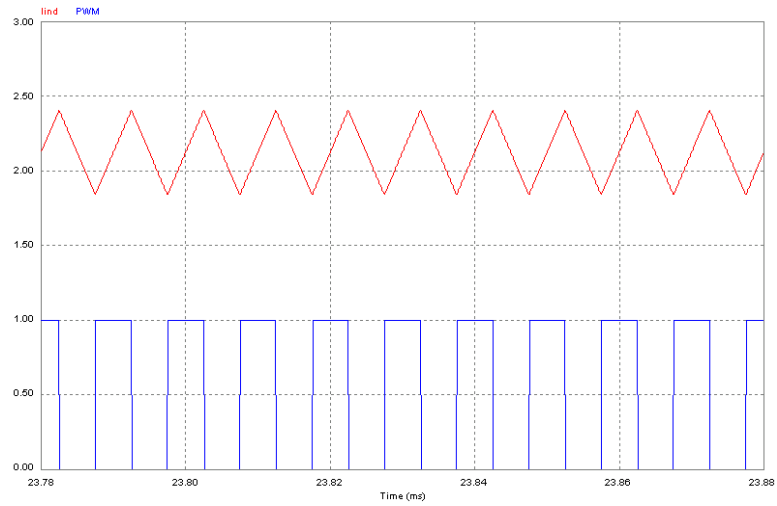


Figura 6. Intensidad en la bobina

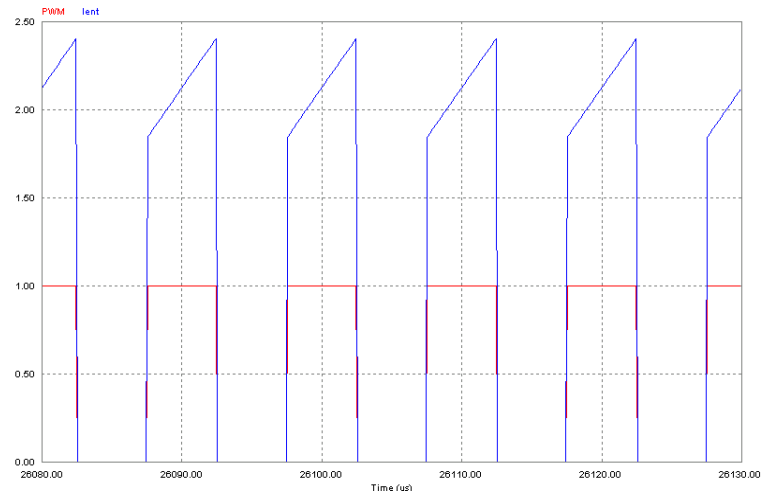


Figura 7. Intensidad en la entrada

Simulaciones realizadas y resultados obtenidos

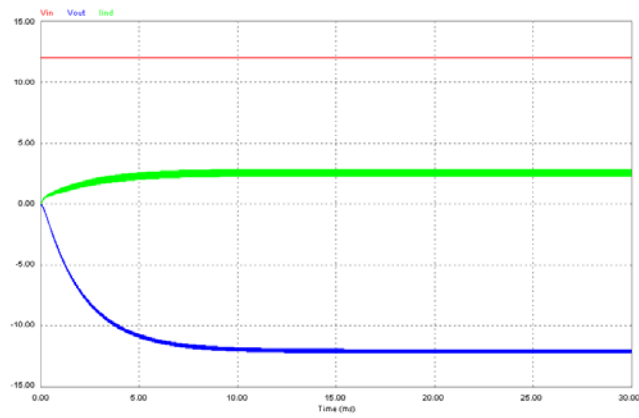


Figura 9. Comp. sin perturb.

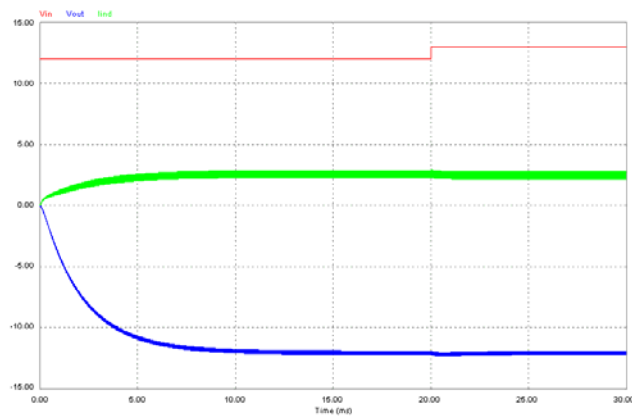


Figura 10. Comp. con perturb en la entrada

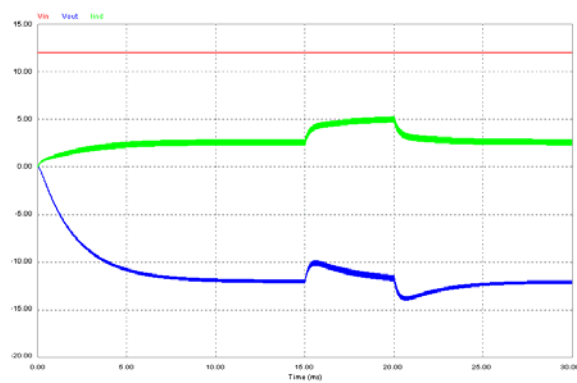


Figura 11. Comp. con perturb. en la carga

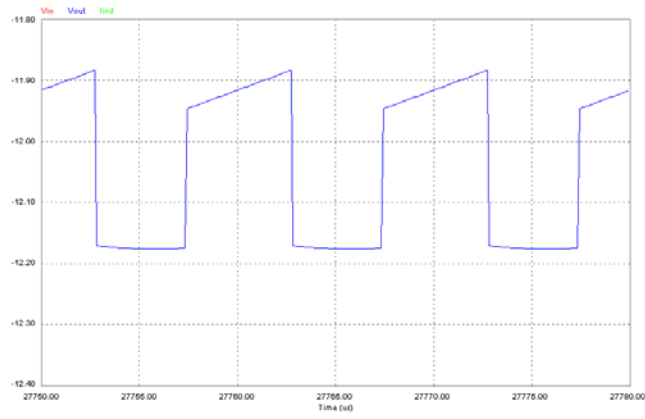


Figura 12. Rizado tensión de salida

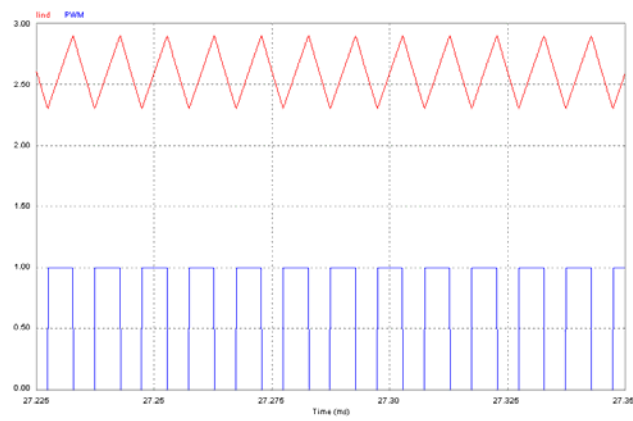


Figura 13. Intensidad en la bobina

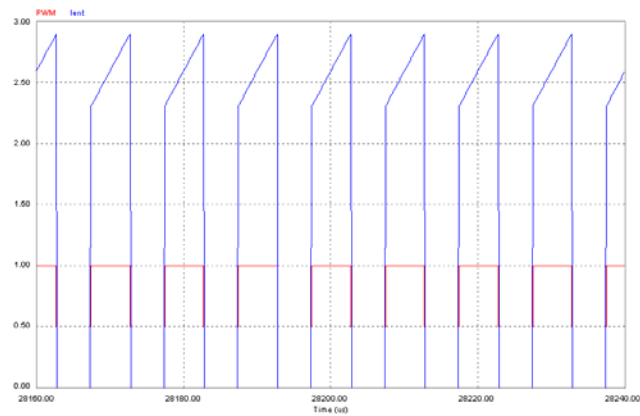
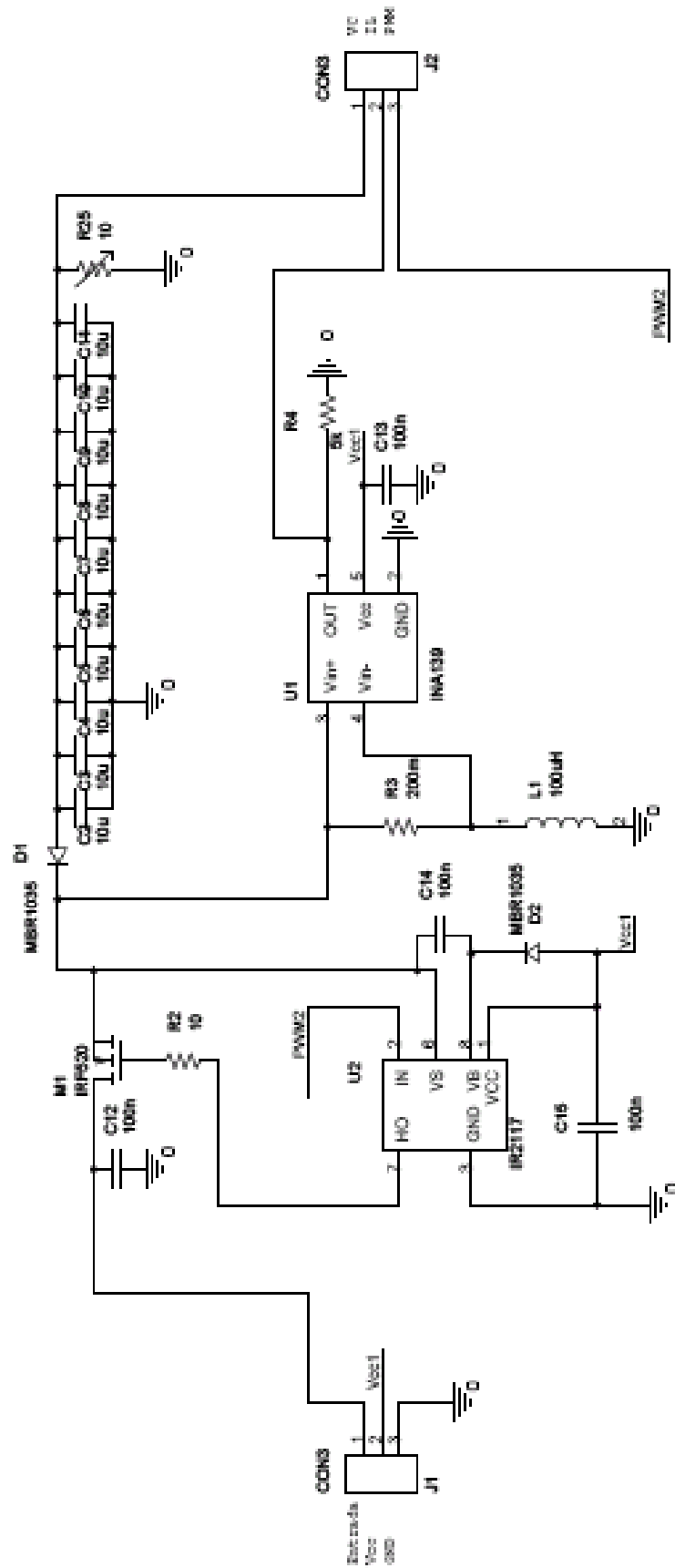


Figura 14. Intensidad en la entrada

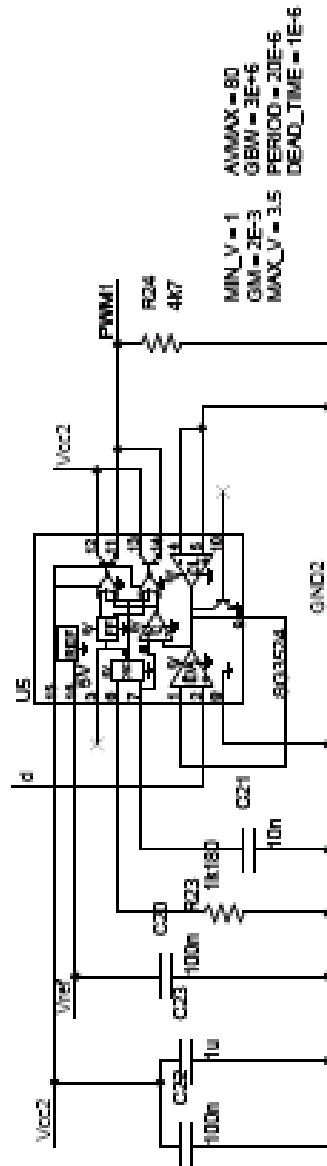
Con lo que se puede extraer la conclusión que el control hallado funciona correctamente en un convertidor donde no se desprecian las resistencias parásitas del condensador y la bobina, aun sabiendo que el control está extraído a partir del modelo simplificado de dicho convertidor.

ANEXO 2: Esquemas Definitivos del convertidor y control LMI

Convertidor CC-CC Buck- Boost



Módulo PWM



ANEXO 3: Datasheets de los componentes utilizados.

INA 139 Current Shunt Monitor.



INA139
INA169

SBOS191C - DECEMBER 2000 - REVISED JULY 2004

High-Side Measurement CURRENT SHUNT MONITOR

FEATURES

- COMPLETE UNIPOLAR HIGH-SIDE CURRENT MEASUREMENT CIRCUIT
- WIDE SUPPLY AND COMMON-MODE RANGE
- INA139: 2.7V to 40V
- INA169: 2.7V to 60V
- INDEPENDENT SUPPLY AND INPUT COMMON-MODE VOLTAGES
- SINGLE RESISTOR GAIN SET
- LOW QUIESCENT CURRENT (60µA typ)
- SOT23-5 PACKAGE

APPLICATIONS

- CURRENT SHUNT MEASUREMENT: Automotive, Telephone, Computers
- PORTABLE AND BATTERY-BACKUP SYSTEMS
- BATTERY CHARGERS
- POWER MANAGEMENT
- CELL PHONES
- PRECISION CURRENT SOURCE

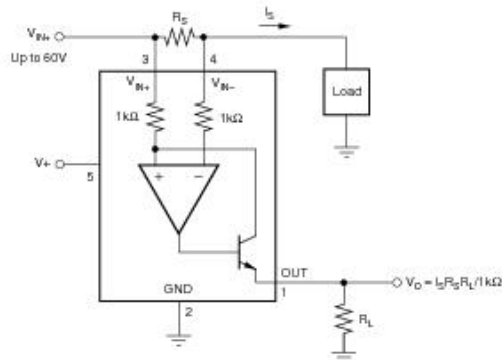
DESCRIPTION

The INA139 and INA169 are high-side, unipolar, current shunt monitors. Wide input common-mode voltage range, high-speed, low quiescent current, and tiny SOT23 packaging enable use in a variety of applications.

Input common-mode and power-supply voltages are independent and can range from 2.7V to 40V for the INA139 and 2.7V to 60V for the INA169. Quiescent current is only 60µA, which permits connecting the power supply to either side of the current measurement shunt with minimal error.

The device converts a differential input voltage to a current output. This current is converted back to a voltage with an external load resistor that sets any gain from 1 to over 100. Although designed for current shunt measurement, the circuit invites creative applications in measurement and level shifting.

Both the INA139 and INA169 are available in SOT23-5 packages and are specified for the -40°C to +85°C industrial temperature range.



Please be aware that an important notice concerning availability, standard warranty, and use in critical applications of Texas Instruments semiconductor products and disclaimers thereto appears at the end of this data sheet.

PRODUCTION DATA information is current as of publication date. Products conform to specifications per the terms of Texas Instruments standard warranty. Production processing does not necessarily include testing of all parameters.

TEXAS
INSTRUMENTS
www.ti.com

Copyright © 2000-2004, Texas Instruments Incorporated

PACKAGE/ORDERING INFORMATION⁽¹⁾

PRODUCT	PACKAGE-LEAD	PACKAGE DESIGNATOR	SPECIFIED TEMPERATURE RANGE	PACKAGE MARKING	ORDERING NUMBER	TRANSPORT MEDIA, QUANTITY
INA139	SOT23-5 Surface-Mount	DBV	-40°C to +85°C	E89	INA139NA/250	Tape and Reel, 250
INA139	"	"	"	"	INA139NA/3K	Tape and Reel, 3000
INA169	SOT23-5 Surface-Mount	DBV	-40°C to +85°C	A69	INA169NA/250	Tape and Reel, 250
INA169	"	"	"	"	INA169NA/3K	Tape and Reel, 3000

NOTE: (1) For the most current package and ordering information, see the Package Option Addendum located at the end of this data sheet.

ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS⁽¹⁾

Supply Voltage, V _s	
INA139	-0.3V to 60V
INA169	-0.3V to 75V
Analog Inputs, V _{IN+} , V _{IN-}	
INA139	
Common Mode	-0.3V to 60V
Differential (V _{IN+}) - (V _{IN-})	-40V to 2V
INA169	
Common Mode	-0.3V to 75V
Differential (V _{IN+}) - (V _{IN-})	-40V to 2V
Analog Output, Out	-0.3V to 40V
Operating Temperature	-55°C to +125°C
Storage Temperature	-65°C to +125°C
Junction Temperature	+150°C
Lead Temperature (soldering, 10s)	+300°C

NOTE: (1) Stresses above these ratings may cause permanent damage. Exposure to absolute maximum conditions for extended periods may degrade device reliability. These are stress ratings only, and functional operation of the device at these or any other conditions beyond those specified is not implied.

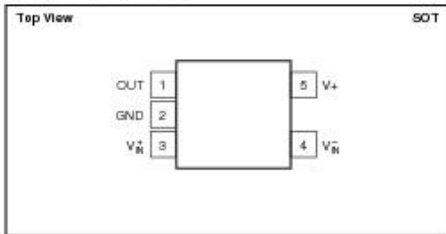


ELECTROSTATIC DISCHARGE SENSITIVITY

This integrated circuit can be damaged by ESD. Texas Instruments recommends that all integrated circuits be handled with appropriate precautions. Failure to observe proper handling and installation procedures can cause damage.

ESD damage can range from subtle performance degradation to complete device failure. Precision integrated circuits may be more susceptible to damage because very small parametric changes could cause the device not to meet its published specifications.

PIN CONFIGURATION



ELECTRICAL CHARACTERISTICS

At $T_A = -40^{\circ}\text{C}$ to $+85^{\circ}\text{C}$, $V_S = 5\text{V}$, $V_{IN+} = 12\text{V}$, and $R_{OUT} = 25\text{k}\Omega$, unless otherwise noted.

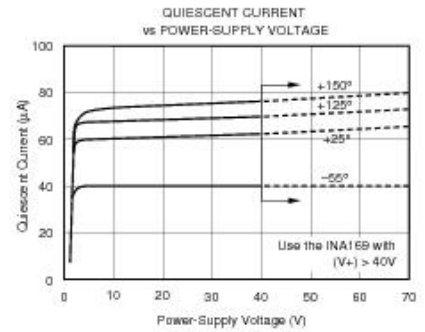
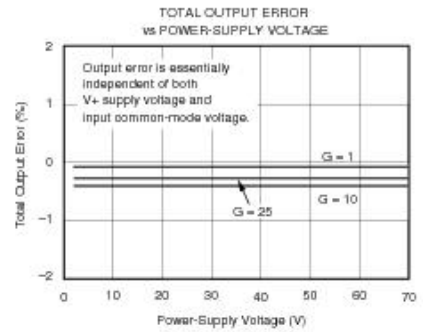
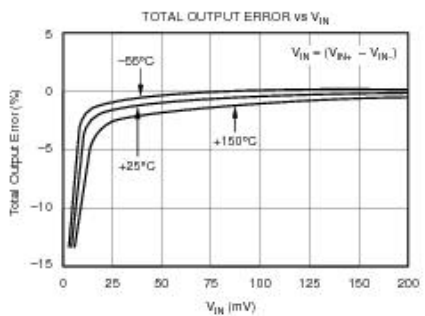
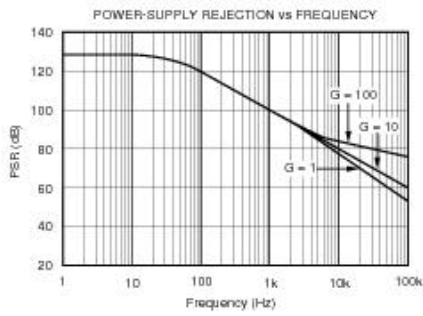
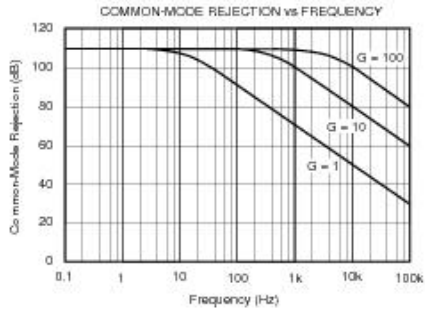
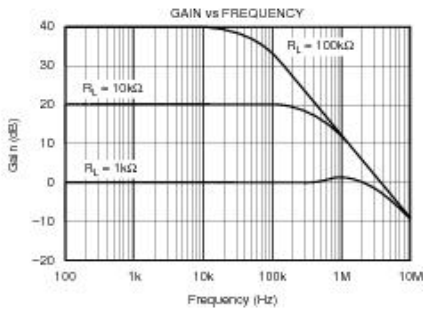
PARAMETER	CONDITION	INA139NA			INA109NA			UNITS
		MIN	TYP	MAX	MIN	TYP	MAX	
INPUT								
Full-Scale Sense Voltage	$V_{SENSE} = (V_{IN+}) - (V_{IN-})$		100	500	*	*	*	mV
Common-Mode Input Range		2.7		40	*		60	V
Common-Mode Rejection	$V_{IN+} = 2.7\text{V to }40\text{V}$, $V_{SENSE} = 50\text{mV}$ $V_{IN+} = 2.7\text{V to }60\text{V}$, $V_{SENSE} = 50\text{mV}$	100	115			120		dB
Offset Voltage ⁽¹⁾ RTI vs Temperature	T_{MIN} to T_{MAX}		± 0.2	± 1		*	*	mV
vs Power Supply, $V+$	$V- = 2.7\text{V to }40\text{V}$, $V_{SENSE} = 50\text{mV}$		0.5	10		*		$\mu\text{V}/\text{V}$
Input Bias Current	$V- = 2.7\text{V to }60\text{V}$, $V_{SENSE} = 50\text{mV}$		10			0.1	10	$\mu\text{V}/\text{V}$ μA
OUTPUT								
Transconductance vs Temperature	$V_{SENSE} = 10\text{mV} - 150\text{mV}$ $V_{SENSE} = 100\text{mV}$	950	1000	1010	*	*	*	$\mu\text{A}/\text{V}$ $\text{nA}/^{\circ}\text{C}$
Nonlinearity Error	$V_{SENSE} = 10\text{mV to }150\text{mV}$		± 0.01	± 0.1	*	*	*	%
Total Output Error	$V_{SENSE} = 100\text{mV}$		± 0.5	± 2	*	*	*	%
Output Impedance			1 5			*		$\text{G}\Omega$, μF
Voltage Output Swing to Power Supply, $V+$			$(V+) - 0.9$	$(V+) - 1.2$	*	*	*	V
Swing to Common Mode, V_{CM}			$V_{CM} - 0.6$	$V_{CM} - 1.0$	*	*	*	V
FREQUENCY RESPONSE								
Bandwidth	$R_{OUT} = 10\text{k}\Omega$ $R_{OUT} = 20\text{k}\Omega$		440 220			*		kHz kHz
Settling Time (0.1%)	5V Step, $R_{OUT} = 10\text{k}\Omega$ 5V Step, $R_{OUT} = 20\text{k}\Omega$		2.5 5.0			*		μs μs
NOISE								
Output-Current Noise Density			20			*		$\text{pA}/\sqrt{\text{Hz}}$
Total Output-Current Noise	$\text{BW} = 100\text{kHz}$		7			*		nA RMS
POWER SUPPLY								
Operating Range, $V+$		2.7		40	*		60	V
Quiescent Current	$V_{SENSE} = 0$, $I_D = 0$		60	125		*	*	μA
TEMPERATURE RANGE								
Specification, T_{MIN} to T_{MAX}		-40		85	*		*	$^{\circ}\text{C}$
Operating		-25		125	*		*	$^{\circ}\text{C}$
Storage		-65		150	*		*	$^{\circ}\text{C}$
Thermal Resistance R_{JA}			200			*		$^{\circ}\text{C}/\text{W}$

* Specification same as for the INA139NA.

NOTE: (1) Defined as the amount of input voltage, V_{SENSE} , to drive the output to zero.

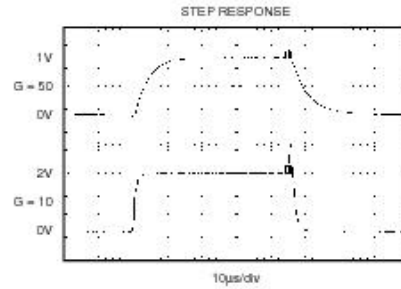
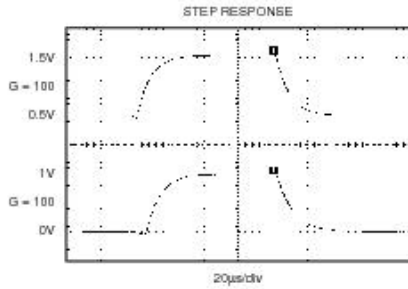
TYPICAL CHARACTERISTICS

At $T_A = +25^\circ\text{C}$, $V_+ = 5\text{V}$, $V_{CM} = 12\text{V}$, and $R_L = 25\text{k}\Omega$, unless otherwise noted.



TYPICAL CHARACTERISTICS (Cont.)

At $T_A = +25^\circ\text{C}$, $V_+ = 5\text{V}$, $V_{IN+} = 12\text{V}$, and $R_L = 25\text{k}\Omega$, unless otherwise noted.



OPERATION

Figure 1 shows the basic circuit diagram for both the INA139 and the INA169. Load current, I_S , is drawn from the supply, V_S , through the shunt resistor, R_S . The voltage drop in the shunt resistor, V_S , is forced across R_{G1} by the internal op amp, causing current to flow into the collector of Q1. The external resistor, R_L , converts the output current to a voltage, V_{OUT} , at the OUT pin.

The transfer function for the INA139 is:

$$I_O = g_m (V_{IN+}) - (V_{IN-}) \tag{1}$$

$$\text{where } g_m = 1000\mu\text{A/V} \tag{2}$$

In the circuit of Figure 1, the input voltage, $(V_{IN+}) - (V_{IN-})$, is equal to $I_S \cdot R_S$ and the output voltage, V_{OUT} , is equal to $I_O \cdot R_L$. The transconductance, g_m , of the INA139 is $1000\mu\text{A/V}$. The complete transfer function for the current measurement amplifier in this application is:

$$V_{OUT} = (I_S) (R_S) (1000\mu\text{A/V}) (R_L) \tag{3}$$

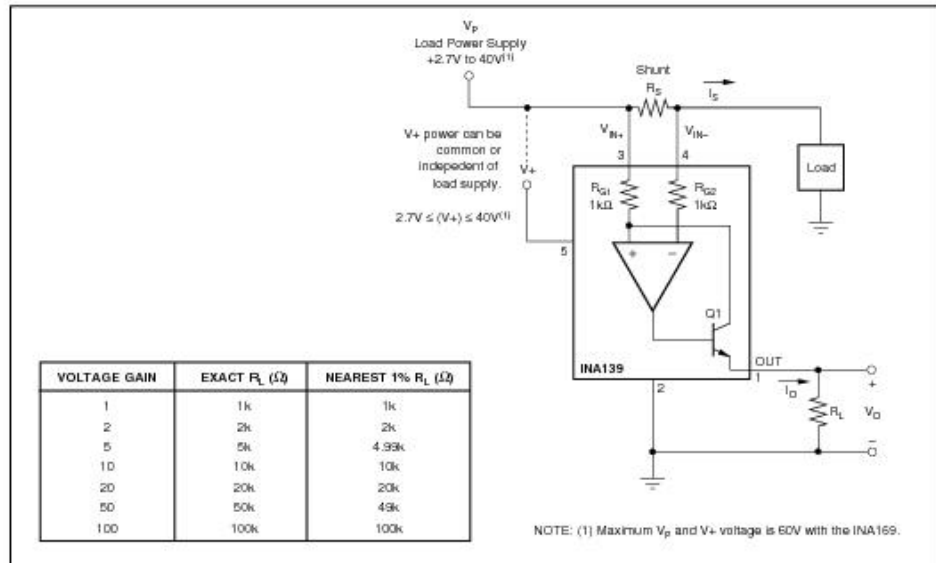


FIGURE 1. Basic Circuit Connections.

INA139, INA169
SBO6181C



The maximum differential input voltage for accurate measurements is 0.5V, which produces a 500µA output current. A differential input voltage of up to 2V will not cause damage. Differential measurements (pins 3 and 4) must be unipolar with a more-positive voltage applied to pin 3. If a more-negative voltage is applied to pin 3, the output current (I_O) is zero, but will not cause damage.

BASIC CONNECTION

Figure 1 shows the basic connection of the INA139. The input pins, V_{IN+} and V_{IN-} , must be connected as closely as possible to the shunt resistor to minimize any resistance in series with the shunt resistance. The output resistor, R_L , is shown connected between pin 1 and ground. Best accuracy is achieved with the output voltage measured directly across R_L . This is especially important in high-current systems where load current can flow in the ground connections, affecting the measurement accuracy.

No power-supply bypass capacitors are required for stability of the INA139. However, applications with noisy or high-impedance power supplies can require decoupling capacitors to reject power-supply noise; connect the bypass capacitors close to the device pins.

POWER SUPPLIES

The input circuitry of the INA139 can accurately measure beyond its power-supply voltage, $V+$. For example, the $V+$ power supply can be 5V whereas the load power-supply voltage is up to +36V (or +60V with the INA169). However, the output voltage range of the OUT terminal (pin 1) is limited by the lesser of the two voltages (see the Output Voltage Range section).

SELECTING R_S AND R_L

The value chosen for the shunt resistor, R_S , depends on the application and is a compromise between small-signal accuracy and maximum permissible voltage loss in the measurement line. High values of R_S provide better accuracy at lower currents by minimizing the effects of offset, whereas low values of R_S minimize voltage loss in the supply line. For most applications, best performance is attained with an R_S value that provides a full-scale shunt voltage of 50mV to 100mV; maximum input voltage for accurate measurements is 500mV.

R_L is chosen to provide the desired full-scale output voltage. The output impedance of the INA139 OUT terminal is very high, which permits using values of R_L up to 100kΩ with excellent accuracy. The input impedance of any additional circuitry at the output must be much higher than the value of R_L to avoid degrading accuracy.

Some Analog-to-Digital (A/D) converters have input impedances that will significantly affect measurement gain. The input impedance of the A/D converter can be included as part of the effective R_L if its input can be modeled as a resistor to ground. Alternatively, an op amp can be used to buffer the A/D converter input, as shown in Figure 2, see Figure 1 for recommended values of R_L .

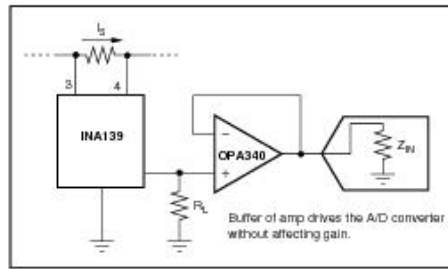


FIGURE 2. Buffering Output to Drive the A/D Converter.

OUTPUT VOLTAGE RANGE

The output of the INA139 is a current that is converted to a voltage by the load resistor, R_L . The output current remains accurate within the *compliance voltage range* of the output circuitry. The shunt voltage and the input common-mode and power-supply voltages limit the maximum possible output swing. The maximum output voltage compliance is limited by the lower of the two equations below:

$$V_{OUT\ MAX} = (V+) - 0.7V - (V_{IN+} - V_{IN-}) \quad (4)$$

or

$$V_{OUT\ MAX} = (V_{IN-}) - 0.5V \quad (5)$$

(whichever is lower)

BANDWIDTH

Measurement bandwidth is affected by the value of the load resistor, R_L . High gain produced by high values of R_L will yield a narrower measurement bandwidth (see the Typical Characteristics). For widest possible bandwidth, keep the capacitive load on the output to a minimum.

If bandwidth limiting (filtering) is desired, a capacitor can be added to the output, as shown in Figure 3, which will not cause instability.

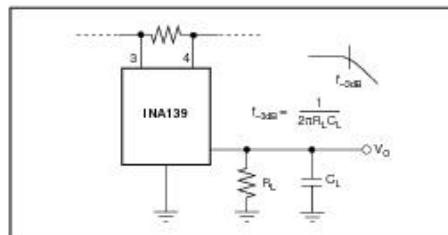


FIGURE 3. Output Filter.

APPLICATIONS

The INA139 is designed for current shunt measurement circuits (see Figure 1), but its basic function is useful in a wide range of circuitry. A creative engineer will find many unforeseen uses in measurement and level shifting circuits. A few ideas are illustrated in Figures 4 through 7.

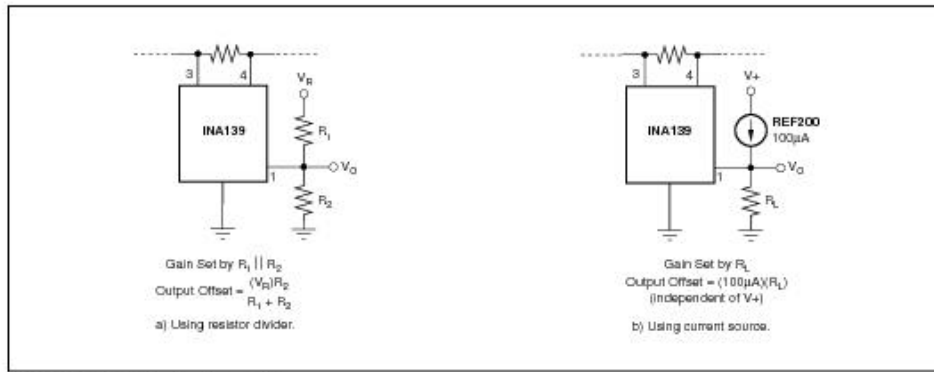


FIGURE 4. Offsetting the Output Voltage.

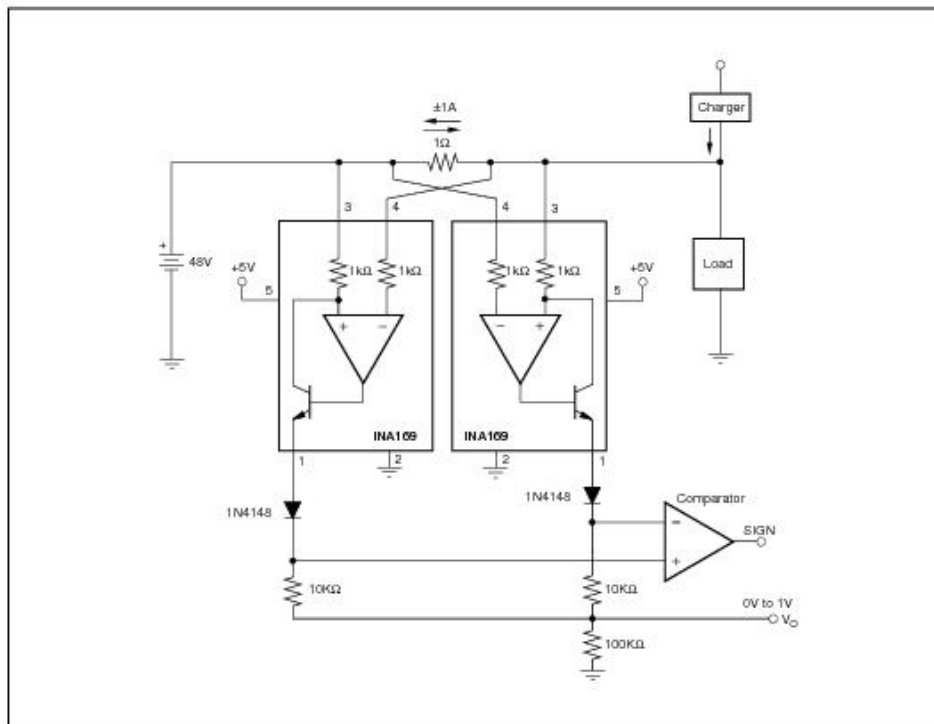


FIGURE 5. Bipolar Current Measurement.

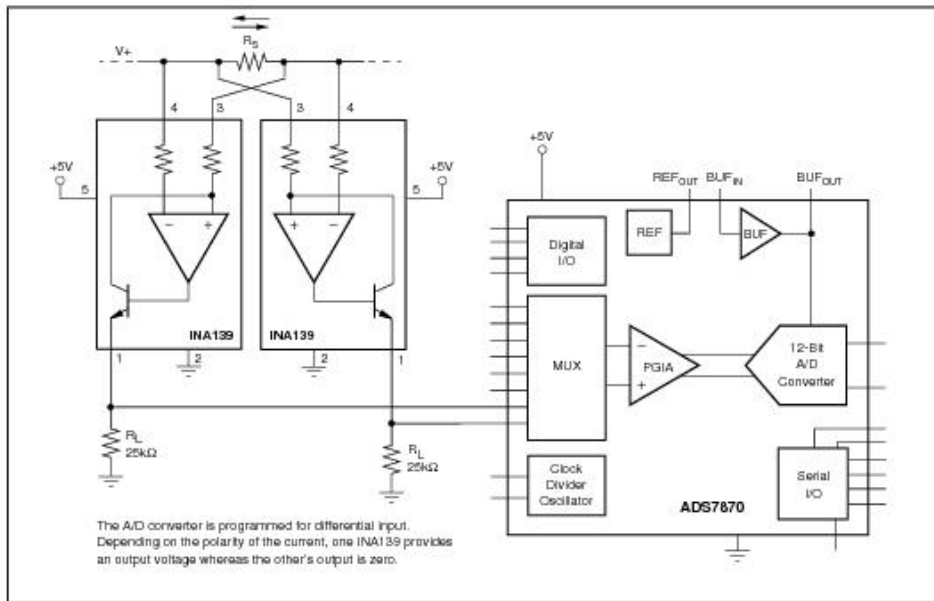


FIGURE 6. Bipolar Current Measurement Using a Differential Input of the A/D Converter.

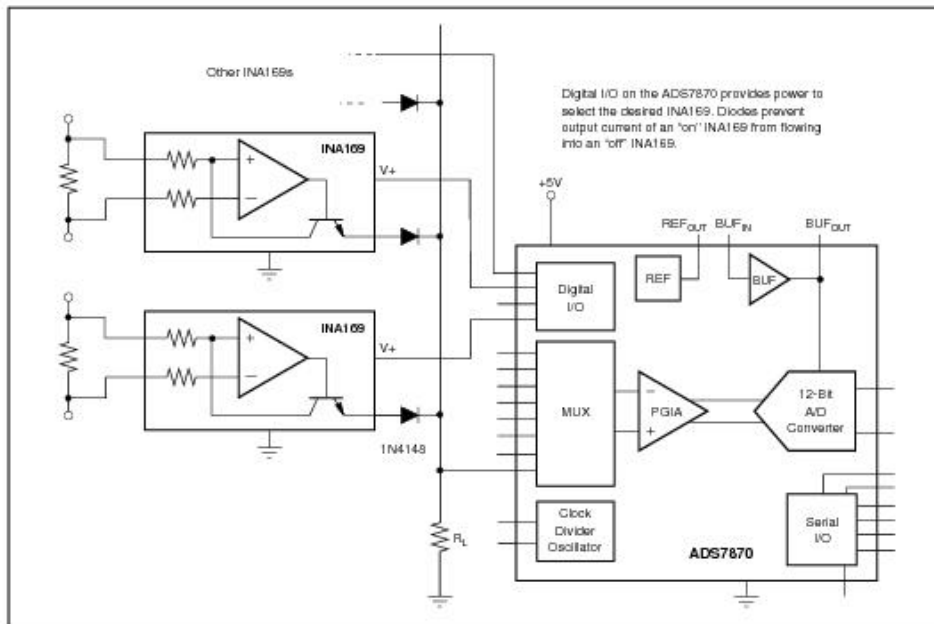


FIGURE 7. Multiplexed Measurement Using Logic Signal for Power.



PACKAGE OPTION ADDENDUM

17-Oct-2005

PACKAGING INFORMATION

Orderable Device	Status ⁽¹⁾	Package Type	Package Drawing	Pins	Package Qty	Eco Plan ⁽²⁾	Lead/Ball Finish	MSL Peak Temp ⁽³⁾
INA139NA/250	ACTIVE	SOT-23	DBV	5	250	TBD	CU NIPDAU	Level-2-240C-1 YEAR
INA139NA/3K	ACTIVE	SOT-23	DBV	5	3000	TBD	CU NIPDAU	Level-2-240C-1 YEAR
INA139NA/3KG4	ACTIVE	SOT-23	DBV	5	3000	Green (RoHS & no Sb/Br)	CU NIPDAU	Level-2-260C-1 YEAR
INA169NA/250	ACTIVE	SOT-23	DBV	5	250	TBD	CU NIPDAU	Level-2-240C-1 YEAR
INA169NA/3K	ACTIVE	SOT-23	DBV	5	3000	TBD	CU NIPDAU	Level-2-240C-1 YEAR
INA169NA/3KG4	ACTIVE	SOT-23	DBV	5	3000	Green (RoHS & no Sb/Br)	CU NIPDAU	Level-2-260C-1 YEAR

⁽¹⁾ The marketing status values are defined as follows:

ACTIVE: Product device recommended for new designs.

LIFEBUY: TI has announced that the device will be discontinued, and a lifetime-buy period is in effect.

NRND: Not recommended for new designs. Device is in production to support existing customers, but TI does not recommend using this part in a new design.

PREVIEW: Device has been announced but is not in production. Samples may or may not be available.

OBSOLETE: TI has discontinued the production of the device.

⁽²⁾ Eco Plan - The planned eco-friendly classification: Pb-Free (RoHS) or Green (RoHS & no Sb/Br) - please check <http://www.ti.com/productcontent> for the latest availability information and additional product content details.

TBD: The Pb-Free/Green conversion plan has not been defined.

Pb-Free (RoHS): TI's terms "Lead-Free" or "Pb-Free" mean semiconductor products that are compatible with the current RoHS requirements for all 6 substances, including the requirement that lead not exceed 0.1% by weight in homogeneous materials. Where designed to be soldered at high temperatures, TI Pb-Free products are suitable for use in specified lead-free processes.

Green (RoHS & no Sb/Br): TI defines "Green" to mean Pb-Free (RoHS compatible), and free of Bromine (Br) and Antimony (Sb) based flame retardants (Br or Sb do not exceed 0.1% by weight in homogeneous material)

⁽³⁾ MSL, Peak Temp. -- The Moisture Sensitivity Level rating according to the JEDEC industry standard classifications, and peak solder temperature.

Important Information and Disclaimer: The information provided on this page represents TI's knowledge and belief as of the date that it is provided. TI bases its knowledge and belief on information provided by third parties, and makes no representation or warranty as to the accuracy of such information. Efforts are underway to better integrate information from third parties. TI has taken and continues to take reasonable steps to provide representative and accurate information but may not have conducted destructive testing or chemical analysis on incoming materials and chemicals. TI and TI suppliers consider certain information to be proprietary, and thus CAS numbers and other limited information may not be available for release.

In no event shall TI's liability arising out of such information exceed the total purchase price of the TI part(s) at issue in this document sold by TI to Customer on an annual basis.

IR2117 Single Channel Driver.

International
IR Rectifier

Data Sheet No. PD60146 Rev N

IR2117(S)/IR2118(S) & (PbF)

SINGLE CHANNEL DRIVER

Features

- Floating channel designed for bootstrap operation
Fully operational to +600V
Tolerant to negative transient voltage
dV/dt immune
- Gate drive supply range from 10 to 20V
- Undervoltage lockout
- CMOS Schmitt-triggered inputs with pull-down
- Output in phase with input (IR2117) or out of phase with input (IR2118)
- Also available LEAD-FREE

Description

The IR2117/IR2118(S) is a high voltage, high speed power MOSFET and IGBT driver. Proprietary HVIC and latch immune CMOS technologies enable ruggedized monolithic construction. The logic input is compatible with standard CMOS outputs. The output driver features a high pulse current buffer stage designed for minimum cross-conduction. The floating channel can be used to drive an N-channel power MOSFET or IGBT in the high or low side configuration which operates up to 600 volts.

Product Summary

V _{OFFSET}	600V max.
I _{O+/-}	200 mA / 420 mA
V _{OUT}	10 - 20V
t _{on/off} (typ.)	125 & 105 ns

Packages

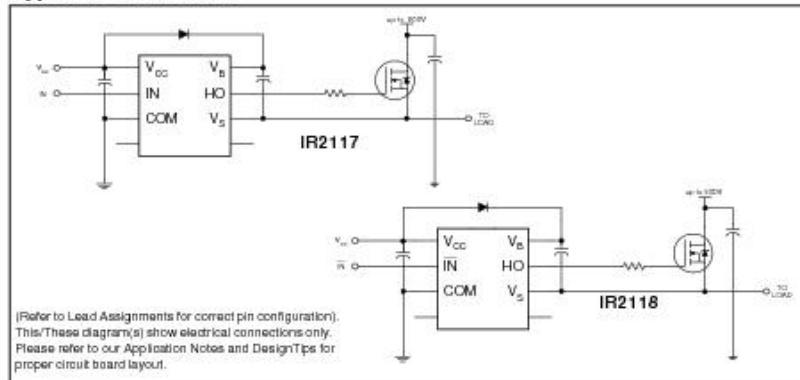


8-Lead PDIP
IR2117/IR2118



8-Lead SOIC
IR2117S/IR2118S

Typical Connection



www.irf.com

1

IR2117(S)/IR2118(S) & (PbF)

International
IR Rectifier

Absolute Maximum Ratings

Absolute maximum ratings indicate sustained limits beyond which damage to the device may occur. All voltage parameters are absolute voltages referenced to COM. The thermal resistance and power dissipation ratings are measured under board mounted and still air conditions. Additional information is shown in Figures 5 through 8.

Symbol	Definition	Min.	Max.	Units	
V_B	High side floating supply voltage	-0.3	625	V	
V_S	High side floating supply offset voltage	$V_B - 25$	$V_B + 0.3$		
V_{HO}	High side floating output voltage	$V_S - 0.3$	$V_B + 0.3$		
V_{CC}	Logic supply voltage	-0.3	25		
V_{IN}	Logic input voltage	-0.3	$V_{CC} + 0.3$		
dV_S/dt	Allowable offset supply voltage transient (figure 2)	—	50	V/ns	
P_D	Package power dissipation @ $T_A \leq +25^\circ\text{C}$	(8 lead PDIP)	—	1.0	W
		(8 lead SOIC)	—	0.625	
R_{thJA}	Thermal resistance, junction to ambient	(8 lead PDIP)	—	125	$^\circ\text{C}/\text{W}$
		(8 lead SOIC)	—	200	
T_J	Junction temperature	—	150	$^\circ\text{C}$	
T_S	Storage temperature	-55	150		
T_L	Lead temperature (soldering, 10 seconds)	—	300		

Recommended Operating Conditions

The input/output logic timing diagram is shown in figure 1. For proper operation the device should be used within the recommended conditions. The V_S offset rating is tested with all supplies biased at 15V differential.

Symbol	Definition	Min.	Max.	Units
V_B	High side floating supply absolute voltage	$V_S + 10$	$V_S + 20$	V
V_S	High side floating supply offset voltage	Note 1	600	
V_{HO}	High side floating output voltage	V_S	V_B	
V_{CC}	Logic supply voltage	10	20	
V_{IN}	Logic input voltage	0	V_{CC}	
T_A	Ambient temperature	-40	125	$^\circ\text{C}$

Note 1: Logic operational for V_S of -5 to +600V. Logic state held for V_S of -5V to $-V_{BS}$. (Please refer to the Design Tip DT97-3 for more details).

Infineon Technologies
IR Rectifier

IR2117(S)/IR2118(S) & (PbF)

Dynamic Electrical Characteristics

V_{BIAS} (V_{CC} , V_{BS}) = 15V, C_L = 1000 pF and T_A = 25°C unless otherwise specified. The dynamic electrical characteristics are measured using the test circuit shown in Figure 3.

Symbol	Definition	Min.	Typ.	Max.	Units	Test Conditions
t_{on}	Turn-on propagation delay	—	125	200	ns	$V_S = 0V$
t_{off}	Turn-off propagation delay	—	105	180		$V_S = 600V$
t_r	Turn-on rise time	—	80	130		
t_f	Turn-off fall time	—	40	65		

Static Electrical Characteristics

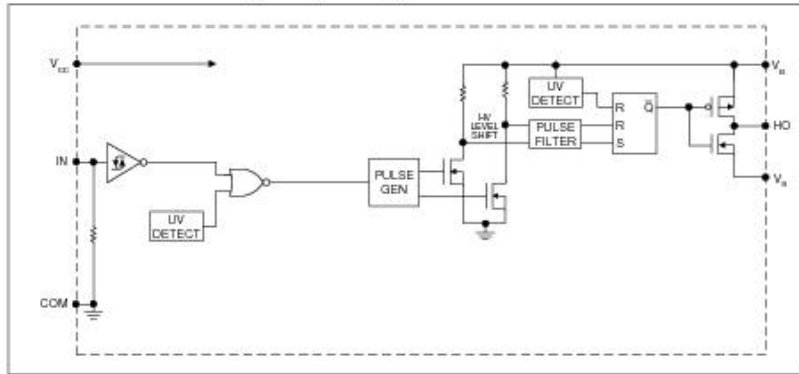
V_{BIAS} (V_{CC} , V_{BS}) = 15V and T_A = 25°C unless otherwise specified. The V_{IN} , V_{TH} and I_{IN} parameters are referenced to COM. The V_O and I_O parameters are referenced to COM and are applicable to the respective output leads: HO or LO.

Symbol	Definition	Min.	Typ.	Max.	Units	Test Conditions
V_{IH}	Input voltage - logic '1' (IR2117) logic '0' (IR2118)	9.5	—	—	V	
V_{IL}	Input voltage - logic '0' (IR2117) logic '1' (IR2118)	—	—	6.0		
V_{OH}	High level output voltage, $V_{BIAS} - V_O$	—	—	100	mV	$I_O = 0A$
V_{OL}	Low level output voltage, V_O	—	—	100		$I_O = 0A$
I_{LK}	Offset supply leakage current	—	—	50	μA	$V_B = V_S = 600V$
I_{QBS}	Quiescent V_{BS} supply current	—	50	240		$V_{IN} = 0V$ or V_{CC}
I_{QCC}	Quiescent V_{CC} Supply Current	—	70	340		$V_{IN} = 0V$ or V_{CC}
I_{IN+}	Logic '1' input bias current (IR2117) (IR2118)	—	20	40		$V_{IN} = V_{CC}$
I_{IN-}	Logic '0' input bias current (IR2117) (IR2118)	—	—	1.0	$V_{IN} = 0V$ $V_{IN} = V_{CC}$	
V_{BSUV+}	V_{BS} supply undervoltage positive going threshold	7.6	8.6	9.6	V	
V_{BSUV-}	V_{BS} supply undervoltage negative going threshold	7.2	8.2	9.2		
V_{CCUV+}	V_{CC} supply undervoltage positive going threshold	7.6	8.6	9.6		
V_{CCUV-}	V_{CC} supply undervoltage negative going threshold	7.2	8.2	9.2		
I_{OH}	Output high short circuit pulsed current	200	250	—	mA	$V_O = 0V$ $V_{IN} = \text{Logic '1'}$ $PW \leq 10 \mu s$
I_{OL}	Output low short circuit pulsed current	420	500	—		$V_O = 15V$ $V_{IN} = \text{Logic '0'}$ $PW \leq 10 \mu s$

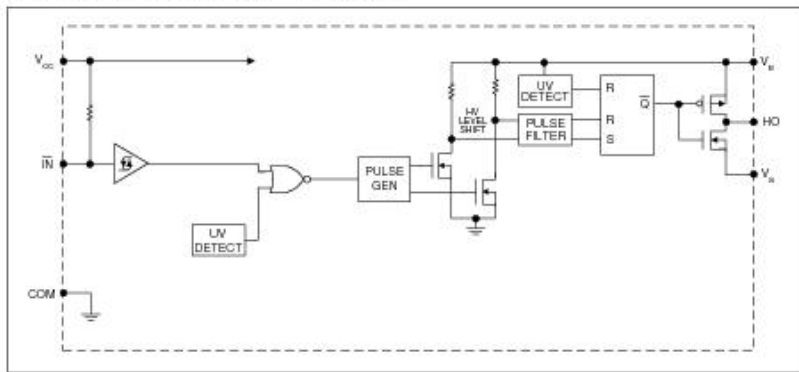
IR2117(S)/IR2118(S) & (PbF)


International
IR Rectifier

Functional Block Diagram (IR2117)



Functional Block Diagram (IR2118)



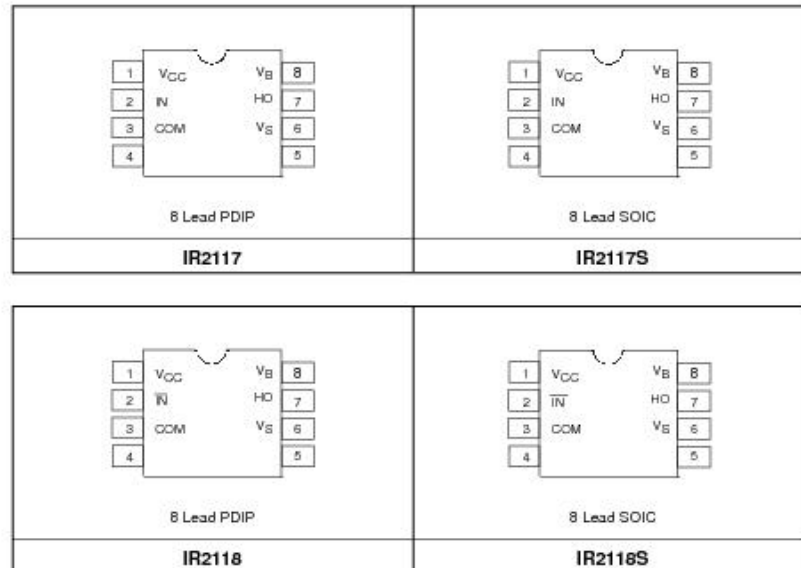
Infineon Technologies
 Rectifier

IR2117(S)/IR2118(S) & (PbF)

Lead Definitions

Symbol	Description
V _{CC}	Logic and gate drive supply
IN	Logic input for gate driver output (HO), in phase with HO (IR2117)
$\overline{\text{IN}}$	Logic input for gate driver output (HO), out of phase with HO (IR2118)
COM	Logic ground
V _B	High side floating supply
HO	High side gate drive output
V _S	High side floating supply return

Lead Assignments



IR2117(S)/IR2118(S) & (PbF)

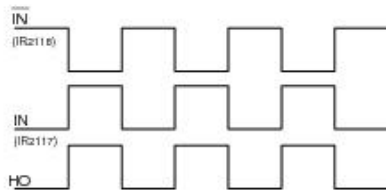
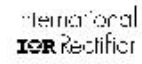


Figure 1. Input/Output Timing Diagram

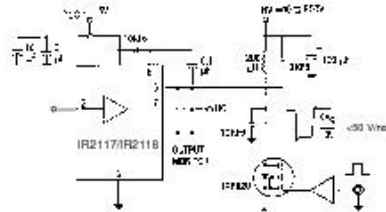


Figure 2. Floating Supply Voltage Transient Test Circuit

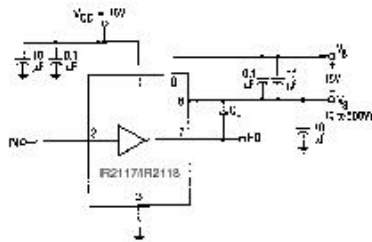


Figure 3. Switching Time Test Circuit

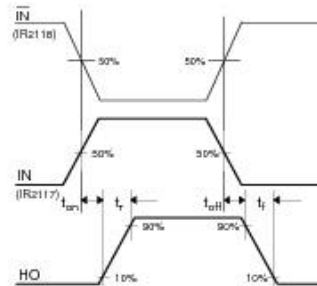


Figure 4. Switching Time Waveform Definition

Inferron
IR Rectifier

IR2117(S)/IR2118(S) & (PbF)

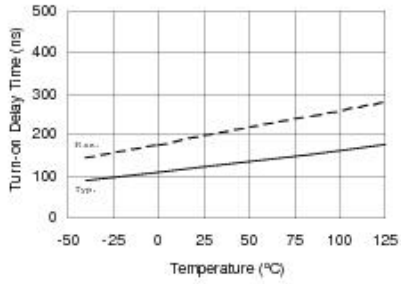


Figure 4A. Turn-On Time vs. Temperature

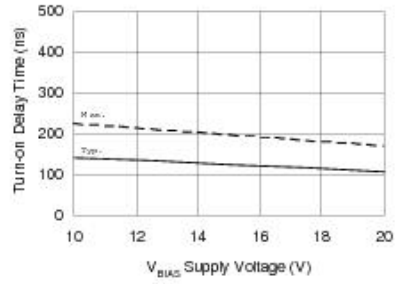


Figure 4B. Turn-On Time vs. Supply Voltage

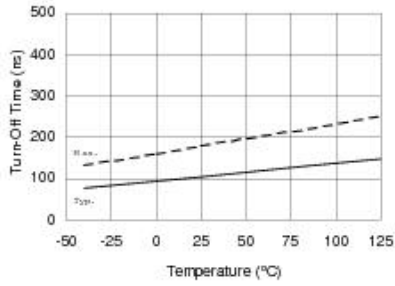


Figure 5A. Turn-Off Time vs. Temperature

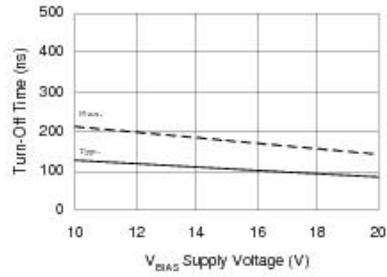


Figure 5B. Turn-Off Time vs. Supply Voltage

IR2117(S)/IR2118(S) & (PbF)

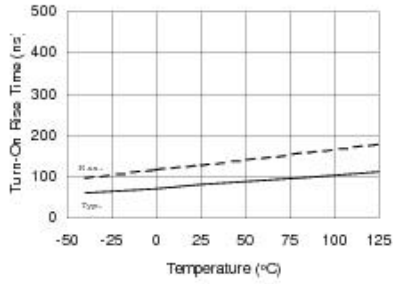
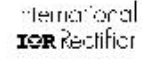


Figure 6A. Turn-On Rise Time vs. Temperature

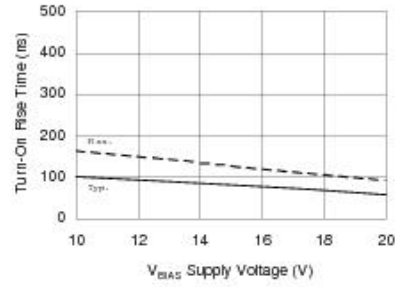


Figure 6B. Turn-On Rise Time vs. Supply Voltage

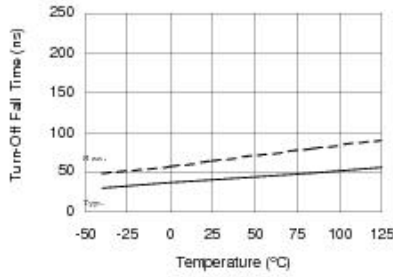


Figure 7A. Turn-Off Fall Time vs. Temperature

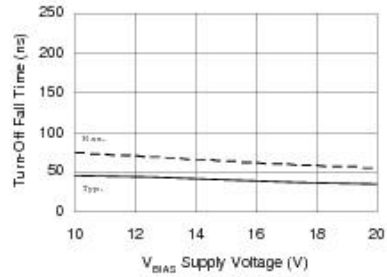
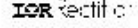


Figure 7B. Turn-Off Fall Time vs. Supply Voltage

Infineon
 Technologies

IR2117(S)/IR2118(S) & (PbF)

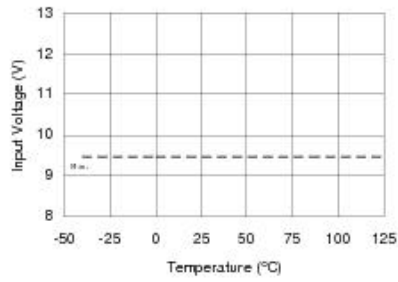


Figure 8A. Logic "1" (IR2118 "0") Input Voltage vs. Temperature

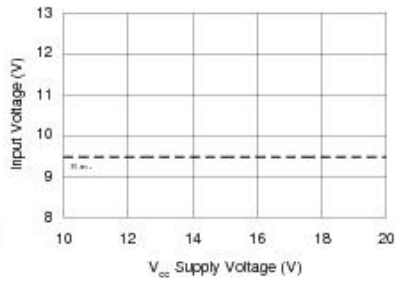


Figure 8B. Logic "1" (IR2118 "0") Input Voltage vs. Supply Voltage

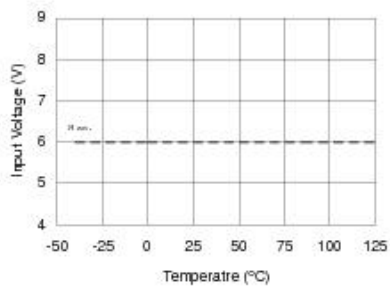


Figure 9A. Logic "0" (IR2118 "1") Input Voltage vs. Temperature

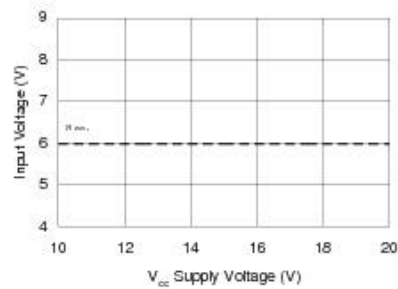


Figure 9B. Logic "0" (IR2118 "1") Input Voltage vs. Supply Voltage

IR2117(S)/IR2118(S) & (PbF)

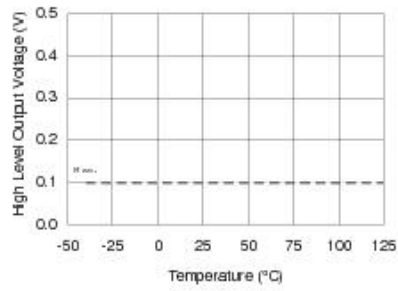
International
IR Rectifier

Figure 10A. High Level Output vs. Temperature

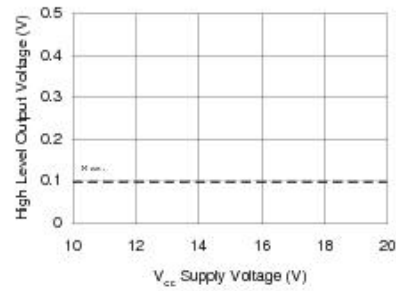


Figure 10B. High Level Output vs. Supply Voltage

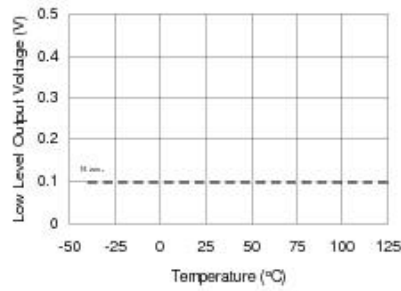


Figure 11A. Low Level Output vs. Temperature

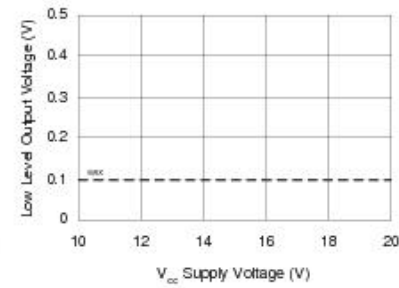
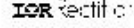


Figure 11B. Low Level Output vs. Supply Voltage

Inferron
 Rectifier

IR2117(S)/IR2118(S) & (PbF)

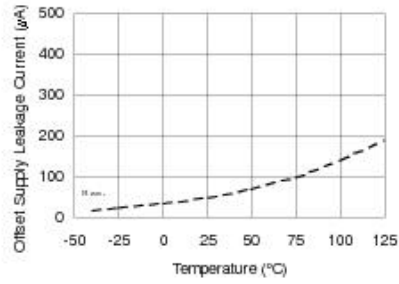


Figure 12A. Offset Supply Leakage Current vs. Temperature

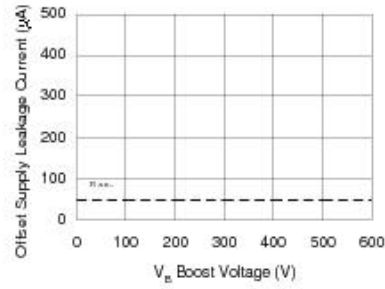


Figure 12B. Offset Supply Leakage Current vs. V_B Boost Voltage

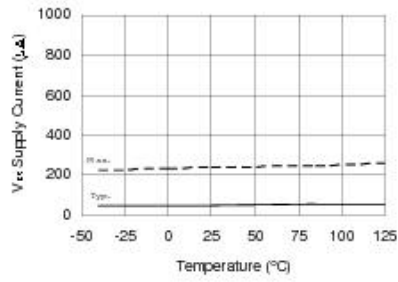


Figure 13A. V_{DS} Supply Current vs. Temperature

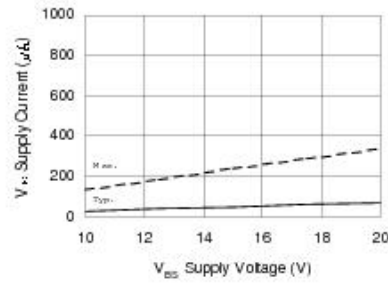


Figure 13B. V_{DS} Supply Current vs. Supply Voltage

IR2117(S)/IR2118(S) & (PbF)

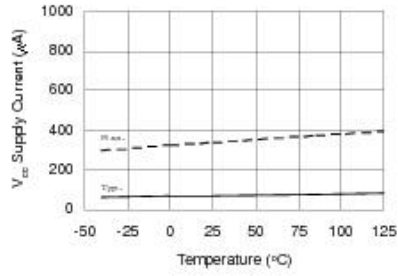
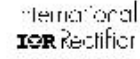


Figure 14A. V_{cc} Supply Current vs. Temperature

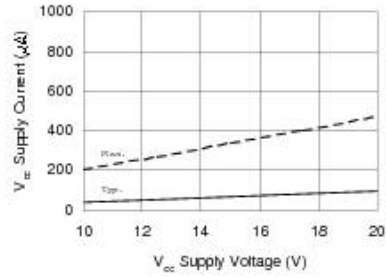


Figure 14B. V_{cc} Supply Current vs. Supply Voltage

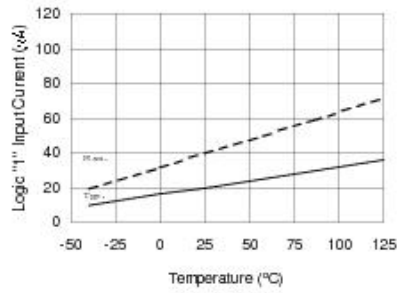


Figure 15A. Logic "1" (2118 "0") Input Current vs. Temperature

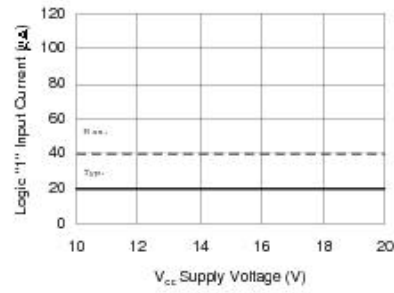


Figure 15B. Logic "1" (2118 "0") Input Current vs. Supply Voltage

IR2117(S)/IR2118(S) & (PbF)

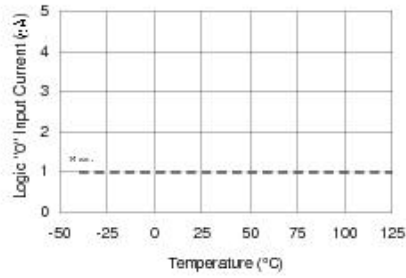


Figure 16A. Logic "0" (2118 "1") Input Current vs. Temperature

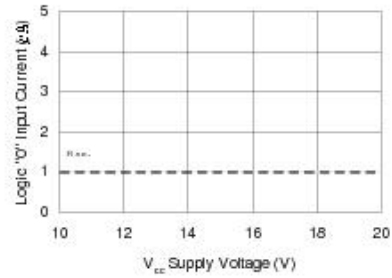


Figure 16B. Logic "0" (2118 "1") Input Current vs. Supply Voltage

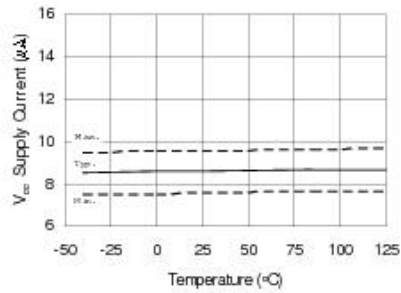


Figure 17A. V_{cc} Undervoltage Threshold (+) vs. Temperature

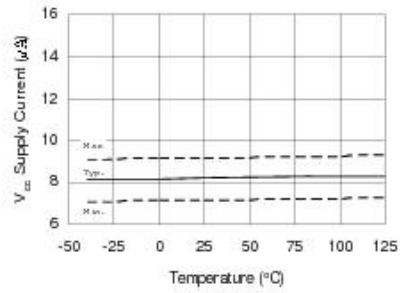


Figure 18A. V_{cc} Undervoltage Threshold (-) vs. Temperature

IR2117(S)/IR2118(S) & (PbF)

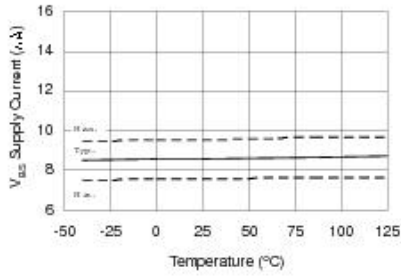
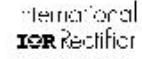


Figure 19A. V_{BS} Undervoltage Threshold (+) vs. Temperature

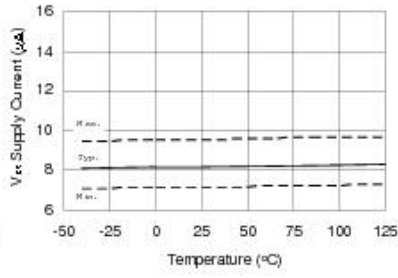


Figure 20A. V_{BS} Undervoltage Threshold (-) vs. Temperature

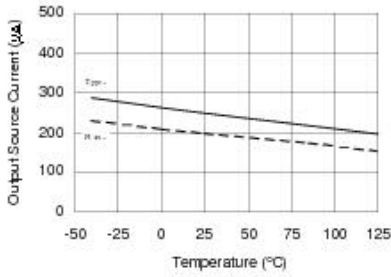


Figure 21A. Output Source Current vs. Temperature

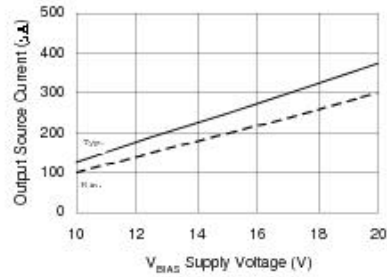



Figure 21B. Output Source Current vs. Supply Voltage

Inferron
 Rectifier

IR2117(S)/IR2118(S) & (PbF)

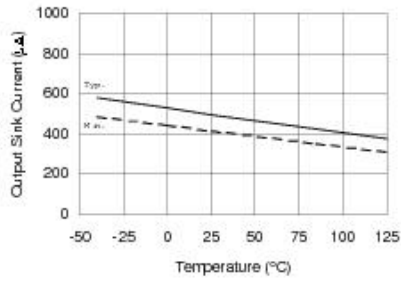


Figure 22A. Output Sink Current vs. Temperature

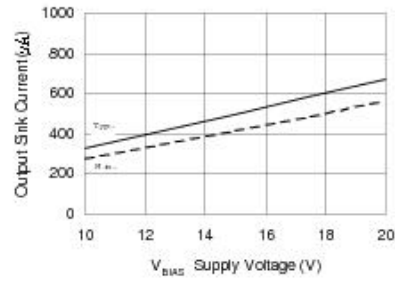


Figure 22B. Output Sink Current vs. Supply Voltage

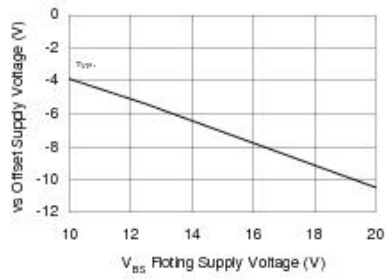


Figure 23B. Maximum VS Negative Offset vs. Supply Voltage

IR2117(S)/IR2118(S) & (PbF)

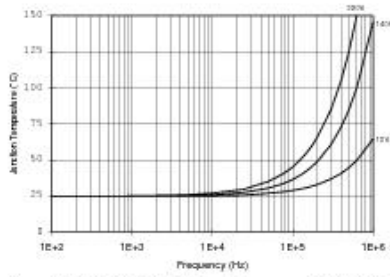
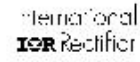


Figure 24. IR2117/IR2118 T_J vs. Frequency (IRFBC20)
R_{QATE} = 33Ω, V_{CC} = 15V

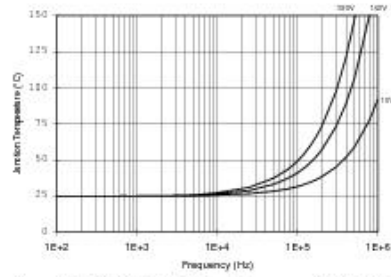


Figure 25. IR2117/IR2118 T_J vs. Frequency (IRFBC30)
R_{QATE} = 22Ω, V_{CC} = 15V

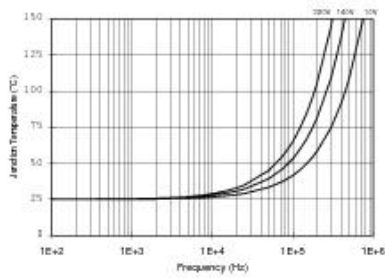


Figure 26. IR2117/IR2118 T_J vs. Frequency (IRFBC40)
R_{QATE} = 15Ω, V_{CC} = 15V

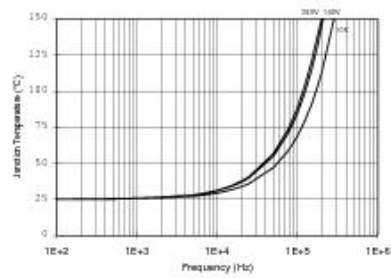


Figure 27. IR2117/IR2118 T_J vs. Frequency (IRFPE50)
R_{QATE} = 10Ω, V_{CC} = 15V

IR520NPbF Power MOSFET.

International
IR Rectifier

PD - 94818

IRF520NPbF

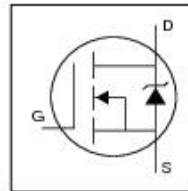
HEXFET® Power MOSFET

- Advanced Process Technology
- Dynamic dv/dt Rating
- 175°C Operating Temperature
- Fast Switching
- Fully Avalanche Rated
- Lead-Free

Description

Fifth Generation nHEXFETs from International Rectifier utilize advanced processing techniques to achieve extremely low on-resistance per silicon area. This benefit, combined with the fast switching speed and ruggedized device design that HEXFET Power MOSFETs are well known for, provides the designer with an extremely efficient and reliable device for use in a wide variety of applications.

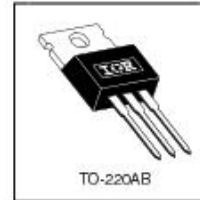
The TO-220 package is universally preferred for all commercial-industrial applications at power dissipation levels to approximately 50 watts. The low thermal resistance and low package cost of the TO-220 contribute to its wide acceptance throughout the industry.



$$V_{DS} = 100V$$

$$R_{DS(on)} = 0.20\Omega$$

$$I_D = 9.7A$$



Absolute Maximum Ratings

	Parameter	Max.	Units
I_D @ $T_C = 25^\circ C$	Continuous Drain Current, $V_{GS} = 10V$	9.7	A
I_D @ $T_C = 100^\circ C$	Continuous Drain Current, $V_{GS} = 10V$	6.8	
I_{DM}	Pulsed Drain Current ①	38	
P_D @ $T_C = 25^\circ C$	Power Dissipation	48	W
	Linear Derating Factor	0.32	W/°C
V_{GS}	Gate-to-Source Voltage	± 20	V
E_{AS}	Single Pulse Avalanche Energy ②	91	mJ
I_{AM}	Avalanche Current ③	5.7	A
E_{AH}	Repetitive Avalanche Energy ④	4.8	mJ
dv/dt	Peak Diode Recovery dv/dt ⑤	5.0	V/ns
T_J	Operating Junction and	-55 to + 175	°C
T_{STG}	Storage Temperature Range		
	Soldering Temperature, for 10 seconds	300 (1.6mm from case)	
	Mounting torque, 6-32 or M3 screw	10 lb•in (1.1N•m)	

Thermal Resistance

	Parameter	Typ.	Max.	Units
$R_{\theta JC}$	Junction-to-Case	—	3.1	°C/W
$R_{\theta CS}$	Case-to-Sink, Flat, Greased Surface	0.50	—	
$R_{\theta JA}$	Junction-to-Ambient	—	62	

11/5/03

IRF520NPbF

 International
 IGR rectifier
Electrical Characteristics @ $T_J = 25^\circ\text{C}$ (unless otherwise specified)

	Parameter	Min.	Typ.	Max.	Units	Conditions
$V_{(BR)OSS}$	Drain-to-Source Breakdown Voltage	100	—	—	V	$V_{GS} = 0V, I_D = 250\mu A$
$\Delta V_{(BR)OSS}/\Delta T_J$	Breakdown Voltage Temp. Coefficient	—	0.11	—	V/C	Reference to 25°C , $I_D = 1mA$
$R_{DS(on)}$	Static Drain-to-Source On-Resistance	—	—	0.20	Ω	$V_{GS} = 10V, I_D = 5.7A$ ①
$V_{GS(th)}$	Gate Threshold Voltage	2.0	—	4.0	V	$V_{DS} = V_{GS}, I_D = 250\mu A$
g_{fs}	Forward Transconductance	2.7	—	—	S	$V_{DS} = 50V, I_D = 5.7A$
I_{DSS}	Drain-to-Source Leakage Current	—	—	25	μA	$V_{DS} = 100V, V_{GS} = 0V$
		—	—	250		$V_{DS} = 80V, V_{GS} = 0V, T_J = 150^\circ\text{C}$
I_{GSS}	Gate-to-Source Forward Leakage	—	—	100	nA	$V_{GS} = 20V$
	Gate-to-Source Reverse Leakage	—	—	-100		$V_{GS} = -20V$
Q_g	Total Gate Charge	—	—	25	nC	$I_D = 5.7A$
Q_{gs}	Gate-to-Source Charge	—	—	4.8		$V_{DS} = 80V$
Q_{gd}	Gate-to-Drain ("Miller") Charge	—	—	11		$V_{GS} = 10V$, See Fig. 6 and 13 ②
$t_{d(on)}$	Turn-On Delay Time	—	4.5	—	ns	$V_{DS} = 50V$
t_r	Rise Time	—	23	—		$I_D = 5.7A$
$t_{d(off)}$	Turn-Off Delay Time	—	32	—		$R_G = 22\Omega$
t_f	Fall Time	—	23	—		$R_D = 8.6\Omega$, See Fig. 10 ③
L_D	Internal Drain Inductance	—	4.5	—	nH	Between lead, 6mm (0.25in.) from package and center of die contact
L_S	Internal Source Inductance	—	7.5	—		
C_{iss}	Input Capacitance	—	330	—	pF	$V_{GS} = 0V$
C_{oss}	Output Capacitance	—	92	—		$V_{DS} = 25V$
C_{rss}	Reverse Transfer Capacitance	—	54	—		$f = 1.0MHz$, See Fig. 5

Source-Drain Ratings and Characteristics

	Parameter	Min.	Typ.	Max.	Units	Conditions
I_S	Continuous Source Current (Body Diode)	—	—	9.7	A	MOSFET symbol showing the integral reverse p-n junction diode.
I_{SM}	Pulsed Source Current (Body Diode) ①	—	—	38		
V_{SD}	Diode Forward Voltage	—	—	1.3	V	$T_J = 25^\circ\text{C}, I_S = 5.7A, V_{GS} = 0V$ ②
t_{rr}	Reverse Recovery Time	—	99	150	ns	$T_J = 25^\circ\text{C}, I_r = 5.7A$
Q_{rr}	Reverse Recovery Charge	—	390	580	nC	$di/dt = 100A/\mu s$ ③

Notes:

- ① Repetitive rating; pulse width limited by max. junction temperature. (See fig. 11)
- ② $V_{DS} = 25V$, starting $T_J = 25^\circ\text{C}$, $L = 4.7mH$, $R_G = 25\Omega$, $I_{AS} = 5.7A$. (See Figure 12)
- ③ $I_{SD} \leq 5.7A$, $di/dt \leq 240A/\mu s$, $V_{DD} \leq V_{(BR)OSS}$, $T_J \leq 175^\circ\text{C}$
- ④ Pulse width $\leq 300\mu s$; duty cycle $\leq 2\%$.

International
IR Rectifier

IRF520NPbF

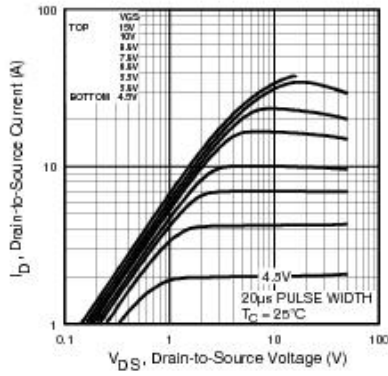


Fig 1. Typical Output Characteristics

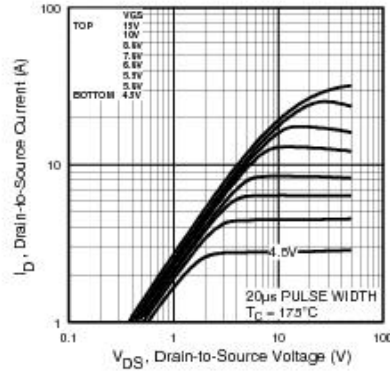


Fig 2. Typical Output Characteristics

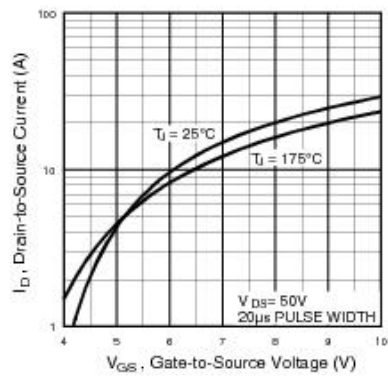


Fig 3. Typical Transfer Characteristics

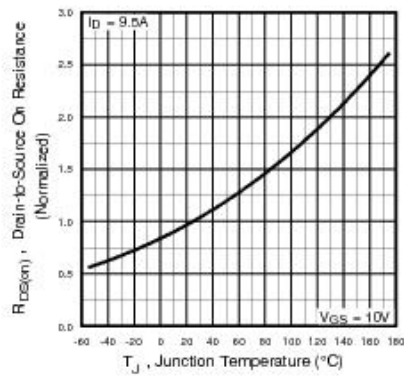


Fig 4. Normalized On-Resistance Vs. Temperature

IRF520NPbF

Infineon Technologies
IGBT rectifier

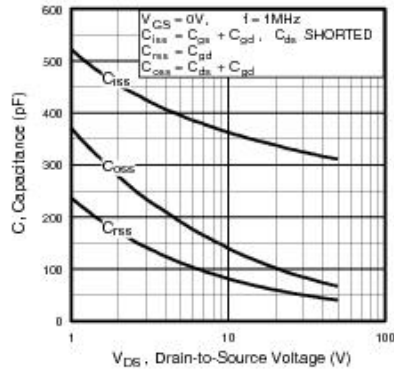


Fig 5. Typical Capacitance Vs. Drain-to-Source Voltage

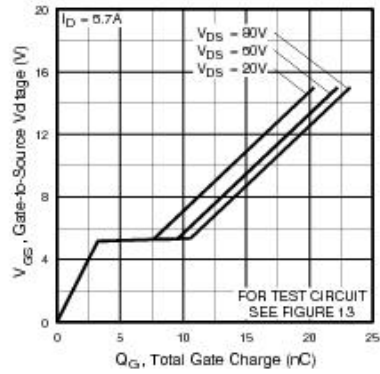


Fig 6. Typical Gate Charge Vs. Gate-to-Source Voltage

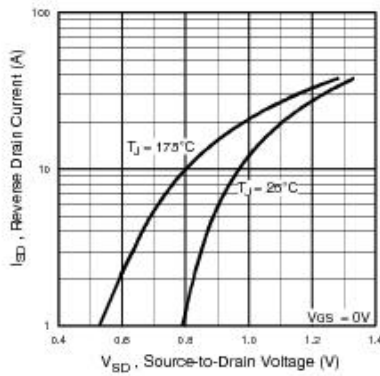


Fig 7. Typical Source-Drain Diode Forward Voltage

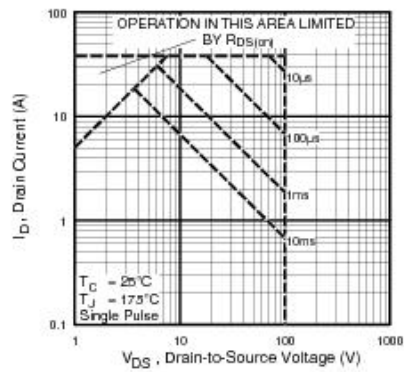


Fig 8. Maximum Safe Operating Area

International
IR Rectifier

IRF520NPbF

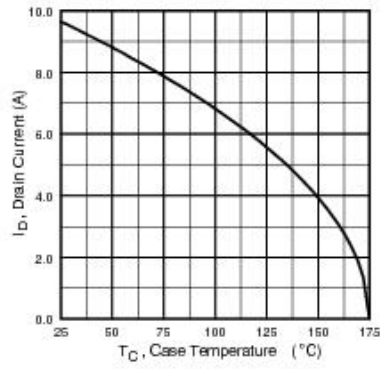


Fig 9. Maximum Drain Current Vs. Case Temperature

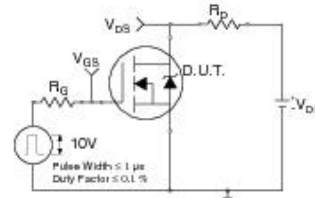


Fig 10a. Switching Time Test Circuit

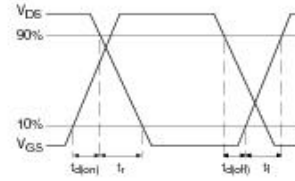


Fig 10b. Switching Time Waveforms

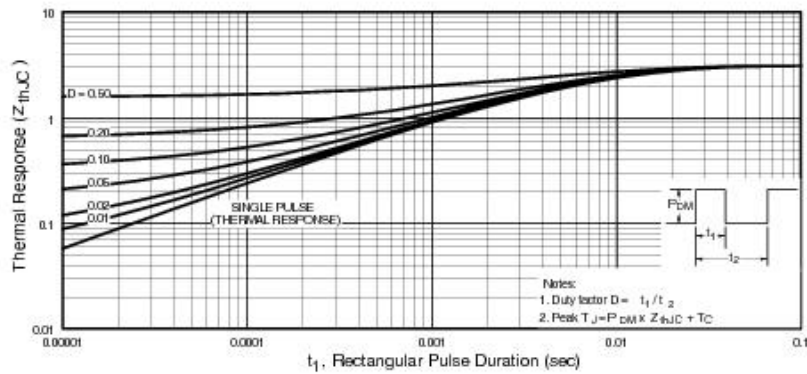


Fig 11. Maximum Effective Transient Thermal Impedance, Junction-to-Case

IRF520NPbF

Infineon Technologies
IGBT rectifier

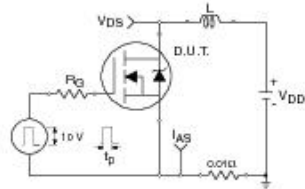


Fig 12a. Undamped Inductive Test Circuit

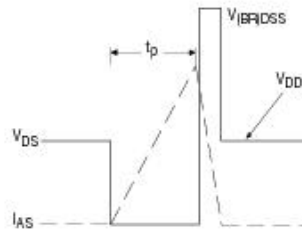


Fig 12b. Undamped Inductive Waveforms

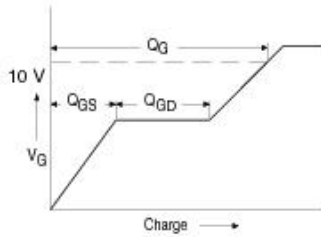


Fig 13a. Basic Gate Charge Waveform

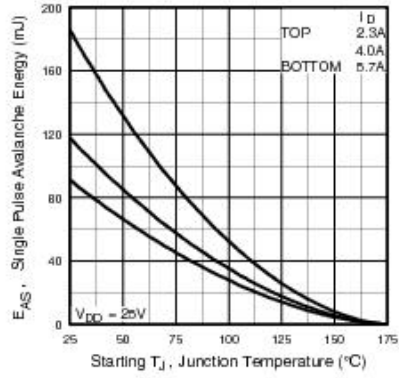


Fig 12c. Maximum Avalanche Energy Vs. Drain Current

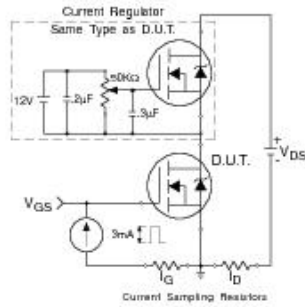


Fig 13b. Gate Charge Test Circuit

International
IR Recipiter

IRF520NPbF

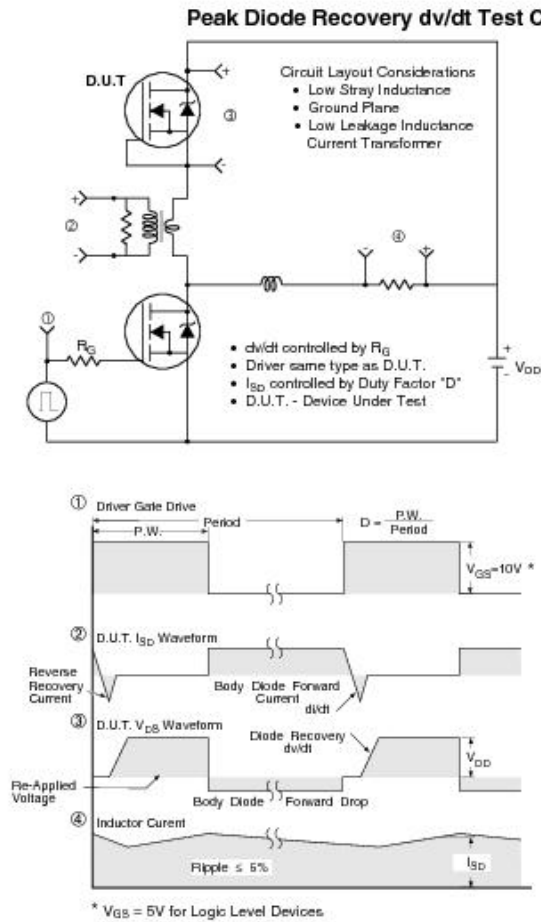


Fig 14. For N-Channel HEXFETS

MBR1035 Power Rectifiers.

MBR1035, MBR1045

SWITCHMODE™ Power Rectifiers

Features and Benefits

- Low Forward Voltage
- Low Power Loss/High Efficiency
- High Surge Capacity
- 175°C Operating Junction Temperature
- 10 A Total
- Pb-Free Packages are Available*

Applications

- Power Supply – Output Rectification
- Power Management
- Instrumentation

Mechanical Characteristics

- Case: Epoxy, Molded
- Epoxy Meets UL 94, V-0 @ 0.125 in
- Weight: 1.9 Grams (Approximately)
- Finish: All External Surfaces Corrosion Resistant and Terminal Leads are Readily Solderable
- Lead Temperatures for Soldering Purposes: 260°C Max. for 10 Seconds
- ESD Rating: Human Body Model 3B
Machine Model C

*For additional information on our Pb-Free strategy and soldering details, please download the ON Semiconductor Soldering and Mounting Techniques Reference Manual, SOLDERRM/D.



ON Semiconductor®

<http://onsemi.com>

**SCHOTTKY BARRIER
RECTIFIERS
10 AMPERES
35 to 45 VOLTS**



TO-220AC
CASE 221B
PLASTIC

MARKING DIAGRAM



A = Assembly Location
Y = Year
WW = Work Week
G = Pb-Free Package
B10x5 = Device Code
x = 3 or 4
KA = Diode Polarity

ORDERING INFORMATION

Device	Package	Shipping
MBR1035	TO-220	50 Units/Rail
MBR1035G	TO-220 (Pb-Free)	50 Units/Rail
MBR1045	TO-220	50 Units/Rail
MBR1045G	TO-220 (Pb-Free)	50 Units/Rail

MBR1035, MBR1045

MAXIMUM RATINGS

Rating	Symbol	Value	Unit
Peak Repetitive Reverse Voltage	V_{RRM}		V
Working Peak Reverse Voltage	V_{RWM}		
DC Blocking Voltage	V_R	35 45	
Average Rectified Forward Current ($T_C = 135^\circ\text{C}$, Per Device)	$I_{F(AV)}$	10	A
Peak Repetitive Forward Current, (Square Wave, 20 kHz, $T_C = 135^\circ\text{C}$)	I_{FRM}	10	A
Non-Repetitive Peak Surge Current (Surge Applied at Rated Load Conditions Halfwave, Single Phase, 60 Hz)	I_{FSM}	150	A
Peak Repetitive Reverse Surge Current (2.0 μs , 1.0 kHz)	I_{RRSM}	1.0	A
Storage Temperature Range	T_{stg}	-65 to +175	$^\circ\text{C}$
Operating Junction Temperature (Note 1)	T_J	-65 to +175	$^\circ\text{C}$
Voltage Rate of Change (Rated V_R)	dv/dt	10,000	V/ μs

Maximum ratings are those values beyond which device damage can occur. Maximum ratings applied to the device are individual stress limit values (not normal operating conditions) and are not valid simultaneously. If these limits are exceeded, device functional operation is not implied, damage may occur and reliability may be affected.

1. The heat generated must be less than the thermal conductivity from Junction-to-Ambient: $dP_D/dT_J < 1/R_{\theta JA}$.

THERMAL CHARACTERISTICS

Characteristic	Conditions	Symbol	Max	Unit
Maximum Thermal Resistance, Junction-to-Case	Min. Pad	$R_{\theta JC}$	2.0	$^\circ\text{C/W}$
Maximum Thermal Resistance, Junction-to-Ambient	Min. Pad	$R_{\theta JA}$	60	

ELECTRICAL CHARACTERISTICS

Characteristic	Symbol	Min	Typical	Max	Unit
Instantaneous Forward Voltage (Note 2) ($I_F = 10$ Amps, $T_J = 125^\circ\text{C}$) ($I_F = 20$ Amps, $T_J = 125^\circ\text{C}$) ($I_F = 20$ Amps, $T_J = 25^\circ\text{C}$)	V_F	-	0.55 0.67 0.78	0.57 0.72 0.84	V
Instantaneous Reverse Current (Note 2) (Rated dc Voltage, $T_J = 125^\circ\text{C}$) (Rated dc Voltage, $T_J = 25^\circ\text{C}$)	I_R	-	5.3 0.008	15 0.1	mA

2. Pulse Test: Pulse Width = 300 μs , Duty Cycle \leq 2.0%.

MBR1035, MBR1045

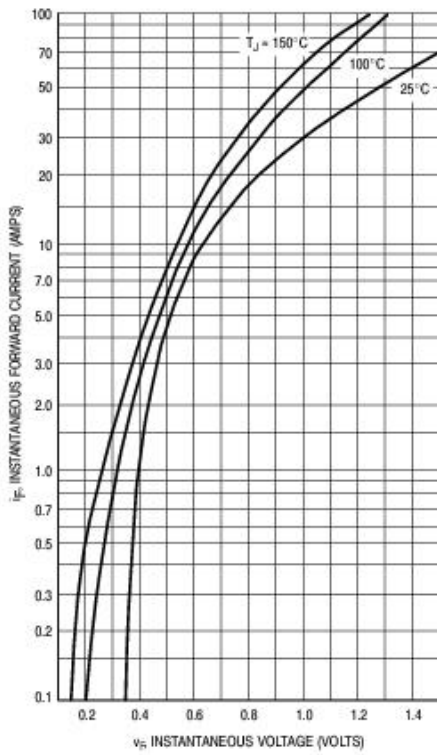


Figure 1. Maximum Forward Voltage

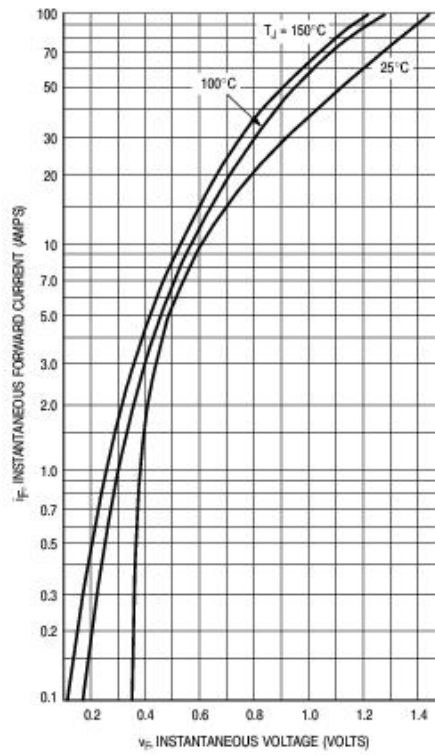


Figure 2. Typical Forward Voltage

MBR1035, MBR1045

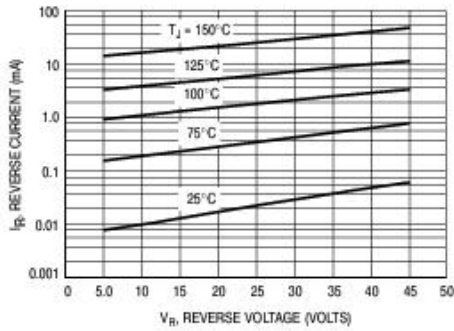


Figure 3. Maximum Reverse Current

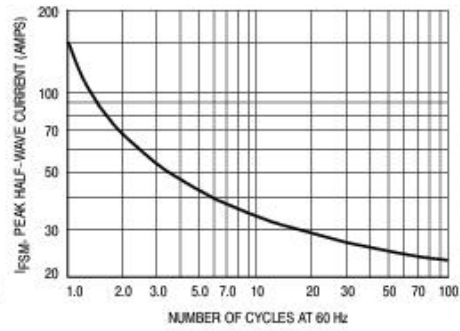


Figure 4. Maximum Surge Capability

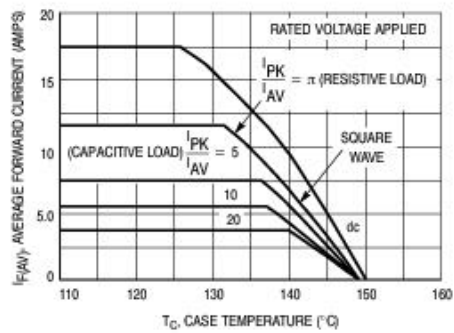


Figure 5. Current Derating, Infinite Heatsink

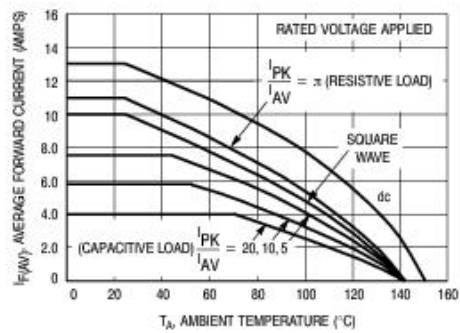


Figure 6. Current Derating, $R_{\theta JA} = 16^\circ\text{C/W}$

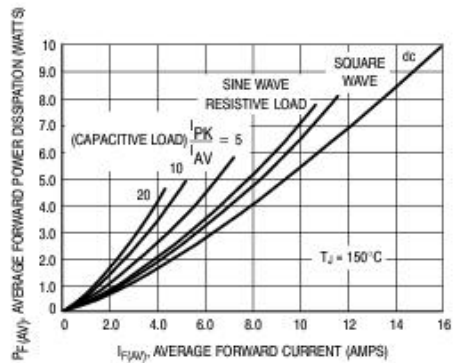


Figure 7. Forward Power Dissipation

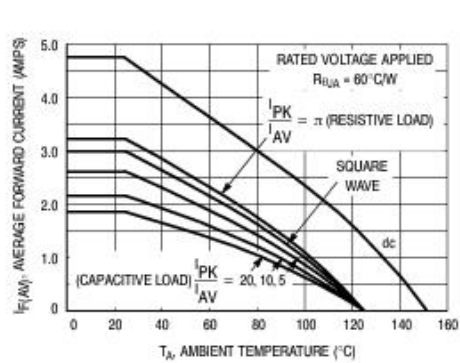


Figure 8. Current Derating, Free Air

MBR1035, MBR1045

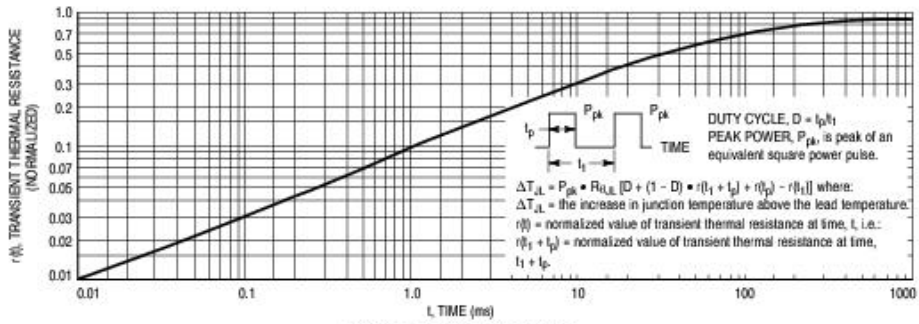


Figure 9. Thermal Response

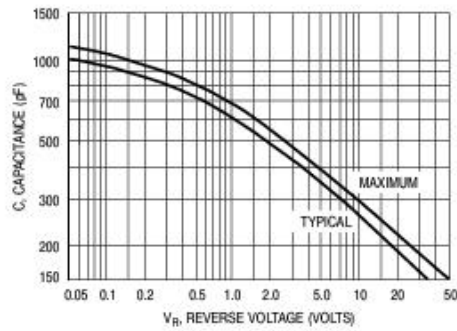


Figure 10. Capacitance

OPA4131 Fet-Input Operational Amplifiers.



OPA131
OPA2131
OPA4131

SBO6040A – NOVEMBER 1994 – REVISED DECEMBER 2002

General-Purpose FET-INPUT OPERATIONAL AMPLIFIERS

FEATURES

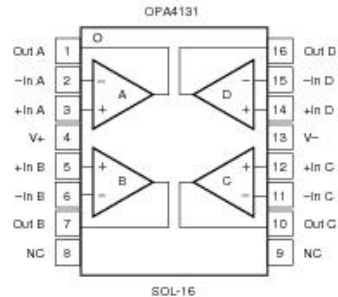
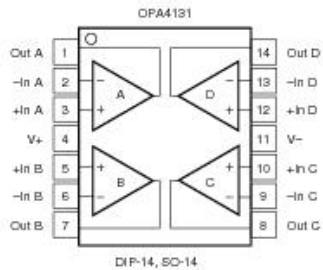
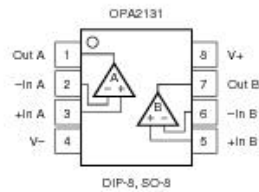
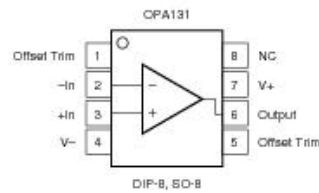
- FET INPUT: $I_b = 50\text{pA max}$
- LOW OFFSET VOLTAGE: $750\mu\text{V max}$
- WIDE SUPPLY RANGE: $\pm 4.5\text{V to } \pm 18\text{V}$
- SLEW RATE: $10\text{V}/\mu\text{s}$
- WIDE BANDWIDTH: 4MHz
- EXCELLENT CAPACITIVE LOAD DRIVE
- SINGLE, DUAL, QUAD VERSIONS

DESCRIPTION

The OPA131 series of FET-input op amps provides high performance at low cost. Single, dual, and quad versions in industry-standard pinouts allow cost-effective design options.

The OPA131 series offers excellent general-purpose performance, including low offset voltage, drift, and good dynamic characteristics.

Single, dual, and quad versions are available in DIP and SO packages. Performance grades include commercial and industrial temperature ranges.



NC = No Connection



Please be aware that an important notice concerning availability, standard warranty, and use in critical applications of Texas Instruments semiconductor products and disclaimers thereto appears at the end of this data sheet.

PRODUCTION DATA information is current as of publication date. Products conform to specifications per the terms of Texas Instruments standard warranty. Production processing does not necessarily include testing of all parameters.



Copyright © 1994, Texas Instruments Incorporated

ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS⁽¹⁾

Supply Voltage, V+ to V-.....	36V
Input Voltage [V-] - 0.7V to (V+) + 0.7V	
Output Short-Circuit ⁽²⁾	Continuous
Operating Temperature	-55°C to +125°C
Storage Temperature	-55°C to +125°C
Junction Temperature	150°C
Lead Temperature (soldering, 10s)	300°C

NOTES: (1) Stresses above these ratings may cause permanent damage. Exposure to absolute maximum conditions for extended periods may degrade device reliability. (2) Short-circuit to ground, one amplifier per package.



ELECTROSTATIC DISCHARGE SENSITIVITY

This integrated circuit can be damaged by ESD. Texas Instruments recommends that all integrated circuits be handled with appropriate precautions. Failure to observe proper handling and installation procedures can cause damage.

ESD damage can range from subtle performance degradation to complete device failure. Precision integrated circuits may be more susceptible to damage because very small parametric changes could cause the device not to meet its published specifications.

PACKAGE/ORDERING INFORMATION

PRODUCT	PACKAGE-LEAD	PACKAGE DESIGNATOR ⁽¹⁾	SPECIFIED TEMPERATURE RANGE	PACKAGE MARKING	ORDERING NUMBER	TRANSPORT MEDIA, QUANTITY
Single						
OPA131 *	SO-8 *	D *	-40°C to +85°C	OPA131LU *	OPA131LJ	Reels, 100
OPA131 *	SO-8 *	D *	-40°C to +85°C	OPA131LUA *	OPA131LJ2K5	Tape and Reel, 2500
OPA131 *	SO-8 *	D *	-40°C to +85°C	OPA131LU *	OPA131LUA	Reels, 100
					OPA131LUA2K5	Tape and Reel, 2500
					OPA131LU	Reels, 100
					OPA131LU2K5	Tape and Reel, 2500
Dual						
OPA2131 *	SO-8 *	D *	-40°C to +85°C	OPA2131LU *	OPA2131LJ	Reels, 100
OPA2131 *	SO-8 *	D *	-40°C to +85°C	OPA2131LUA *	OPA2131LJ2K5	Tape and Reel, 2500
					OPA2131LUA	Reels, 100
					OPA2131LUA2K5	Tape and Reel, 2500
Quad						
OPA4131 *	DIP-14 *	N *	-40°C to +85°C	OPA4131PJ *	OPA4131PJ	Reels, 25
OPA4131 *	SOL-16 *	DW *	-40°C to +85°C	OPA4131PA *	OPA4131PA	Reels, 25
OPA4131 *	SOL-14 *	D *	-40°C to +85°C	OPA4131LUA *	OPA4131LUA	Reels, 48
OPA4131 *				OPA4131NJ *	OPA4131UA/1K	Tape and Reel, 1000
				OPA4131NA *	OPA4131NJ	Reels, 58
					OPA4131NA	Reels, 58

NOTE: (1) For the most current specifications and package information, refer to our web site at www.ti.com.

ELECTRICAL CHARACTERISTICS

At $T_A = +25^\circ\text{C}$, $V_G = \pm 15\text{V}$, and $R_L = 2\text{k}\Omega$, unless otherwise noted.

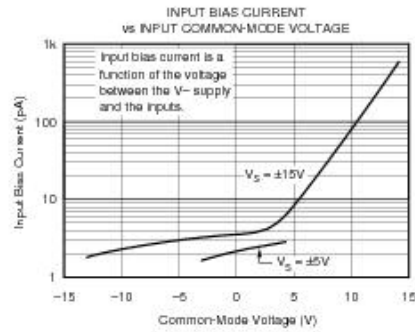
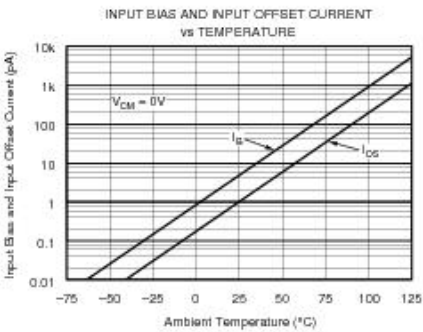
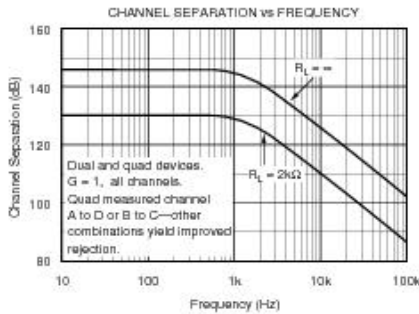
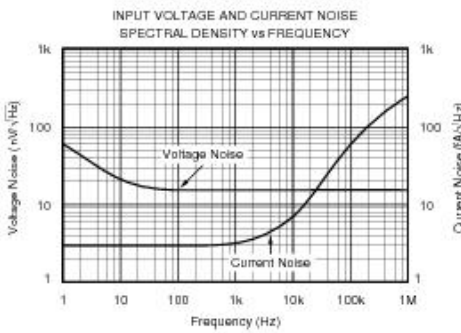
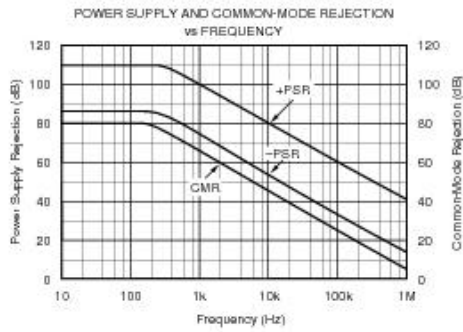
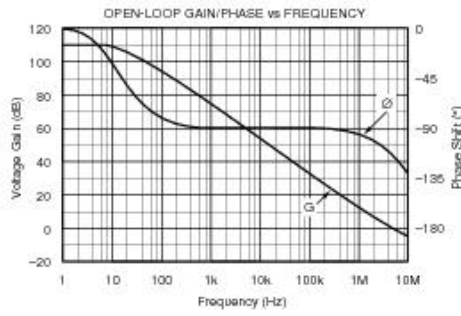
PARAMETER	CONDITION	OPA131UA OPA2131UA OPA4131PA, UA, NA			OPA131UJ OPA2131UJ OPA4131PJ, NJ			UNITS
		MIN	TYP	MAX	MIN	TYP	MAX	
OFFSET VOLTAGE Input Offset Voltage OPA131U model only vs Temperature ⁽¹⁾ vs Power Supply OPA131U model only	Operating Temperature Range $V_G = \pm 4.5\text{V}$ to $\pm 18\text{V}$		± 0.2	± 1		*	± 1.5	mV
			± 0.2	0.75		*	*	mV
			± 2	± 10		*	*	$\mu\text{V}/^\circ\text{C}$
			50	200		*	*	$\mu\text{V}/\text{V}$
		50	100		*	*	$\mu\text{V}/\text{V}$	
INPUT BIAS CURRENT⁽²⁾ Input Bias Current vs Temperature Input Offset Current	$V_{\text{CM}} = 0\text{V}$ $V_{\text{CM}} = 0\text{V}$		+5	± 50		*	*	pA
			See Typical Characteristic			*	*	pA
			± 1	± 50		*	*	pA
NOISE Input Voltage Noise Noise Density, $f = 10\text{Hz}$ $f = 100\text{Hz}$ $f = 1\text{kHz}$ $f = 10\text{kHz}$ Current Noise Density, $f = 1\text{kHz}$			21			*		$\text{nV}/\sqrt{\text{Hz}}$
			16			*		$\text{nV}/\sqrt{\text{Hz}}$
			15			*		$\text{nV}/\sqrt{\text{Hz}}$
			15			*		$\text{nV}/\sqrt{\text{Hz}}$
			3			*		$\text{fA}/\sqrt{\text{Hz}}$
INPUT VOLTAGE RANGE Common-Mode Voltage Range Common-Mode Rejection OPA131U model only	$V_{\text{CM}} = -12\text{V}$ to $+14\text{V}$	$(V^-) + 3$		$(V^+) - 1$	*	*	*	V
		70	80		*	*		dB
		80	86		*	*		dB
INPUT IMPEDANCE Differential Common-Mode	$V_{\text{CM}} = 0\text{V}$		$10^{10} \parallel 1$			*		$\Omega \parallel \text{pF}$
			$10^{12} \parallel 3$			*		$\Omega \parallel \text{pF}$
OPEN-LOOP GAIN Open-Loop Voltage Gain OPA131U model only	$V_G = -12\text{V}$ to $+12\text{V}$	84	110		*	*		dB
		100	110		*	*		dB
FREQUENCY RESPONSE Gain-Bandwidth Product Slew Rate Settling Time 0.1% 0.01% Total Harmonic Distortion + Noise	$G = -1, 10\text{V}$ Step, $C_L = 100\text{pF}$ $G = -1, 10\text{V}$ Step, $C_L = 100\text{pF}$ 1kHz, $G = 1, V_G = 3.5\text{Vrms}$		4			*		MHz
			10			*		V/ μs
			1.5			*		μs
			2			*		μs
			0.0008			*		%
OUTPUT Voltage Output, Positive Negative Short-Circuit Current		$(V^+) - 3$	$(V^+) - 2.5$		*	*		V
		$(V^-) + 3$	$(V^-) + 2.5$		*	*		V
			± 25		*	*		mA
POWER SUPPLY Specified Operating Voltage Operating Voltage Range Quiescent Current (per amplifier)	$I_Q = 0$	± 4.5	± 15		*	*		V
				± 18	*	*		V
			± 1.5	± 1.75	*	*	± 2	mA
TEMPERATURE RANGE Operating Range Storage Thermal Resistance, θ_{JA} DIP-8 SO-8 DIP-14 SO-14, SOL-16		-55		+125	-55		+125	$^\circ\text{C}$
		-55		+125	*		*	$^\circ\text{C}$
			100			*		$^\circ\text{C}/\text{W}$
			150			*		$^\circ\text{C}/\text{W}$
			80			*		$^\circ\text{C}/\text{W}$
	110			*		$^\circ\text{C}/\text{W}$		

* Specifications same as OPA131UA.

NOTES: (1) Ensured by water test. (2) High-speed test at $T_J = 25^\circ\text{C}$.

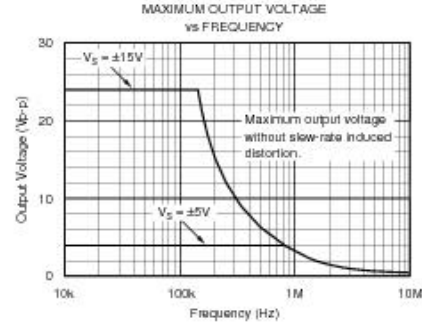
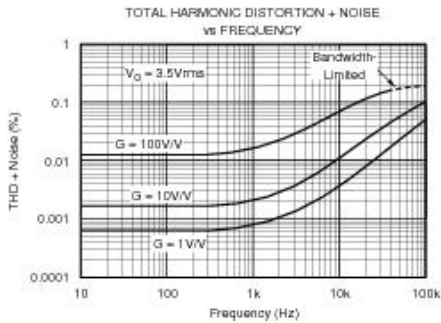
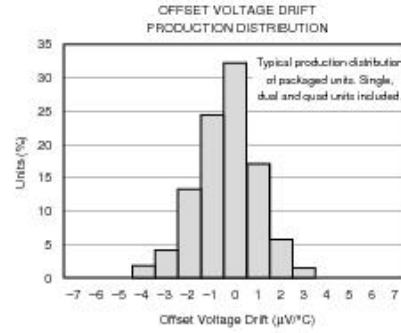
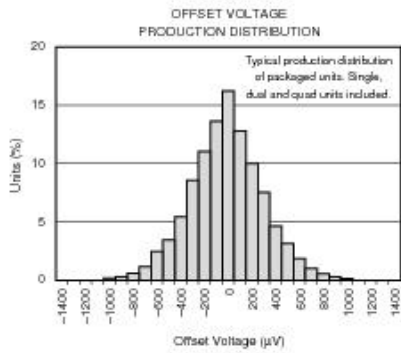
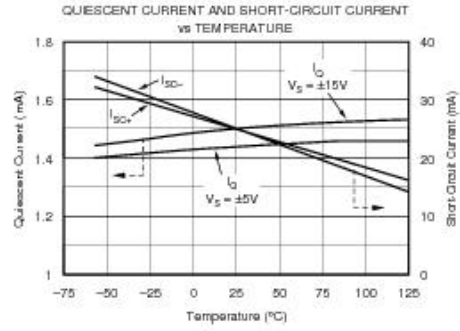
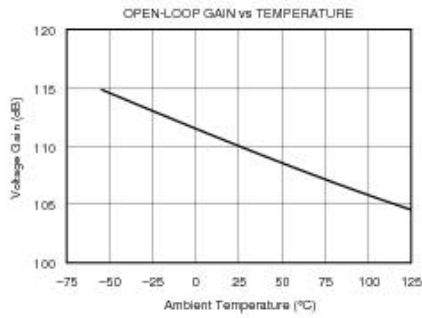
TYPICAL CHARACTERISTICS

At $T_A = +25^\circ\text{C}$, $V_S = \pm 15\text{V}$, and $R_L = 2\text{k}\Omega$, unless otherwise noted.



TYPICAL CHARACTERISTICS (Cont.)

At $T_A = +25^\circ\text{C}$, $V_S = \pm 15\text{V}$, and $R_L = 2\text{k}\Omega$, unless otherwise noted.

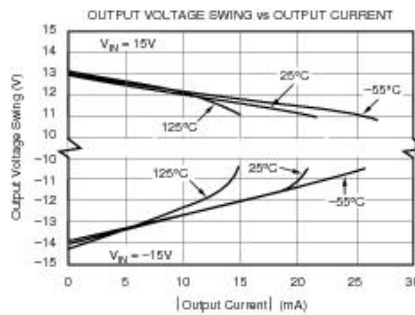
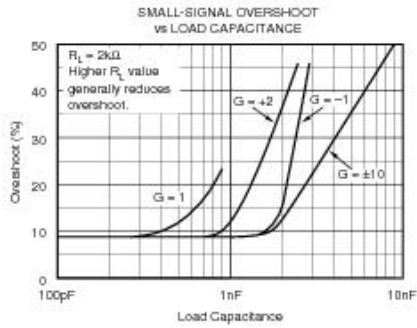
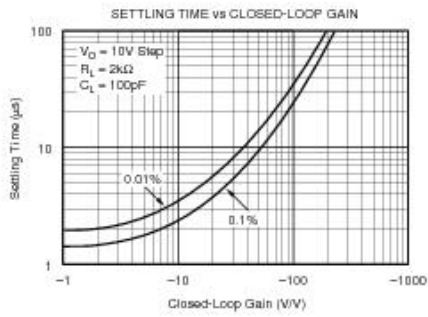
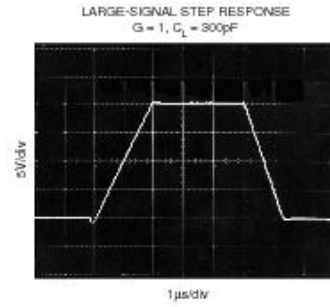
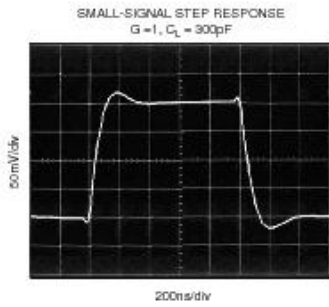


OPA131, 2131, 4131
SBOS040A



TYPICAL CHARACTERISTICS (Cont.)

All Tests = +25°C, $V_S = \pm 15V$, and $R_L = 2k\Omega$, unless otherwise noted.



APPLICATIONS INFORMATION

The OPA131 series op amps are unity-gain stable and suitable for a wide range of general-purpose applications. Power-supply pins should be bypassed with 10nF ceramic capacitors or larger.

The OPA131 series op amps are free from unexpected output phase-reversal common with FET op amps. Many FET-input op amps exhibit phase-reversal of the output when the input common-mode voltage range is exceeded. This can occur in voltage-follower circuits, causing serious problems in control-loop applications. All circuitry is completely independent in dual and quad versions, assuring normal behavior when one amplifier in a package is overdriven or short-circuited.

OFFSET VOLTAGE TRIM

The OPA131 (single op amp version) provides offset voltage trim connections on pins 1 and 5. Offset voltage can be adjusted by connecting a potentiometer as shown in Figure 1. This adjustment should be used only to null the offset of the op amp, not system offset or offset produced by the signal source.

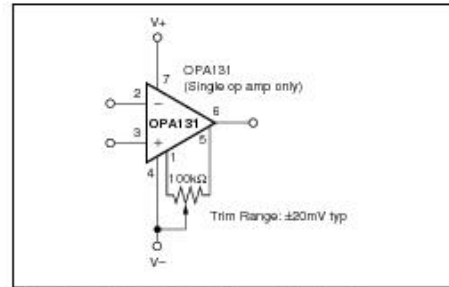


FIGURE 1. OPA131 Offset Voltage Trim Circuit.

INPUT BIAS CURRENT

The input bias current is approximately 5pA at room temperature and increases with temperature as shown in the typical characteristic "Input Bias Current vs Temperature."

Input bias current also varies with common-mode voltage and power supply voltage. This variation is dependent on the voltage between the negative power supply and the common-mode input voltage. The effect is shown in the typical curve "Input Bias Current vs Common-Mode Voltage."

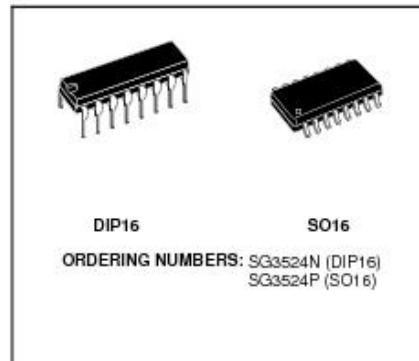
SG3524 Regulating Pulse Width Modulators.



SG3524

REGULATING PULSE WIDTH MODULATORS

- COMPLETE PWM POWER CONTROL CIRCUITRY
- UNCOMMITTED OUTPUTS FOR SINGLE-ENDED OR PUSH PULL APPLICATIONS
- LOW STANDBY CURRENT 8mA TYPICAL
- OPERATION UP TO 300KHz
- 1% MAXIMUM TEMPERATURE VARIATION OF REFERENCE VOLTAGE

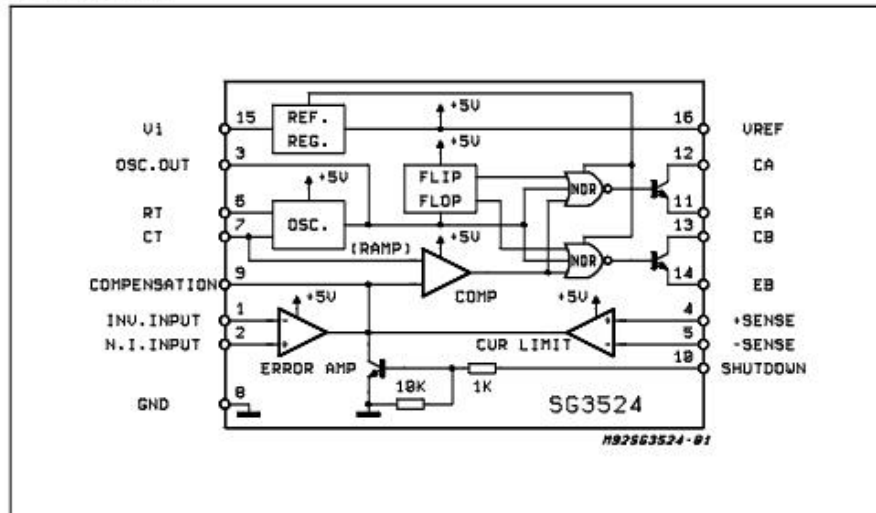


DESCRIPTION

The SG3524 incorporates on a single monolithic chip all the function required for the construction of regulating power supplies inverters or switching regulators. They can also be used as the control element for high power-output applications. The SG3524 family was designed for switching regulators of either polarity, transformer-coupled dc-to-dc converters, transformerless voltage doublers and polarity converter applications employing fixed-frequency, pulse-width modulation techniques. The dual alternating outputs allows either single-ended or push-pull applications.

Each device includes an on-chip reference, error amplifier, programmable oscillator, pulse-steering flip flop, two uncommitted output transistors, a high-gain comparator, and current-limiting and shut-down circuitry.

BLOCK DIAGRAM

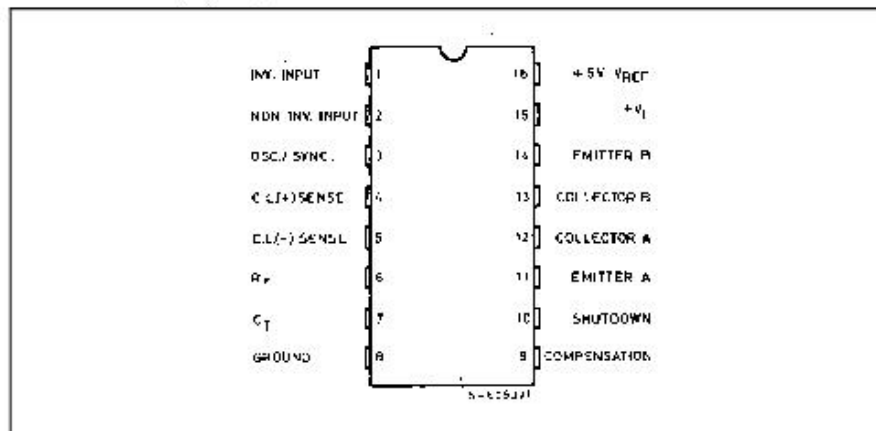


SG3524

ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS

Symbol	Parameter	Value	Unit
V_{CC}	Supply Voltage	40	V
I_C	Collector Output Current	100	mA
I_R	Reference Output Current	50	mA
I_T	Current Through C_T Terminal	-5	mA
P_{tot}	Total Power Dissipation at $T_{amb} = 70^\circ\text{C}$	1000	mW
T_{stg}	Storage Temperature Range	-65 to 150	$^\circ\text{C}$
T_{op}	Operating Ambient Temperature Range:	0 to 70	$^\circ\text{C}$

PIN CONNECTION (Top view)



THERMAL DATA

Symbol	Parameter	DIP16	SO16	Unit
$R_{\theta(j-amb)}$	Thermal Resistance Junction-ambient	Max. 80	-	$^\circ\text{C/W}$
$R_{\theta(j-alumina)}$	Thermal Resistance Junction-alumina (*)	Max. -	50	$^\circ\text{C/W}$

(*) Thermal resistance junction-alumina with the device soldered on the middle of an alumina supporting substrate measuring 15 x 20mm; 0.65mm thickness with infinite heatsink.

SG3524

ELECTRICAL CHARACTERISTICS (unless otherwise stated, these specifications apply for $T_j = 0$ to 70°C , $V_{IN} = 20\text{V}$, and $f = 20\text{KHz}$).

Symbol	Parameter	Test Condition	Min.	Typ.	Max.	Unit
REFERENCE SECTION						
V_{REF}	Output Voltage		4.6	5	5.4	V
ΔV_{REF}	Line Regulation	$V_{IN} = 8$ to 40V		10	30	mV
ΔV_{REF}	Load Regulation	$I_L = 0$ to 20mA		20	50	mV
	Ripple Rejection	$f = 120\text{Hz}$, $T_j = 25^\circ\text{C}$		66		dB
	Short Circuit Current Limit	$V_{REF} = 0$, $T_j = 25^\circ\text{C}$		100		mA
$\Delta V_{REF}/\Delta T$	Temperature Stability	Over Operating Temperature range		0.3	1	%
ΔV_{REF}	Long Term Stability	$T_j = 125^\circ\text{C}$, $t = 1000\text{Hrs}$		20		mV
OSCILLATOR SECTION						
f_{MAX}	Maximum Frequency	$C_T = 0.001\mu\text{F}$, $R_T = 2\text{K}\Omega$		300		KHz
	Initial Accuracy	R_T and C_T Constant		5		%
	Voltage Stability	$V_{IN} = 8$ to 40V , $T_j = 25^\circ\text{C}$			1	%
$\Delta f/\Delta T$	Temperature Stability	Over Operating Temperature Range			2	%
	Output Amplitude	Pin 3, $T_j = 25^\circ\text{C}$		3.5		V
	Output Pulse Width	$C_T = 0.01\mu\text{F}$, $T_j = 25^\circ\text{C}$		0.5		μs
ERROR AMPLIFIER SECTION						
V_{OS}	Input Offset Voltage	$V_{CM} = 2.5\text{V}$		2	10	mV
I_b	Input Bias Current			2	10	μA
G_V	Open Loop Voltage Gain		60	80		dB
CMV	Common Mode Voltage	$T_j = 25^\circ\text{C}$	1.8		3.4	V
CMR	Common Mode Rejection	$T_j = 25^\circ\text{C}$		70		dB
B	Small Signal Bandwidth	$A_V = 0\text{dB}$, $T_j = 25^\circ\text{C}$		3		MHz
V_O	Output Voltage	$T_j = 25^\circ\text{C}$	0.5		3.8	V
COMPARATOR SECTION						
	Duty-cycle	% Each Output On	0		45	%
V_{IT}	Input Threshold	Zero Duty-cycle		1		V
		Maximum Duty-cycle		3.5		V
I_b	Input Bias Current			1		μA
CURRENT LIMITING SECTION						
	Sense Voltage	Pin 9 = 2V with Error Amp. Set for Max. Out. $T_j = 25^\circ\text{C}$	180	200	220	mV
	Sense Voltage T.C.			0.2		$\text{mV}/^\circ\text{C}$
CMV	Common Mode Voltage		-1		1	
OUTPUT SECTION (each output)						
	Collector-emitter Voltage		40			V
	Collector Leakage Curr.	$V_{CE} = 40\text{V}$		0.1	50	μA
	Saturation Voltage	$I_C = 50\text{mA}$		1	2	V
	Emitter Output Voltage	$V_{IN} = 20\text{V}$	17	18		V
t_r	Rise Time	$R_C = 2\text{K}\Omega$, $T_j = 25^\circ\text{C}$		0.2		μs
t_f	Fall Time	$R_C = 2\text{K}\Omega$, $T_j = 25^\circ\text{C}$		0.1		μs
I_q (*)	Total Standby Current	$V_{IN} = 40\text{V}$		8	10	mA

(*) Excluding oscillator charging current, error and current limit dividers, and with outputs open.

SG3524

Figure 1: Open-loop Voltage Amplification of Error Amplifier vs. Frequency

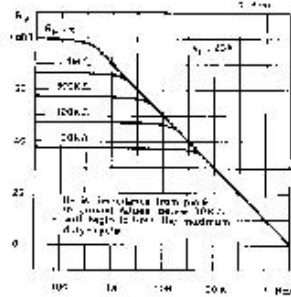


Figure 2: Oscillator Frequency vs. Timing Components

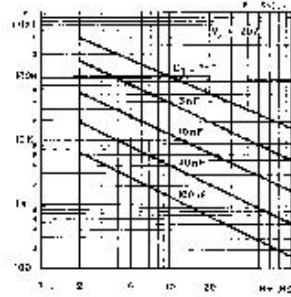


Figure 3: Output Dead Time vs. Timing Capacitance Value

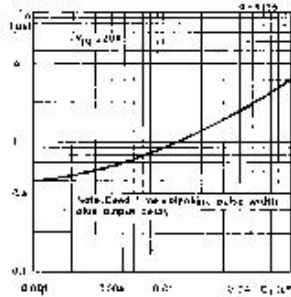


Figure 4: Output Saturation Voltage vs. load Current

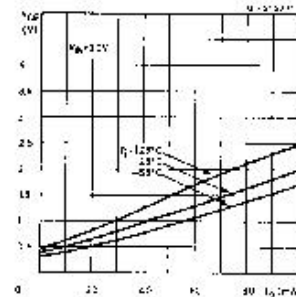
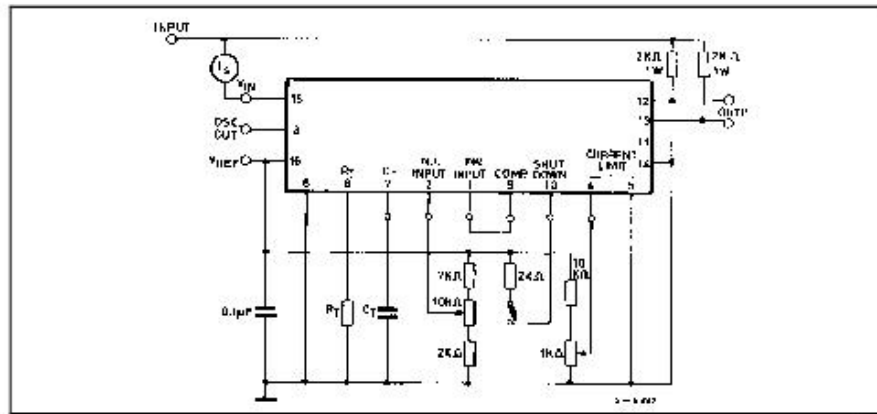


Figure 5: Open Loop Test Circuit



SG3524

PRINCIPLES OF OPERATION

The SG3524 is a fixed frequency pulse-width-modulation voltage regulator control circuit. The regulator operates at a frequency that is programmed by one timing resistor (R_T) and one timing capacitor (C_T). R_T established a constant charging current for C_T . This results in a linear voltage ramp at C_T , which is fed to the comparator providing linear control of the output pulse width by the error amplifier. The SG3524 contains, an on-board 5V regulator that serves as a reference as well as powering the SG3524's internal control circuitry and is also useful in supplying external support functions. This reference voltage is lowered externally by a resistor divider to provide a reference within the common mode range the error amplifier or an external reference may be used. The power supply output is sensed by a second resistor divider network to generate a feedback signal to error amplifier. The amplifier output voltage is then compared to the linear voltage ramp at C_T . The resulting modulated pulse out of the high-gain comparator is then steered to the appropriate output pass transistors (Q_A or Q_B) by the pulse-steering flip-flop, which is synchronously toggled by the oscillator output. The oscillator output pulse also serves as a blanking pulse to assure both output are never on simultaneously during the transition times. The width of the blanking pulse is controlled by the value of C_T . The outputs may be applied in a push-pull configuration in which their frequency is half that of the base oscillator, or paralleled for single-ended applications in which their frequency is equal to that of the oscillator. The output of the error amplifier shares a common input to the comparator with the current limiting at shutdown circuitry and can be overridden by signals from either of these inputs. This common point is also available externally and may be employed to control the gain of, or to compensate, the error amplifier, or to provide additional control to the regulator.

RECOMMENDED OPERATING CONDITIONS

Supply voltage V_{IN}	8 to 40V
Reference Output Current	0 to 20mA
Current through C_T Terminal	- 0.03 to -2mA
Timing Resistor, R_T	1.8 to 100K Ω
Timing Capacitor, C_T	0.001 to 0.1 μ F

TYPICAL APPLICATIONS DATA

OSCILLATOR

The oscillator controls the frequency of the SG3524 and is programmed by R_T and C_T according to the approximate formula:

$$f = \frac{1.18}{R_T C_T}$$

where:

R_T is in K Ω

C_T is in μ F

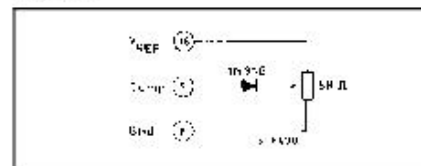
f is in KHz

Practical values of C_T fall between 0.001 and 0.1 μ F. Practical values of R_T fall between 1.8 and 100K Ω . This results in a frequency range typically from 120Hz to 500KHz.

BLANKING

The output pulse of oscillator is used as a blanking pulse at the output. This pulse width is controlled by the value of C_T . If small values of C_T are required for frequency control, the oscillator output pulse width may still be increased by applying a shunt capacitance of up to 100pF from pin 3 to ground. If still greater dead-time is required, it should be accomplished by limiting the maximum duty cycle by clamping the output of the error amplifier. This can easily be done with the circuit below:

Figure 6.



SYNCHRONOUS OPERATION

When an external clock is desired, a clock pulse of approximately 3V can be applied directly to the oscillator output terminal. The impedance to ground at this point is approximately 2K Ω . In this configuration R_T C_T must be selected for a clock period slightly greater than that the external clock.

If two more SG2524 regulators are to be operated synchronously, all oscillator output terminals should be tied together, all C_T terminals connected to a single timing capacitor, and timing resistor connected to a single R_T terminal. The other R_T terminals can be left open or shorted to V_{REF} . Minimum lead lengths should be used between the C_T terminals.