

Modelado y diseño de compensación de lazo en fuentes de alimentación conmutadas

Parte 1ª

Artículo cedido por Linear Technology



Introducción

www.linear.com

Autor: Henry J. Zhang, Director de Ingeniería de Aplicaciones, Productos de Potencia, Linear Technology Corp.

Los sistemas electrónicos actuales son cada vez más complejos, con un creciente número de carriles y fuentes de alimentación. Para obtener la máxima densidad de potencia y fiabilidad y el menor coste, a menudo los diseñadores de sistemas necesitan diseñar sus propias soluciones de alimentación en lugar de utilizar fuentes de alimentación comerciales. El diseño y la optimización de fuentes de alimentación conmutadas de altas prestaciones se están convirtiendo en tareas más frecuentes y complicadas.

El diseño de la compensación de lazo de la fuente de alimentación se suele considerar una tarea difícil, especialmente para diseñadores de fuentes sin experiencia.

El diseño práctico de la compensación exige generalmente realizar numerosas iteraciones para ajustar los valores de los componentes de compensación. Esto no solo lleva mucho tiempo, sino que además es impreciso en un sistema complicado en el cual el ancho de banda y la estabilidad de la fuente pueden verse afectados por varios factores. Esta nota de aplicación explica los conceptos y métodos básicos del modelado de pequeña señal de fuentes de alimentación conmutadas y el diseño de su compensación de lazo. Se utiliza el convertidor buck (reductor) como ejemplo típico, pero los conceptos se pueden aplicar a otras topologías.

Figura 2. Un convertidor típico buck (reductor) (LTC3851, LTC3833, LTC3866, etc.).

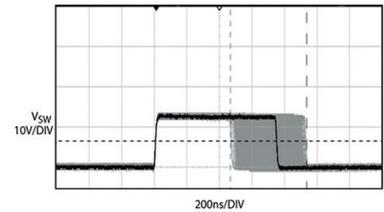
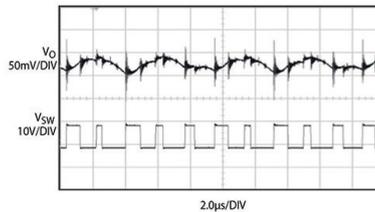
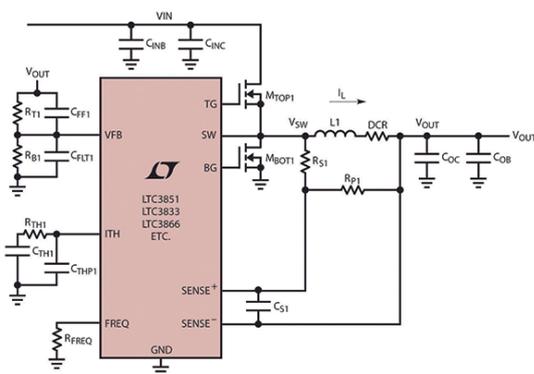


Figura 1. Formas de onda típicas de la tensión de salida y el nodo de conmutación de un convertidor buck "inestable".

También se presenta la herramienta de diseño de sencillo manejo LT-powerCAD™ para facilitar el diseño y la optimización.

Identificación del problema

Una fuente de alimentación conmutada bien diseñada debe ser silenciosa desde un punto de vista eléctrico y acústico. Un sistema poco compensado puede dar como resultado un funcionamiento inestable. Entre los síntomas típicos de una fuente de alimentación inestable se encuentran el ruido audible originado por los componentes magnéticos o los condensadores cerámicos, jittering en las formas de onda de conmutación, oscilación de la tensión de salida y sobrecalentamiento de los FET de potencia, entre otros.

Sin embargo, existen numerosos motivos que provocan una oscilación indeseable además de la estabilidad del lazo. Desafortunadamente, todos parecen iguales en el osciloscopio para los diseñadores de fuentes de alimentación sin experiencia. Incluso para los ingenieros experimentados, identificar la razón que provoca la inestabilidad puede resultar difícil en algunas ocasiones. La Figura 1 muestra las formas de onda correspondientes a una fuente buck inestable. El ajuste de la compensación del lazo puede o no solucionar la inestabilidad de la fuente ya que a veces la oscilación se debe a otros factores como el ruido de la placa. Si no tiene una lista de posibilidades

en mente, averiguar la causa del ruido puede llevar mucho tiempo y ser frustrante.

Para los convertidores de potencia conmutados, como la fuente buck en modo corriente LTC3851 o LTC3833 mostrada en la Figura 2, una manera rápida de determinar si el funcionamiento inestable se debe a la compensación de lazo consiste en colocar un gran condensador de 0,1µF en el pin de salida del amplificador de error de realimentación (ITH) a la masa del CI. (O bien este condensador se puede colocar entre el pin de salida del amplificador y el pin de realimentación para una fuente en modo tensión).

Este condensador de 0,1µF ha de ser lo suficientemente grande como para reducir el ancho de banda del lazo hasta una baja frecuencia, asegurando así la estabilidad del lazo de tensión. Si la fuente se estabiliza gracias a este condensador, es probable que el problema se resuelva con la compensación del lazo.

Un sistema sobrecompensado suele ser estable, si bien con un bajo ancho de banda y una respuesta lenta a transitorios. Un diseño como éste necesita una capacidad de salida excesiva para cumplir el requisito de regulación de transitorios, lo cual aumenta el coste y el tamaño total. La Figura 3 muestra las formas de onda típicas de la tensión de salida y la corriente del inductor de un convertidor buck durante un pico o valle transitorio de carga. La Figura 3a corresponde a un sistema sobrecompensado estable pero con un bajo ancho de banda en el cual existe

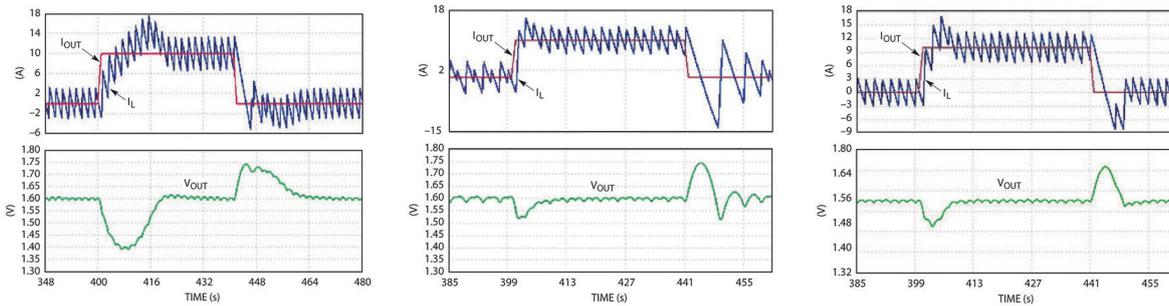


Figura 3. Respuestas típicas frente a transitorios de carga de (a) un sistema sobrecompensado con un bajo ancho de banda y estable; b) un sistema infracomensado, con un elevado ancho de banda pero inestable; c) diseño óptimo con un lazo rápido y estable.

una gran cantidad de sobreimpulso/subimpulso de V_{OUT} durante el transitorio. La Figura 3b corresponde a un sistema infracomensado con un gran ancho de banda que tiene mucho menos subimpulso/sobreimpulso de V_{OUT} pero las formas de onda no son estables en estado estable. La Figura 3c muestra el transitorio de carga de una fuente bien diseñada con un lazo rápido y estable.

Modelado de pequeña señal de la etapa de potencia de un convertidor PWM

Una fuente de alimentación conmutada, como el convertidor buck reductor de la Figura 4, tiene generalmente dos modos de funcionamiento, dependiendo del estado encendido/apagado de su interruptor de control principal. Por tanto la fuente es un sistema no lineal variable con el tiempo.

Para analizar y diseñar la compensación mediante convencionales de control lineal se desarrolló un modelo de promediado lineal de pequeña señal mediante la aplicación de técnicas de linealización del circuito de la fuente conmutada alrededor de su punto de funcionamiento en estado estable.

Paso 1 del modelado: Cambio a un sistema invariable con el tiempo mediante promediado en TS

Todas las topologías de potencia de fuentes conmutadas, incluyendo los convertidores buck, boost o buck/boost, tienen una célula de conmutación PWM de 3 terminales formada por un interruptor de control activo Q y un interruptor pasivo (diodo) D. Para mejorar la eficiencia, el diodo D

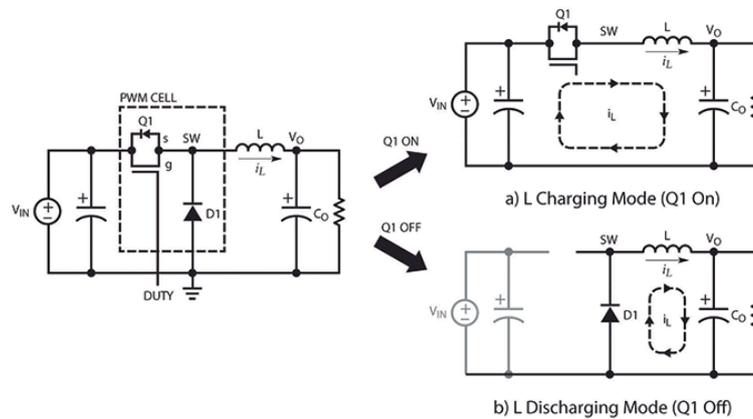


Figura 4. Un convertidor DC/DC buck reductor y sus dos modos de funcionamiento en un período de conmutación TS.

puede sustituirse por un FET síncrono, también pasivo. El terminal activo "a" es el terminal del interruptor activo y el terminal pasivo "p" es el terminal del interruptor pasivo. En un convertidor, los terminales a y p siempre están conectados a una fuente de tensión, como V_{IN} y masa en el convertidor buck. El terminal "c" está conectado a una fuente de corriente, que es el inductor en el convertidor buck.

Para convertir la fuente de alimentación conmutada variable en el tiempo en un sistema invariable con el tiempo se puede aplicar el método de

modelado de promediado de la célula PWM de 3 terminales, cambiando para ello el interruptor activo Q por una fuente de corriente promediada y el interruptor pasivo (diodo) D por una fuente de tensión promediada. La corriente media del interruptor Q es igual a $d \cdot i_L$ y la tensión media del interruptor D es igual a $d \cdot V_{ap}$, como indica la Figura 5. El promediado se aplica durante un período de conmutación TS. Dado que las fuentes de corriente y tensión son los productos de dos variables, el sistema sigue siendo un sistema no lineal.

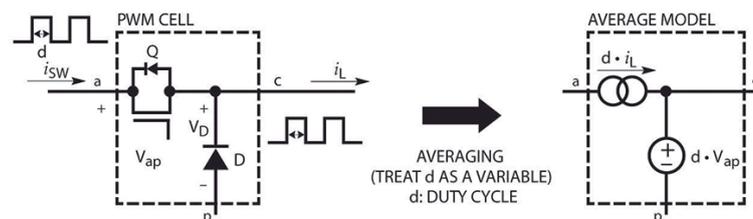


Figura 5. Paso 1 del modelado: cambio de una célula de conmutación PWM de 3 terminales a fuentes de corriente y tensión promediadas.

Paso 2 del modelado: modelado lineal de AC de pequeña señal

El siguiente paso consiste en ampliar el producto de las variables para obtener el modelo lineal de pequeña señal de AC. Por ejemplo, una variable $x = X + \hat{x}$, donde X es el punto de funcionamiento en estado estable de DC y \hat{x} es la variación de pequeña señal de AC alrededor de X . Por tanto, el producto de dos variables $x \cdot y$ se puede reescribir como:

$$x \cdot y = (\hat{x} + X) \cdot (\hat{y} + Y) = \underbrace{\hat{x} \cdot \hat{y}}_{\text{SMALL SIGNAL AC}} + \underbrace{X \cdot \hat{y} + \hat{x} \cdot Y}_{\text{DC(OP) IGNORE}} + \hat{x} \cdot \hat{y}$$

La Figura 6 indica que la parte de AC de la pequeña señal lineal se puede separar de la parte del punto de funcionamiento de DC. Además se puede ignorar el producto de las dos variaciones de pequeña señal de AC ($\hat{x} \cdot \hat{y}$) ya que se trata de una variable cuyo valor es incluso más pequeño. A partir de este concepto, la célula de conmutación PWM promediada se puede expresar como indica la Figura 7.

Aplicando esta técnica de modelado en dos pasos a un convertidor buck, como muestra la Figura 8, la etapa de potencia del convertidor

buck se puede modelar como una sencilla fuente de tensión, \hat{v}_{IN} , seguida por una red de filtro de 2º orden L/C.

Basándose en el circuito lineal de la Figura 8, dado que la señal de control es el ciclo de trabajo d y la señal de salida es v_{OUT} , el convertidor buck se puede describir mediante la función de transferencia de trabajo a salida $G_{dv}(s)$ en el dominio de la frecuencia:

$$(1) \quad G_{dv}(s) = \frac{\hat{v}_o}{\hat{d}} = \frac{V_{IN} \cdot \left(1 + \frac{s}{s_{z_ESR}}\right)}{1 + \frac{s}{\omega_o \cdot Q} + \frac{s^2}{\omega_o^2}}$$

donde,

$$(2) \quad s_{z_ESR} = 2\pi f_{z_ESR} = \frac{1}{r_C \cdot C}$$

$$(3) \quad \omega_o = 2\pi f_{wo} = \frac{1}{\sqrt{L \cdot C}} \cdot \sqrt{\frac{1 + \frac{r_L}{R}}{1 + \frac{r_C}{R}}} \approx \frac{1}{\sqrt{L \cdot C}}$$

$$(4) \quad Q = \frac{1}{\omega_o} \cdot \frac{1}{\frac{L}{r_L + R} + C \cdot \left(r_C + \frac{r_L \cdot R}{r_L + R}\right)}$$

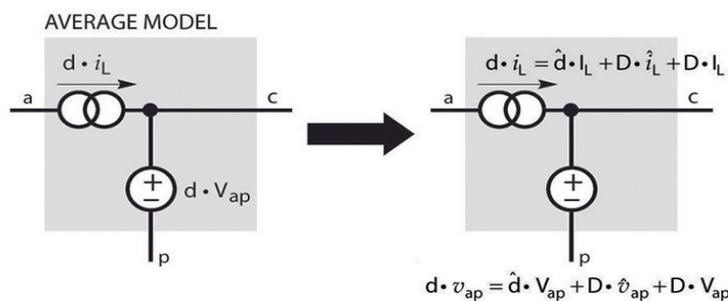


Figura 7. Paso 2 del modelado: modelado de pequeña señal de AC por ampliación de los productos de las variables.

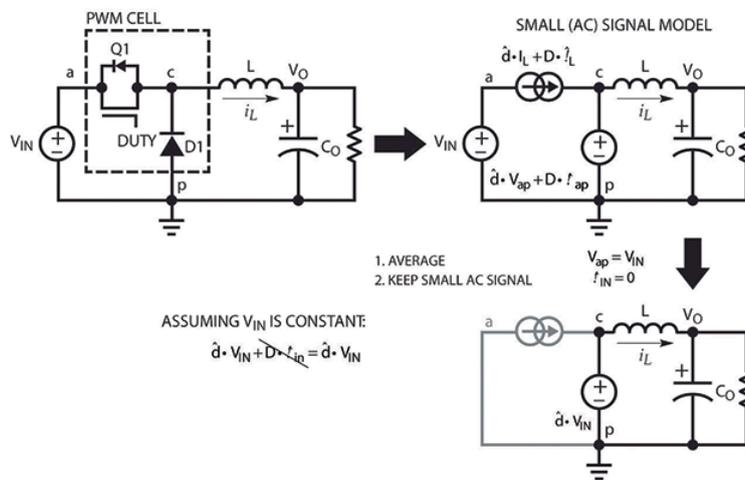


Figura 8. Cambios de un convertidor buck a un circuito lineal de pequeña señal de AC promediada.

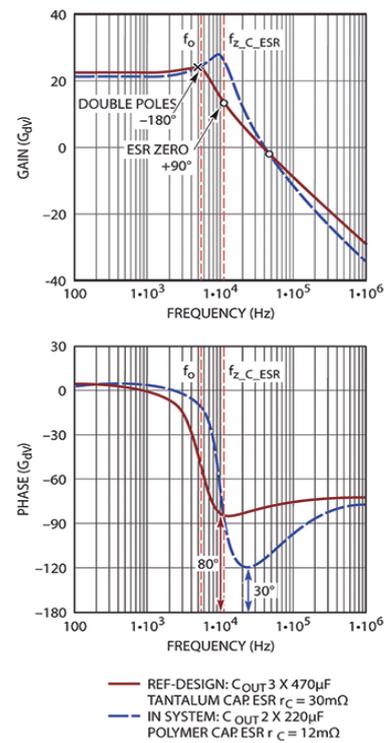


Figura 9. La variación del condensador C_{OUT} provoca una significativa variación de fase de $G_{dv}(s)$ en la etapa de potencia.

La función $G_{dv}(s)$ indica que la etapa de potencia del convertidor buck es un sistema de 2º orden con dos polos y un cero en el dominio de la frecuencia. El cero s_{z_ESR} es generado por el condensador de salida C y su ESR r_C . Los polos dobles resonantes ω_o son generados por el inductor del filtro de salida L y el condensador C .

Dado que las frecuencias de los polos y el cero son funciones del condensador de salida y su ESR, los diagramas de bode de la función $G_{dv}(s)$ varían con las diferentes opciones del condensador de salida de la fuente, como muestra la Figura 9. La respuesta para pequeña señal de la etapa de potencia del convertidor buck depende mucho de los condensadores de salida escogidos. Si la fuente tiene una baja capacidad de salida o condensadores de salida de muy baja ESR, la frecuencia cero de ESR puede ser mucho mayor que la frecuencia del polo resonante. El retardo de la fase de la etapa de potencia puede acercarse a los -180 grados. Como resultado de ello puede ser difícil compensar el lazo cuando se cierra el lazo de realimentación negativa de tensión.

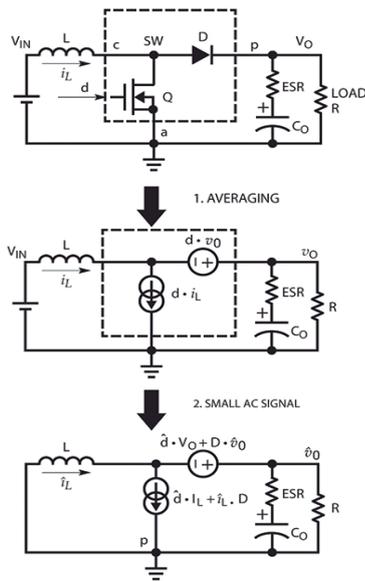


Figura 10. Circuito de modelado de pequeña señal de AC de un convertidor boost elevador.

Modelo de pequeña señal del convertidor boost elevador

Utilizando el mismo método de modelado de pequeña señal promediada de la célula de conmutación PWM de 3 terminales se puede modelar también el convertidor boost (elevador). La Figura 10 indica cómo modelar y convertir el convertidor boost en su circuito de modelo lineal de pequeña señal de AC.

La función de transferencia de la etapa de potencia del boost $G_{dv}(s)$ se obtiene en la Ecuación 5. También es un sistema de 2º orden con resonancia L/C. A diferencia del convertidor buck, el convertidor boost tiene un cero en el hemisferio derecho (Right-half plane zero, RHPZ) además del

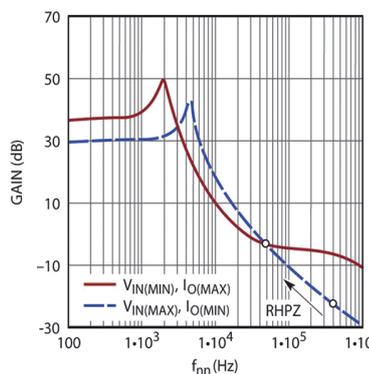


Figura 11. La función de transferencia entre ciclo de trabajo y V_o de pequeña señal en la etapa de potencia del convertidor boost con V_{in} y la carga.

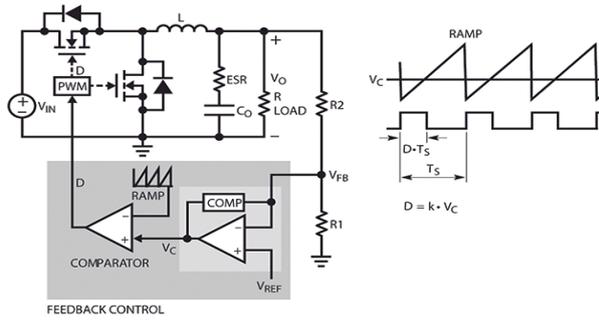


Figura 12. Diagrama del convertidor buck en modo tensión con lazo cerrado de realimentación de tensión.

cero de la ESR de C_{OUT} . El RHPZ aumenta la ganancia pero disminuye la fase (negativa). La ecuación también indica que el RHPZ varía con el ciclo de trabajo y la resistencia de carga. Dado que el ciclo de trabajo es una función de V_{IN} , la función de transferencia de la etapa de potencia del boost $G_{dv}(s)$ varía con V_{IN} y la corriente de carga. La Figura 11 muestra que con una baja V_{IN} y una $I_{OUT,MAX}$ para cargas elevadas el RHPZ está en su frecuencia más baja y provoca un retardo de fase significativo. Esto dificulta el diseño de un convertidor boost con un gran ancho de banda. Como regla de diseño de tipo general, para asegurar la estabilidad del lazo se diseña el ancho de banda del convertidor boost con menos de 1/10 de su frecuencia RHPZ más baja. Otras topologías como los convertidores positivo-negativo buck/boost, flyback (buck/boost aislado), SEPIC y CUK, tienen un RHPZ indeseable y no se pueden aprovechar en el diseño de soluciones con un gran ancho de banda y rápidos transitorios.

$$G_{dv}(s) = \frac{\hat{v}_o}{\hat{d}}$$

$$(5) \quad \frac{V_{IN}}{(1-D)^2} \left(1 - s \cdot \frac{L}{R \cdot (1-D)} \right) \cdot (1 + s \cdot r_c \cdot C) = \frac{1 + s \cdot \frac{L}{R(1-D)^2} + s^2 \cdot \frac{LC}{(1-D)^2}}$$

$$(6) \quad f_{RHPZ} = \frac{(1-D)^2 \cdot R_{LOAD}}{2\pi \cdot L}$$

Cerrar el lazo de realimentación con control en modo tensión

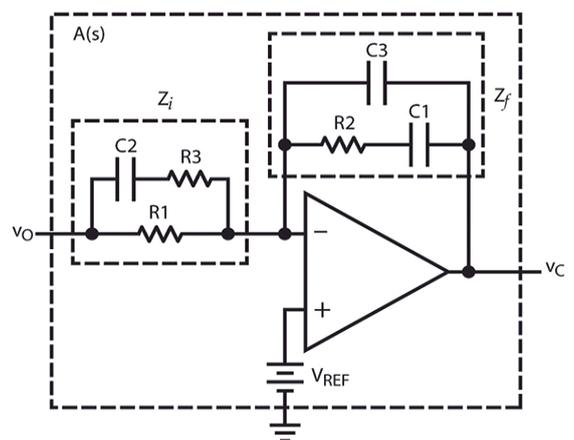
La tensión de salida se puede regular mediante un sistema con un lazo de realimentación cerrado. En el ejemplo de la Figura 12, cuando aumenta la tensión de salida V_{OUT} también se incrementa la tensión

de realimentación V_{FB} y disminuye la salida del amplificador de error de realimentación negativa, por lo que disminuye el ciclo de trabajo. Como resultado de ello, V_{OUT} se reduce para que $V_{FB} = V_{REF}$. La red de compensación del amplificador operacional de error puede ser una red de amplificador de realimentación de Tipo I, Tipo II o Tipo III. Solo hay un lazo de control para regular V_{OUT} . Esta técnica de control se denomina control en modo tensión. El LTC3861 y el LTC3882 de Linear Technology son controladores típicos buck en modo tensión.

Para optimizar un convertidor PWM en modo tensión como el mostrado en la Figura 13 se necesita generalmente una complicada red de compensación de Tipo III para diseñar un lazo rápido con el margen de fase suficiente.

Tal como muestran la Ecuación 7 y la Figura 14, esta red de compensación tiene 3 polos y 2 ceros en el dominio de la frecuencia: el polo de integración de baja frecuencia (1/s) proporciona una elevada ganancia en DC para minimizar el error de regulación en DC, los doble ceros se encuentran alrededor de la frecuencia resonante del sistema f_0

Figura 13. Red de compensación de realimentación de Tipo III para un convertidor en modo tensión.



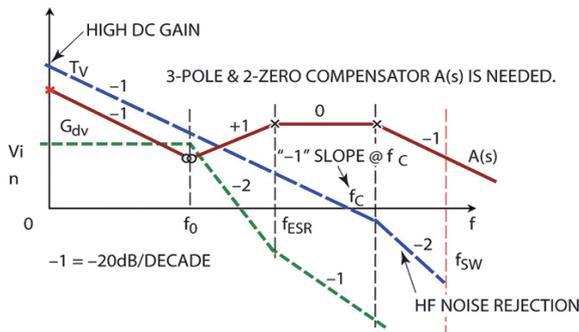


Figura 14. La A(s) de compensación de Tipo III proporciona 3 polos y 2 ceros para lograr una óptima ganancia total del lazo TV(s).

para compensar el retardo de fase de -180° provocado por L y C en la etapa de potencia, el primer polo de alta frecuencia se coloca para cancelar el cero de la ESR de C_{OUT} en f_{ESR} y el 2º polo de alta frecuencia se coloca después del ancho de banda deseado f_c para atenuar el ruido de conmutación en el lazo de realimentación. La compensación de Tipo III es bastante complicada ya que requiere seis valores de R/C. Hallar la combinación óptima de estos valores es una tarea que consume mucho tiempo.

$$(7) \quad \hat{v}_c = -\frac{\omega_1(1 + \frac{s}{\omega_{Z1}})(1 + \frac{s}{\omega_{Z2}})}{s(1 + \frac{s}{\omega_{P1}})(1 + \frac{s}{\omega_{P2}})}$$

donde

$$\omega_1 = \frac{1}{R_1(C_1 + C_3)}$$

$$(7a) \quad \omega_{Z1} = \frac{1}{R_2C_1}, \quad \omega_{Z2} = \frac{1}{C_2(R_1 + R_3)}$$

$$\omega_{P1} = \frac{1}{R_3C_2}, \quad \omega_{P2} = \frac{1}{R_2 \frac{C_1C_3}{C_1 + C_3}}$$

Para simplificar y automatizar el diseño de la fuente conmutada se ha desarrollado la herramienta de diseño LTpowerCAD. Esta herramienta hace que el diseño de la compensación del lazo sea una tarea mucho más sencilla. LTpowerCAD es una herramienta de diseño de descarga gratuita disponible en www.linear.com/LTpowerCAD. Ayuda a los usuarios a seleccionar una solución de alimentación, diseñar los componentes de la etapa de potencia y optimizar la eficiencia de la fuente y la compensación del lazo.

Como en la Figura 15, para un controlador determinado en modo tensión de Linear Technology como el LTC3861, sus parámetros de lazo

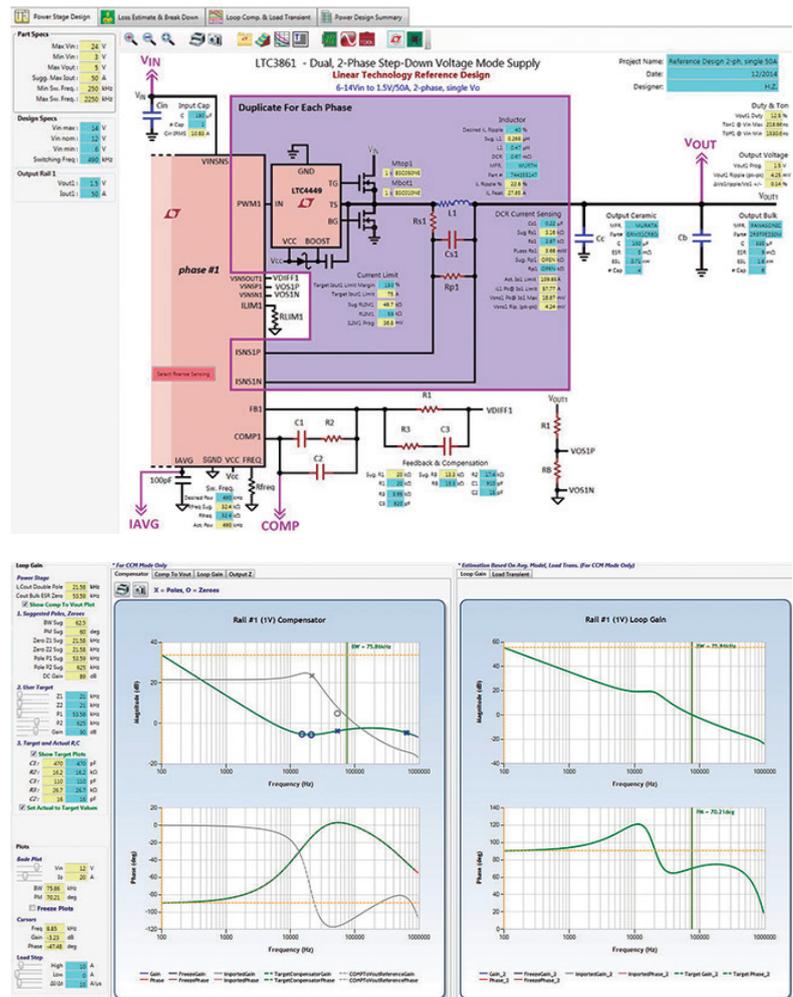


Figura 15. La herramienta de diseño LTpowerCAD facilita el diseño del lazo de Tipo III para convertidores en modo tensión: (a) página de diseño de la etapa de potencia con LTpowerCAD; (b) página de compensación de lazo y diseño de transitorios de carga con LTpower.

se modelan con la herramienta de diseño. Para una determinada etapa de potencia, los usuarios pueden colocar los polos y ceros (frecuencias) y seguir las indicaciones del programa para seleccionar los valores reales de R/C y comprobar las prestaciones de ganancia del lazo y de los transitorios de carga en tiempo real.

A continuación se puede exportar el diseño a un circuito de simulación LTspice® para una simulación en tiempo real.

Añadir un lazo de corriente para un control en modo corriente

El control en modo tensión de un solo lazo presenta algunas limitaciones. Necesita una red de compensación de Tipo III bastante complicada. Las prestaciones del lazo pueden

variar significativamente en función de los parámetros y los parásitos del condensador de salida, especialmente la ESR del condensador y la impedancia de la pista de la placa. Una fuente fiable también necesita protección frente a picos rápidos de corriente, lo cual exige a su vez un método de sensado rápido y un comparador rápido de protección. Para soluciones de alta corriente que exijan disponer de muchas fases en paralelo se necesita añadir una red o lazo de reparto de corriente.

Añadir una ruta interior de sensado de corriente y un lazo de realimentación al convertidor en modo tensión se convierte en un convertidor controlado en modo corriente. Las Figuras 16 y 17 muestran un típico convertidor buck en modo corriente de pico y su funcionamiento. El reloj interno hace que entre en conducción

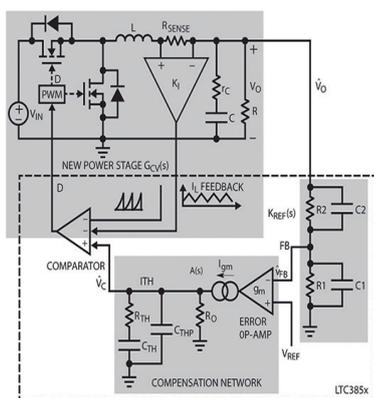


Figura 16. Diagrama de bloques de un convertidor en modo corriente con lazo interior de corriente y lazo exterior de realimentación de tensión.

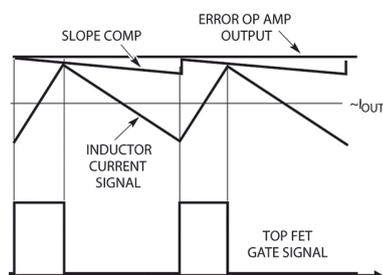


Figura 17. Formas de onda de señal de control en modo corriente de pico.

el FET de control superior. A continuación, en cuanto se detecta la señal de corriente de pico del inductor cuando ésta alcanza la tensión V_C en el pin ITH del amplificador, el FET pasa a corte. Conceptualmente, el lazo de corriente convierte al inductor en una fuente de corriente controlada. Por tanto, la etapa de potencia con el lazo cerrado de corriente se convierte en un sistema de 1^{er} orden en lugar de un sistema de 2^o orden con resonancia L/C. Como resultado de ello, el retardo de fase provocado por los polos de la etapa de potencia disminuye de 180 grados a unos 90 grados. Un menor retardo de fase facilita mucho la compensación del lazo exterior de tensión y también logra que la fuente sea menos sensible a la variación del condensador de salida o de la inductancia, como explica la Figura 18.

La señal de corriente del inductor se puede detectar directamente con una R_{SENSE} adicional o indirectamente mediante el devanado del DCR o la $R_{DS(ON)}$ del FET. Todos ellos propor-

cionan otras ventajas importantes gracias al control en modo corriente. Como muestra la Figura 17, dado que la corriente del inductor se detecta y limita por la tensión de salida del amplificador para cada ciclo, el sistema cuenta con una limitación más precisa y rápida de la corriente en caso de sobrecarga o de saturación de la corriente del inductor.

La corriente de arranque del inductor también se controla estrechamente durante el encendido o con transitorios de tensión a la entrada. Cuando existen múltiples convertidores/fases en paralelo, el control en modo corriente resulta muy sencillo compartir corriente entre fuentes interconectando los pins ITH del amplificador para implementar un diseño PolyPhase® fiable. Entre los controladores en modo corriente típicos se encuentran el LTC3851A, LTC3833 y LTC3855 de Linear Technology, entre otros.

Métodos de control de corriente de pico frente a corriente de valle

El método de control en modo corriente mostrado en las Figuras 16 y 17 corresponde al control en modo corriente de pico del inductor. El convertidor funciona con una frecuencia fija de conmutación f_{SW} que facilita la sincronización del reloj y el entrelazado de fases, especialmente en convertidores en paralelo. No obstante, si el pico transitorio se produce justo después de que la puerta del FET de control esté desconectada, el convertidor tiene que esperar el T_{OFF} del FET del siguiente ciclo de reloj para responder al transitorio. Este retardo de T_{OFF} no suele ser un problema pero es importante en sistemas con transitorios realmente rápidos. Además, el tiempo mínimo en conducción ($T_{ON_{min}}$) del FET de control no puede ser muy pequeño ya que el comparador de corriente necesita tiempo para eliminar el ruido y así evitar disparos en falso. Esto limita la frecuencia máxima de conmutación f_{SW} en aplicaciones reductoras con una elevada relación V_{IN}/V_{OUT} . Además el modo de corriente de pico también exige una cierta compensación de la pendiente para mantener estable el lazo de corriente cuando el ciclo de trabajo es superior al 50%. Esto no supone un problema para los controladores de Linear Technology, que

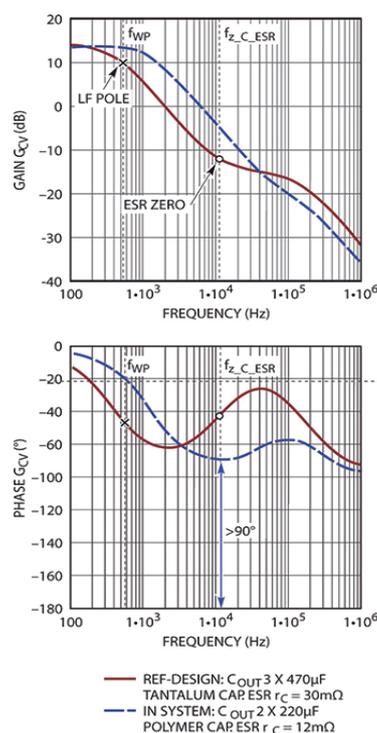


Figura 18. Nueva función de transferencia de la etapa de potencia GCV(s) con lazo cerrado de corriente.

suelen incorporar compensación de pendiente adaptativa para asegurar la estabilidad del lazo de corriente para todo el rango de ciclos de trabajo. El LTC3851A y el LTC3855 son típicos controladores en modo corriente de pico.

Los controladores en modo corriente de valle generan un tiempo en conducción controlado del FET y esperan hasta que la corriente de valle del inductor alcanza el límite de su valle (V_{ITH}) para que el FET vuelva a conducir. Por tanto, la fuente puede responder a transitorios de la carga durante el T_{OFF} del FET de control. Además, dado que el tiempo de conducción es fijo, el $T_{ON_{min}}$ del FET de control puede ser más pequeño que con el control en modo corriente de pico para permitir una f_{SW} más elevada en aplicaciones con una alta proporción reductora. El control en modo corriente de valle tampoco necesita añadir compensación de pendiente para la estabilidad del lazo de corriente. Sin embargo, dado que se permite que pueda variar el período de conmutación T_s , en el osciloscopio puede parecer que la forma de onda del nodo de conmutación tenga más jitter con el control en modo corriente de valle. El LTC3833 y el LTC3838 son típicos controladores en modo corriente de valle.

Continuará...