

Modelado y diseño de compensación de lazo en fuentes de alimentación conmutadas (Parte - 2ª)

Artículo cedido por Linear Technology



www.linear.com

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

Continuación de la 1ª parte del artículo, publicada en el nº 731 de Octubre 2015, en las páginas 96 a 101.

Modelado de la nueva etapa de potencia con lazo cerrado de corriente

La Figura 19 muestra un modelo simplificado de 1º orden de la etapa de potencia del convertidor buck con lazo de corriente interno que simplemente trata el inductor como una fuente de corriente controlada por la tensión v_c del pin ITH del amplificador. Se puede aplicar un método parecido para otras topologías con control en modo corriente del inductor. ¿Hasta qué punto es bueno este sencillo modelo?

La Figura 20 ofrece una comparación de la función de transferencia $G_{CV}(s) = v_{OUT}/v_c$ entre el modelo de 1º orden y un modelo más complicado pero preciso. Corresponde a un convertidor buck en modo corriente que funciona con una frecuencia de conmutación de 500 kHz. En este ejemplo, el modelo de 1º orden es preciso hasta 10 kHz, $\sim 1/50$ de la frecuencia de conmutación f_{sw} . Por encima de este valor, el diagrama de fase del modelo de 1º orden deja de

Figura 19. Modelo sencillo de 1º orden para un convertidor buck en modo corriente.

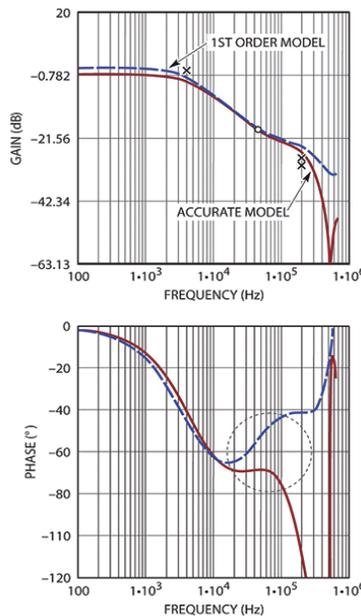
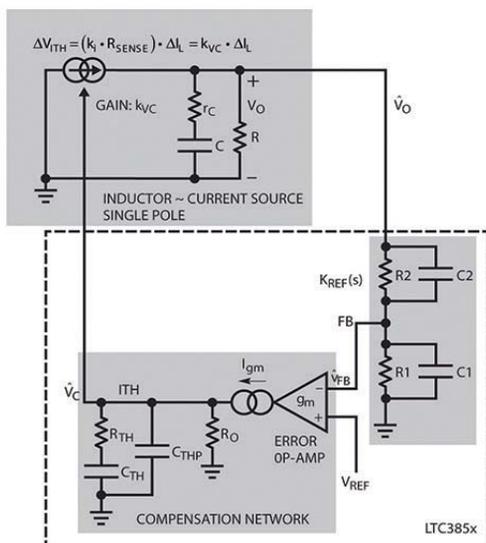


Figura 20. Comparación de $G_{CV}(s)$ entre el modelo de 1º orden y un modelo preciso para un buck en modo corriente.

ser preciso. Por tanto este modelo simplificado solo es bueno para un diseño con un reducido ancho de banda.

De hecho, es bastante complicado desarrollar un modelo preciso de pequeña señal para convertidores en modo corriente para todo el rango de frecuencias. El modelo en modo corriente de R. Ridley [3] es el más utilizado por los fabricantes de fuentes

de alimentación para controles en modo corriente de pico y corriente de valle. Más recientemente, Jian Li desarrolló un modelo de circuito más intuitivo [4] para control en modo corriente que también se puede utilizar para otros métodos de control en modo corriente. Para facilitar, la herramienta de diseño LTpowerCAD incorpora estos modelos precisos, por lo que incluso un usuario con poca experiencia puede diseñar fácilmente una fuente de alimentación en modo corriente sin muchos conocimientos sobre los modelos de Ridley o Jian Li.

Diseño de la compensación de lazo de un convertidor en modo corriente

En las Figuras 16 y 21, la $G_{CV}(s)$ de la etapa de potencia con lazo de corriente cerrado se determina mediante la selección de los componentes de la etapa de potencia, que se escogen principalmente en función de las especificaciones/prestaciones de DC de la fuente de alimentación.

La ganancia del lazo exterior de tensión $T(s) = G_{CV}(s) \cdot A(s) \cdot K_{REF}(s)$ se determina por tanto por medio de la etapa de realimentación de tensión $K_{REF}(s)$ y la etapa de compensación $A(s)$. Los diseños de estas dos etapas establecerán en gran parte la estabilidad de la fuente y su respuesta ante transitorios.

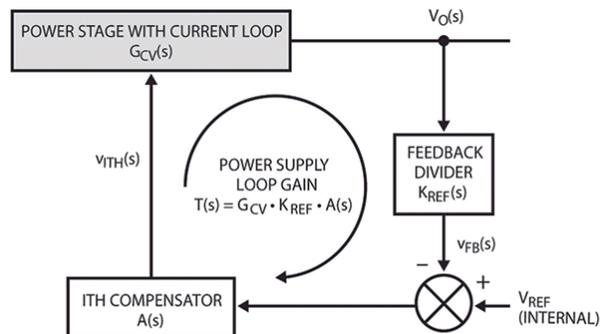


Figura 21. Diagrama de bloques de control para el diseño del lazo de realimentación.

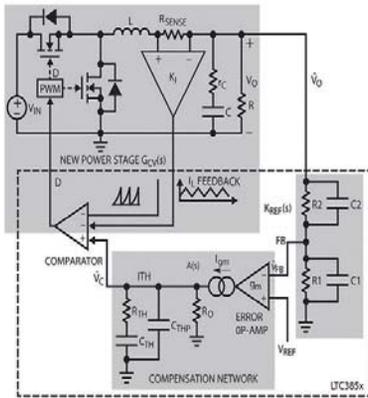


Figura 16. Diagrama de bloques de un convertidor en modo corriente con lazo interior de corriente y lazo exterior de realimentación de tensión.

En general, las prestaciones del lazo cerrado de tensión $T(s)$ se evalúan con dos importantes valores: el ancho de banda del lazo y el margen de estabilidad del lazo. El ancho de banda del lazo se cuantifica mediante la frecuencia de corte f_c a la cual la ganancia del lazo $T(s)$ es igual a uno (0dB). El margen de estabilidad del lazo se cuantifica generalmente por este margen de fase o margen de ganancia.

El margen de fase del lazo ϕ_m se define como la diferencia entre el retardo de fase total $T(s)$ y -180° a la frecuencia de corte. Generalmente se necesita un margen de fase mínimo de 45 grados o 60 grados para asegurar la estabilidad. En el caso del control en modo corriente, para atenuar el ruido de conmutación en el lazo de corriente, el margen de ganancia del lazo se define como la atenuación a $\frac{1}{2} \cdot f_{sw}$. En general es deseable una atenuación mínima de 8dB (-8 dB de ganancia de lazo) a $\frac{1}{2} \cdot f_{sw}$.

Selección de la frecuencia de corte deseada en el bucle de tensión f_c

Un mayor ancho de banda ayuda a conseguir una respuesta rápida ante transitorios. Sin embargo, el aumento del ancho de banda generalmente reduce el margen de estabilidad y hace que el lazo de control sea más sensible al ruido de conmutación.

Un diseño óptimo generalmente consigue un buen equilibrio entre el ancho de banda (respuesta ante transitorios) y el margen de estabilidad. De hecho, el control en modo

corriente también introduce un par de polos dobles ω_n debido al efecto de muestreo de la señal de corriente en $\frac{1}{2} \cdot f_{sw}$ [3].

Estos polos dobles introducen un retardo de fase no deseado del orden de $\frac{1}{2} \cdot f_{sw}$. En general, para conseguir el margen suficiente de fase y la atenuación del ruido en la placa, se selecciona una frecuencia de corte inferior a $\frac{1}{10}$ – $\frac{1}{6}$ de la frecuencia de conmutación de fase f_{sw} .

$$(8) \quad f_c \leq \frac{f_{sw}}{6}$$

Diseño de la red del divisor de realimentación $K_{ref}(s)$ con $R1, R2, C1$ y $C2$

En la Figura 16, la ganancia en DC K_{REF} de $K_{ref}(s)$ es la relación entre la tensión de referencia interna V_{REF} y la tensión de salida DC deseada V_o . Se emplean las resistencias $R1$ y $R2$ para ajustar la tensión DC de salida deseada.

$$(9) \quad R_1 = \frac{K_{REF} \cdot R_2}{1 - K_{REF}}$$

donde:

$$(10) \quad K_{REF} = \frac{V_{REF}}{V_o}$$

Se puede añadir opcionalmente el condensador $C2$ para mejorar la respuesta dinámica del lazo de realimentación. Conceptualmente, a alta frecuencia, $C2$ proporciona una ruta de alimentación de baja impedancia para la señal AC de la tensión de salida y por tanto agiliza las respuestas ante transitorios. Pero $C2$ también puede añadir un ruido de conmutación no deseado al lazo de

control. Por tanto se puede incorporar opcionalmente un condensador de filtro $C1$ para atenuar el ruido de conmutación. Tal como expresa la Ecuación 11, la función de transferencia del divisor resistivo $K_{REF}(s)$ con $C1$ y $C2$ tiene un cero y un polo. La Figura 22 muestra el diagrama de bode de $K_{REF}(s)$.

Al diseñar $f_{z_ref} < f_{p_ref}$, $C1$ y $C2$ junto con $R1$ y $R2$ introducen un aumento de la fase en una banda de frecuencia centrada en f_{CENTER} , que se determina en la Ecuación 14. Si f_{CENTER} se sitúa en la frecuencia de corte buscada f_c , $K_{ref}(s)$ proporciona adelanto de fase al lazo de tensión e incrementa el margen de fase. Por otro lado, la Figura 22 también indica que $C1$ y $C2$ aumentan la ganancia del divisor a alta frecuencia. Esto no es algo deseable porque un aumento de la ganancia a alta frecuencia hace que el lazo de control sea más sensible al ruido de conmutación. El aumento de la ganancia a alta frecuencia debido a $C1$ y $C2$ se determina en la Ecuación 15.

$$(11) \quad K_{REF}(s) = \frac{V_{FB}}{V_o} = K_{REF} \cdot \frac{1 + \frac{s}{2\pi \cdot f_{z_ref}}}{1 + \frac{s}{2\pi \cdot f_{p_ref}}}$$

donde:

$$(12) \quad f_{z_ref} = \frac{1}{2\pi \cdot R_2 \cdot C_2}$$

y

$$(13) \quad f_{p_ref} = \frac{1}{K_{REF}} \cdot \frac{1}{2\pi \cdot R_2 \cdot (C_1 + C_2)}$$

$$(14) \quad f_{CENTER} = \sqrt{f_{z_ref} \cdot f_{p_ref}} = \frac{1}{2\pi \cdot R_2} \cdot \sqrt{\frac{1}{K_{REF} \cdot C_2 \cdot (C_1 + C_2)}} = f_c$$

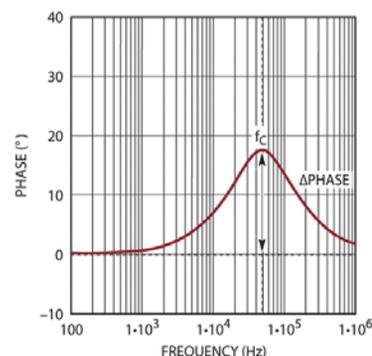
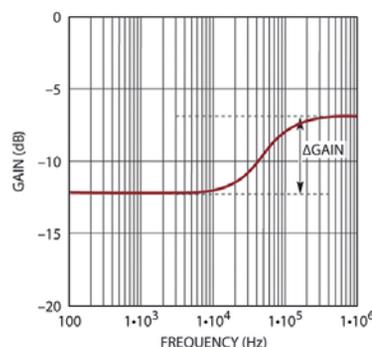


Figura 22. Diagrama de Bode de la función de transferencia de la ganancia del divisor resistivo $K_{REF}(s)$.

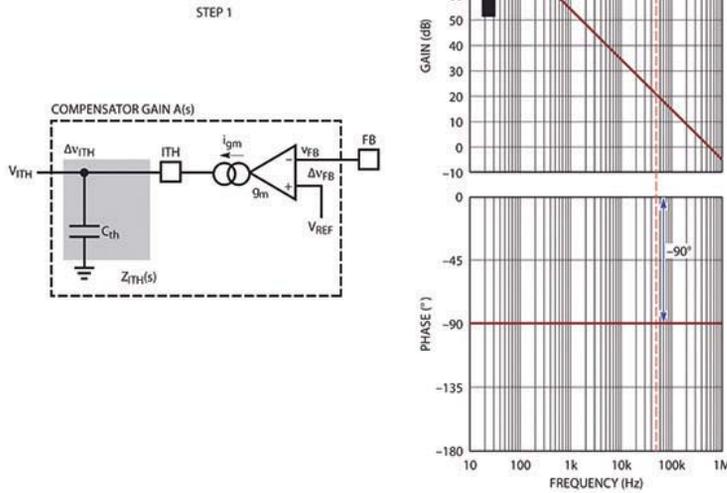


Figura 23. Paso 1: red de compensación sencilla con condensador A(s) y su diagrama de Bode.

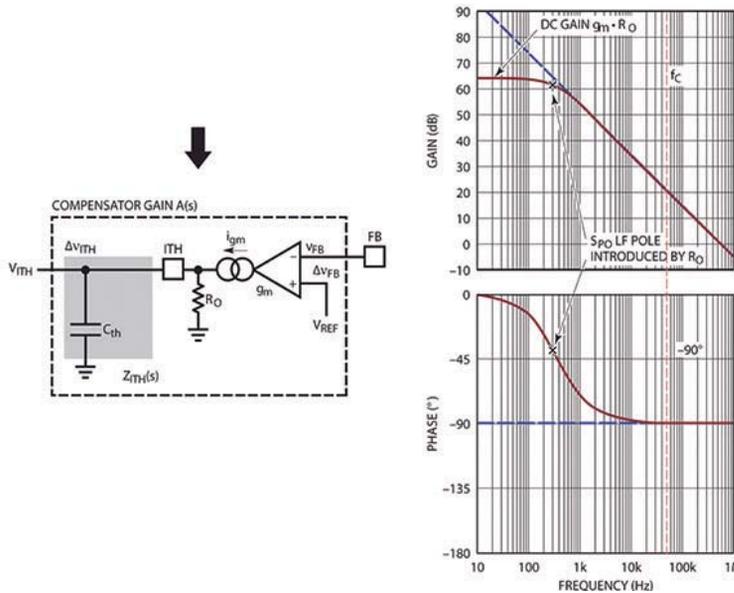


Figura 24. A(s) de un polo que incluye la impedancia de salida RO del amplificador gm.

$$(15) \Delta\text{Gain}_{\text{HF}}(\text{dB}) = 20 \cdot \log\left(\frac{C_2}{C_1 + C_2} \cdot \frac{1}{K_{\text{REF}}}\right)$$

Para un valor determinado de C1 y C2, el aumento de fase φ_{REF} derivado de la red divisora se puede calcular con la Ecuación 16. Asimismo el máximo aumento posible de la fase para una tensión de salida determinada se fija gracias a la Ecuación 17 para $C2 \gg C1$.

Tal como se indica, el máximo aumento de fase $\varphi_{\text{REF,max}}$ se determina mediante la relación del divisor $K_{\text{REF}} = V_{\text{REF}}/V_{\text{O}}$. Dado que V_{REF} es fija para un controlador dado, el mayor aumento

de fase se puede lograr con un mayor aumento de la tensión de salida V_{O} .

$$(16) \varphi_{\text{REF}} = 2 \cdot \text{tg}^{-1}\left(\sqrt{\frac{C_1}{C_1 + C_2} \cdot \frac{1}{K_{\text{REF}}}}\right) - 90$$

$$(17) \varphi_{\text{REF}} = 2 \cdot \text{tg}^{-1}\left(\sqrt{\frac{1}{K_{\text{REF}}}}\right) - 90$$

La selección de φ_{REF} , C1 y C2 es un equilibrio entre el aumento de fase deseado y el aumento de la ganancia a alta frecuencia no deseado. La ganancia total del lazo se debe comprobar posteriormente para optimizar los valores.

Diseño de la red de compensación de Tipo II con amplificador de error ITH en el lazo de tensión

La A(s) de ITH de compensación es el elemento más importante en el diseño de la compensación de lazo ya que determina la ganancia de DC, la frecuencia de corte (ancho de banda) y los márgenes de fase/ganancia del lazo de tensión de alimentación. Para una salida de la fuente de corriente, el amplificador de transconductancia g_m , su función de transferencia A(s) se obtiene mediante la Ecuación 18:

$$(18) A(s) = \frac{v_{\text{ith}}(s)}{v_{\text{fb}}(s)} = g_m \cdot Z_{\text{ith}}(s)$$

donde g_m es la ganancia del amplificador de error de transconductancia. $Z_{\text{ith}}(s)$ es la impedancia de la red de compensación en el pin ITH de la salida del amplificador.

A partir del diagrama de bloques de control de la Figura 21, el error de regulación del lazo de tensión se puede cuantificar así:

$$(19) \frac{\text{Error}}{V_{\text{O}}} = \frac{V_{\text{REF}} - V_{\text{FB}}}{V_{\text{REF}}} = \frac{1}{[A(s) \cdot G_{\text{CV}}(s)]_{S=j2\pi f}}$$

En consecuencia, para minimizar el error de regulación de DC es deseable una gran ganancia DC de A(s). Para maximizar la ganancia DC de A(s) en primer lugar se coloca un condensador C_{th} en la patilla ITH a la salida del amplificador para formar un integrador. En este caso, la ganancia de transferencia A(s) es:

$$(20) A(s) = \frac{v_{\text{ith}}(s)}{v_{\text{fb}}(s)} = \frac{g_m}{C_{\text{th}}} \cdot \frac{1}{s}$$

La Figura 23 muestra el diagrama esquemático de A(s) y su diagrama de Bode. Tal como se puede ver, el condensador C_{th} crea un término de integración en A(s) con una ganancia indefinidamente elevada en DC. Desafortunadamente, además de los -180 grados originales de realimentación negativa, C_{th} añade otros -90 grados de retardo de fase. Incluyendo la fase de -90 grados de la $G_{\text{CV}}(s)$ correspondiente a la etapa de potencia del sistema de 1er orden, la fase total del lazo de tensión se acerca a -360 grados a la frecuencia de corte f_c y el lazo está cerca de ser inestable.

En realidad, la impedancia de salida del amplificador g_m de la fuente de corriente no tiene un valor infinito.

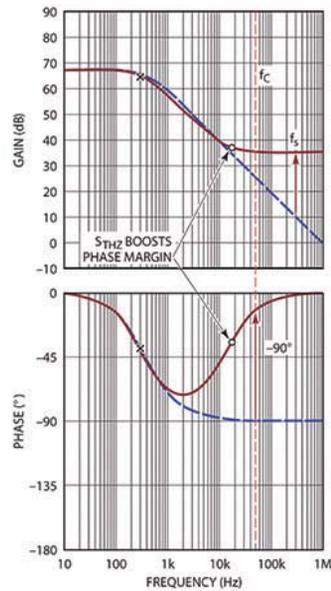
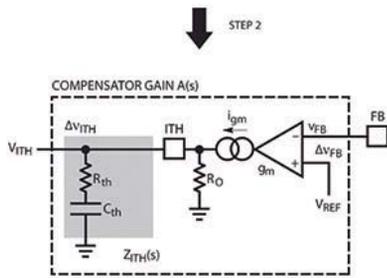


Figura 25. Paso 2: incorporación de un cero RTH para aumentar la fase: A(s) con compensación de un polo y un cero.

En la Figura 24, R_o es la resistencia de salida interna del pin ITH del amplificador g_m .

La R_o suele ser muy elevada en los controladores de Linear Technology, del orden de $500k\Omega - 1M\Omega$. Por tanto, la función de transferencia A(s) con un solo condensador se convierte en la Ecuación 21.

Tiene un polo de baja frecuencia f_{po} determinado por $R_o \cdot C_{th}$. Por tanto la ganancia en DC de A(s) es $g_m \cdot R_o$. Como ilustra la Figura 24, A(s)

aún tiene un retardo de fase de -90 grados para la frecuencia de corte prevista f_{c_exp} .

$$(21) \quad A(s) = \frac{v_{ith}(s)}{v_{fb}(s)} = g_m \cdot R_o \cdot \frac{1}{1 + s/s_{po}}$$

donde,

$$(22) \quad s_{po} = \frac{1}{R_o \cdot C_{th}}$$

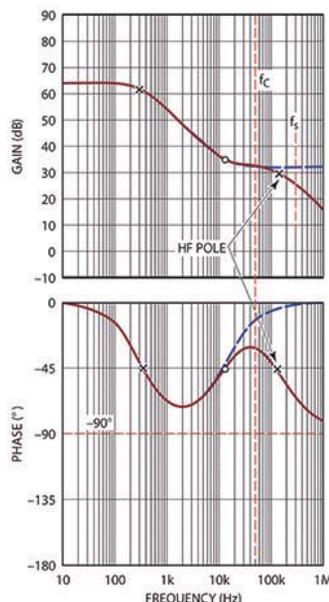
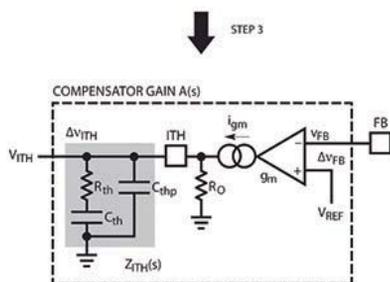


Figura 26. Paso 3: incorporación de un Cthp de desacoplamiento de alta frecuencia para aumentar la fase: A(s) con compensación de dos polos y un cero.

Para incrementar la fase correspondiente a f_c se añade una resistencia R_{th} en serie con C_{th} para crear un cero, como muestran la Ecuación 23 y la Figura 25. El cero suma un retardo de fase de hasta $+90$ grados.

Tal como muestra la Figura 25, si el cero s_{thz} se coloca antes de la frecuencia de corte f_c se puede aumentar significativamente la fase de A(s) en f_c .

Como resultado de ello aumenta al margen de fase del lazo de tensión.

$$(23) \quad A(s) = \frac{v_{ith}(s)}{v_{fb}(s)} = g_m \cdot R_o \cdot \frac{1 + s/s_{thz}}{1 + s/s_{po}}$$

donde,

$$(24) \quad s_{thz} = \frac{1}{R_{th} \cdot C_{th}}$$

Desafortunadamente, al añadir el cero s_{thz} existe una penalización: la ganancia de A(s) se ve incrementada significativamente a altas frecuencias por encima de f_c . Por tanto es más probable que el ruido en conmutación se origine en el lazo de control con menos atenuación de A(s) a la frecuencia de conmutación.

Con el fin de compensar este aumento de la ganancia y de atenuar el ruido de la placa es necesario añadir otro pequeño condensador cerámico C_{thp} desde el pin ITH a la masa del CI, como se indica en la Figura 26. En general hay que escoger $C_{thp} \ll C_{th}$.

En el trazado de la placa, el condensador del filtro C_{thp} se debería colocar lo más cerca posible del pin ITH.

Al añadir C_{thp} , la función de transferencia de compensación final A(s) se obtiene mediante las Ecuaciones 25 y 26, y su diagrama de Bode se puede ver en la Figura 26. C_{thp} introduce un polo de alta frecuencia s_{thp} , que se debería colocar entre la frecuencia de corte f_c y la frecuencia de conmutación f_s . C_{thp} reduce la ganancia A(s) para f_s , pero también puede disminuir la fase para f_c .

La colocación de s_{thp} depende del margen de fase y de la inmunidad al ruido en la placa de alimentación.

$$(25) \quad A(s) = \frac{v_{ith}(s)}{v_{fb}(s)} = g_m \cdot R_o \cdot \frac{1 + \frac{s}{s_{thz}}}{\left(1 + \frac{s}{s_{po}}\right) \cdot \left(1 + \frac{s}{s_{thp}}\right)}$$

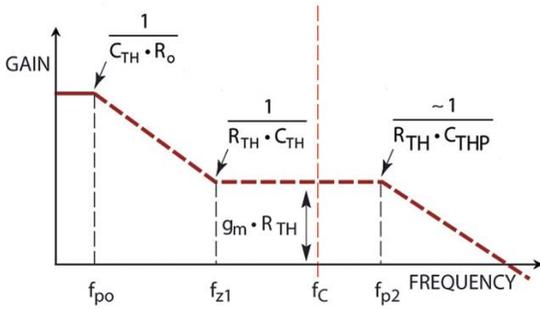


Figura 27. Diagrama conceptual de la función de transferencia de la red de compensación de Tipo II.

donde,

$$S_{thp} = \frac{1}{R_{th} \cdot \frac{C_{th} \cdot C_{thp}}{C_{th} + C_{thp}}} \approx \frac{1}{R_{th} \cdot C_{thp}}$$

$$\text{si } C_{thp} \ll C_{th} \quad (26)$$

Dado que la etapa de potencia en modo corriente es un sistema de polo cuasi único, la red de compensación de dos polos y un cero de la Figura 26 suele bastar para proporcionar el margen de fase necesario.

Esta red de compensación de dos polos y un cero en el pin ITH del amplificador también se denomina una red de compensación de Tipo II. En resumen, hay dos condensadores, C_{TH} y C_{THP} y una resistencia R_{TH} . Esta red R/C, junto con la resistencia de salida del amplificador R_o , genera una función de transferencia típica como la mostrada en la Figura 27, con un cero en f_{z1} y dos polos en f_{po} y f_{p2} .

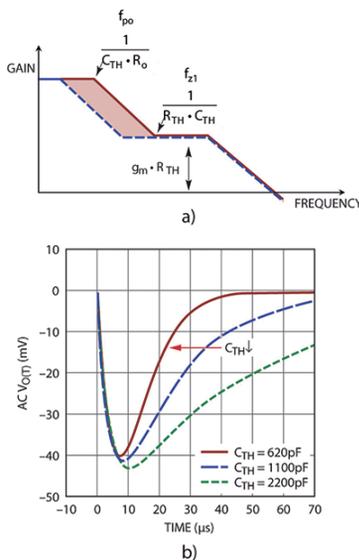


Figura 28. Efectos de CTH sobre la función de transferencia y los transitorios de la carga.

Valores de R/C de compensación frente a la respuesta ante grandes variaciones de transitorios de carga

En la sección anterior se ha explicado la respuesta en el dominio de la frecuencia de la red de compensación de Tipo II. En el diseño de la fuente de lazo cerrado, un parámetro importante de sus prestaciones es el subimpulso (o sobreimpulso) de la tensión de salida de la fuente cuando se produce un transitorio debido al aumento o disminución de la carga, que generalmente se ve influido por el diseño de la compensación del lazo.

1) Efectos de C_{TH} sobre un transitorio por variación de carga. C_{TH} afecta la situación del polo de baja frecuencia f_{po} y el cero f_{z1} . Como muestra la Figura 28, una C_{TH} más pequeña puede aumentar la ganancia en frecuencias bajas y medias de la función de transferencia A(s).

Como resultado de ello, puede reducir el tiempo de estabilización de la respuesta frente a transitorios de carga sin que ello tenga mucho impacto sobre la amplitud de subimpulso (o sobreimpulso) de V_{OUT} . Por otro lado, una C_{TH} más pequeña significa una frecuencia f_{z1} más alta. Esto podría reducir el aumento de fase por f_{z1} en la frecuencia de corte buscada f_c .

2) Efectos de R_{TH} sobre un transitorio por variación de carga. La Figura 29 indica que R_{TH} afecta a la situación del cero f_{z1} y el polo f_{p2} . Lo que es más importante, una mayor R_{TH} aumenta

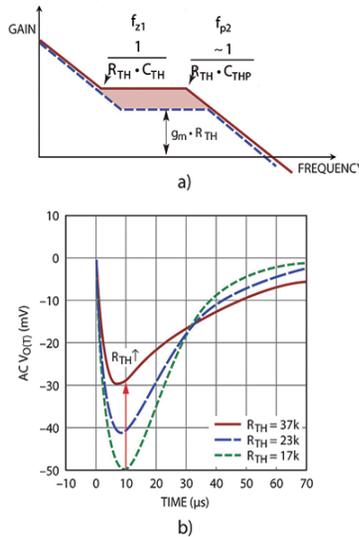


Figura 29. Efectos de RTH sobre la función de transferencia y los transitorios de la carga.

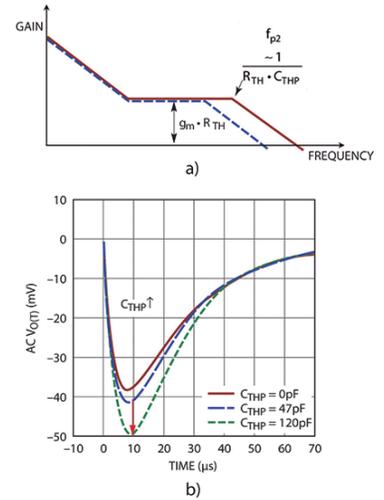


Figura 30. Efectos de CTHP sobre la función de transferencia y los transitorios de la carga.

la ganancia A(s) entre f_{z1} y f_{p2} . Como resultado de ello, una mayor R_{TH} aumenta directamente la f_c de ancho de banda de la fuente y reduce el subimpulso/sobreimpulso de V_{OUT} para el transitorio de carga. Ahora bien, si R_{TH} es demasiado grande, la f_c de ancho de banda de la fuente puede ser demasiado alta con un margen de fase insuficiente.

3) Efectos de C_{THP} sobre el transitorio por variación de carga. La Figura 30 muestra cómo afecta C_{THP} a la situación del polo f_{p2} . C_{THP} se utiliza como condensador de desacoplamiento para reducir el ruido de conmutación en el pin ITH con el fin de minimizar el jitter de conmutación. Si $f_c > f_{p2}$ en el ancho de banda de la fuente, C_{THP} no influye demasiado sobre la respuesta ante transitorios de carga. Si C_{THP} se sobredimensiona de forma que f_{p2} se acerque a f_c , puede reducir el ancho de banda y el margen de fase, dando como resultado un mayor subimpulso/sobreimpulso del transitorio.

Diseño de una fuente en modo corriente con la herramienta de diseño LTpowerCAD

Con la herramienta de diseño LTpowerCAD™, los usuarios pueden diseñar y optimizar fácilmente la compensación de lazo y las prestaciones frente a transitorios de carga de las fuentes en modo corriente de Linear Technology.

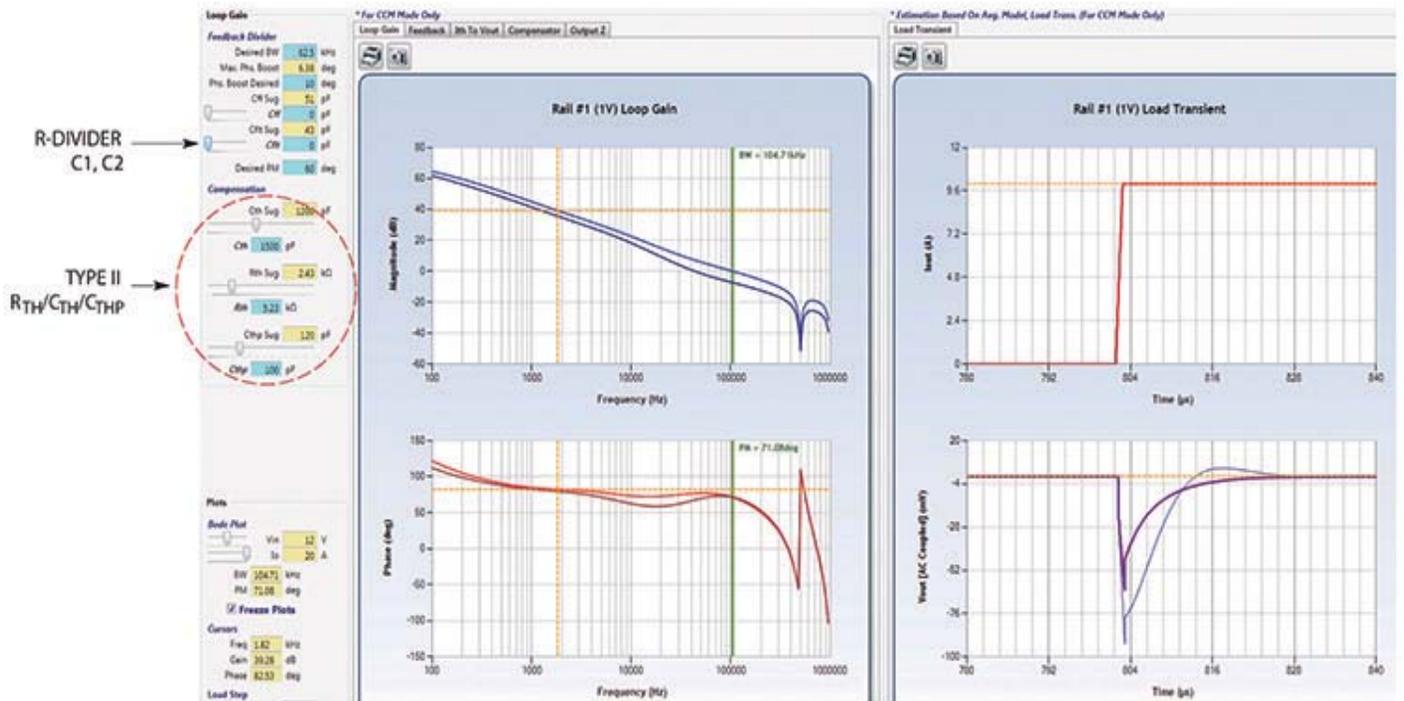


Figura 31. La herramienta de diseño LTpowerCAD facilita el diseño de la compensación de lazo y la optimización frente a transitorios.

Muchos productos de Linear se han modelado de manera precisa con sus parámetros de lazo. En primer lugar, los usuarios necesitan diseñar la etapa de potencia, en la cual necesitan diseñar a su vez la red de sensado de corriente y asegurarse de que exista una señal de sensado AC suficiente hacia el CI.

Después de eso, en la página de diseño del lazo mostrada en la Figura 31, pueden ajustar los valores de R/C de compensación del lazo simplemente moviendo las barras de desplazamiento y observando el ancho de banda total del lazo, el margen de fase y las prestaciones frente a los transitorios de carga correspondientes.

Para un convertidor buck, los usuarios generalmente necesitan diseñar un ancho de banda inferior a $1/6 f_{SW}$, tener al menos 45 grados (o 60 grados) de margen de fase y tener al menos 8dB de atenuación de ganancia total del lazo para $1/2 f_{SW}$.

Para un convertidor boost, y debido al cero en el hemisferio derecho (RHPZ), los usuarios necesitan diseñar el ancho de la banda por debajo de $1/10$ de la peor frecuencia posible de RHPZ.

El archivo de diseño de LTpowerCAD se puede exportar a LTspice para

una simulación en tiempo real que compruebe con detalle las prestaciones dinámicas de la fuente, como transitorios de carga, encendido/apagado, protección frente a sobrecorriente, etc.

Medida de la ganancia del lazo de alimentación

No se pretende que los programas LTpowerCAD y LTspice sustituyan la medida final de la ganancia de lazo de la fuente de alimentación real en el laboratorio. Siempre es necesario realizar una medida antes de proporcionar el diseño para la producción final. Si bien los modelos de las fuentes de alimentación son teóricamente correctos, no pueden tener en cuenta los parásitos del circuito y la no linealidad del componente, como las variaciones de la ESR de los condensadores de salida, la no linealidad de inductores y condensadores, etc.

El ruido en la placa del circuito y la precisión limitada de medida también pueden provocar errores de medida. Por eso en ocasiones el modelo teórico y la medida pueden ser muy distintos. Si ocurre esto se puede realizar un test de transitorio de carga para confirmar la estabilidad del lazo.

La Figura 32 muestra el ajuste tí-

pico de medida de ganancia de lazo de alimentación de una fuente de alimentación no aislada utilizando un analizador de frecuencia. Para medir la ganancia del lazo se inserta una resistencia de 50Ω a 100Ω en el lazo de realimentación de tensión y se aplica una señal CA aislada de 50mV en esta resistencia. El Canal 2 se conecta a la tensión de salida y el Canal 1 se conecta al otro extremo de la resistencia. La ganancia del lazo se calcula como Canal2/Canal1 por medio del sistema analizador de frecuencia. La Figura 33 muestra la medida y el diagrama de Bode del lazo calculado mediante LTpowerCAD para una fuente típica en modo corriente LTC3851A. Coinciden en el rango de frecuencia clave de 1kHz a 100kHz.

Otros factores que provocan inestabilidad

Condiciones de funcionamiento

Si la forma de onda de conmutación de la fuente o la tensión de salida parece inestable o con jitter en el osciloscopio, en primer lugar los usuarios necesitan asegurarse de que la fuente funciona de manera estable, sin transitorios de carga o de tensión de entrada.

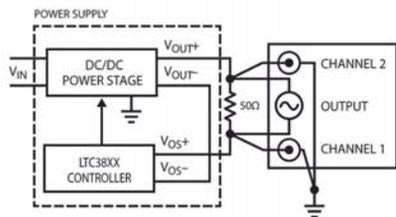


Figura 32. Ajuste del test de medida de ganancia en el lazo de la fuente de alimentación.

Para aplicaciones con un ciclo de trabajo muy pequeño o muy grande, si se produce un funcionamiento con salto de pulsos, compruebe si se ha alcanzado el límite del tiempo mínimo de encendido o apagado. Para fuentes que exigen una señal de sincronización externa, asegúrese de que la señal está limpia y dentro del rango lineal proporcionado por la hoja técnica del controlador.

A veces también es necesario ajustar la red del filtro PLL (phase-locked-loop).

Señal y ruido de sensado de corriente

Para minimizar las pérdidas de potencia en la resistencia de sensado, en una fuente en modo corriente, la tensión máxima de sensado de corriente generalmente es muy baja. Por ejemplo, el LTC3851A puede tener una tensión máxima de sensado de 50mV.

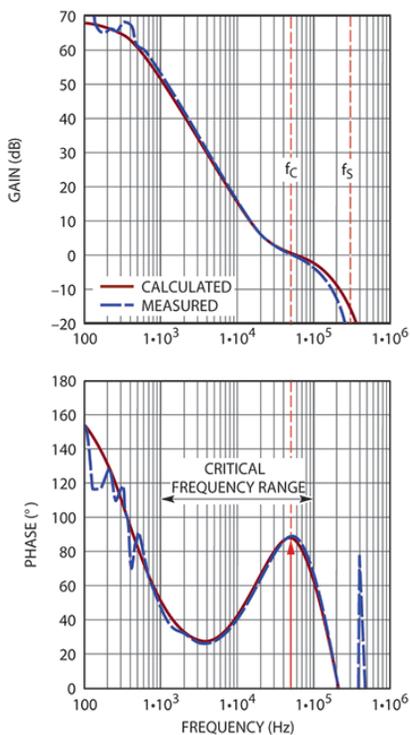


Figura 33. Ganancia de lazo medida y modelada con LTpowerCAD para un convertidor buck en modo corriente.

Es posible que el ruido de la placa perturbe el lazo de sensado de corriente y provoque una respuesta inestable en conmutación. Para averiguar si el problema reside en la compensación del lazo, se coloca un gran condensador de 0,1μF entre el pin ITH y la masa del CI. Si la fuente sigue siendo inestable con este condensador, el siguiente paso es revisar el diseño.

En general, el inductor y la red de sensado de corriente se deberían diseñar para que la señal de corriente en el inductor AC pico-pico sea de al menos 10mV a 15mV en el pin de sensado de corriente del CI.

Además, las pistas de sensado de corriente se pueden reenrutar con un par de puentes de hilo trenzado para comprobar si ello resuelve el problema.

Existen algunos aspectos importantes relacionados con el trazado de la placa [6]. En general se necesita sensado Kelvin con un par de pistas de sensado de corriente cercanas entre sí hasta los pins SENSE+ y SENSE-.

Si se utiliza una vía de la placa en la red SENSE-, asegúrese de que esta vía no está en contacto con otros planos de V_{OUT} .

El condensador del filtro situado entre SENSE+ y SENSE- debería colocarse lo más cerca posible de los pins del CI con una conexión directa a la pista. A veces se necesita resistencia en el filtro y estas resistencias también deben estar cerca del CI.

Colocación y trazado de chips de control

La colocación y el trazado de los componentes que rodean el CI de control también tienen una gran importancia [6]. Todos los condensadores cerámicos de desacoplamiento deberían estar cerca de sus pines, si es posible. Es especialmente importante que el condensador C_{thp} del pin ITH esté lo más cerca posible de los pins ITH y de la masa del CI. El CI de control debería tener una isla de señal de masa (SGND) separada de la masa de la fuente de alimentación (PGND). Los nodos de conmutación, como SW, BOOST, TG y BG, deberían mantenerse alejados de los nodos sensibles a pequeña señal, como las pistas de sensado de corriente, realimentación y compensación de ITH.

Resumen

A menudo se considera que el diseño de compensación de lazo es una tarea complicada para las fuentes de alimentación conmutadas. En aplicaciones con rápidos transitorios, es muy importante diseñar la fuente con un gran ancho de banda y el margen de estabilidad suficiente. Este proceso ocupa mucho tiempo.

Este artículo explica los principales conceptos para ayudar a los ingenieros a comprender esta tarea. Se puede utilizar la herramienta de diseño LTpowerCAD para simplificar mucho el diseño y la optimización del lazo de alimentación. □

REFERENCIAS

- [1] J. Seago, "Opti-Loop Architecture Reduces Output Capacitance and Improves Transient Response," Nota de Aplicación AN76, Linear Technology Corp., May 1999.
- [2] V. Vorperian, "Simplified Analysis of PWM Converters Using the Model of the PWM Switch: Parts I and II," IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems, Mar. 1990, Vol. 26, No.2.
- [3] R. B. Ridley, "An Accurate and Practical Small-Signal Model for Current-Mode Control," www.ridleyengineering.com.
- [4] J. Li, "Current-Mode Control: Modeling and its Digital Application," Ph.D. Dissertation, Virginia Tech, Apr. 2009.
- [5] Herramienta de diseño LTpowerCAD y guía de usuario en www.linear.com/LTpowerCAD.
- [6] H. Zhang, "PCB Layout Considerations for Non-Isolated Switching Power Supplies," AN136, www.linear.com.
- [7] H. Zhang, "Basic Concepts of Linear Regulator and Switching Mode Power Supplies," AN140, www.linear.com.