

LAZO DE CONTROL OPTOACOPLADO PARA FUENTE CONMUTADA

Eduardo A. Binda, Martín E. Omaña y Hernán E. Tacca

*Departamento de Electrónica, Facultad de Ingeniería,
UNIVERSIDAD DE BUENOS AIRES*

htacca@fi.uba.ar

Resumen: Se presenta un ejemplo de lazo de realimentación optoacoplado para controlar la tensión de una fuente conmutada, conservando eléctricamente aisladas las tensiones primarias y de salida. La elevada ganancia del lazo permite compensar la no linealidad del optoacoplador empleado y compensar la deriva de sus características, debidas a variaciones de temperatura y envejecimiento. La compensación se proyecta y calcula considerando al sistema lineal, en virtud de adoptar una frecuencia de conmutación mayor, en más de un orden de magnitud, que la de la respuesta dinámica pretendida. *Copyright © 2008 CEA-IFAC.*

Palabras Clave: Compensación de lazos de control, optoacopladores, fuentes conmutadas, convertidores estáticos, electrónica de potencia.

1. INTRODUCCIÓN

En fuentes conmutadas se utiliza la realimentación negativa para mantener la tensión de salida en el valor deseado, rechazando perturbaciones por ruido, variaciones en la carga y para compensar alinealidades propias del convertidor (Chrysis, 1989; Brown, 1990). Además, se incluyen lazos de control con funciones secundarias o de protección (Alberkrack, *et al.*, 1982), que actúan ante condiciones anormales de operación.

Para lograr un elevado rendimiento total, es preciso lograr eficiencias parciales elevadas en toda la cadena de conversión, contemplándose ello en el proceso de diseño de las etapas de potencia constitutivas. Aunque desde este punto de vista, los lazos de control que regulan la cascada de conversión no inciden sustancialmente, los atributos finales de la fuente dependen directamente de ellos, haciendo que la compensación del lazo de control sea importante, siendo primordial cuando se deban manejar cargas sensibles (que exijan respuestas dinámicas rápidas).

En este artículo, se describen técnicas lineales de compensación de un lazo de control optoacoplado, para una fuente conmutada en topología de medio puente (Pressman, 1998; Muñoz y Hernández, 1997).

Si bien ésta es una aplicación particular, el procedimiento descrito es extensible a otras estructuras con las mismas características de control, sensado y filtrado de salida.

En primer lugar, se describirá someramente el tipo de convertidor a compensar, para así entender el rol del lazo de control dentro del esquema de potencia. No se profundizará en detalles de funcionamiento, privilegiando exponer las mediciones de sus parámetros principales. Así, es posible apreciar las potencias en juego, rendimientos, espectros, factores de potencias, que podrían ser referentes útiles para el diseño de un convertidor similar.

En secciones posteriores, se abordan temas relativos a la realimentación: modelos de pequeña señal y de lazo cerrado, criterios de estabilidad (Ogata, 1993) y técnicas de compensación. Luego, con base en dichos criterios y herramientas, se ahonda en la metodología de cálculo y los esquemas circuitales empleados en el proyecto de los lazos de regulación de tensión y de limitación de corriente de la fuente.

Finalmente, se muestran algunas simulaciones realizadas en la fase de proyecto y mediciones sobre el prototipo armado, que avalan los modelos adoptados y demás consideraciones teóricas hechas.

En las conclusiones, se destacan algunos de los puntos tratados, sugiriendo alternativas para extender los rangos de aplicación.

NOTA: El resumen de experiencias presentes en el artículo, están basados en un convertidor desarrollado en el LABCATyP, proyectado con el fin de alimentar un brazo robótico experimental desarrollado por el LABI. Ambos laboratorios dependen del Departamento de Electrónica de la Facultad de Ingeniería (UBA).

2. ESQUEMA DE LA FUENTE CONMUTADA

Para el diseño del convertidor, se partió de un conjunto de especificaciones y requisitos que debían cumplirse, referentes a magnitudes eléctricas, señales de alarmas, comandos remotos, dimensiones físicas, etc.

Para ilustrar las exigencias que la fuente debe satisfacer, a continuación se listan los principales requerimientos:

- Tensión de entrada: 220VCA \pm 10%
- Tensiones de salida: 12/24/36 VCC (tolerancia - 0, +15%)
- Límite de corriente: 1 - 20A
- Ondulación (ripple): 0,5% (en todo el rango de tensión de salida)
- Encendido con detección de cruce por cero

Para satisfacer tales especificaciones, con una alta densidad de potencia y aislamiento galvánico de la carga, se adoptó un esquema de conversión de energía multietapa (CA/CC-CC/CC). Es decir, la energía de CA de línea es convertida a una tensión intermedia de CC mediante un *prerregulador*, para ser nuevamente transformada a una tensión de CC menor, mediante otro convertidor CC-CC. La fuente conmutada resulta la cascada de estos dos grandes bloques.

Se optó por un prerregulador corrector del factor de potencia (PFC), para evitar los elevados picos en la corriente de entrada, propios de un puente rectificador con filtro capacitivo directo. Estos impulsos de corriente tienen gran contenido armónico, lo que degrada el factor de potencia de entrada. El corrector empleado es activo, con estructura *boost* y opera en modo de conducción crítica. El control del PFC utiliza el circuito integrado dedicado MC34262 (Motorola, 1996), el cual incluye todas las funciones necesarias. El factor de potencia es corregido mediante el control del tiempo de conducción del transistor del convertidor boost (Erickson and Maksimovic, 2001), asegurando que en valores medios, la forma de onda de corriente sea senoidal y esté en fase con la tensión de línea. La tensión de CC estabilizada que entrega el prerregulador fue fijada en 500V (la topología exige un nivel de tensión ligeramente mayor a la cresta de línea).

En la fig. 1 se dan los bloques principales que constituyen la fuente.

Figura 1 : Fuente con prerregulador PFC.

Para reducir las perturbaciones parásitas y minimizar el ruido de alta frecuencia producido por el propio equipo, delante del PFC se colocaron filtros pasivos LC de modo común y de modo diferencial (Benedetti, *et al.*, 2000).

Por último, junto con el PFC, se incorporó un circuito que limita la corriente elevada de arranque (*inrush current*) propia del puente de entrada con filtro capacitivo, presente en el prerregulador. La técnica de limitación se realiza conectando un resistor en serie con la línea y en paralelo con un triac. El triac se dispara y cortocircuita al resistor cuando se alcanza el régimen normal de operación (para no reducir el rendimiento).

El otro componente básico de la fuente lo constituye el convertidor de CC/CC, con estructura de conversión en medio puente. Esta topología representa una solución de compromiso entre la simplicidad y el rango de potencias a convertir (Chrysis, 1989; Umanadand Bhat, 2001; Bossche and Valchev, 2005). En la fig. 2 se presenta un esquema de principio de este convertidor (no se ilustra la realimentación).

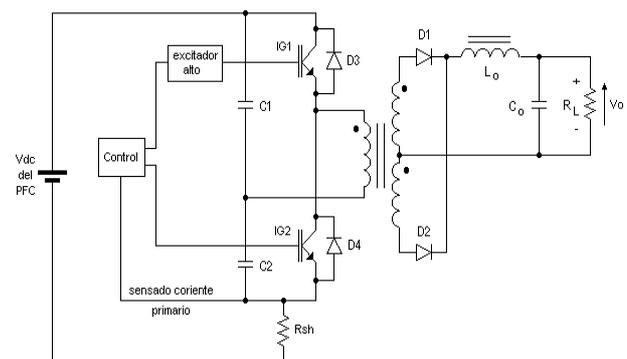


Figura 2 : Esquema circuital básico del convertidor en medio puente.

Los dispositivos de conmutación del medio puente son los transistores IG1 e IG2, son del tipo IGBT (Bascopé y Perin, 1997). Los diodos de rueda libre (D3 y D4) son necesarios para proteger a los transistores, debido a que se manejan cargas inductivas. El divisor capacitivo formado por C1 y C2 divide la tensión de continua proveniente del PFC. De esta manera, cuando se conmutan alternadamente los IGBTs (Binda, *et al.*, 2006), se obtiene una onda rectangular en el primario del transformador con valor pico igual a la mitad de la tensión continua entregada por el PFC ($\pm 250V$). La frecuencia de conmutación es fija, pero tiene un ciclo de trabajo variable regulado por el controlador. La onda rectangular inducida sobre el secundario del transformador, es rectificada por los diodos D1 y D2, obteniéndose un tren de pulsos del doble de frecuencia. Luego, este tren de pulsos es filtrado por el filtro de salida (Lo-Co), que deja pasar sólo el valor medio (más rizado) a la carga.

El control del medio puente se implementó en torno a un modulador de ancho de pulso (PWM) tipo SG3526, operando a una frecuencia de 40kHz. Este circuito integrado dispone de todas las funciones primarias y de protección para tal fin (Alberkrack, *et al.*, 1982).

Sólo impone complejidad adicional el mando del transistor alto (IG1) en forma flotante, lo que se resolvió mediante un excitador con transformador de pulsos.

El controlador (de lazo cerrado), está encargado de graduar el ciclo de trabajo de los transistores de potencia, de forma tal, que la tensión de salida de la fuente siga a las referencias impuestas. Además, se sensa la corriente en el primario del transformador de potencia, interrumpiendo la conducción si la corriente supera un umbral de seguridad (este límite primario se ajusta de manera tal que actúe como protección adicional al lazo de control).

3. REALIMENTACIÓN Y LAZOS DE CONTROL DE LA FUENTE

La conversión de potencia de la fuente está regulada por dos lazos de control, uno de tensión y otro de corriente: El lazo de tensión, que es el que opera normalmente, permite mantener la tensión de salida de la fuente en su valor deseado, rechazando perturbaciones por ruido y variaciones en la carga, amén de compensar alinealidades de la transferencia. El lazo de corriente actúa limitando la corriente de salida cuando se excede el límite máximo prefijado. Ambos lazos están siempre activos, pero solamente uno de ellos dominará, regulando tensión o corriente.

Este modo de operación es típico en las fuentes de alimentación (conmutadas o lineales) que emplean control con realimentación negativa. Para mantener la tensión de salida en el valor deseado, se utiliza un *amplificador diferencial* que sensa la diferencia de tensión de salida V_o con respecto a la *tensión de referencia* (la tensión deseada). Esta *señal de error* dinámica trata de minimizarse en todo momento variando el flujo de energía hacia la carga, para lograr así la regulación de V_o . Si el consumo en la salida no varía, la ganancia del amplificador de error es equivalente a la ganancia de continua. Situación esta, que rara vez se da, pues normalmente hay perturbaciones que deben rechazarse.

4. MODELOS DE LAZO CERRADO

Se necesita un modelo dinámico de la fuente para poder compensar, analizar y predecir su comportamiento. Estos modelos deben conservarse representativos (confrontan la exactitud con la simplicidad) a lo largo de la vida útil de la fuente y

deben tener en cuenta todos los cambios de operación (condiciones de carga, tensión de línea, o bien variaciones de parámetros de algunos de sus componentes).

En las fuentes conmutadas hay presentes diversas formas de onda (de continua, trenes de pulsos, triangulares, etc.) haciéndose más dificultoso el modelado.

Una alternativa de análisis es recurrir a la *linealización*, que consiste en desdoblar a una señal V_T como la suma de un término de valor estacionario de corriente continua V_{CC} y una perturbación de corriente alterna v_{CA} , o sea: $V_T = V_{CC} + v_{CA}$.

Esta linealización se realiza en un entorno del punto de trabajo estacionario, y si se considera al sistema lineal e invariante en el tiempo (LTI), es posible trabajar con la transformada de Laplace, utilizar un diagrama de Bode y poder analizar a posteriori la respuesta en frecuencia (modelos de pequeña señal). Todo este proceso de linealización puede interpretarse como un desarrollo en serie de Fourier de la señal V_T , donde se descartan los armónicos que el propio circuito filtra a lo largo del lazo de realimentación (Muñoz y Hernández, 1997).

Es imperativo que el modelo represente a todos los bloques que conforman la realimentación negativa y la forma en que interactúan. En la fig. 3 se da un modelo resumido de pequeña señal a lazo cerrado.

En este esquema se pueden apreciar los bloques principales antes citados, con transferencias dadas en el dominio de la frecuencia compleja s . A cada una de estas transferencias le están asociadas ganancias, atenuaciones y fases que son función de la frecuencia. Nótese, que en el diagrama aparece solamente un lazo (el activo, de entre los dos disponibles en la fuente, como ya se explicó).

Figura 3 : Diagrama de bloques de una fuente a lazo cerrado.

El bloque parcial $L(s)$ compuesto por el modulador de ancho de pulso (PWM), el transformador y el filtro de salida, representan a la *planta* (de lazo abierto) que debe compensarse, por ello, es primordial tener un

buen modelo para diseñar al compensador $G(s)$.

Para tener noción de la respuesta total desde la entrada $I(s)$ hasta la salida $Y(s)$, es necesaria la transferencia total:

$$\frac{Y(s)}{I_s(s)} = \frac{H_1(s) \cdot H_2(s)}{1 + H_1(s) \cdot H_2(s) \cdot G(s)} = \frac{L(s)}{1 + L(s) \cdot G(s)}$$

Esta transferencia caracteriza completamente la respuesta dinámica de la fuente en función de sus polos y ceros. Trabajar directamente con estas expresiones resultaría engorroso. Afortunadamente, esto no es necesario, si “se corta” al lazo en el amplificador de error y se analiza el aporte de fase y ganancia de cada uno de los bloques. Así, puede verse al bloque $G(s)$, como el que compensa las “falencias” del resto de los bloques del lazo.

Disponiéndose ya de un modelo, queda por diseñar el compensador $G(s)$ para lograr la respuesta dinámica necesaria y cumplir con las especificaciones. La metodología habitual de proyecto consiste en trabajar con la ganancia de lazo $G(s) \cdot L(s)$ aplicando sobre la misma los *criterios de estabilidad*.

5. CRITERIOS DE ESTABILIDAD

Si bien la etapa de potencia de la fuente opera a altas frecuencias, la planta sólo responde a baja frecuencia (el filtro deja pasar el valor medio). Es por esto, que puede proyectarse el compensador suponiendo que la planta es excitada por una tensión continua (función del ciclo de trabajo) y utilizarse herramientas para proyecto en tiempo continuo.

Así, trabajando con las transferencias en el plano s , en tiempo continuo, se puede aplicar cualquiera de las técnicas de compensación y criterios de estabilidad tratados en el control clásico (Ogata, 1993). Uno de estos criterios, útiles para el diseño de fuentes conmutadas, es el de *margen de fase y margen de ganancia*.

El margen de ganancia (MG) representa la ganancia que habría que adicionar para llevar al sistema a la inestabilidad cuando la fase de la transferencia es de -180° . Por su parte, el margen de fase (MF) indica cuánto desfase se puede agregar a la transferencia sin llevarla a la inestabilidad, cuando la ganancia es unitaria. Estos márgenes se pueden visualizar fácilmente en un diagrama de Bode, respecto a la *frecuencia de cruce f_{xo}* (donde el lazo tiene ganancia unitaria).

Los márgenes de fase y ganancia no sólo indican los límites de estabilidad, también dan una idea de si el sistema va a ser lento, rápido ó muy oscilante. Para fuentes conmutadas son típicos valores de MF $\sim 45^\circ$ y MG ~ 10 dB (como compromiso entre la velocidad de respuesta y la estabilidad inherente).

6. TRANSFERENCIA DE LA PLANTA (*control to output*)

Es la transferencia parcial a lazo abierto desde la señal de control hasta la salida, que incluye el modulador PWM, el transformador de potencia y el filtro de salida. Estos bloques, más los efectos perturbantes (cambios de carga y de operación) representan la planta que luego va a compensarse, para lograr la estabilidad, regulación y respuesta transitoria de acuerdo con las especificaciones.

Según la topología de la fuente conmutada quedan prefijados los modos de control (corriente, tensión), el sensado (de salida, de entrada) y el modelo, que es función de los polos, ceros, la ganancia de continua y el tipo de carga. También determina al modelo, la forma de operación del convertidor (en régimen periódico), ya sea operación en conducción continua o discontinua.

Cuando la topología de la fuente es en *medio puente*, se prefiere el modo de control por tensión, y se tiene un lazo simple, sensando la tensión de salida. El modelo de pequeña señal consta de las singularidades que introduce el *filtro de salida* y de la *ganancia de continua* vista desde la señal de control PWM hasta la salida del filtro. A continuación se explican y calculan dichos parámetros.

FILTRO DE SALIDA: Es un filtro LC (de segundo orden), compuesto por el inductor L_o y el capacitor C_o , que filtra la tensión rectificadora proveniente del rectificador secundario, dejando solamente el valor medio V_o (más rizado).

El capacitor C_o no se puede idealizar, debiéndose tener en cuenta su resistencia equivalente serie ESR, que es en parte responsable del rizado a lazo abierto y de la aparición en el modelo de un cero en la frecuencia $f_{z_{ESR}}$, que si se desprecia, puede ser riesgoso para la estabilidad. La frecuencia de dicho cero es:

$$f_{z_{ESR}} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot R_{ESR} \cdot C_o} \quad (1)$$

El filtro LC aporta además un polo doble en la frecuencia:

$$f_{p_{LC}} = \frac{1}{2\pi \sqrt{\left(\frac{R_{ESR}}{RL} + 1\right) \cdot L_o \cdot C_o}} \quad (2)$$

GANANCIA DE CONTINUA: Es la ganancia de tensión de corriente continua ($f=0$) que tiene en cuenta la sensibilidad del modulador de ancho de pulso PWM, en función de su tensión de control y de la relación de vueltas del transformador de potencia.

Para la regulación de la fuente, el valor de la tensión de salida V_o se controla en función del ciclo de trabajo D , el cual a su vez, es función de una señal de control V_c . En la gran mayoría de los moduladores

PWM, la señal de control V_c se compara con una señal en diente de sierra de frecuencia generalmente fija (a la frecuencia de conmutación), dando una transferencia respecto de V_c , con la forma indicada en la fig. 4.

Figura 4 : Ciclo de trabajo D en función de la tensión de control V_c .

Puede apreciarse que se tendrá una ganancia de continua (la curva sirve para valores de V_c estáticos y dinámicos) dada por la pendiente m , en la zona de operación (entre V_{cm} y V_{CM}). En la fig. 4, D_{max} no es el que se limita externamente a un valor de seguridad, sino que es el máximo entregado por el propio circuito integrado (que está muy próximo a 1) y que para los fines prácticos, puede considerarse igual a 1, quedando la pendiente: $m \cong 1/\Delta V_c$.

Como la tensión de salida V_o para esta topología es:

$$V_o = \hat{V}_o \cdot D \quad \text{donde} \quad \hat{V}_o = V_p \cdot \frac{N_s}{N_p} \quad \text{con} \quad A_{DC} = \frac{\Delta V_o}{\Delta V_c}$$

siendo $\Delta V_o = \hat{V}_o \cdot \Delta D$, resulta :

$$A_{DC} = \hat{V}_o \cdot \frac{1}{\Delta V_c} \quad (3)$$

Para nuestro caso particular, en el filtro de salida se tiene $L_o = 28\mu H$, $C_o = 7600\mu F$, y $R_{ESR} = 23m\Omega$.

Siendo la tensión en el medio puente $\pm 250V$, la tensión en el secundario del transformador de potencia resulta $V_s = V_p \cdot (N_s/N_p)$. Con la relación de vueltas 5/26 se tiene $\hat{V}_o = 45V$. De las hojas de datos del SG3526 se obtiene $\Delta V_c = 2.4V$.

Con estos valores y las ecuaciones (1), (2) y (3), quedan determinados los parámetros que caracterizan por completo a la planta y que luego serán utilizados para calcular los compensadores.

$f_{p_{LC}} \cong 350Hz$	$f_{z_{ESR}} \cong 900Hz$
$A_{DC} = 18.75 = 25.46dB$	

Cabe aclarar, que si se está proyectando la fuente para múltiples tensiones de salida (como este caso), se deberá trabajar con la *mayor* ganancia de continua. Valores menores de la misma no influirían en la

estabilidad del lazo, puesto que el margen de ganancia aumentaría.

La respuesta en frecuencia genérica de la planta se ilustra en la fig. 5, con base en un diagrama de Bode asintótico.

Figura 5 : Diagrama de Bode asintótico de la planta.

7. REFERENCIAS DE TENSIÓN

Las tensiones de referencia sirven de patrón de comparación para supervisar o controlar magnitudes que pueden variar. Por razones de seguridad, las tensiones de salida del convertidor están aisladas de las de entrada, eléctricamente vinculadas a la red. Dicho aislamiento es galvánico, en la conversión de energía hacia la parte secundaria (mediante el transformador de potencia) y es óptica (mediante un optoacoplador) en la realimentación del lazo hacia la parte primaria.

Esto implica tener dos masas de tensión distintas y por ende, disponer de dos tensiones de referencia: una *referencia de tensión primaria* del lado de la entrada y una *referencia de tensión secundaria* del lado de la salida. Cabe destacar, que ambas referencias trabajan fijando los puntos de operación estáticos de cada uno de sus amplificadores de error, pero la referencia secundaria es la que realmente funciona como referencia en el lazo de control.

Para la referencia primaria se aprovechó la tensión de referencia de 5V que dispone el SG3526. Las referencias secundarias para los amplificadores de error se implementaron empleando una referencia de tensión programable TL431C de 2,5V.

La alimentación de circuitos integrados y lógica de control de baja potencia, se hace a partir de dos fuentes auxiliares: una +A de 18V, referida a la masa del primario del transformador de potencia, y otra V_B de 20V referida al secundario de dicho transformador.

8. AISLAMIENTO ÓPTICO

Esta etapa cierra el lazo de control con aislamiento eléctrico (Tacca, 1986), a partir de las señales provenientes de los compensadores de tensión y

corriente (ver fig. 3). Debido a que se encuentra en cascada con el resto del lazo, es necesario modelarlo para tomar en cuenta las ganancias y singularidades introducidas en el lazo.

El circuito que provee aislamiento y permite la selección del lazo activo, se muestra en la fig. 6. Se optó por usar un optoacoplador por simplicidad y por su buena respuesta dinámica.

Figura 6 : Aislamiento óptico de la realimentación.

El optoacoplador O1 (de uso general) se utiliza en modo analógico, con pequeña señal, en un entorno de su punto de operación estático. El colector común se alimentó a partir de la referencia interna de 5V para que el punto de operación sea más estable.

La resistencia de emisor (R22), se calcula considerando que la muestra de la tensión de salida debe ser igual a la referencia primaria de 2,5V, en tanto se esté regulando cerca del punto estático de operación.

Del lado secundario, el LED del optoacoplador se conectó en configuración inversora, para que, en cascada con los amplificadores de error (que están en configuración inversora) se conserve la realimentación negativa. Para polarizarlo, se empleó el resistor R5 que limita la corriente y el resistor R29 que acelera la recuperación inversa del diodo, mejorando la respuesta dinámica.

El comando del LED no es único, pues se tiene un lazo de tensión y otro de corriente, que funcionan independiente pero no simultáneamente, es decir, se quiere que siempre haya uno que domine. Para ello, el resistor R5 y los diodos de señal D3 y D4 forman una compuerta analógica "OR" entre lazos.

Considerando las curvas $I_C = f(I_F)$ del optoacoplador 4N26 (fig. 7), se centró el punto de trabajo para tener un margen de seguridad, previendo degradaciones por envejecimiento. El punto elegido a temperatura ambiente, fue con corriente de colector $I_C=2mA$, que se corresponde con una corriente por el LED de 4mA, por lo tanto: $R22 = VE/IC \cong 1,2K\Omega$.

Figura 7 : Características del optoacoplador 4N26.

El punto de operación estático V_{Op} de esta red (que es la salida de los compensadores) se fija en $V_{Op} = VB/2 = 10V$, permitiendo así una excursión simétrica.

Fijando $R29 = 470\Omega$ y siendo (de las curvas) la caída directa en el diodo LED $V_F \cong 1V$ (para una corriente $I_F = 4mA$, y siendo $V_B=20V$), resulta: $R5 \cong 1,5K\Omega$.

MODELO DE PEQUEÑA SEÑAL: El fototransistor tiene una respuesta lenta comparado con los transistores de uso general, debido a la gran área de base, para colector fotones y mejorar la relación IC/IF. Como consecuencia, la eficiencia disminuye con el aumento de la frecuencia de operación y es muy dependiente de la carga (Motorola, 1987; 1989). Este fenómeno puede modelarse como un sistema de primer orden, donde se tiene una ganancia de continua y un polo dominante dado por la constante de tiempo asociada a la resistencia de carga. Estando el resistor de carga R22 predeterminado por la polarización estática, queda por determinar la *capacidad* de salida del optoacoplador. Ésta se estimó en forma indirecta, con datos del manual referidos al tiempo de crecimiento y de caída (recuérdese que para un sistema de primer orden $t_R = 0.35/f_p$).

Para el punto de operación con $I_F=4mA$ y resistencia de carga $R22=1K2$ se encuentra del manual $t_R \cong 8\mu S$ (en promedio, ya que $t_R \neq t_F$) y contrastando esto con algunas simulaciones con *PSpice* se puede aproximar: $f_{p_{op}} \cong 45KHz$, lo que implica una capacidad asociada equivalente $C_{op} \cong 3nF$.

La transferencia de corriente $\eta_{ac} = ic/if$, en pequeña señal, se calculó con la pendiente de la curva estática, cerca del punto de operación, como puede verse en la fig. 8, de donde surge:

$$\eta_{ac} = \frac{\Delta IC}{\Delta IF} \cong \frac{3mA - 1.5mA}{6mA - 3mA} = 0.5 .$$

Figura 8 : Excursión de pequeña señal en el entorno del punto de operación estático.

Como se vio, el optoacoplador tiene un ancho de banda de unos 45kHz, más amplio que el rango a utilizar (luego se verá que la frecuencia de cruce del lazo está una década por debajo). Por consiguiente, para calcular la ganancia de continua, y poder completar el modelo, en la fig. 9 se modela el circuito equivalente a frecuencias medias.

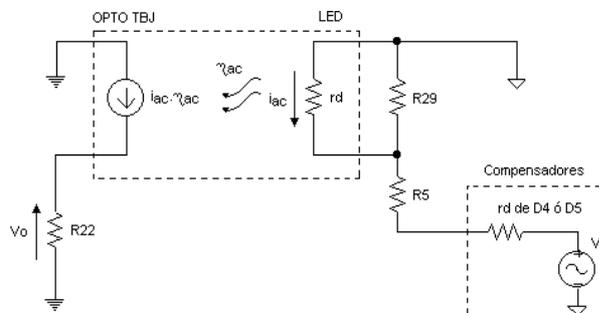


Figura 9 : Modelo de pequeña señal de la realimentación óptica.

Planteando las ecuaciones de mallas para el circuito de la fig. 13 se obtienen:

$$v_o = \eta_{ac} \cdot i_{ac} \cdot R_{22} \quad ; \quad \text{con}$$

$$i_{ac} = -\frac{v_i \cdot (R_{29} // rd)}{(R_{29} // rd) + R_5 + rd} \cdot \frac{1}{rd}$$

donde rd es la resistencia dinámica para los diodos de señal y el LED: $rd = V_T / IF \cong 6\Omega$.

Puede notarse, que rd es despreciable en los términos en que suma (frente a $R_5=1,5K\Omega$) y es dominante en los paralelos (frente a $R_{29}=470\Omega$), por ello, resulta la ganancia de continua (de banda plana):

$$A_{opDC} = \frac{v_o}{v_i} \cong -\eta_{ac} \cdot \frac{R_{22}}{R_5} = -0.5 \cdot \frac{1.2K\Omega}{1.5K\Omega} = 0.4 \cdot \text{veces}$$

$$= -7.96dB$$

9. TÉCNICAS DE COMPENSACIÓN

El propósito de introducir compensación en el amplificador de error es contrarrestar desfases y corregir ganancias incluidas en la planta. Obviamente, la cascada resultante debe ser estable a lazo cerrado y a ésta se le exige cumplir las especificaciones, representadas por los márgenes de fase y ganancia. Como criterios de diseño generales se tienen:

- La frecuencia de cruce f_{xo} del sistema a lazo cerrado debería ser lo más alta posible, para tener una respuesta dinámica rápida.
- Adoptar la ganancia de continua lo más elevada posible, para tener una buena regulación de V_o con carga estática.
- La respuesta a lazo cerrado, luego de la compensación, debería mostrar un comportamiento similar a un sistema de polo dominante.

En la práctica, algunas de estas consideraciones se contraponen entre sí, por lo que se deben tomar decisiones de compromiso. Las técnicas de compensación se clasifican en función de las singularidades (polos y ceros) que introduce el compensador (Brown, 1990).

A continuación se resumen los esquemas de compensación habituales y sus aplicaciones en las distintas topologías.

POLO ÚNICO: Se lo utiliza en convertidores que exhiben un mínimo de corrimiento de fase antes del punto de cruce de ganancia (buck, push-pull, medio puente, puente completo). Tiene mala respuesta dinámica, pues al tener un solo polo dominante, debe ser de frecuencia aún menor que la del filtro. Por lo tanto, este compensador se usa sólo si la respuesta puede ser lenta y el Q del filtro no molesta. Su virtud es la buena regulación de la carga, por tener alta ganancia de continua.

DOS POLOS Y UN CERO: Este compensador se usa para topologías con polo simple (boost, buck-boost, flyback y forward en modo de corriente). El cero que se agrega elimina la restricción que se tenía en el compensador anterior ($f_{xo} \sim f_{pplanta}$), con lo cual, se mejora la respuesta dinámica.

DOS POLOS - DOS CEROS: Destinado principalmente para convertidores con -40dB/dec de atenuación en el filtro de salida (control por modo de tensión en estructuras buck, push-pull, puente, medio puente y forward). Se introducen ceros en el amplificador de error para así reducir la “empinada” pendiente debida al doble polo del filtro LC y a su fase de -180° .

Respecto de la fase, se aporta un “chichón” de fase entre los ceros y el polo doble, para promediar (media geométrica) reduciendo el pico de fase y así se puede poner a la frecuencia de cruce donde se quiera.

Por estos motivos, y dado que la fuente es un convertidor en medio puente (en el que se sensa tensión), se elige este compensador para la realimentación. En lo que sigue se describe el criterio de diseño:

- Se ubica uno de los polos del compensador en la proximidad del cero que aporta el capacitor del filtro LC para aumentar el MF a lazo cerrado, al otro polo, se lo sitúa por encima de la frecuencia de cruce.

- Se debe adoptar la frecuencia de cruce a lazo cerrado (f_{xo}), que no puede estar próxima a la frecuencia de conmutación f_s , para no amplificar demasiado al rizado. Como criterio práctico, se adopta como cota superior : $f_{xo} \leq f_s/5$.

- Para forzar esta frecuencia de cruce, “se levanta” la curva de módulo de la planta, agregando ganancia, lográndose así, el cruce por 0 dB en la f_{xo} deseada.

- Colocando los ceros del compensador en: $f_{z1} = f_{z2} = fp_{LC}/2$, resulta un MF $\sim 45^\circ$ (siempre empleando diagramas asintóticos), o bien, si se quiere rechazar más el efecto del Q (sobrepico de amplitud) del filtro LC, puede colocarse, sin agregar ganancia, los ceros en:

$$f_{z1} = \frac{fp_{LC}}{5} \quad (4)$$

$$fp_{LC} \leq f_{z2} \leq 1.2 \cdot fp_{LC} \quad (5)$$

- Uno de los polos del compensador, se ubica en la frecuencia más baja a la que puede estar el cero del capacitor (caso más desfavorable, ya que reduce el MF). Entonces:

$$fp_1 = fz_{ESR}|_{min} \quad (6)$$

- Se sitúa el otro polo por encima de la frecuencia de cruce, para limitar el ancho de banda fuera de la zona de operación del convertidor y así rechazar el ruido de alta frecuencia que pudiera perturbarlo. Queda entonces:

$$fp_2 \geq 1.5 \cdot f_{xo} \quad (7)$$

10. DISEÑO DEL COMPENSADOR PARA EL LAZO DE TENSIÓN

Una vez modelada la planta y el acoplamiento óptico, se está en condiciones de proyectar el compensador del lazo. Se tiene, como variables de diseño, las propias de las redes RC asociadas al amplificador operacional U1B y al de transconductancia (OTA) del modulador PWM. A partir de allí, se pueden introducir los polos, ceros y ganancias de tensión necesarias.

De acuerdo a los criterios de estabilidad ya vistos:

- La frecuencia de cruce f_{xo} debe elegirse como máximo en 8kHz. Se toma como frecuencia de cruce $f_{xo} = 5kHz$.
- Si se quiere que f_{xo} sea la frecuencia de cruce, hay que “levantar” con ganancia plana a la respuesta de la planta, en una cantidad A_{xo} . De la fig. 9, con los parámetros de la planta, se desprende que:

$$\begin{aligned} (-A_{xo}) &= 25.46 \cdot dB - 40 \cdot \log\left(\frac{900}{350}\right) - 20 \cdot \log\left(\frac{5000}{900}\right) \\ &= -5.84 \cdot dB \end{aligned}$$

es decir, que se necesita en el lazo total (G(s).L(s)) una ganancia de continua:

$$A_{xo} = +5.84 \cdot dB = 1.96 \cdot \text{veces}.$$

De los criterios vistos para la ubicación de polos y ceros del compensador, (ecs. 4, 5, 6 y 7), considerando que el modelo hallado de la planta posee un polo doble en $fp_{LC} = 350Hz$ y un cero en $fz_{ESR} = 900Hz$, se tiene para el compensador:

$$fp_1 = 900Hz ; fp_2 \approx 7.5KHz$$

$$fz_1 = 70Hz ; 350Hz \leq f_{z2} \leq 420Hz \Rightarrow fz_2 \approx 390Hz$$

Queda entonces, el esquema de polos y ceros que se ilustra en la fig. 10 para el compensador de tensión.

Figura 10 : Constelación de polos y ceros necesarios para el compensador de tensión.

Como el polo fp_2 debe siempre colocarse, tanto para el lazo de tensión como para el de corriente, se optó por no ponerlo en cada compensador, sino en la etapa del OTA o en la del optoacoplador, que se encuentra en el camino común de ambas señales. Por lo tanto, el esquema del compensador sólo debe incluir a los polos y ceros fz_1 , fz_2 , fp_1 y el polo en cero. El esquema circuital del compensador que satisface esto, se muestra en la fig. 11.

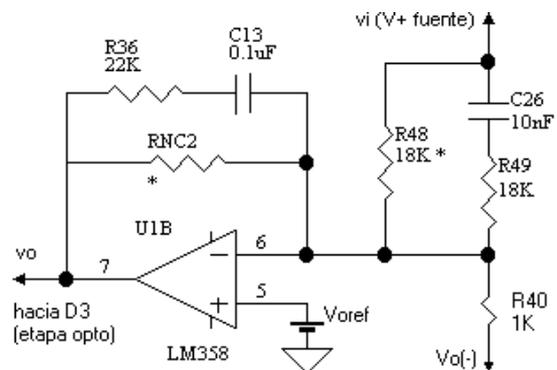


Figura 11 : Circuito del compensador empleado para el lazo de tensión.

El diagrama de Bode asintótico de ganancia (en módulo) para este compensador se indica en la fig. 12.

Figura 12 : Diagrama de Bode asintótico del compensador de la fig. 15.

Esta configuración inversora tiene una transferencia:

$$H_c(s) = - \frac{(s \cdot C13 \cdot R36 + 1) \cdot [1 + s \cdot C26 \cdot (R48 + R49)]}{s \cdot C13 \cdot R48 \cdot (s \cdot C26 \cdot R49 + 1)}$$

y una ganancia en banda plana de:

$$H_c(\infty) = - \frac{R36}{R49 // R48} \quad (8)$$

De esta transferencia, surgen los polos y ceros en función de los componentes del compensador como:

$$f_{z1} = \frac{1}{2\pi \cdot C13 \cdot R36} \quad (9); \quad f_{p1} = \frac{1}{2\pi \cdot C26 \cdot R49} \quad (10) \text{ y}$$

$$f_{z2} = \frac{1}{2\pi \cdot C26 \cdot (R48 + R49)} \quad (11).$$

De estas ecuaciones, con $R48=18K\Omega$ (fijada con anterioridad por el atenuador de V_o , $R48-R40$), se despeja $R49$ de (10) y se sustituye en (11) para calcular $C26 \cong 10nF$. Con este valor (redondeado a uno comercial), a partir de (10) se calcula $R49 \cong 18K\Omega$.

La ganancia de banda plana total que se necesita, está compuesta por el producto de las ganancias de banda plana (en veces) de la etapa del optoacoplador, del OTA y del compensador:

$$A_{xo} = H_c(\infty) \cdot A_{op_{DC}} \cdot A_{ota_{DC}}$$

$$\text{Se adoptó: } H_c(\infty) = \frac{1}{A_{op_{DC}}} = \frac{1}{0.4} = 2.5 \text{ veces}$$

para que sea más fácil el cálculo de ganancia, ya que ahora resulta: $A_{xo} = A_{ota_{DC}} = 1.96 \cdot \text{veces}$. Por lo tanto, de la ecuación (8) resulta $R36 \cong 22K\Omega$ y de (9) surge $C13 \cong 100nF$.

Para el polo compartido $fp2$, se decidió asociarlo al optoacoplador (fig. 13), agregando el capacitor $C28$ para variar la constante de tiempo que ya se tenía con la "capacidad equivalente" del optoacoplador Cop y con $R22$.

Se agregó así el polo, porque siendo $C28$ bastante mayor que Cop , se logra mayor certeza respecto de donde estará situado el polo de la etapa optoacoplada.

Por último, debe agregarse la ganancia plana A_{xo} mediante el amplificador de transconductancia, para lo cual, se recurrió al esquema de realimentación de la fig. 14.

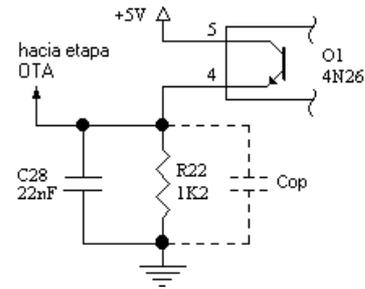


Figura 13 : Introducción del polo $fp2$ mediante $C28$.

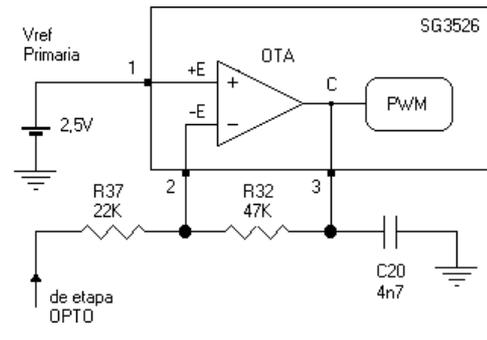


Figura 14 : Etapa para ganancia de banda plana con OTA.

Si se utilizan resistores de valor elevado, la ganancia de tensión de ésta configuración con OTA es equivalente a R_f/R_i . Por lo tanto, teniendo en cuenta que R_i representa a $R37$ más la resistencia de salida del opto $R22$ (ver fig. 9):

$$A_{ota_{DC}} \cong \frac{R32}{R37 + R22} = 1.96 \cdot \text{veces}$$

Adoptando $R37 = 22K\Omega$, resulta $R32 = 47K\Omega$.

Como se fija poca ganancia, se tendrá un gran ancho de banda (en un circuito de primer orden el producto ganancia por ancho de banda es constante), lo que puede ser perjudicial si llegase a ingresar al lazo alguna perturbación por ruido. Como medida adicional de seguridad, mediante $C20$ se agregó un polo a la frecuencia de conmutación, que no obstante, no afecta el desempeño del lazo.

11. DISEÑO DEL COMPENSADOR PARA EL LAZO DE CORRIENTE

No se pretende un lazo de regulación de la corriente de salida I_o , sino una limitación suficientemente rápida para tolerar sobrecargas súbitas o cortocircuitos.

Si bien se tienen todas las variables para el diseño del compensador de corriente con base en la implementación con el amplificador operacional U1A (el resto de las etapas compartidas ya fueron fijadas por el lazo de tensión), no se procedió de igual manera que con el lazo de tensión. Esto se debe en

parte, a que el modelo de la planta no se mantiene para cargas anormales. Por ejemplo, ante un cortocircuito, la única carga pasa a ser el resistor de sensado de corriente (*shunt*), que no es despreciable frente a la R_{ESR} .

Puede observarse en la ecuación (3) que para valores de RL comparables al de R_{ESR} el polo del filtro cambia de frecuencia desplazándose hacia el eje $j\omega$ y por ende, haciendo a la planta más lenta.

Debido a esto, se optó por un esquema de polo único no dominante (fig. 15).

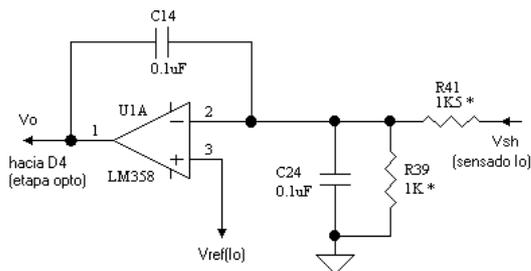


Figura 15 : Compensador del limitador de corriente.

Se pretende que el circuito esté siempre actuando como comparador de lazo abierto (en continua C14 está abierto), siendo así muy rápido para minimizar el exceso de corriente.

El valor del polo compensador es función de C14, que se determinó experimentalmente, para que el lazo no oscile al actuar.

La tensión proporcional a la corriente de salida I_o , proveniente del resistor de sensado R_{sh} , es filtrada y atenuada en torno a R41, R39 y C24. Esta constante de tiempo no afecta al lazo de corriente y se eligió como compromiso entre la respuesta del comparador (la variación del punto estático solamente) y el rechazo del rizado de salida.

La tensión de referencia para el comparador se formó sumando una tensión proveniente V_o y otra proveniente del ajuste de $I_{omáx}$. Esta técnica logra la característica de limitación de corriente con repliegue (*foldback*), la que evita corriente excesiva ante un cortocircuito en la salida.

El circuito empleado y las características V-I obtenidas se dan en las figs. 16 (a) y (b).

El circuito asociado al zener D19 permite operar a la I_o máxima especificada con cualquiera de las tres tensiones de salida (36V/24V/12V). El capacitor C31 da a las características de repliegue, un régimen transitorio ($V_o = 0$ V con $I_{omáx}$ durante algunos ms), para mejorar el comportamiento de la fuente frente a la conexión abrupta de cargas capacitivas.

Figura 16 : Esquema empleado para el sensado, comparación y límite de I_o , (a) circuito, (b) característica tensión-corriente.

12. SIMULACIONES

Para verificar la estabilidad de la planta a lazo cerrado se realizó con *Matlab* un diagrama de Bode de la transferencia de lazo (producto de todas las transferencias que participan en el lazo) para observar la frecuencia de cruce y los márgenes de fase y ganancia (fig. 17).

El margen de fase resulta de $43,5^\circ$ que está próximo al valor que se buscaba. La frecuencia de cruce es: $f_{xo} = \omega_{cp}/2 \cdot \pi \cong 4kHz$, que concuerda con I_o estimado teóricamente.

Por otra parte, el margen de ganancia es de 19dB, siendo más conservativo que los 10dB típicos para estos convertidores.

Figura 17 : Márgenes de fase y ganancia del lazo de tensión.

En la fig. 18 se muestra el diagrama Bode del sistema a lazo cerrado (transferencia $Y(s)/I(s)$ en la fig. 3). Como puede verse, respecto de la ganancia, se comporta como un sistema de primer orden con un

polo dominante a lazo cerrado en aproximadamente 6,3kHz (cercano a f_{co}). Esto implica un tiempo de establecimiento de la tensión de salida inferior a 100 μ s.

salida (o de la referencia) se produce la saturación, resultando mayores los tiempos de respuesta.

En la respuesta al escalón (a lazo cerrado), se aprecia un error en estado estacionario nulo, debido a que el polo en cero introducido por el compensador en el camino directo de la señal, convierte al sistema en tipo 1.

La simulación de la fig. 20 muestra el rechazo de la ondulación de 100Hz (rizado del PFC por la frecuencia de red, superpuesto a la tensión continua de entrada). La amplitud del rizado en la salida (trazo grueso) es de aproximadamente 0.04 cuando la perturbación es de amplitud 1, por lo que el rechazo es de aproximadamente 28dB.

Figura 18 : Diagrama de Bode del sistema a lazo cerrado.

También se realizaron simulaciones con *Simulink*, para evaluar la operación con pequeña y gran señal. Para lo cual, se aplicó una señal tipo escalón de 18V de amplitud en $t = 0$, y luego pequeñas variaciones de 1V también en forma de escalón (en $t = 10$ ms y $t = 20$ ms).

Como en el controlador de modulación de ancho de pulso (PWM) se fijó un ciclo de servicio máximo $D=0.9$, se introdujo un bloque de saturación para simular tal efecto y comprobar que esto solamente ocurre cuando hay cambios de gran señal en la salida. Este bloque hace la simulación más realista, puesto que la señal de error que excita al modulador de ancho de pulso está acotada y nunca podría ser negativa ($D_{min}=0$). Las figs. 19 (a) y (b) dan los resultados de la simulación.

Figura 20 : Inyección de rizado de 100Hz y su rechazo a la salida.

13. RESULTADOS

Se midió el rizado a la salida, con diversas cargas y tensiones, por ser ésta una de las especificaciones más importantes del convertidor. En ninguno de los casos medidos (la situación más desfavorable ocurre para $V_o=24$ V con corriente máxima de salida) se superó el valor de rizado especificado (fig. 21).

Figura 19 : (a) Tensión de salida V_o , (b) Señal de control con saturación.

Se ve que para grandes variaciones de la tensión de

Figura 21 : Rizado en la tensión de salida para 24V.

El ruido de alta frecuencia, presente en la figura, no pertenece al rizado de salida, y es debido a haber medido sin promediar, para asegurar no filtrar al

rizado real.

Se presentan a continuación algunas formas de onda experimentales, que ilustran el desempeño del prerregulador PFC, operando con distintas cargas de salida.

En las figs. 22 y 23 se muestran mediciones de la corriente de línea para condiciones de *carga nominal* (36V-20A). y para *carga liviana* (10% de la carga nominal).

Figura 22 : Corriente de línea para carga nominal máxima (36V-20A), (2A/div).

Figura 23 : Corriente de línea para el 10 % de la carga nominal, (2 A/div).

Para carga nominal, se puede apreciar que la forma de onda se asemeja a una onda senoidal, salvo en los cruces por cero, donde el convertidor boost no alcanza a funcionar correctamente (ciclo de trabajo demasiado alto).

Para la condición de carga liviana, se observa distorsión en la forma de onda (THD próxima al 30%). No obstante, de su análisis espectral (fig. 24),

las componentes armónicas 3° y 5° resultan de amplitud reducida frente a la fundamental (-14 dB). Además, en este rango de potencias bajas (10% de carga nominal o 72W) las componentes armónicas no causan mayores inconvenientes a la red (por más que introduzcan algo de potencia deformante). Dada la pequeña potencia de esta fuente, en una aplicación industrial la perturbación introducida no sería detectable en la red, pero sí lo sería en redes de pequeña potencia instalada como en aplicaciones domésticas, pequeños comercios u oficinas.

Figura 24 : Espectro de frecuencia de la corriente de línea para el 10 % de la carga nominal.

La fig. 25 muestra las formas de onda de tensión y corriente de línea.

Figura 25 : Tensión de entrada (canal B , 100V/div) y corriente de línea (canal A , 2 A/div).

A pesar de la distorsión de la tensión de línea (por tercera armónica), puede comprobarse que la onda de corriente la sigue en forma y fase, lográndose así un factor de potencia próximo a la unidad.

Por último, para ilustrar el desempeño de la fuente, se realizaron las mediciones de las potencias de entrada (P_i) y de salida (P_o) tanto del PFC como del convertidor, con diferentes cargas. La tabla I indica los resultados obtenidos y el cálculo de los rendimientos parciales y totales.

Los rendimientos medidos estuvieron acordes con las topologías empleadas en el sistema conmutado, lográndose incluso cifras superiores a las previstas.

Con cargas menores, el rendimiento disminuye como consecuencia de las pérdidas permanentes en los dispositivos de conmutación.

Tabla I : Resumen de los rendimientos parciales y totales medidos.

	10% de carga	50% de carga	100% de carga
P_{IPFC} [W]	163	482	880
P_{OPFC} [W]	147	444	815
η_{PFC}	0.90	0.92	0.93
P_{CONV} [W]	111	388	708
η_{CONV}	0.76	0.87	0.87
η_{TOTAL}	0.68	0.80	0.81

14. CONCLUSIONES

El compensador adoptado (dos polos y dos ceros) resultó adecuado en virtud de su flexibilidad de adaptación frente a las diversas características de las transferencias involucradas, notándose una buena concordancia entre los cálculos teóricos, las simulaciones y los resultados experimentales.

Un procedimiento enteramente similar sería aplicable para la compensación de convertidores con estructura en puente completo, o con otras topologías, cuando estén realimentados en tensión (*voltage controlled*).

Los criterios empleados fueron los habituales en el diseño de fuentes conmutadas, o sea, los de margen de fase y ganancia, que se pueden apreciar fácilmente en un diagrama de Bode asintótico. No obstante, también podría aplicarse otros métodos típicos del control clásico, tales como Nyquist, Root Locus o Variables de Estado. Es posible también el modelado en tiempo discreto y el análisis en el dominio Z, para luego implementar el algoritmo de control digital en un microcontrolador.

Como se trabaja con la ganancia de lazo, puede verse a $G(s)$ como compensando las falencias de $L(s)$ y del resto del lazo. Se podría pensar que pueden cancelarse todos los polos y ceros de la planta y así agregar los polos y ceros para hacer la respuesta dinámica deseada. Si bien esto teóricamente es factible, en la práctica no se puede trabajar con lazos con frecuencia de cruce mayor que 1/5 de la frecuencia de conmutación.

La etapa de aislamiento óptico, colocada para adaptar señales con distintas masas, está en el camino de la señal de realimentación y debe modelarse para tomar en cuenta las singularidades y ganancias que introduce en el lazo. Para el análisis, es útil asumir que el bloque forma parte del compensador.

Las simulaciones hechas de la transferencia $T(s)=G(s)L(s)$ resultaron útiles para verificar el MG y MF con los valores redondeados de los componentes, pudiéndose estimar el valor verdadero de MF , MG y fxo (en el diseño se trabajó con los asintóticos). También se simuló la respuesta total $T(s)/1+T(s)$, para ver el comportamiento a lazo cerrado.

Inyectando un rizado de 100Hz, se comprobó el rechazo, lo cual es muy útil para predecir qué porcentaje de rizado del preconvertidor estará presente en la salida. Esto resultará aún más importante, en aquellos casos en que sólo se disponga de un puente de diodos con filtro capacitivo directo, como rectificador de línea.

Por último, es preciso destacar que utilizando modelos de simulación de pequeña señal, cuando los desvíos respecto al punto de operación estático sean grandes, la respuesta real será más lenta que la simulada, puesto que la señal de error del compensador está acotada y siempre será positiva, pues el factor de servicio (*duty*) sólo puede ser positivo.

REFERENCIAS

- Ogata, K. (1993). *Ingeniería de Control Moderna* (2a. ed.), Prentice Hall Hispanoamericana, España.
- Chrysis, G. (1989). *High Frequency Switching Power Supplies*, McGraw-Hill, New York, U.S.A., 1989.
- Muñoz Sáez, J. L., Hernández González S. (1997). *Sistemas de Alimentación Conmutados*, Ed. Paraninfo, España.
- Brown, M. (1990). *Practical Switching Power Supply Design*, Academic Press, S. Diego, CA, U.S.A..
- Pressman, A. I. (1998). *Switching Power Supply Design*, (2nd. ed.), McGraw-Hill, N.Y., U.S.A..
- Bascope, R. P. T., Perin, A. J. (1997). *O transistor IGBT aplicado em eletrônica de potência*, Sagra-Luzzatto, Porto Alegre, Brasil.
- Erickson, R. W., Maksimovic, D. (2001). *Fundamentals of Power Electronics (2nd Ed.)*, Kluwer Academic Publ., U.S.A..
- Tacca, H. E. (1986). "Linear optocoupler circuit for instrumentation", *Electronic Engineering*, Londres, agosto 1986, p. 34.
- Tacca, H. E. (1986). "Fast switching opto-coupler", *Electronics and Wireless World*, Londres, agosto 1986, p. 58.
- Tacca, H. E. (1986). "Nuevos dispositivos optoacopladores", serie de 2 artículos, *Revista. Telegráfica Electrónica*, (ISSN 0035-5016), Ed. Arbo, n° 878 y n° 879, (4 pags.), Buenos Aires.

- Binda, E. A. , Omaña, M. E. y Tacca, H. E. (2006). "Circuito de mando para IGBT con transformador de pulsos", *Revista Electrotécnica*, Asociación Electrotécnica Argentina, sept./oct. de 2006, edición electrónica (disponible en: <http://www.aearevista.org.ar>) , Buenos Aires.
- Benedetti M., et al. (2000), *Control de la interferencia electromagnética*, Asociación Argentina de Control Automático, Buenos Aires.
- Umanand, L., Bhat, S.R. (2001), *Design of Magnetic Components for Switched Mode Power Converters*, New Age Int. Publ., New Delhi, India.
- Bossche, A. Van den, Valchev V. C. (2005), *Inductors and Transformers for Power Electronics*, Taylor and Francis, N.Y., U.S.A..
- Alberkrack J., et al. (1982). *Linear Switchmode Voltage Regulator Handbook: Theory and Practice*, Motorola HB206R1/D1, U.S.A..
- Motorola (1996). *Power Factor Controllers*, Motorola Semiconductor Technical Data MC34262/D, U.S.A.
- Motorola (1987). *Isolation techniques using optical couplers*, Motorola Application Note AN571A, U.S.A..
- Motorola (1989). *Theory and characteristics of fototransistor*, Motorola Application Note AN440, U.S.A..