

Capítulo 5

Análisis de pequeña señal de los post-reguladores de alto rendimiento (III). Aplicación del control modo corriente de pico a los post-reguladores de alto rendimiento

En este capítulo se va a realizar el análisis del comportamiento de los post-reguladores de alto rendimiento con el uso del control de corriente de pico [48], [60]. En primer lugar se procederá a la descripción del control utilizado, indicando como en los casos anteriores, cuáles son las ventajas e inconvenientes que presenta. En segundo lugar se va a analizar la estabilidad de los lazos de realimentación, para posteriormente seguir con la obtención de las siguientes funciones características de pequeña señal: impedancia de salida de los post-reguladores y audio-susceptibilidad. En esta última función nos centraremos especialmente ya que nos sirve para elegir la mejor opción de entre los pares post-reguladores - modos de control analizados. La impedancia de entrada de los post-reguladores será obtenida en este capítulo y analizada en el capítulo 6 para estudiar la problemática de la adaptación entre etapas. Por último se hará un resumen de las conclusiones obtenidas en este capítulo.

5.1 CONTROL DE CORRIENTE DE PICO.

El control de la corriente de pico forma parte de la familia de los controles modo corriente mencionados en la referencia [60], los cuales, al igual que el control de corriente promediada (capítulo 4), tienen el mismo principio de funcionamiento, figura 5.1, en la que una fuente de corriente controlada por una tensión es usada para controlar la tensión de salida del convertidor. En el control de corriente de pico la variable que se controla es el pico de la corriente por la bobina de salida para el caso del convertidor Reductor, figura 5.2a, o en la bobina almacenadora de energía para el caso del convertidor Elevador, figura 5.2b, la cual es medida normalmente en el interruptor. Como se puede observar en la figura 5.2, el circuito de control posee dos lazos de control, uno interno (lazo de corriente) con el cual se realiza el

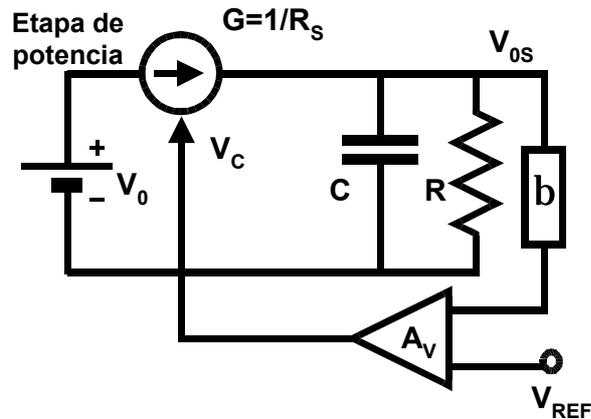


Figura 5.1. Principio de funcionamiento del control modo corriente.

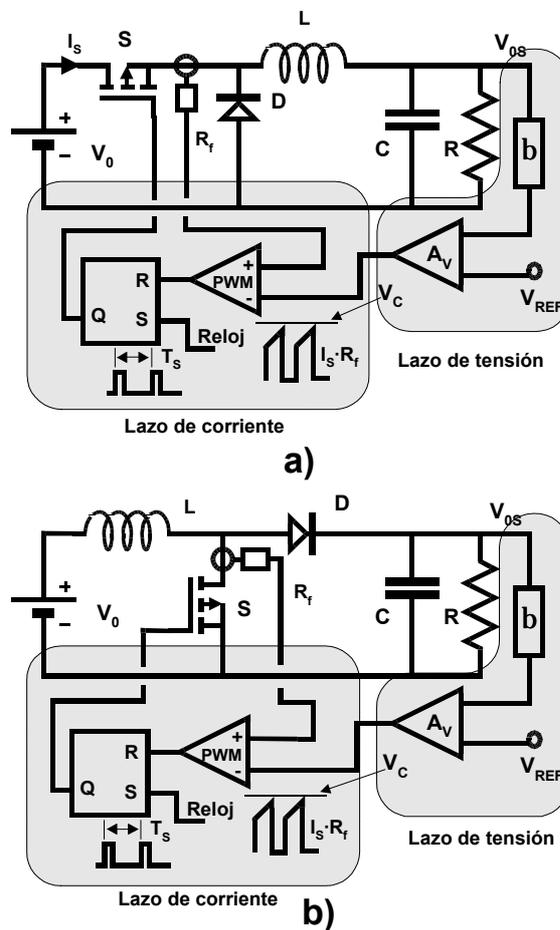


Figura 5.2. Ejemplos del control modo corriente de pico a) en el convertidor Reductor y b) en el convertidor Elevador.

control del valor de pico de la corriente por la bobina de forma que obtendríamos el equivalente a una fuente de corriente controlada por tensión, y otro lazo externo (lazo de tensión) destinado a controlar la tensión de salida.

Las ventajas de este modo de control son:

- La función de transferencia del lazo abierto de tensión posee solamente un polo dominante, en lugar de los dos polos complejos conjugados que habitualmente tenemos con el control modo tensión.

- Frecuencia de conmutación constante.

- Existe una limitación inherente de la corriente pulso a pulso, lo que hace que el convertidor sea prácticamente inmune a daños producidos por sobrecargas.

- Permite paralelizar fácilmente etapas de potencia, de forma que es posible incrementar la capacidad de corriente de salida, con un reparto equitativo de la corriente total entre cada uno de los convertidores.

- Permite realizar una corrección muy rápida ante transitorios de carga, de forma que se minimizan las variaciones de la tensión de salida, debido a la utilización de la prealimentación o *Feed-Forward* de la corriente de salida.

- Insensibilidad inherente ante variaciones estáticas y dinámicas de la tensión de entrada, para los convertidores Reductor y Directo o *Forward* [60].

Estas dos últimas características son muy importantes porque son la base de la elección del mejor circuito de control.

Los inconvenientes son:

- Requiere pendiente de compensación, debido a la inestabilidad intrínseca para ciclos de trabajo superiores a 0,5, de forma que se produce una oscilación sub-armónica.

- La inmunidad al ruido no es muy buena, debido al hecho de que la pendiente de subida de la corriente por la bobina es relativamente pequeña comparada con el nivel de comparación, especialmente si la tensión aplicada a la bobina es pequeña. Este hecho provoca que se deba utilizar rampa de compensación incluso cuando el ciclo de trabajo D es menor que 0,5.

En los siguientes apartados se va a realizar el estudio del control de corriente de pico aplicado a cada uno de los post-reguladores propuestos: Reductor de dos entradas, Conmutado serie Directo o *Forward* y convertidor Elevador.

5.2. APLICACIÓN DEL MODO DE CONTROL DE CORRIENTE DE PICO A LOS POST-REGULADORES DE ALTO RENDIMIENTO.

El diagrama de bloques del control modo corriente de pico se muestra en la figura 5.3. En este modo de control el interruptor inicia la conducción con la señal de reloj, la cual activa el biestable. El final de la conducción del interruptor se produce cuando una tensión proporcional a la corriente por la bobina, $i_L \cdot R_f$, alcanza a la tensión de control v_c , reseteando el biestable con la salida del comparador. El factor de proporcionalidad es R_f .

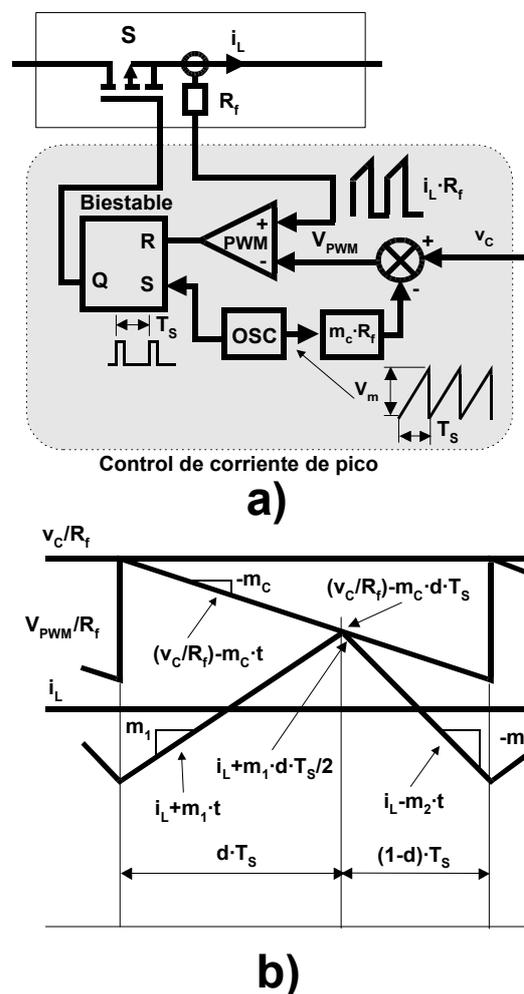


Figura 5.3. a) Diagrama de bloques y b) formas de onda del control de corriente de pico.

En este modo de control aparece una inestabilidad [48] cuando el ciclo de trabajo supera el 0,5, de forma que es necesario introducir una rampa de compensación. En la figura 5.3a se muestra el principio de funcionamiento, en la cual una rampa de tensión negativa, $m_c \cdot t$, obtenida a partir de la rampa del oscilador, es sumada a la tensión de control, v_c .

Por lo tanto, en el control modo corriente de pico el ciclo de trabajo no queda fijado únicamente por la tensión de control v_c sino que también interviene el tiempo que tarda la bobina en alcanzar el valor determinado por la tensión de control.

En primer lugar se va a obtener la relación entre el ciclo de trabajo d y las variables que lo fijan, la tensión de control v_c y la corriente por la bobina i_L , de forma que se obtenga una expresión compatible con la técnicas de promediado para la obtención del modelo de pequeña señal de las etapas de potencia.

Para obtener la relación mencionada anteriormente nos basaremos en las formas de onda que se muestran en la figura 5.3b, las cuales corresponden a un periodo de conmutación T_s . Las formas de onda de tensión están escaladas a un valor equivalente al de la corriente con un factor de proporcionalidad R_f . En una entrada del comparador se introduce la corriente de control v_c/R_f más la rampa negativa de corriente de estabilización de pendiente $-m_c$; en la otra entrada la corriente, cuyo valor medio es i_L . La corriente instantánea de la bobina tiene una rampa positiva de pendiente $+m_1$ cuando el interruptor de potencia esta cerrado y una rampa negativa de pendiente $-m_2$ cuando el interruptor está abierto, con lo que el ciclo de trabajo d quedará determinado por el punto de corte entre las dos entradas del comparador. A partir de las formas de onda de la figura 5.3b se puede obtener la siguiente ecuación:

$$i_L + m_1 \cdot \frac{d \cdot T_s}{2} = \frac{v_c}{R_f} - m_c \cdot d \cdot T_s \quad (5.1)$$

Perturbando la ecuación (5.1) podemos obtener el ciclo de trabajo estático y el de pequeña señal $d = D + \hat{d}$. Como en el modelado de pequeña señal de los convertidores, hacemos que $i_L = I_L + \hat{i}_L$, $v_c = V_c + \hat{v}_c$ y también $m_1 = M_1 + \hat{m}_1$, ya que la pendiente de la corriente por la bobina se ve afectada por la tensión en los extremos de la bobina, que también tiene su valor de régimen permanente y de pequeña señal. Por otra parte para la obtención del modelo consideramos que $m_c = M_c$ porque normalmente la rampa de estabilización será constante.

Las soluciones estáticas y de pequeña señal obtenidas a partir de la ecuación (5.1) son las siguientes:

$$D = \frac{2}{n \cdot M_1 \cdot T_s} \left(\frac{V_c}{R_f} - I_L \right) \quad (5.2)$$

$$\hat{d} = \frac{2}{n \cdot M_1 \cdot T_s} \left(\frac{\hat{v}_c}{R_f} - \hat{i}_L \right) - \frac{D}{n \cdot M_1} \cdot \hat{m}_1 \quad (5.3)$$

en donde

$$n \equiv 1 + \frac{2 \cdot M_c}{M_1} \quad (5.4)$$

Las ecuaciones (5.2), (5.3) y (5.4) se pueden aplicar a cualquier convertidor, considerando únicamente que las diferencias entre los convertidores resulta solamente de cómo la rampa de la corriente por la bobina m_1 depende de las condiciones de funcionamiento.

El parámetro n es función de la rampa de estabilización M_c , como se observa en ecuación (5.4). Si hacemos que esta pendiente M_c sea igual a la pendiente de la corriente por la bobina durante la apertura del interruptor M_2 , lo que es una elección muy común, entonces $n = 1 + 2 \cdot M_2 / M_1$.

A continuación se va a aplicar el modelo obtenido a cada uno de los modelos de pequeña señal de los post-reguladores propuestos.

5.2.1 Aplicación del modo de control de corriente de pico al post-regulador Reductor de dos entradas.

5.2.1.1 Análisis de la estabilidad de los lazos de control.

En el post-regulador Reductor de dos entradas, figura 5.4, la tensión que se aplica a los extremos de la bobina durante el tiempo en que el interruptor está cerrado, es la diferencia entre la tensión de entrada v_1 y la tensión de salida v_{0SR} , por lo que la pendiente de subida de la corriente será:

$$m_1 = \frac{v_1 - v_{0SR}}{L_{TB}} \quad (5.5)$$

Por otra parte, dado que la relación de conversión del convertidor es $V_{0SR} = V_2 + (V_1 - V_2) \cdot D$, si sustituimos en la ecuación (5.5) v_1 y v_{0SR} por sus valores de continua V_1 , obtenido de la relación de conversión anteriormente citada, y V_{0SR} , se obtiene la ecuación (5.6) que representa la pendiente de subida estática de la corriente por la bobina.

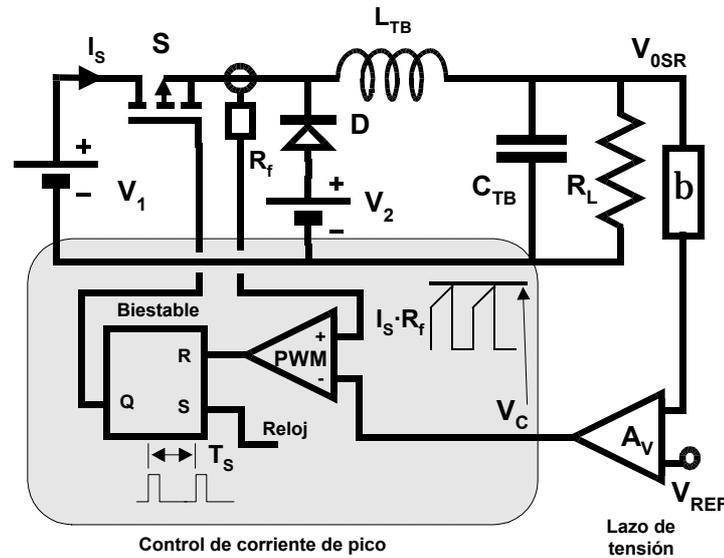


Figura 5.4. Post-regulador Reductor de dos entradas con el control modo corriente de pico.

$$M_1 = \frac{(V_{0SR} - V_2) \cdot D'}{D \cdot L_{TB}} \quad (5.6)$$

Si en la ecuación (5.5) perturbamos las variables se obtiene la ecuación (5.7).

$$\hat{m}_1 = \frac{\hat{v}_1 - \hat{v}_{0SR}}{L_{TB}} \quad (5.7)$$

Sustituyendo las ecuaciones (5.6) y (5.7) en la ecuación (5.3) obtenemos la ecuación (5.8).

$$\hat{d} = \frac{K \cdot R}{n \cdot D' \cdot (V_1 - V_2)} \left(\frac{\hat{v}_c}{R_f} - \hat{i}_L \right) - \frac{D}{n \cdot D' \cdot (V_1 - V_2)} \hat{v}_1 + \frac{D}{n \cdot D' \cdot (V_1 - V_2)} \hat{v}_{0SR} \quad (5.8)$$

en donde

$$K = \frac{2 \cdot L_{TB}}{R \cdot T_s} \quad (5.9)$$

y R representa el punto de funcionamiento en continua de salida sin tener en cuenta la naturaleza de la carga (resistiva o no), es decir el cociente entre la tensión de salida continua y la corriente de salida continua (ecuación 5.10). Esta R se llama [48] “parámetro del punto de funcionamiento de salida”. $R=R_L$ si a la salida del convertidor hay colocada una carga R_L , pero esto no tiene por que ser necesariamente así si, por ejemplo, el convertidor tiene como carga una fuente de corriente constante, o si la carga R_L se comporta dinámicamente como una

resistencia negativa como sucede en la entrada de un convertidor conmutado DC-DC. Por lo tanto se define R como:

$$R \equiv \frac{V}{I} = \frac{\text{Tensión de salida de CC}}{\text{Corriente de salida de CC}} \quad (5.10)$$

La ecuación (5.8) muestra que la variación del ciclo de trabajo \hat{d} no es función solamente de la tensión de control \hat{v}_c sino también de la variación de la corriente de la bobina \hat{i}_L , de la tensión de entrada \hat{v}_1 y de la tensión de salida \hat{v}_{OSR} .

Llamando:

$$G_6 = \frac{D}{n \cdot (V_1 - V_2) \cdot D'} \quad (5.11)$$

$$H_3 = \frac{D}{n \cdot (V_1 - V_2) \cdot D'} \quad (5.12)$$

$$F_m = \frac{K \cdot R}{n \cdot (V_1 - V_2) \cdot D'} \quad (5.13)$$

y utilizando el modelo de pequeña señal del post-regulador Reductor de dos entradas, se obtiene el modelo de pequeña señal del post-regulador Reductor de dos entradas con el control modo corriente de pico de la figura 5.5.

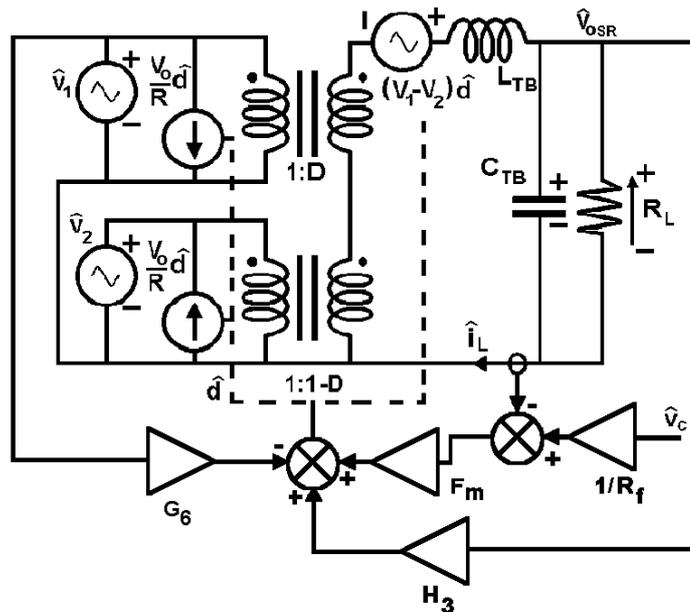


Figura 5.5. Modelo de pequeña señal del post-regulador Reductor de dos entradas con el control modo corriente de pico

Como se puede observar en la figura 5.5, existe un lazo de realimentación de corriente en donde la corriente por la bobina i_L se compara con una corriente de referencia v_c/R_f . Además existe un lazo de realimentación de la tensión de entrada v_1 debido al bloque G_6 y otro lazo de realimentación de la tensión de salida debido al bloque H_3 . En el modelo de pequeña señal con el control de corriente de pico del reductor de dos entradas aparecen dos lazos de tensión ya que la pendiente de subida durante el intervalo de tiempo que el interruptor está cerrado depende tanto de la tensión de entrada v_1 como de la tensión de salida v_{OSR} .

5.2.1.1.1 Ganancia del lazo de corriente T_c .

En la figura 5.6 se muestra el modelo reducido para el cálculo de la ganancia del lazo de corriente para el post-regulador Reductor de dos entradas, en donde las tensiones de entrada y la tensión de referencia se hacen constantes, es decir $\hat{v}_1 = 0, \hat{v}_2 = 0$ y $\hat{v}_c = 0$ respectivamente. Para obtener $T_c(s)$ se inyecta una corriente \hat{i}_z en el punto indicado en la figura 5.6.

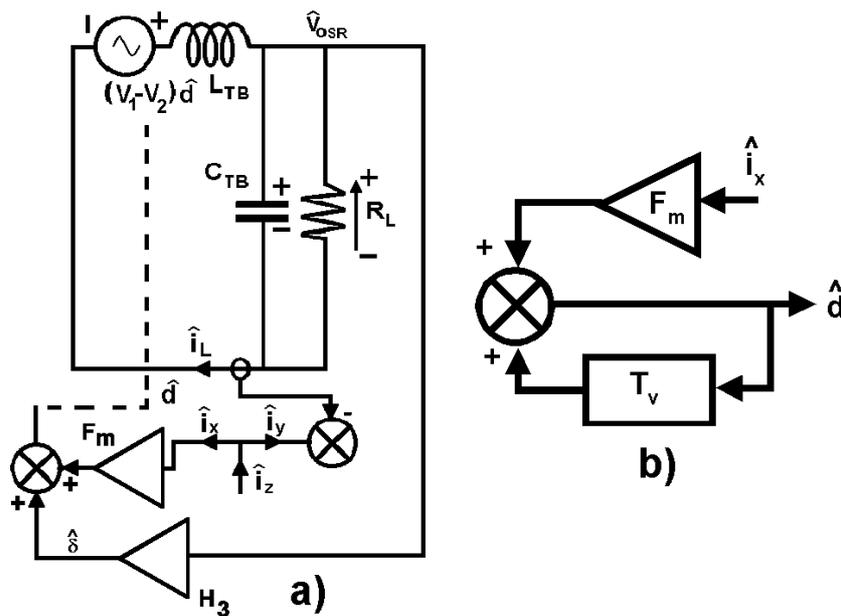


Figura 5.6. a) Modelo reducido del control de corriente de pico del post-regulador reductor de dos entradas. b) Diagrama de bloques del modelo de pequeña señal con el lazo de corriente abierto.

En el modelo del convertidor existe un lazo de tensión, cuya ganancia $T_v(s)$ es:

$$T_v(s) = \frac{\hat{\delta}}{\hat{d}} = \left(\frac{V_1}{D} \cdot D - \frac{V_2}{D'} \cdot D' \right) \cdot \frac{D}{n \cdot (V_1 - V_2) \cdot D'} \cdot H_c(s) = H_c(s) \cdot \frac{D}{D' \cdot n} \quad (5.14)$$

en donde

$$H_e(s) = \frac{Z_L(s)}{Z_L(s) + s \cdot L_{TB}} \quad (5.15)$$

siendo $Z_L(s)$ es el paralelo entre la resistencia de carga y el condensador de filtro:

$$Z_L(s) = \frac{R_L}{1 + s \cdot R_L \cdot C_{TB}} \quad (5.16)$$

En la figura 5.6b se ha representado el diagrama de bloques del modelo de pequeña señal del post-regulador reductor de dos entradas con el lazo de corriente abierto teniendo en cuenta el lazo de tensión $T_v(s)$. Como se puede observar en la figura 5.6b el lazo de tensión es un lazo de ganancia positiva, por lo que obtendremos la siguiente ecuación:

$$\hat{d} = F_m \cdot \hat{i}_x \cdot \frac{1}{1 - T_v(s)} \quad (5.17)$$

La estabilidad del lazo de tensión de la figura 5.6 se puede determinar con el estudio del término $(1 - T_v(s))$ para la obtención de raíces en el semiplano positivo. El resultado que se obtiene es que (a menos que R sea negativa) el término $(1 - T_v(s))$ no tiene raíces en el semiplano derecho si $D/D' < n$, ecuación (5.18), como se analiza en la referencia [48] para el Reductor.

$$\frac{1}{1 - T_v(s)} = \frac{1 + s \cdot \frac{L_{TB}}{R_L} + s^2 \cdot L_{TB} \cdot C_{TB}}{\left(1 - \frac{D'}{n}\right) + s \cdot \frac{L_{TB}}{R_L} + s^2 \cdot L_{TB} \cdot C_{TB}} \quad (5.18)$$

Vamos a analizar ahora la estabilidad del lazo de corriente. Para ello consideraremos el criterio de estabilidad de la pendiente de la rampa de estabilización M_c para la estabilidad del lazo de corriente [30]:

$$\frac{M_2 - M_c}{M_1 + M_c} < 1 \quad (5.19)$$

Esta expresión es equivalente a

$$\frac{M_2}{M_1} < 1 + \frac{2 \cdot M_c}{M_1} \quad (5.20)$$

es decir

$$\frac{D}{D'} < n \quad (5.21)$$

De la anterior expresión se puede deducir por tanto que la elección de la rampa de estabilización por el criterio convencional también asegura la estabilidad del lazo de tensión, y por lo tanto impide la presencia de cualquier polo en el semiplano positivo en la ganancia del lazo de corriente T_c . A partir de la figura 5.6, esta ganancia es:

$$T_c(s) = \frac{\hat{i}_y}{\hat{i}_x} = \frac{\hat{i}_1}{\hat{i}_x} = \frac{F_m}{1 - T_v(s)} \left(\frac{V_1}{D} \cdot D - \frac{V_2}{D'} \cdot D' \right) \cdot \frac{1}{Z_L(s) + s \cdot L_{TB}} \quad (5.22)$$

Sustituyendo (5.18) en la ecuación (5.22) y simplificando obtenemos:

$$T_c(s) = \frac{K}{n \cdot D' \cdot D_n} \cdot \frac{R}{R_L} \cdot \frac{1 + s \cdot R_L \cdot C_{TB}}{1 + \frac{1}{Q_e} \cdot \frac{s}{\sqrt{\frac{D_n}{L_{TB} \cdot C_{TB}}}} + \left(\frac{s}{\sqrt{\frac{D_n}{L_{TB} \cdot C_{TB}}}} \right)^2} \quad (5.23)$$

en donde

$$D_n \equiv 1 - \frac{D}{D' \cdot n} \quad (5.24)$$

y

$$Q_e \equiv \frac{R_L \cdot \sqrt{D_n}}{\sqrt{\frac{L_{TB}}{C_{TB}}}} \quad (5.25)$$

En la figura 5.7 se muestra el diagrama de Bode de $T_c(s)$ dibujado mediante asintotas de la función de transferencia (5.23). El valor real en el vértice superior de la función de transferencia $T_c(s)$ depende del valor de Q_e .

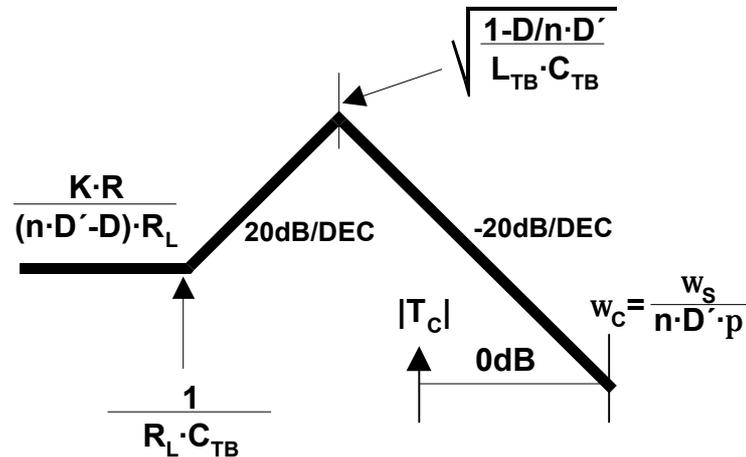


Figura 5.7. Diagrama de Bode de $T_c(s)$ dibujado mediante asintotas.

La frecuencia de corte del lazo de corriente se puede obtener a partir de la asintota de alta frecuencia de $T_c(s)$. Esta asintota se obtiene a partir de la ecuación (5.23) y resulta la expresión (5.26).

$$T_c(s) = \frac{K}{n \cdot D' \cdot D_n} \cdot \frac{R}{R_L} \cdot \frac{s \cdot R_L \cdot C_{OSR}}{\left(\frac{s}{\sqrt{\frac{D_n}{L_{TB} \cdot C_{TB}}}} \right)^2} = \frac{K \cdot R}{n \cdot D' \cdot L_{TB} \cdot s} \quad (5.26)$$

A partir de la ecuación (5.26) se puede obtener la frecuencia de corte del lazo de corriente ω_c igualando el módulo de $T_c(s)$ a la unidad, obteniéndose la expresión siguiente:

$$|T_c(s)| = |T_c(j\omega_c)| = \frac{K \cdot R}{n \cdot D' \cdot L_{TB} \cdot \omega_c} = 1 \quad (5.27)$$

de forma que el valor de ω_c es:

$$\omega_c = \frac{K \cdot R}{n \cdot D' \cdot L_{TB}} = \frac{2 \cdot \pi \cdot f_s}{\pi \cdot n \cdot D'} = \frac{\omega_s}{\pi \cdot n \cdot D'} \quad (5.28)$$

Como se puede observar en la ecuación (5.28) la frecuencia de corte de $T_s(s)$ depende únicamente del ciclo de trabajo y no de otras condiciones de funcionamiento o de la carga. Por lo tanto si la rampa de estabilización se elige como $n = (1+D)/D'$, entonces la ecuación (5.28) se convierte en la ecuación (5.29):

$$\omega_c = \frac{\omega_s}{\pi \cdot (1+D)} \quad (5.29)$$

La frecuencia de corte puede variar por tanto desde $\omega_c = \omega_s \cdot 1/6$ para $D=1$, a $\omega_c = \omega_s \cdot 1/3$ para $D = 0$. Si no hubiera rampa de compensación, $n = 1$, la frecuencia de corte variará entre un tercio y dos tercios de la frecuencia de conmutación, ya que D' no puede ser menor que 0,5 para asegurar la estabilidad del convertidor. En cualquiera de los dos casos el lazo de corriente del convertidor tendrá un gran ancho de banda al menos en relación con el lazo de tensión externo.

Otra característica del lazo de corriente $T_c(s)$ es el valor a frecuencias bajas de la ganancia del lazo de corriente $T_c(0) \equiv T_c(s=0)$. En este convertidor, este valor es proporcional a K , constante que también es utilizada para determinar la frontera entre el modo de conducción continuo y discontinuo. K nos da una medida de la ganancia del lazo de corriente a baja frecuencia, además de ser K un término del bloque F_m .

Como se indica en la referencia [9] para que el convertidor se mantenga en modo de conducción continuo, K debe de ser mayor que K_{crit} , en donde el valor máximo de la K_{crit} para el Reductor de dos entradas es:

$$K_{crit} = \frac{(\sqrt{\lambda} - 1)^2}{\lambda - 1} \quad (5.30)$$

y

$$\lambda = \frac{V_1}{V_2} \quad (5.31)$$

La ganancia del lazo de corriente a bajas frecuencias $T_c(0)$ se puede poner por lo tanto como función de K y K_{crit} a partir de la ecuación (5.23) como se ve en la ecuación (5.32).

$$T_c(0) = \frac{K}{n \cdot D' \cdot D_n} \cdot \frac{R}{R_L} = \frac{K}{n \cdot D' - D} \cdot \frac{R}{R_L} = \frac{K}{K_{crit}} \cdot \frac{(\sqrt{\lambda} - 1)^2}{\lambda - 1} \cdot \frac{1}{n \cdot D' \cdot D_n} \cdot \frac{R}{R_L} \quad (5.32)$$

Si se elige como rampa de estabilización aquella que hace que $n = (1+D)/D'$, y si $R = R_L$, entonces la ecuación (5.32) se reduce a la siguiente:

$$T_c(0) = \frac{K}{K_{\text{crit}}} \cdot \frac{(\sqrt{\lambda} - 1)^2}{\lambda - 1} \quad (5.33)$$

Como se vio en el capítulo 2 el valor máximo de K_{crit} es menor que 0.1 para un valor de $\lambda \leq 1.5$, que puede ser un valor típico de diseño. Por otra parte las reglas de diseño de convertidores normalmente aconsejan el uso valores pequeños para las bobina, y por lo tanto de K , que a su vez debe de ser mayor que K_{crit} para evitar que el convertidor entre en modo de conducción discontinuo. El valor mínimo de K ocurre con la mínima corriente de carga. El mínimo de $T_c(0)$ se produce a $K = K_{\text{crit}}$ para la mínima corriente de carga. Si consideramos una carga mínima de una décima parte de la nominal, T_{cmin} será un orden de magnitud inferior al nominal.

5.2.1.1.2 El modelo de parámetros y .

Para determinar las funciones de transferencia necesarias para analizar el convertidor con el control modo corriente de pico se van a obtener los parámetros del modelo en y que se define en la referencia [48]. El modelo de parámetros y para el reductor de dos entradas se muestra en la figura 5.8.

Las definiciones de cada uno de los parámetros y se indican a continuación:

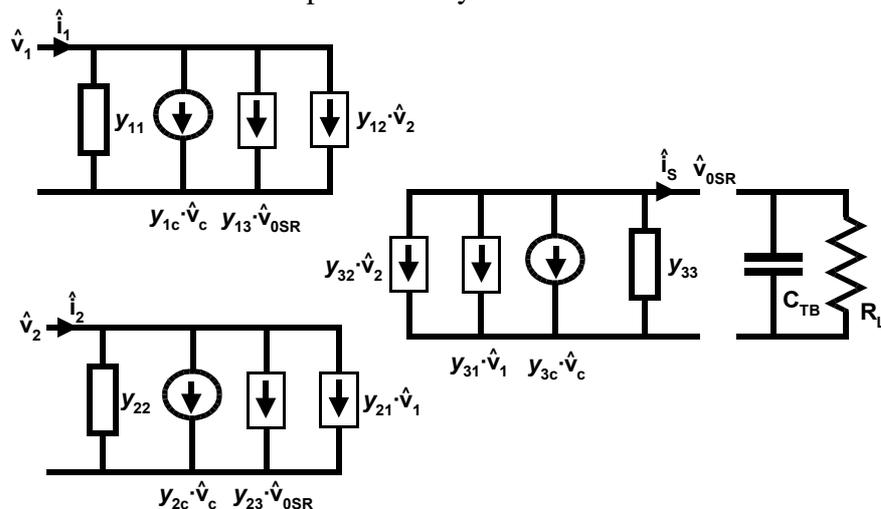


Figura 5.8. Modelo de parámetros y para el reductor de dos entradas.

- parámetros y_1 de la entrada v_1 :

$$y_{11}(s) = \frac{\hat{i}_1}{\hat{v}_1} \left| \begin{array}{l} \hat{v}_2 = 0 \\ \hat{v}_c = 0 \\ \hat{v}_{OSR} = 0 \end{array} \right. \quad (5.34)$$

$$y_{12}(s) = \frac{\hat{i}_1}{\hat{v}_2} \left| \begin{array}{l} \hat{v}_1 = 0 \\ \hat{v}_c = 0 \\ \hat{v}_{OSR} = 0 \end{array} \right. \quad (5.35)$$

$$y_{13}(s) = \frac{\hat{i}_1}{\hat{v}_{OSR}} \left| \begin{array}{l} \hat{v}_2 = 0 \\ \hat{v}_c = 0 \\ \hat{v}_1 = 0 \end{array} \right. \quad (5.36)$$

$$y_{1c}(s) = \frac{\hat{i}_1}{\hat{v}_c} \left| \begin{array}{l} \hat{v}_2 = 0 \\ \hat{v}_1 = 0 \\ \hat{v}_{OSR} = 0 \end{array} \right. \quad (5.37)$$

- parámetros y_2 de la entrada v_2 :

$$y_{22}(s) = \frac{\hat{i}_2}{\hat{v}_2} \left| \begin{array}{l} \hat{v}_1 = 0 \\ \hat{v}_c = 0 \\ \hat{v}_{OSR} = 0 \end{array} \right. \quad (5.38)$$

$$y_{21}(s) = \frac{\hat{i}_2}{\hat{v}_1} \left| \begin{array}{l} \hat{v}_2 = 0 \\ \hat{v}_c = 0 \\ \hat{v}_{OSR} = 0 \end{array} \right. \quad (5.39)$$

$$y_{23}(s) = \frac{\hat{i}_2}{\hat{v}_{OSR}} \left| \begin{array}{l} \hat{v}_2 = 0 \\ \hat{v}_c = 0 \\ \hat{v}_1 = 0 \end{array} \right. \quad (5.40)$$

$$y_{2c}(s) = \frac{\hat{i}_2}{\hat{v}_c} \left| \begin{array}{l} \hat{v}_2 = 0 \\ \hat{v}_1 = 0 \\ \hat{v}_{OSR} = 0 \end{array} \right. \quad (5.41)$$

- parámetros y_3 de la salida v_{OSR} :

$$y_{33}(s) = \frac{\hat{i}_s}{\hat{v}_{0SR}} \left| \begin{array}{l} \hat{v}_2 = 0 \\ \hat{v}_c = 0 \\ \hat{v}_1 = 0 \end{array} \right. \quad (5.42)$$

$$y_{31}(s) = \frac{\hat{i}_s}{\hat{v}_1} \left| \begin{array}{l} \hat{v}_2 = 0 \\ \hat{v}_c = 0 \\ \hat{v}_{0SR} = 0 \end{array} \right. \quad (5.43)$$

$$y_{32}(s) = \frac{\hat{i}_s}{\hat{v}_2} \left| \begin{array}{l} \hat{v}_1 = 0 \\ \hat{v}_c = 0 \\ \hat{v}_{0SR} = 0 \end{array} \right. \quad (5.44)$$

$$y_{3c}(s) = \frac{\hat{i}_s}{\hat{v}_c} \left| \begin{array}{l} \hat{v}_2 = 0 \\ \hat{v}_1 = 0 \\ \hat{v}_{0SR} = 0 \end{array} \right. \quad (5.45)$$

La figura 5.9 muestra las simplificaciones aplicadas al modelo de pequeña señal de la figura 5.5 para obtener los parámetros y .

A partir de los modelos de pequeña señal de la figura 5.9 los parámetros y_3 de la salida v_{0SR} son:

$$y_{3c}(s) = -\frac{1}{R_f} \cdot \frac{1}{1 + \frac{s}{\omega_c}} \quad (5.46)$$

$$y_{32}(s) = -\frac{n \cdot D^2}{K \cdot R} \cdot \frac{1}{1 + \frac{s}{\omega_c}} \quad (5.47)$$

$$y_{31}(s) = -\frac{(n \cdot D' - 1) \cdot D}{K \cdot R} \cdot \frac{1}{1 + \frac{s}{\omega_c}} \quad (5.48)$$

$$y_{33}(s) = -\frac{(D - n \cdot D')}{K \cdot R} \cdot \frac{1}{1 + \frac{s}{\omega_c}} \quad (5.49)$$

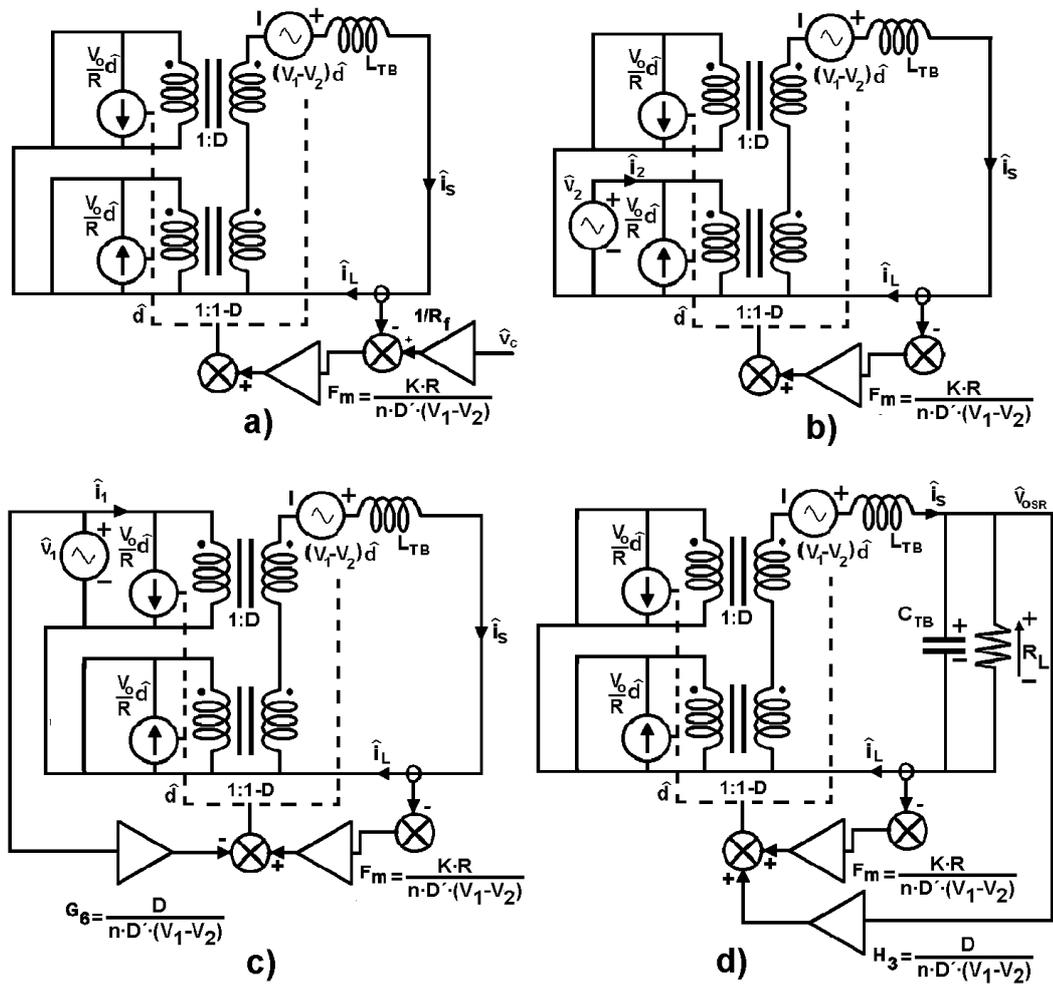


Figura 5.9. Modelo de pequeña señal del reductor de dos entradas con el control de corriente de pico con las simplificaciones expresadas a) en la ecuación (5.45), b) en la ecuación (5.44), c) en la ecuación (5.43) y d) en la ecuación (5.42).

en donde

$$\omega_c = \frac{K \cdot R}{n \cdot D \cdot L_{TB}} \quad (5.50)$$

De la misma forma los parámetros y_1 de la entrada v_1 son:

$$y_{1c}(s) = \frac{D}{R_f} \cdot \frac{1 + s \frac{L_{TB}}{R} \cdot \frac{V_{OSR}}{D \cdot (V_1 - V_2)}}{1 + \frac{s}{\omega_c}} \quad (5.51)$$

$$y_{13}(s) = \frac{D}{R} \cdot C_2 \cdot \frac{1 + \frac{s \cdot \frac{D}{C_2} \cdot \frac{V_{OSR}}{D \cdot (V_1 - V_2)}}{\frac{\omega_s}{\pi}}}{1 + \frac{s}{\omega_c}} \quad (5.52)$$

en donde

$$C_2 = \frac{V_{OSR}}{D \cdot (V_1 - V_2)} - \frac{n \cdot D' - D}{K} \quad (5.53)$$

$$y_{12}(s) = \frac{D'}{R} \cdot \left(\frac{n \cdot D' \cdot D}{K} - \frac{V_{OSR}}{(V_1 - V_2)} \right) \cdot \frac{1}{1 + \frac{s}{\omega_c}} \quad (5.54)$$

$$y_{11}(s) = -\frac{D^2}{R} \cdot C_1 \cdot \frac{1 + \frac{s \cdot \frac{D}{C_1} \cdot \frac{V_{OSR}}{D \cdot (V_1 - V_2)}}{\frac{\omega_s}{\pi}}}{1 + \frac{s}{\omega_c}} \quad (5.55)$$

en donde

$$C_1 = \frac{V_{OSR}}{D \cdot (V_1 - V_2)} - \frac{n \cdot D' - 1}{K} \quad (5.56)$$

De la misma forma los parámetros y_2 de la entrada v_2 son:

$$y_{2c}(s) = \frac{D'}{R_f} \cdot \frac{1 - s \frac{L_{TB}}{R} \cdot \frac{V_{OSR}}{D' \cdot (V_1 - V_2)}}{1 + \frac{s}{\omega_c}} \quad (5.57)$$

$$y_{23}(s) = \frac{D}{R} \cdot C_3 \cdot \frac{1 - s \frac{C_3}{\omega_s} \cdot \frac{V_{0SR}}{D \cdot (V_1 - V_2)}}{\pi \left(1 + \frac{s}{\omega_c}\right)} \quad (5.58)$$

en donde

$$C_3 = -\frac{V_{0SR}}{D \cdot (V_1 - V_2)} - \frac{(D' \cdot n - D)}{K} \quad (5.59)$$

$$y_{21}(s) = \frac{D}{R} \cdot C_4 \cdot \frac{1 - s \frac{C_4}{\omega_s} \cdot \frac{V_{0SR}}{D \cdot (V_1 - V_2)}}{\pi \left(1 + \frac{s}{\omega_c}\right)} \quad (5.60)$$

en donde

$$C_4 = \frac{V_{0SR}}{(V_1 - V_2)} - \frac{D' \cdot (1 - n \cdot D')}{K} \quad (5.61)$$

$$y_{22}(s) = \frac{D'}{R} \cdot \left(\frac{D'^2 \cdot n}{K} + \frac{V_{0SR}}{(V_1 - V_2)} \right) \cdot \frac{1}{1 + \frac{s}{\omega_c}} \quad (5.62)$$

5.2.1.1.3 Análisis del lazo externo de tensión.

Para analizar el lazo externo de tensión es necesario conocer la función de transferencia que relaciona la tensión de salida con la tensión de control $\hat{v}_{0SR} / \hat{v}_c$. Para obtener esta función de transferencia simplificamos el circuito de la figura 5.8 considerando que las tensiones de entrada son constantes, es decir, $\hat{v}_1 = 0$ y $\hat{v}_2 = 0$, con lo que tenemos el circuito de la figura 5.10a.

El circuito de la figura 5.10a está formado por una fuente de corriente de valor $-y_{3c}(s) \cdot \hat{v}_c$, una admitancia de salida $y_{33}(s)$ y la impedancia de la red RC del filtro de salida $Z_L(s)$ expresada en la ecuación (5.63):

$$Z_L(s) = \frac{R_L}{1 + \frac{s}{\omega_L}} \quad (5.63)$$

siendo

$$\omega_L \equiv \frac{1}{R_L \cdot C_{TB}} \quad (5.64).$$

Si definimos R_{33} como:

$$R_{33} = \frac{K \cdot R}{n \cdot D' - D} \quad (5.65)$$

se puede considerar que la admitancia $y_{33}(s)$ definida en la ecuación (5.49) tiene un equivalente como el indicado en la figura 5.10b, es decir, una resistencia R_{33} en serie con una bobina cuya inductancia es R_{33}/ω_c .

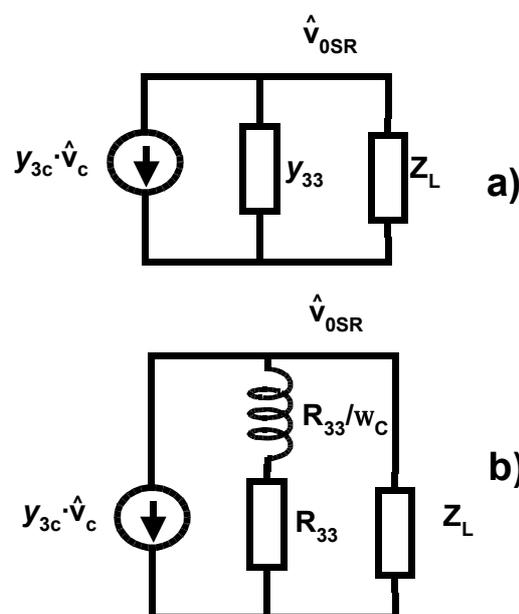


Figura 5.10. Modelo de parámetros y simplificado del reductor de dos entradas con el control de corriente de pico ($\hat{v}_1 = 0$ y $\hat{v}_2 = 0$).

Por lo tanto la ganancia del lazo de tensión $G_{V0SR}(s)$ será:

$$G_{V0SR}(s) = \frac{\hat{v}_{0SR}}{\hat{v}_c} \bigg|_{\substack{\hat{v}_1 = 0 \\ \hat{v}_2 = 0}} = -y_{3c}(s) \frac{Z_L(s) \cdot \frac{1}{y_{33}(s)}}{Z_L(s) + \frac{1}{y_{33}(s)}} \quad (5.66)$$

Sustituyendo las admitancias por los valores obtenidos previamente y desarrollando la ecuación (5.66) obtenemos la ecuación (5.67), en donde $R_{3c}=R_f$.

$$G_{V0SR}(s) = \frac{R_{33} \parallel R_L}{R_{3c}} \cdot \frac{1}{1 + \frac{s}{\left(1 + \frac{R_L}{R_{33}}\right) \cdot \frac{\omega_c \cdot \omega_L}{\omega_c + \omega_L}} + \frac{s^2}{\left(1 + \frac{R_L}{R_{33}}\right) \cdot \omega_c \cdot \omega_L}} \quad (5.67)$$

Esta ecuación se puede expresar también como:

$$G_{V0SR}(s) = \frac{R_{33} \parallel R_L}{R_{3c}} \cdot \frac{1}{1 + \frac{s}{\left(1 + \frac{R_L}{R_{33}}\right) \cdot \frac{\omega_c \cdot \omega_L}{\omega_c + \omega_L}} \cdot \left(1 + \frac{s}{\omega_c + \omega_L}\right)} \quad (5.68)$$

Dado que normalmente $\omega_L \ll \omega_c$ la ecuación (5.68) se puede aproximar por la ecuación (5.69).

$$G_{V0SR}(s) = \frac{R_{33} \parallel R_L}{R_{3c}} \cdot \frac{1}{1 + \frac{s}{\left(1 + \frac{R_L}{R_{33}}\right) \cdot \omega_L} \cdot \left(1 + \frac{s}{\omega_c}\right)} \quad (5.69)$$

En la ecuación (5.69) se observa un polo a altas frecuencias ω_c procedente de $y_{3c}(s)$, y a bajas frecuencias $\omega \ll \omega_c$ se observa que la ecuación (5.69) se convierte en la ecuación (5.70) en la cual aparece un polo ω_p .

$$G_{V_{0SR}}(s) = \frac{R_{33} \parallel R_L}{R_{3c}} \cdot \frac{1}{1 + \frac{s}{\left(1 + \frac{R_L}{R_{33}}\right) \cdot \omega_L}} = \frac{R_{33} \parallel R_L}{R_{3c}} \cdot \frac{1}{1 + \frac{s}{\left(R_{33} \parallel R_L\right) \cdot C_{TB}}} \quad (5.70)$$

siendo

$$\omega_p = \frac{1}{C_{TB} \cdot (R_{33} \parallel R_L)} \quad (5.71)$$

En la figura 5.11 se muestra un ejemplo real del diagrama de Bode de $G_{V_{0SR}}(s)$ obtenido a partir de la ecuación (5.67) en el que se pueden observar los dos polos descritos anteriormente. El segundo polo ω_c es la frecuencia de corte del lazo de corriente, y como se vio en apartados anteriores dicho polo puede tener su valor mínimo a la sexta parte de la frecuencia de conmutación ω_s por lo que hay que prestarle atención ya que su presencia puede afectar de manera significativa al margen de fase del lazo externo de tensión y por tanto causar problemas de estabilidad.

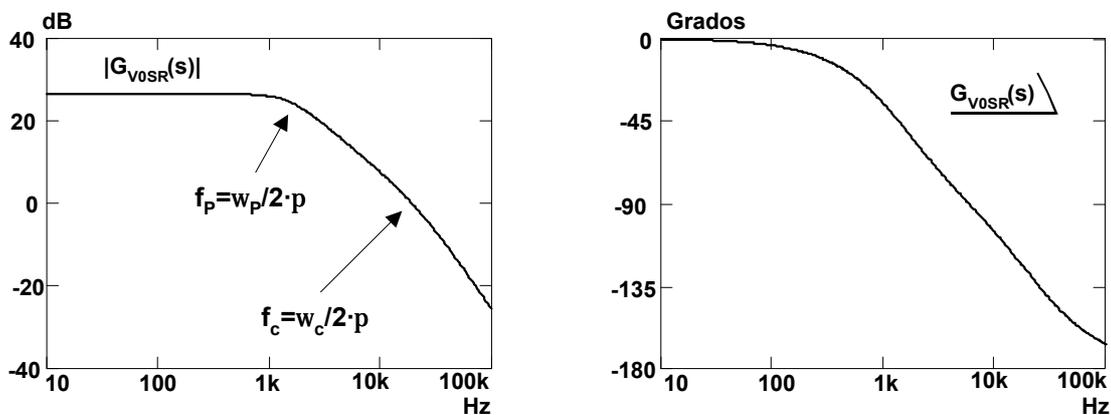


Figura 5.11. Diagrama de Bode de $G_{V_{0SR}}(s)$ obtenido mediante el modelo de pequeña señal.

Teniendo en cuenta estas consideraciones, es posible garantizar la estabilidad del lazo externo de tensión mediante un regulador $A_v(s)$ (PI) sencillo con un diagrama de Bode como el mostrado en la figura 5.12, de forma que el diagrama de Bode del lazo externo de tensión completo, $H(s) = G_{V_{0SR}}(s) \cdot A_v(s) \cdot \beta$, sea el mostrado en la figura 5.12. Para dejar suficiente margen de fase MF, figura 5.12, es necesario situar en ancho de banda del lazo externo de tensión f_{ct} a un tercio de $\omega_c / 2 \cdot \pi$ aproximadamente.

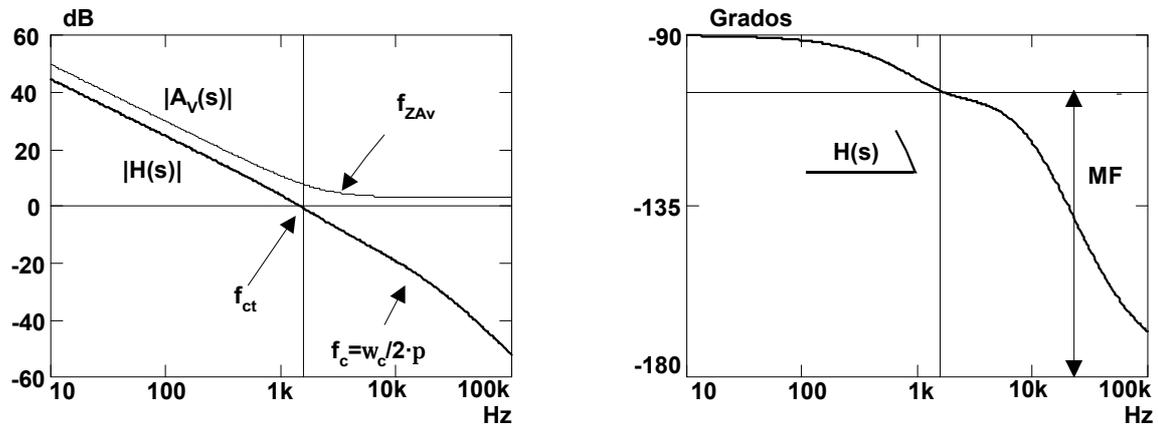


Figura 5.12. a) Diagrama de Bode de $A_V(s)$. b) Diagrama de Bode de $H(s)$.

5.2.1.1.4 Diseño de los lazos de control.

Para la realizar el diseño de los lazos de control se van a utilizar los datos ya mencionados en los capítulos anteriores y además los que a continuación se especifican:

- $C_{TB} = 17,3 \mu F$
- $R_s = 0,54 \text{ ohm}$
- $V_m = 1,8 \text{ V}$
- $T_s = 10 \mu s$

En la figura 5.13 se muestra el esquema del post-regulador Reductor de dos entradas con el control corriente de pico. Como se observa en la figura 5.13 como amplificador de error del

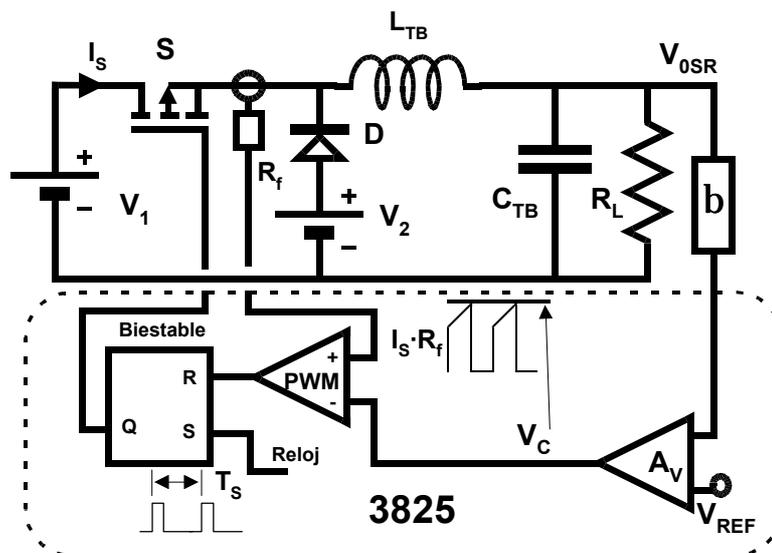


Figura 5.13 Post-regulador reductor de dos entradas con el control de pico de corriente.

lazo de tensión, $A_V(s)$, se va a utilizar el amplificador operacional interno del circuito integrado de control.

Diseño del lazo de corriente:

Como se comentó en el apartado 5.2, una elección típica para la rampa de compensación es que su pendiente M_C sea igual a la rampa de bajada de la corriente por la bobina M_2 , es decir, $M_C = M \cdot M_2$ siendo $M=1$ el factor de proporcionalidad.

La pendiente de bajada de la corriente por la bobina es:

$$M_2 = \frac{di}{dt} = \frac{V_{0SR} - V_2}{L_{TB}} \quad (5.72)$$

A partir de las ecuaciones anteriores realizaremos el diseño del lazo de corriente. Dando valores a la ecuación (5.72) obtenemos $M_2 = 0.15 \text{ Amp}/\mu\text{s}$. Con la elección de $M = 1$ obtenemos los valores que se muestran en el anexo 7. El valor efectivo M que se obtiene con los valores elegidos es $M = 0,91$.

Por otra parte la pendiente de subida de la corriente por la bobina es:

$$M_1 = \frac{V_1 - V_{0SR}}{L_{TB}} \quad (5.73)$$

que con los datos anteriores resulta ser $M_1 = 0,15 \text{ Amp}/\mu\text{s}$. A partir de M_1 , M_2 y M podemos obtener el valor de (n) en la ecuación (5.4) ya que $M_C = M \cdot M_2 = 0,1365 \text{ Amp}/\mu\text{s}$. El valor que se obtiene es $n = 2,82$.

Diseño del lazo de tensión:

Para realizar el diseño del lazo de tensión es necesario conocer en primer lugar el diagrama de Bode de la función de transferencia que relaciona la tensión de salida \hat{v}_{0SR} con la tensión de control \hat{v}_c , $G_{V0SR}(s)$, tal como viene expresado en la ecuación (5.66). Dicho diagrama de Bode se ha representado en la figura 5.14. En esta figura se ha representado también el diagrama de Bode de la misma función de transferencia obtenida mediante ensayos experimentales. El tercer diagrama de Bode representado corresponde a la simulación del modelo de gran señal del convertidor con el control de corriente de pico. Como dato aclaratorio es necesario indicar que todos los diagramas de Bode llevan incluido la red de realimentación $\beta = V_{ref}/V_{0SR} = 21.8$

¹ debido a que fue necesario incluirlo en el prototipo por motivos de seguridad del equipo de medida.

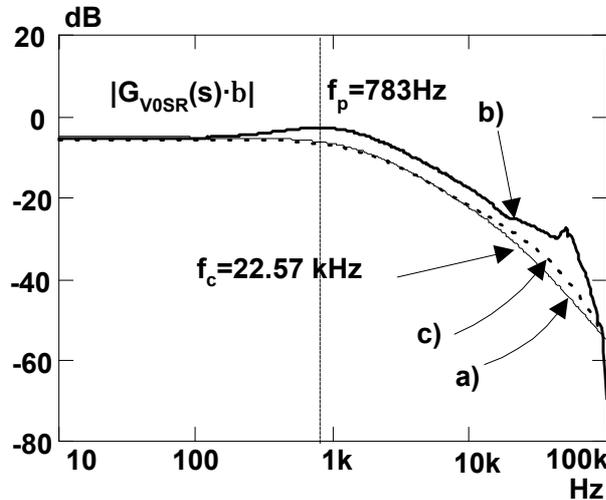


Figura 5.14. Diagrama de Bode de $G_{V_{0SR}}(s)$ obtenida a) mediante el modelo de pequeña señal, b) mediante el ensayo experimental y c) mediante simulación.

Para obtener el diagrama de Bode mediante la simulación del convertidor se ha utilizado el circuito de la figura 5.15, en el cual se puede observar el bloque CMLSCCM (Current Mode Large Signal Continuous Conduction Mode) el cual sustituye al diodo, al interruptor y a toda la circuitería necesaria para implementar el control modo corriente de pico de forma que solamente es necesario añadir la fuente de entrada y el filtro de salida con la carga. El bloque CMLSCCM dispone además de una entrada de control v_c , la cual corresponde a la entrada de control del circuito de la figura 5.13. El bloque CMLSCCM necesita como datos para su correcto funcionamiento la frecuencia de la señal de reloj ($f_s = 100 \text{ kHz}$), el valor de la bobina de filtro ($L_{TB} = 50 \mu\text{H}$), la resistencia de medida de la corriente ($R_s = 0,54 \Omega$) y la pendiente de la rampa de compensación en voltios/segundo ($M_c = 73.710$).

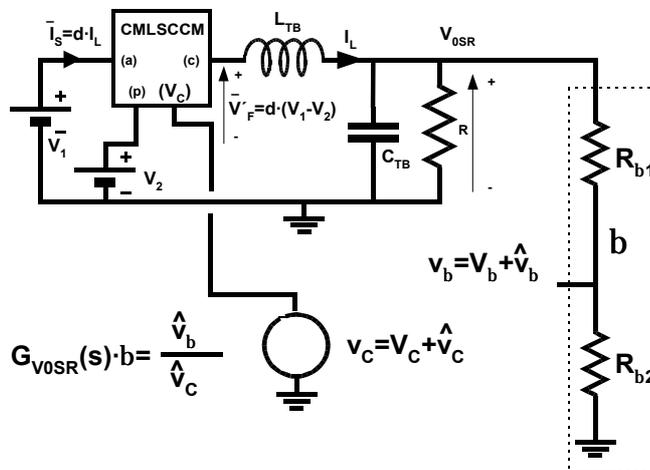


Figura 5.15. Modelo de gran señal del post-regulador reductor de dos entradas con el control modo corriente de pico.

A continuación se van a calcular los parámetros que definen el diagrama de Bode de la figura 5.14, es decir, la ganancia en continua $G_{V0SR}(0)$, la frecuencia del primer polo f_p en Herzios o ω_p en radianes y el segundo polo o frecuencia de corte del lazo de corriente f_c en Herzios o ω_c en radianes. En primer lugar se obtendrá el valor de K de la ecuación (5.9) siendo su valor $K = 0,66$. Conocido el valor de K , de $n = 2,82$ y del ciclo de trabajo $D = 0,5$ podemos obtener el valor de R_{33} de la ecuación (5.65), siendo $R_{33} = 10,98 \Omega$. El valor de $G_{V0SR}(0)$ se obtendrá de la ecuación (5.76) haciendo $s=0$, ecuación (5.74).

$$G_{V0SR}(0) = \frac{R_{33} \parallel R_L}{R_{3c}} \quad (5.74)$$

Sustituyendo en la ecuación (5.74) obtenemos que $G_{V0SR}(0) = 11,745$. El valor $G_{V0SR}(0) \cdot \beta = 0,538$ o $-5,37$ dB es el que se puede observar en el diagrama de Bode de la figura 5.15. El valor de la frecuencia de corte del lazo de corriente se obtiene de la ecuación (5.28) siendo su valor $\omega_c = 141,8 \cdot 10^3$ radianes o $f_c = 22,57$ kHz. El valor del polo de baja frecuencia lo obtendremos de la ecuación (5.71) siendo su valor $\omega_p = 4,921 \cdot 10^3$ radianes o $f_p = 783$ Hz, ambos polos se pueden observar en el diagrama de Bode de la figura 5.14.

Para poder cerrar el lazo externo de tensión sin que aparezcan problema de inestabilidad es necesario analizar la función de transferencia $H(s) = G_{V0SR}(s) \cdot A_v(s) \cdot \beta$, dado que al formar parte de la ganancia del lazo cerrado de tensión en la ecuación (5.75), determina la estabilidad del lazo de tensión.

$$G_v(s) = \frac{G_{V0SR}(s) \cdot A_v(s)}{1 + G_{V0SR}(s) \cdot A_v(s) \cdot \beta} \quad (5.75)$$

La configuración que va a ser utilizada para el amplificador de error del lazo de tensión $A_v(s)$, se muestra en el anexo 7. Este amplificador de error posee un polo en el origen y un cero f_{ZAV} a partir de la cual la ganancia permanece constante A_{vc} , siendo la expresión que define $A_v(s)$ la indicada en la ecuación (5.76).

$$A_v(s) = A_{vc} \cdot \left(1 + \frac{1}{\frac{s}{2 \cdot \pi \cdot f_{ZAV}}} \right) \quad (5.76)$$

Con los valores indicados en el anexo 7 obtenemos el diagrama de Bode de $A_v(s)$ que se muestra en la figura 5.16, en donde $A_{vc} = 1,4$ y $f_{ZAV} = 2,2$ kHz.

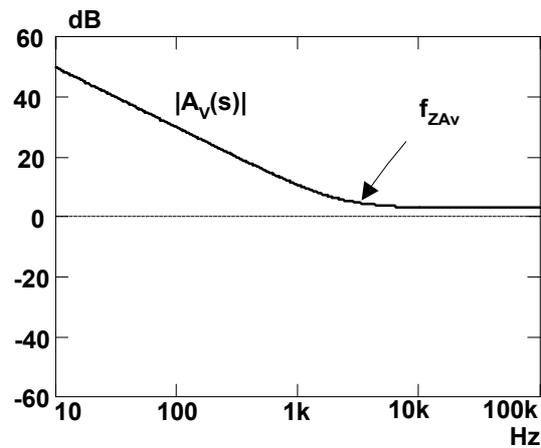


Figura 5.16. Diagrama de Bode de $A_V(s)$.

En la figura 5.17 se ha representado el diagrama de Bode de ganancia y fase de $H(s)$ obtenido a partir de estos valores. En dicha figura se puede observar que el ancho de banda que se obtiene es de 1,5 kHz con un margen de fase de 75° .

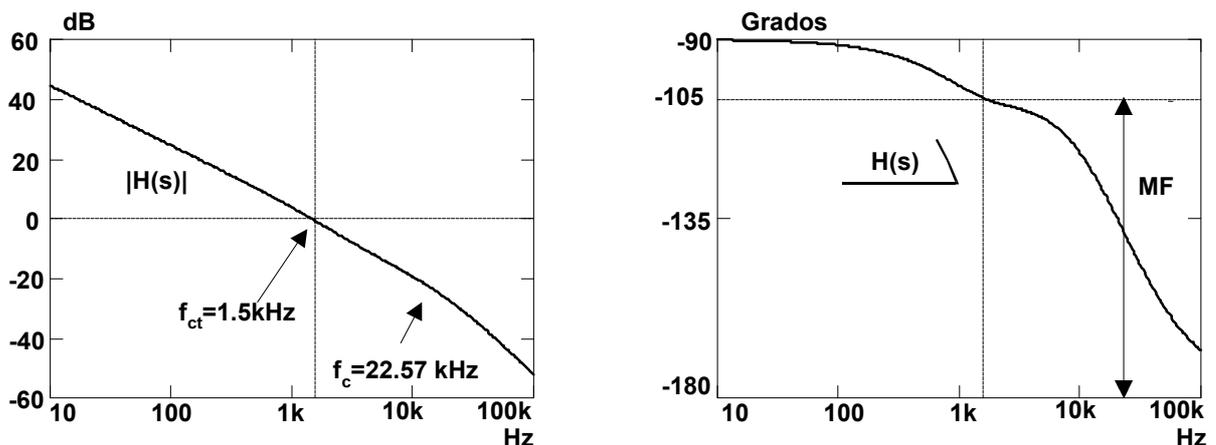


Figura 5.17. Diagrama de Bode de $H(s)$ obtenido mediante el modelo de pequeña señal.

El diagrama de Bode del lazo de tensión $H(s)$ se ha obtenido también mediante la simulación del modelo de gran señal del convertidor de la figura 5.19a incluyendo el amplificador de error $A_V(s)$ y la red de realimentación β , representado en la figura 5.18. Comparando las figuras 5.17 y 5.18 se comprueba que por ambos métodos se obtienen los mismos resultados.

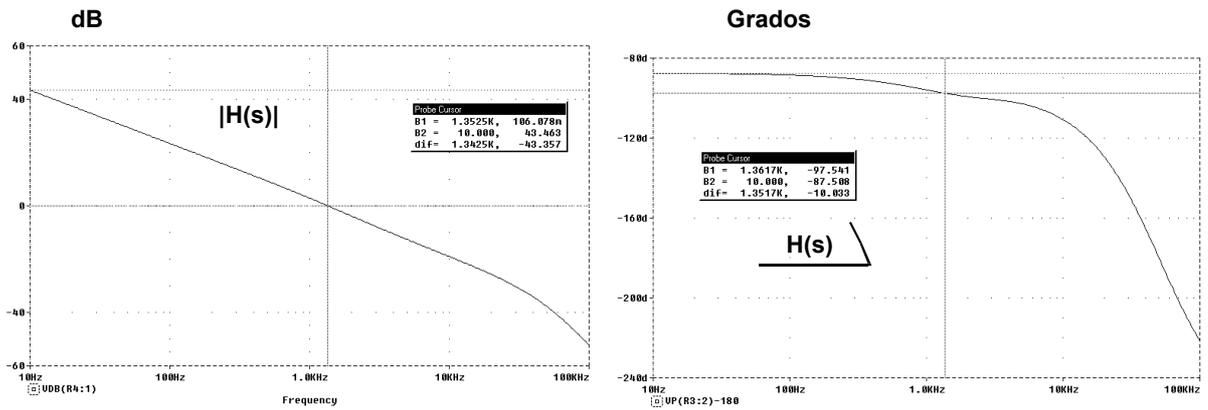


Figura 5.18. Diagrama de Bode de $H(s)$ obtenido mediante simulación.

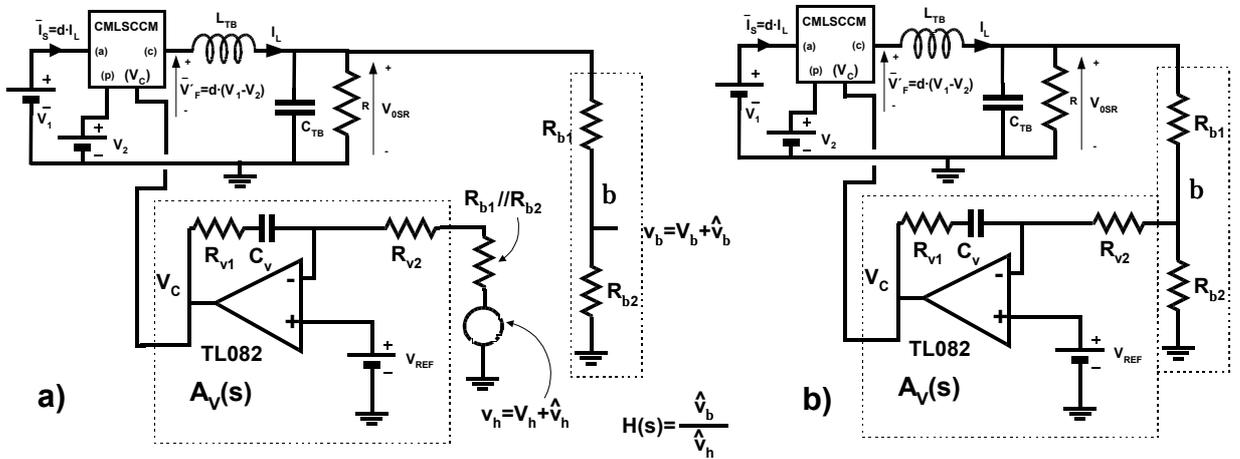


Figura 5.19. Modelo de gran señal del post-regulador reductor de dos entradas con el control modo corriente de pico.

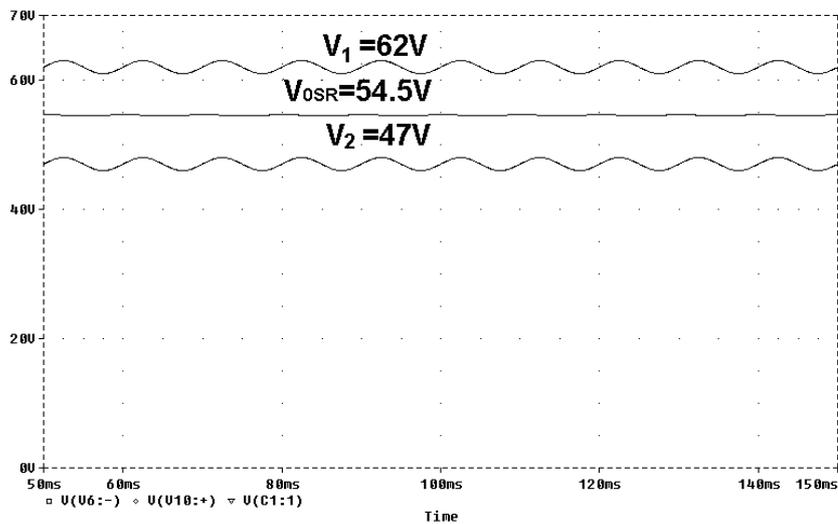


Figura 5.20. Forma de onda de la tensión de salida v_{0SR} y de las tensiones de entrada v_1 y v_2 obtenidas mediante simulación.

Para comprobar la estabilidad del diseño se ha simulado el modelo de gran señal del convertidor en bucle cerrado de tensión (figura 5.19b) y se han obtenido las formas de onda de la tensión de salida v_{0SR} y de las tensiones de entrada v_1 y v_2 (figura 5.20) comprobándose que el sistema es estable. De la misma forma se han realizado ensayos experimentales y se ha comprobado que efectivamente el sistema es estable. En la figura 5.21 se han representado las mismas tensiones mencionadas anteriormente, es decir las dos tensiones de entrada y la tensión de salida.

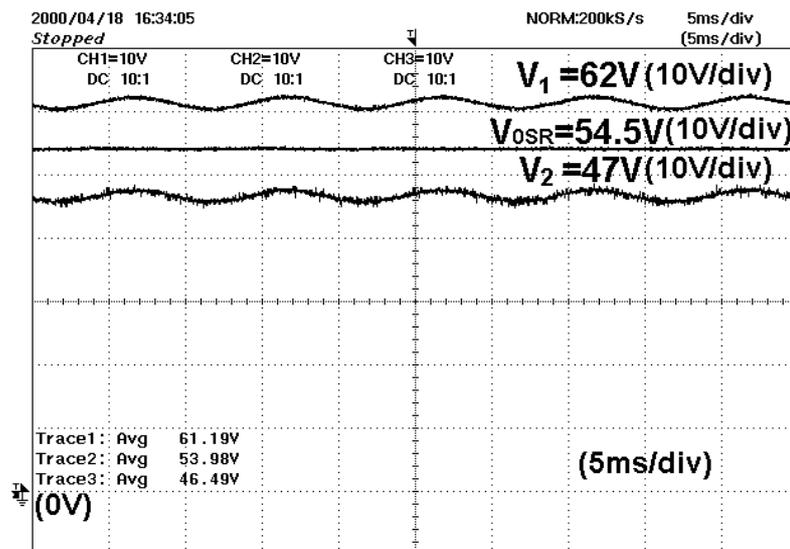


Figura 5.21. Forma de onda de la tensión de salida v_{0SR} y de las tensiones de entrada v_1 y v_2 obtenidas mediante experimentación.

5.2.1.2 Impedancia de salida.

La impedancia de salida $Z_{0SR}(s)$ del post-regulador Reductor de dos entradas con el control modo corriente de pico se va a obtener a partir del modelo de parámetros y de la figura 5.22.

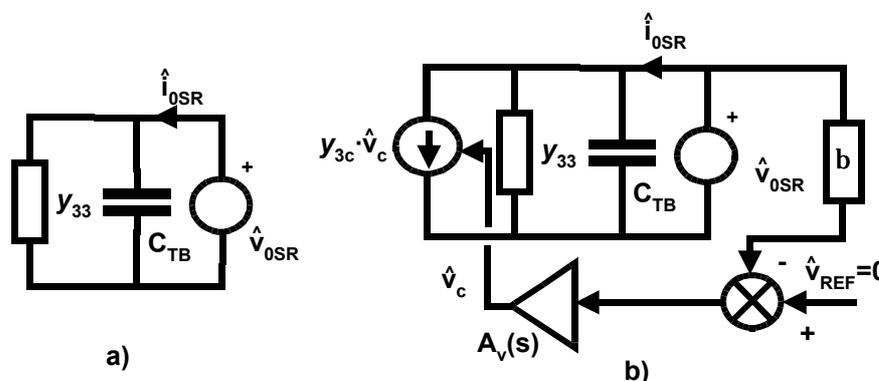


Figura 5.22. Modelo de pequeña señal del post-regulador reductor de dos entradas con el control modo corriente de pico utilizado para la obtención de la impedancia de salida $Z_{0SR}(s)$. a) en bucle abierto del lazo de tensión y b) en bucle cerrado.

Se ha considerado que las tensiones de entrada van a permanecer constantes, es decir $\hat{v}_1 = 0$ y $\hat{v}_2 = 0$, que está conectada a la salida del convertidor una fuente de tensión de valor \hat{v}_{OSR} , y además el lazo externo de tensión se encuentra cerrado como se muestra en la figura 5.22a.

En primer lugar debemos calcular la impedancia de salida del convertidor con el lazo de tensión abierto, $Z_{OSR(OL)}(s)$, definida como el cociente entre la tensión de salida \hat{v}_{OSR} y la corriente de salida \hat{i}_{OSR} siendo constante la tensión de control del lazo de corriente ($\hat{v}_c = 0$), quedando el circuito de la figura 5.22b, según se expresa en la ecuación (5.77)

$$Z_{OSR(OL)}(s) = \frac{\hat{v}_{OSR}}{\hat{i}_{OSR}} \left| \begin{array}{l} \hat{v}_1 = 0 \\ \hat{v}_2 = 0 \\ \hat{v}_c = 0 \end{array} \right. \quad (5.77)$$

A partir de la figura 5.22a, obtenemos dicha impedancia como el paralelo entre la impedancia del condensador de filtro de salida C_{TB} y la inversa de $y_{33}(s)$ (ecuación (5.78)).

$$Z_{OSR(OL)}(s) = \frac{\frac{1}{s \cdot C_{TB}} \cdot \frac{1}{y_{33}(s)}}{\frac{1}{s \cdot C_{TB}} + \frac{1}{y_{33}(s)}} \quad (5.78)$$

Desarrollando la ecuación (5.78) obtenemos la siguiente expresión.

$$Z_{OSR(OL)}(s) = \frac{R_{33} \cdot \left(1 + \frac{s}{\omega_c}\right)}{1 + s \cdot R_{33} \cdot C_{TB} \cdot \left(1 + \frac{s}{\omega_c}\right)} = \frac{R_{33} \cdot \left(1 + \frac{s}{\omega_c}\right)}{1 + s \cdot R_{33} \cdot C_{TB} + s^2 \cdot \frac{R_{33} \cdot C_{TB}}{\omega_c}} \quad (5.79)$$

La impedancia de salida que nos interesa es la que se obtiene con el lazo de tensión cerrado $Z_{OSR}(s)$, que se puede obtener a partir de la anteriormente calculada mediante la ecuación (5.80) como se justifica en la referencia [49].

$$Z_{OSR}(s) = \frac{Z_{OSR(OL)}(s)}{1 + H(s)} = \frac{Z_{OSR(OL)}(s)}{1 + G_{VOSR}(s) \cdot A_v(s) \cdot \beta} \quad (5.80)$$

$H(s)$ es la ganancia del lazo abierto de tensión (figura 5.22b) que ha sido utilizada en el apartado anterior para determinar la estabilidad del lazo de tensión.

El diagrama de Bode de la impedancia de salida de un convertidor de ejemplo, obtenido mediante la ecuación (5.101) se ha representado en la figura 5.23a, y el obtenido mediante la simulación del modelo de gran señal de la figura 5.19 en la figura 5.23b. En ambos casos se ha observado una buena aproximación en los resultados obtenidos.

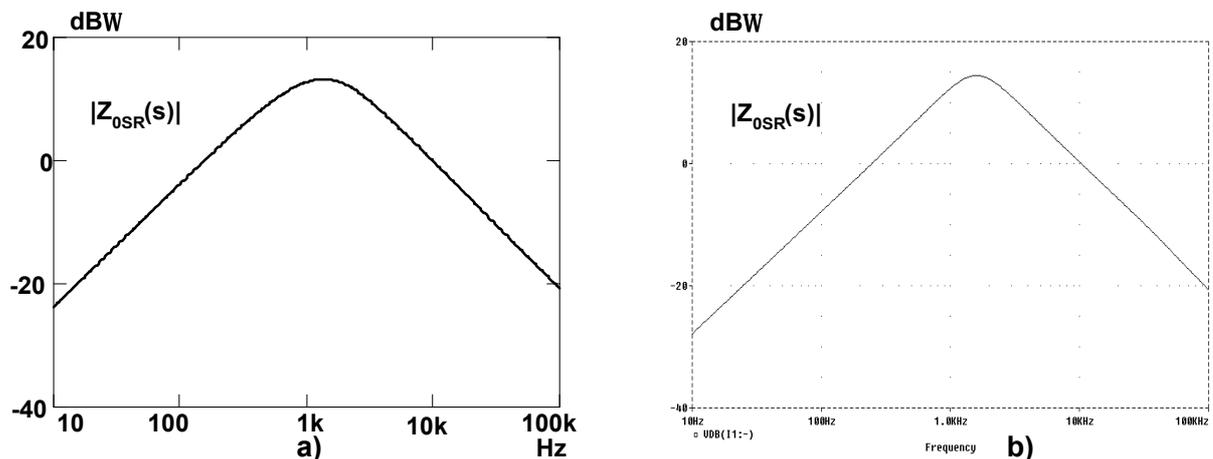


Figura 5.23. Diagrama de Bode de $Z_{0SR}(s)$ obtenido a) mediante el modelo de pequeña señal y b) mediante simulación.

5.2.1.3 Análisis de la audio-susceptibilidad.

Para obtener la audio-susceptibilidad de la tensión de salida (v_{0SR}) respecto a cada una de las tensiones de entrada (v_1 y v_2) con el lazo de tensión cerrado es necesario obtener en primer lugar la relación entre dichas tensiones con el lazo de tensión abierto. A partir del modelo de parámetros y de la figura 5.7 obtendremos las funciones de transferencia que relacionan las variaciones de la tensión de salida con las variaciones de cada una de las tensiones de entrada estando el lazo de tensión abierto. Dichas funciones son $G_{V1}(s)$, para la tensión de entrada v_1 , y $G_{V2}(s)$ para la tensión de entrada v_2 . Para obtener cada una de estas funciones es necesario considerar que la tensión de control del lazo de corriente v_c va a permanecer constante, es decir $\hat{v}_c = 0$, y para cada una de las funciones la otra tensión de entrada va a permanecer constante, es decir para $G_{V1}(s)$ $\hat{v}_2 = 0$ y para $G_{V2}(s)$ $\hat{v}_1 = 0$.

Por tanto definimos cada una de las funciones anteriores como:

$$G_{V1}(s) = \frac{\hat{v}_{0SR}}{\hat{v}_1} \Bigg|_{\substack{\hat{v}_2 = 0 \\ \hat{v}_c = 0}} \quad (5.81)$$

y

$$G_{v2}(s) = \frac{\hat{v}_{0SR}}{\hat{v}_2} \left| \begin{array}{l} \hat{v}_1 = 0 \\ \hat{v}_c = 0 \end{array} \right. \quad (5.82)$$

A partir de estas definiciones y de la figura 5.8 obtenemos las siguientes expresiones:

- para $G_{v1}(s)$:

$$G_{v1}(s) = -y_{31}(s) \cdot \frac{\frac{1}{y_{33}(s)} \cdot Z_L(s)}{\frac{1}{y_{33}(s)} + Z_L(s)} \quad (5.83)$$

- para $G_{v2}(s)$:

$$G_{v2}(s) = -y_{32}(s) \cdot \frac{\frac{1}{y_{33}(s)} \cdot Z_L(s)}{\frac{1}{y_{33}(s)} + Z_L(s)} \quad (5.84)$$

Sustituyendo en las ecuaciones (5.83) y (5.84) y desarrollando estas ecuaciones obtenemos las expresiones siguientes.

$$G_{v1}(s) = -Y_{31} \cdot (R_{33} \parallel R_L) \cdot \frac{1}{1 + \frac{s}{\left(1 + \frac{R_L}{R_{33}}\right) \cdot \frac{\omega_c \cdot \omega_L}{\omega_c + \omega_L}} + \frac{s^2}{\left(1 + \frac{R_L}{R_{33}}\right) \cdot \omega_c \cdot \omega_L}} \quad (5.85)$$

en donde

$$Y_{31} = -\frac{D \cdot (n \cdot D' - 1)}{K \cdot R} \quad (5.86)$$

y

$$G_{v2}(s) = -Y_{32} \cdot (R_{33} \parallel R_L) \cdot \frac{1}{1 + \frac{s}{\left(1 + \frac{R_L}{R_{33}}\right) \cdot \frac{\omega_c \cdot \omega_L}{\omega_c + \omega_L}} + \frac{s^2}{\left(1 + \frac{R_L}{R_{33}}\right) \cdot \omega_c \cdot \omega_L}} \quad (5.87)$$

en donde

$$Y_{32} = -\frac{n \cdot D'^2}{K \cdot R} \quad (5.88)$$

Para obtener la audio-susceptibilidad para cada una de las entradas basta, con dividir las funciones de transferencia $G_{V1}(s)$ y $G_{V2}(s)$ por $(1+H(s))$, como se hizo para calcular la impedancia de salida del post-regulador. De esta forma obtenemos $Au_{SR1}(s)$ y $Au_{SR2}(s)$ respectivamente. Las funciones de transferencia que se obtienen son las siguientes:

$$Au_{SR1}(s) = G_{V1}(s) \cdot \frac{1}{1+H(s)} \tag{5.89}$$

y

$$Au_{SR2}(s) = G_{V2}(s) \cdot \frac{1}{1+H(s)} \tag{5.90}$$

Sustituyendo en estas ecuaciones y desarrollando obtenemos las siguientes ecuaciones:

$$Au_{SR1}(s) = \frac{-Y_{31} \cdot (R_{33} \parallel R_L)}{1 + \frac{s}{\left(1 + \frac{R_L}{R_{33}}\right) \cdot \frac{\omega_c \cdot \omega_L}{\omega_c + \omega_L}} + \frac{s^2}{\left(1 + \frac{R_L}{R_{33}}\right) \cdot \omega_c \cdot \omega_L}} \cdot \frac{1}{1 + G_{V0SR}(s) \cdot A_V(s) \cdot \beta} \tag{5.91}$$

$$Au_{SR2}(s) = \frac{-Y_{32} \cdot (R_{33} \parallel R_L)}{1 + \frac{s}{\left(1 + \frac{R_L}{R_{33}}\right) \cdot \frac{\omega_c \cdot \omega_L}{\omega_c + \omega_L}} + \frac{s^2}{\left(1 + \frac{R_L}{R_{33}}\right) \cdot \omega_c \cdot \omega_L}} \cdot \frac{1}{1 + G_{V0SR}(s) \cdot A_V(s) \cdot \beta} \tag{5.92}$$

Las funciones de transferencia $G_{V1}(s)$ y $G_{V2}(s)$ se han representado en la figura 5.24. En ellas se puede observar que a bajas frecuencias no existe una gran atenuación.

Un ejemplo de las funciones de transferencia $Au_{SR1}(s)$ y $Au_{SR2}(s)$, ecuaciones (5.91) y

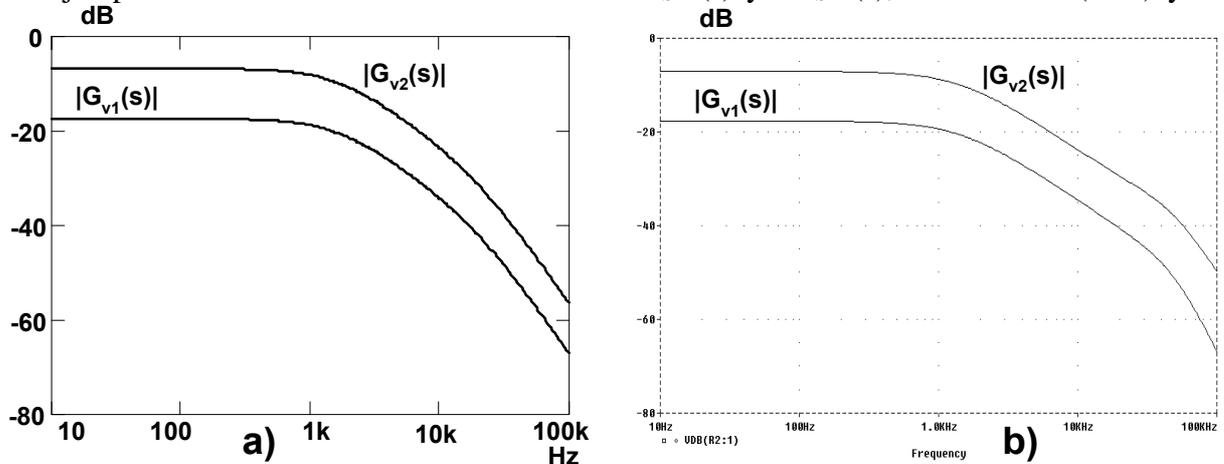


Figura 5.24. Diagramas de Bode de $G_{V1}(s)$ y $G_{V2}(s)$ obtenidas a) mediante el modelo de pequeña señal y b) mediante la simulación del modelo de gran señal.

(5.92) se han representado en la figura 5.25. Como se puede observar en dicha figura a bajas frecuencias la ganancia de dichas funciones disminuye con una pendiente de 20 dB/dec. El valor de la atenuación a 100 Hz que se consigue en este ejemplo es de $|Au_{SR1}(j2\pi f)| = -42.2$ dB y $|Au_{SR2}(j2\pi f)| = -31.5$ dB.

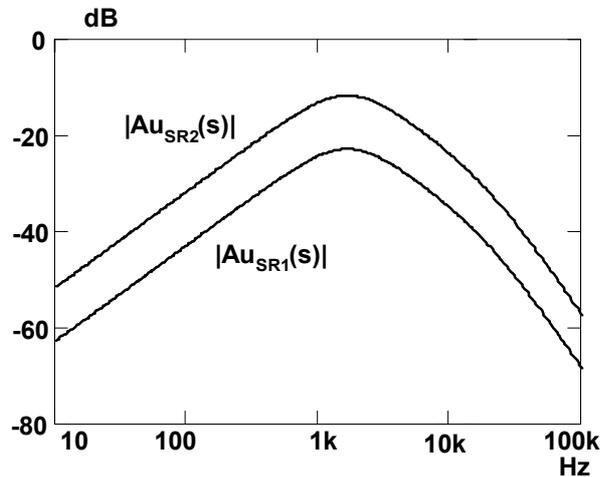


Figura 5.25. Diagrama de Bode de $Au_{SR1}(s)$ y $Au_{SR2}(s)$ obtenidos mediante el modelo de pequeña señal.

Como en los capítulos anteriores, la audio-susceptibilidad se ha obtenido también mediante la simulación del modelo de gran señal de la figura 5.19, obteniéndose los diagramas de Bode de la figura 5.26. De dichos diagramas de Bode obtenemos los mismos valores de atenuación que los calculados previamente.

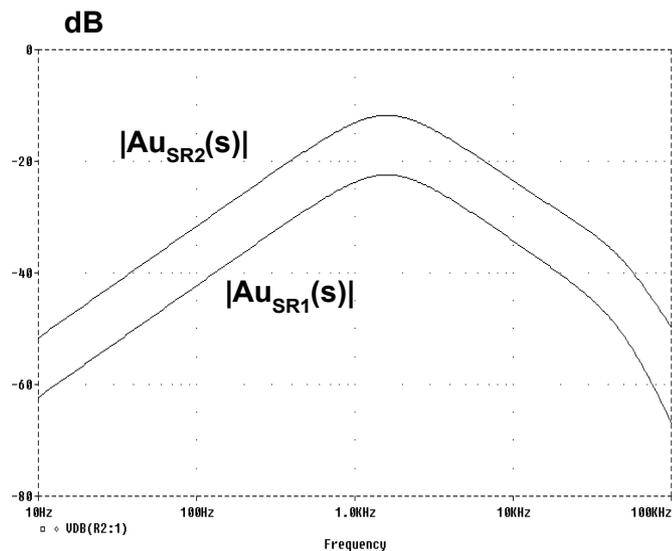


Figura 5.26. Diagrama de Bode de $Au_{SR1}(s)$ y $Au_{SR2}(s)$ obtenidos mediante simulación.

Por último se ha obtenido el rizado de la tensión de salida considerando que las tensiones de entrada van a ser senoidales y de 1V de amplitud de pico, $\hat{v}_1 = 1V$ y $\hat{v}_2 = 1V$. Las formas de onda que se obtienen de la simulación del modelo de gran señal de la figura 5.19 y de los

ensayos experimentales del prototipo se muestran en la figura 5.27, 5.27a y 5.27b respectivamente.

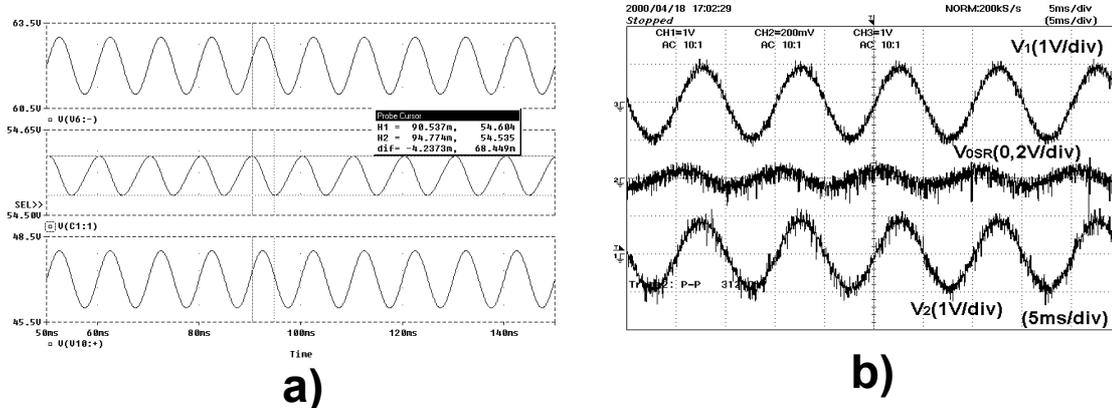


Figura 5.27. Formas de onda del rizado de la tensión de salida v_{0SR} y de las tensiones de entrada, v_1 y v_2 , obtenidas a) mediante simulación y b) mediante ensayos experimentales.

El valor del rizado de la tensión de salida se obtiene calculando el valor del rizado para cada una de las tensiones de entrada y sumando los efectos de las dos, es decir, $\hat{v}_{0SR} = \hat{v}_1 \cdot |Au_{SR1}(j2 \cdot \pi \cdot f)| + \hat{v}_2 \cdot |Au_{SR2}(j2 \cdot \pi \cdot f)|$, siendo $f=100$ Hz el valor de la frecuencia para la cual vamos a realizar los cálculos, ya que las tensiones de entrada están en fase.

Con los valores definidos anteriormente obtenemos que el valor calculado es de 34 mV de pico, en la simulación de 34 mV de pico y en los ensayos experimentales de aproximadamente 40mV de pico.

5.2.2 Aplicación del modo de control de corriente de pico al post-regulador conmutado serie Directo o *Forward*.

5.2.2.1 Análisis de la estabilidad de los lazos de control.

En el post-regulador conmutado serie Directo o *Forward*, figura 5.28, durante el tiempo en que el interruptor está cerrado se aplica a los extremos de la bobina la diferencia entre la tensión v'_0 y la tensión de salida v_{OSS} , en donde $v'_0 = v_0 \cdot (1+k_1)$. La pendiente de subida de la corriente será:

$$m_1 = \frac{v'_0 - v_{OSS}}{L_0} = \frac{v_0 \cdot (1 + k_1) - v_{OSS}}{L_0} \quad (5.93)$$

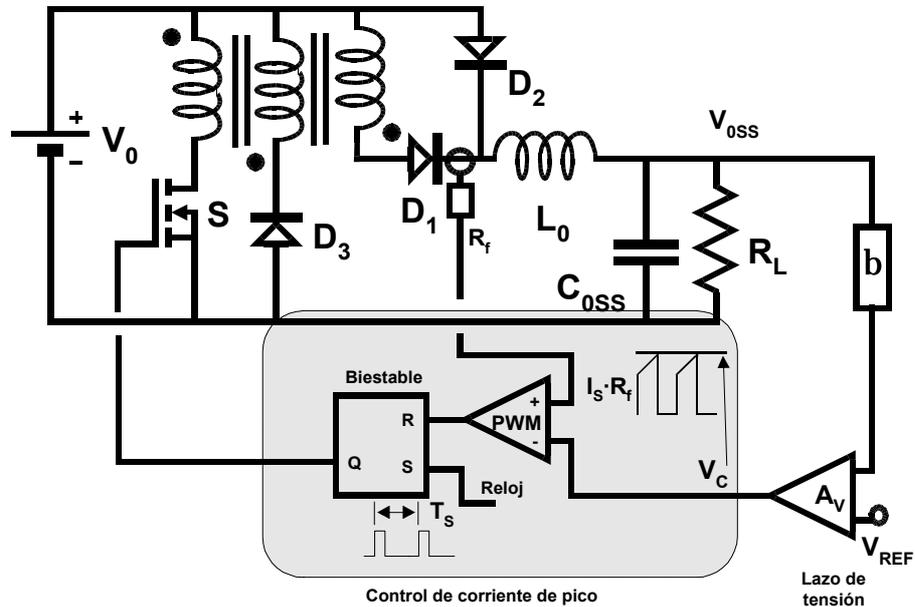


Figura 5.28. Post-regulador conmutado serie Directo o Forward con el control modo corriente de pico.

Por otra parte, dado que la relación de conversión del convertidor es $V_{0SS} = V_0 \cdot (1 + k_1 \cdot D)$, si sustituimos en la ecuación (5.93) v_0 y v_{0SS} por sus valores de continua V_0 (obtenido de la relación de conversión anteriormente citada) y V_{0SS} , se obtiene la ecuación (5.94) que representa la pendiente de subida de la corriente por la bobina en régimen permanente.

$$M_1 = \frac{V_{0SS} \cdot k_1 \cdot D'}{L_0 \cdot (1 + k_1 \cdot D)} \quad (5.94)$$

Si en la ecuación (5.94) perturbamos las variables obtenemos la ecuación (5.95).

$$\hat{m}_1 = \frac{\hat{v}_0 \cdot (1 + k_1) - \hat{v}_{0SS}}{L_0} \quad (5.95)$$

Sustituyendo las ecuaciones (5.94) y (5.95) en la ecuación (5.3) obtenemos la ecuación (5.96).

$$\hat{d} = \frac{K \cdot R}{n \cdot D' \cdot k_1 \cdot V_0} \left(\frac{\hat{v}_c}{R_f} - \hat{i}_L \right) - \frac{D \cdot (1 + k_1)}{n \cdot D' \cdot k_1 \cdot V_0} \hat{v}_0 + \frac{D}{n \cdot D' \cdot k_1 \cdot V_0} \hat{v}_{0SS} \quad (5.96)$$

en donde

$$K = \frac{2 \cdot L_0}{R \cdot T_s} \quad (5.97)$$

y como en el caso del post-regulador Reductor de dos entradas R representa el punto de funcionamiento en continua de la salida sin tener en cuenta la naturaleza de la carga R_L (carga resistiva), es decir el cociente entre la tensión de salida de continua y la corriente de salida continua (ecuación 5.10). Esta R puede ser llamada [48] “parámetro del punto de funcionamiento de salida”, la cual ha sido definido anteriormente.

La ecuación (5.96) muestra que la variación del ciclo de trabajo \hat{d} no es función solamente de la tensión de control \hat{v}_c sino también de la variación de la corriente de la bobina \hat{i}_L , de la tensión de entrada \hat{v}_0 y de la tensión de salida \hat{v}_{0SS} .

Llamando:

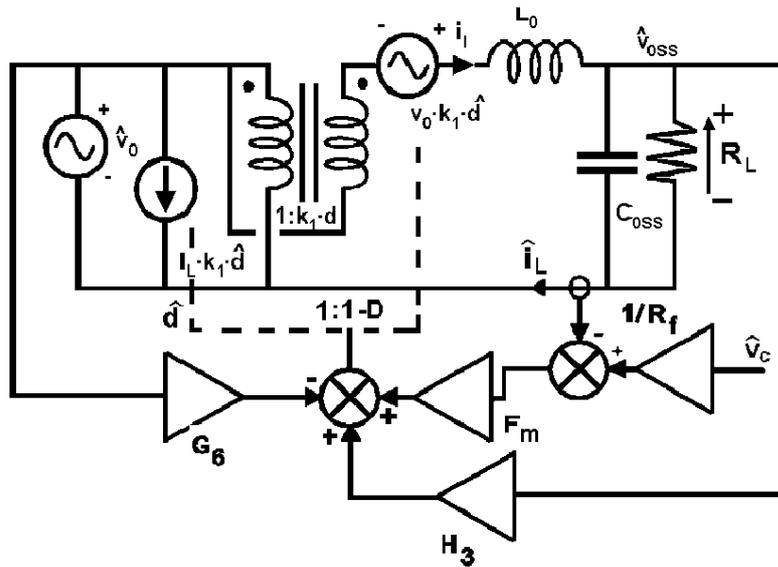
$$G_6 = \frac{D \cdot (1 + k_1)}{n \cdot k_1 \cdot V_0 \cdot D'} \quad (5.98)$$

$$H_3 = \frac{D}{n \cdot k_1 \cdot V_0 \cdot D'} \quad (5.99)$$

$$F_m = \frac{K \cdot R}{n \cdot k_1 \cdot V_0 \cdot D'} \quad (5.100)$$

y utilizando el modelo de pequeña señal del post-regulador conmutado serie Directo o *Forward*, se obtiene el modelo de pequeña señal del post-regulador conmutado serie Directo o *Forward* con el control modo corriente de pico de la figura 5.29.

Como se puede observar en la figura 5.29, existe un lazo de realimentación de corriente en donde la corriente por la bobina i_L se compara con una corriente de referencia v_c/R_f , además existe un lazo de realimentación de la tensión de entrada v_0 debido al bloque G_6 y otro lazo de realimentación de la tensión de salida debido al bloque H_3 . En el modelo de pequeña señal del control de corriente de pico del post-regulador conmutado serie Directo o *Forward* aparecen dos lazos de tensión, ya que la pendiente de subida durante el intervalo de tiempo que el interruptor está cerrado depende tanto de la tensión de entrada v_0 como de la tensión de salida v_{0SS} .



5.29 Modelo de pequeña señal del post-regulador conmutado serie Directo o Forward con el control modo corriente de pico.

5.2.2.1.1 Ganancia del lazo de corriente T_c .

En la figura 5.30 se muestra el modelo reducido para el cálculo de la ganancia del lazo de corriente del post-regulador conmutado serie Directo o *Forward*, en donde la tensión de entrada y la tensión de referencia se hacen constantes, es decir $\hat{v}_0 = 0$ y $\hat{v}_c = 0$ respectivamente. Para obtener $T_c(s)$ se inyecta una corriente \hat{i}_z en el punto indicado en el circuito (figura 5.30).

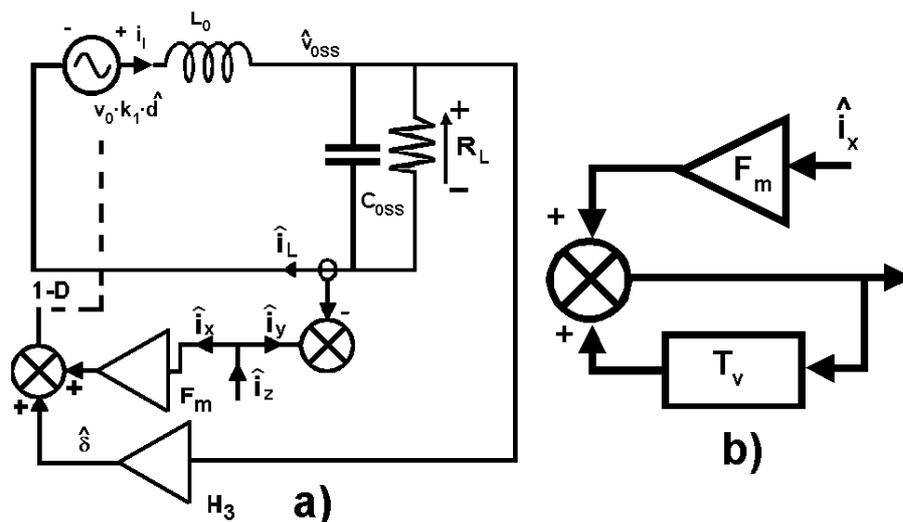


Figura 5.30.a) Modelo de pequeña señal reducido del post-regulador conmutado serie Forward con el control de corriente de pico. b) Diagrama de bloques del modelo de pequeña señal con el lazo de corriente abierto.

En el modelo del convertidor (figura 5.30) hay un lazo de tensión $T_v(s)$, cuya ganancia $T_v(s)$ es:

$$T_v(s) = \frac{\hat{\delta}}{\hat{d}} = k_1 \cdot V_0 \cdot \frac{D}{n \cdot k_1 \cdot V_0 \cdot D'} \cdot H_e(s) = H_e(s) \cdot \frac{D}{D' \cdot n} \quad (5.101)$$

siendo

$$H_e(s) = \frac{Z_L(s)}{Z_L(s) + s \cdot L_0} \quad (5.102)$$

y $Z_L(s)$ es el paralelo entre la resistencia de carga y el condensador de filtro:

$$Z_L(s) = \frac{R_L}{1 + s \cdot R_L \cdot C_{oss}} \quad (5.103)$$

Como se puede observar en la figura 5.30b, el lazo de tensión es un lazo de ganancia positiva. Debido a la presencia de dicho lazo de tensión, la función de transferencia entre la corriente \hat{i}_x y el ciclo de trabajo \hat{d} se puede expresar por la ecuación (5.125):

$$\hat{d} = F_m \cdot \hat{i}_x \cdot \frac{1}{1 - T_v(s)} \quad (5.104)$$

La estabilidad del lazo de tensión de la figura 5.30 se puede determinar analizando si el término $(1 - T_v(s))$ para tiene raíces en el semiplano positivo. El resultado que se obtiene es que (a menos que R_L sea negativa) el término $(1 - T_v(s))$ no tiene raíces en el semiplano positivo si $D/D' < n$, ecuación (5.18). Esta es la misma conclusión a la que se llega en la referencia [48] para el Reductor.

$$\frac{1}{1 - T_v(s)} = \frac{1 + s \cdot \frac{L_0}{R_L} + s^2 \cdot L_0 \cdot C_{oss}}{\left(1 - \frac{D}{D' \cdot n}\right) + s \cdot \frac{L_0}{R_L} + s^2 \cdot L_0 \cdot C_{oss}} \quad (5.105)$$

Al analizar la estabilidad del lazo de corriente, llegaremos a la misma conclusión. En efecto, si consideramos el criterio de estabilidad de la pendiente de la rampa de estabilización M_c para la estabilidad del lazo de corriente [30]:

$$\frac{M_2 - M_c}{M_1 + M_c} < 1 \quad (5.106)$$

Esta expresión es equivalente a

$$\frac{M_2}{M_1} < 1 + \frac{2 \cdot M_c}{M_1} \quad (5.107)$$

es decir

$$\frac{D}{D'} < n \quad (5.108)$$

Por lo tanto, la elección de la rampa de estabilización por el criterio convencional también asegura la estabilidad del lazo de tensión. La ganancia T_c se puede obtener a partir de la figura 5.30:

$$T_c(s) = \frac{\hat{i}_y}{\hat{i}_x} = \frac{\hat{i}_1}{\hat{i}_x} = \frac{F_m}{1 - T_v(s)} \cdot k_1 \cdot V_0 \cdot \frac{1}{Z_L(s) + s \cdot L} \quad (5.109)$$

Sustituyendo en la ecuación (5.109) y simplificando obtenemos:

$$T_c(s) = \frac{K}{n \cdot D' \cdot D_n} \cdot \frac{R}{R_L} \cdot \frac{1 + s \cdot R_L \cdot C_{OSS}}{1 + \frac{1}{Q_e} \cdot \frac{s}{\sqrt{\frac{D_n}{L_0 \cdot C_{OSS}}}} + \left(\frac{s}{\sqrt{\frac{D_n}{L_0 \cdot C_{OSS}}}} \right)^2} \quad (5.110)$$

en donde

$$D_n \equiv 1 - \frac{D}{D' \cdot n} \quad (5.111)$$

y

$$Q_e \equiv \frac{R_L \cdot \sqrt{D_n}}{\sqrt{\frac{L_0}{C_{OSS}}}} \quad (5.112)$$

En la figura 5.31 se muestra el diagrama de Bode de $T_c(s)$ dibujado mediante asintotas de la función de transferencia de la ecuación (5.110). El valor real en el vértice superior de la función de transferencia $T_c(s)$ depende del valor de Q_e .

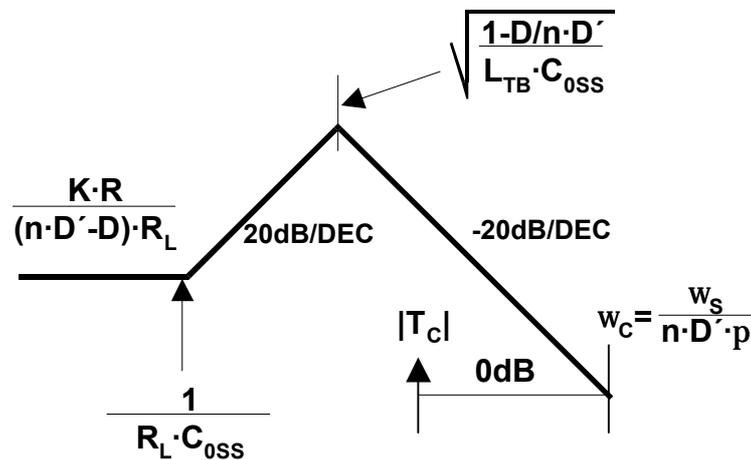


Figura 5.31. Diagrama de Bode de $T_c(s)$ dibujado mediante asintotas.

La frecuencia de corte del lazo de corriente se puede obtener a partir de la asintota de alta frecuencia de $T_c(s)$, simplificando la expresión (5.110) a altas frecuencias:

$$T_c(s) = \frac{K}{n \cdot D' \cdot D_n} \cdot \frac{R}{R_L} \cdot \frac{s \cdot R_L \cdot C_{OSS}}{\left(\frac{s}{\sqrt{\frac{D_n}{L_0 \cdot C_{OSS}}}} \right)^2} = \frac{K \cdot R}{n \cdot D' \cdot L_0 \cdot s} \quad (5.113)$$

A partir de la ecuación (5.113) se puede entonces obtener la frecuencia de corte del lazo de corriente ω_c :

$$\omega_c = \frac{K \cdot R}{n \cdot D' \cdot L_0} = \frac{2 \cdot \pi \cdot f_s}{\pi \cdot n \cdot D'} = \frac{\omega_s}{\pi \cdot n \cdot D'} \quad (5.114)$$

Como se puede observar en la ecuación (5.114), la frecuencia de corte de $T_s(s)$ depende únicamente del ciclo de trabajo y no de otras condiciones de funcionamiento o de la carga. Por lo tanto si la rampa de estabilización se elige como $n = (1+D)/D'$, entonces la ecuación (5.114) se convierte en la ecuación (5.115):

$$\omega_c = \frac{\omega_s}{\pi \cdot (1+D)} \quad (5.115)$$

De esta expresión se deduce que la frecuencia de corte puede variar desde aproximadamente un sexto (para $D=1$) a aproximadamente un tercio (para $D=0$) de la frecuencia de conmutación en función del ciclo de trabajo D . Si no hubiera rampa de compensación ($n = 1$) la frecuencia de corte variará entre un tercio y dos tercios de la frecuencia de conmutación, ya que D' no puede ser menor que 0,5 para asegurar la estabilidad del convertidor. En cualquiera de los dos casos el lazo de corriente del convertidor tendrá un gran ancho de banda en relación con el lazo de tensión externo.

Otra característica del lazo de corriente $T_c(s)$ es el valor de la ganancia del lazo de corriente a baja frecuencia, $T_c(0) \equiv T_c(s=0)$. En este convertidor, este valor es proporcional al factor K , que también es utilizado para determinar la frontera entre el modo de conducción continuo y discontinuo. K nos da entonces una medida de la ganancia del lazo de corriente a baja frecuencia, además de ser un término del bloque F_m .

Como se indica en la referencia [9] para que el convertidor se mantenga en modo de conducción continuo, K debe de ser mayor que K_{crit} , siendo el valor máximo de la K_{crit} para el post-regulador conmutado serie Directo o *Forward*:

$$K_{crit} = \frac{(\sqrt{\lambda} - 1)^2}{\lambda - 1} \quad (5.116)$$

y

$$\lambda = 1 + k_1 \quad (5.117)$$

La ganancia del lazo de corriente a bajas frecuencias $T_c(0)$ se puede poner como función de K y K_{crit} a partir de la ecuación (5.110) como se ve en la ecuación (5.118).

$$T_c(0) = \frac{K}{n \cdot D' \cdot D_n} \cdot \frac{R}{R_L} = \frac{K}{n \cdot D' \cdot D} \cdot \frac{R}{R_L} = \frac{K}{K_{\text{crit}}} \cdot \frac{(\sqrt{\lambda} - 1)^2}{\lambda - 1} \cdot \frac{1}{n \cdot D' \cdot D_n} \cdot \frac{R}{R_L} \quad (5.118)$$

Si se elige como rampa de estabilización aquella que hace que $n = (1+D)/D'$, y si $R = R_L$, entonces la ecuación (5.118) se reduce a la siguiente:

$$T_c(0) = \frac{K}{K_{\text{crit}}} \cdot \frac{(\sqrt{\lambda} - 1)^2}{\lambda - 1} \quad (5.119)$$

Como se vio en el capítulo 2, el valor máximo de K_{crit} es menor que 0,1 para un valor de $\lambda \leq 1,5$, que puede ser un valor típico a elegir. Por otra parte las reglas de diseño del convertidor normalmente aconsejan el uso de valores pequeños para la bobina, y por lo tanto de K , que a su vez debe de ser mayor que K_{crit} para evitar que el convertidor entre en modo de conducción discontinuo. El valor mínimo de K se tiene con la mínima corriente de carga. Por lo tanto el mínimo valor de $T_c(0)$ se produce para la mínima corriente de carga, para $K=K_{\text{crit}}$ y puede ser un orden de magnitud superior a la carga nominal.

5.2.2.1.2 El modelo de parámetros y .

Tal y como se ha hecho en apartados anteriores, para otros convertidores y/o otros métodos de control, se van a obtener los parámetros del modelo y , tal y como se define en [48]. El modelo de parámetros y para el post-regulador conmutado serie Directo o *Forward* es el que se muestra en la figura 5.32.

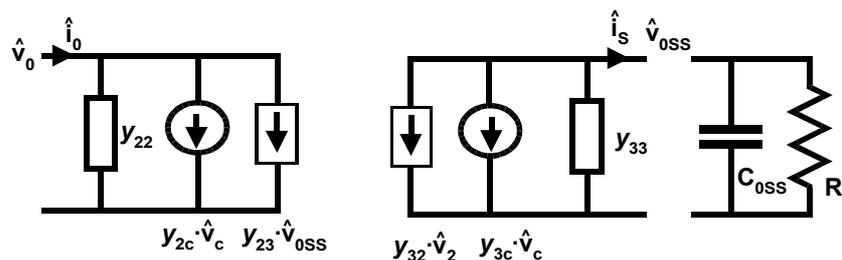


Figura 5.32. Modelo de parámetros y para el post-regulador conmutado serie Directo o Forward con el control modo corriente de pico.

Las definiciones de cada uno de los parámetros y se indican a continuación:

- parámetros y_2 de la entrada v_0 :

$$y_{22}(s) = \frac{\hat{i}_0}{\hat{v}_0} \Big|_{\substack{\hat{v}_c = 0 \\ \hat{v}_{0SS} = 0}} \quad (5.120)$$

$$y_{23}(s) = \frac{\hat{i}_0}{\hat{v}_{0SS}} \Big|_{\substack{\hat{v}_c = 0 \\ \hat{v}_0 = 0}} \quad (5.121)$$

$$y_{2c}(s) = \frac{\hat{i}_0}{\hat{v}_c} \Big|_{\substack{\hat{v}_0 = 0 \\ \hat{v}_{0SS} = 0}} \quad (5.122)$$

- parámetros y_3 de la salida v_{0SS} :

$$y_{33}(s) = \frac{\hat{i}_s}{\hat{v}_{0SS}} \Big|_{\substack{\hat{v}_0 = 0 \\ \hat{v}_c = 0}} \quad (5.123)$$

$$y_{32}(s) = \frac{\hat{i}_s}{\hat{v}_1} \Big|_{\substack{\hat{v}_c = 0 \\ \hat{v}_{0SS} = 0}} \quad (5.124)$$

$$y_{3c}(s) = \frac{\hat{i}_s}{\hat{v}_c} \Big|_{\substack{\hat{v}_0 = 0 \\ \hat{v}_{0SS} = 0}} \quad (5.125)$$

La figura 5.33 muestra las simplificaciones aplicadas al modelo de pequeña señal de la figura 5.32 para obtener los parámetros y .

A partir de estos modelos los parámetros y_3 de la salida v_{0SS} son:

$$y_{3c}(s) = -\frac{1}{R_f} \cdot \frac{1}{1 + \frac{s}{\omega_c}} \quad (5.126)$$

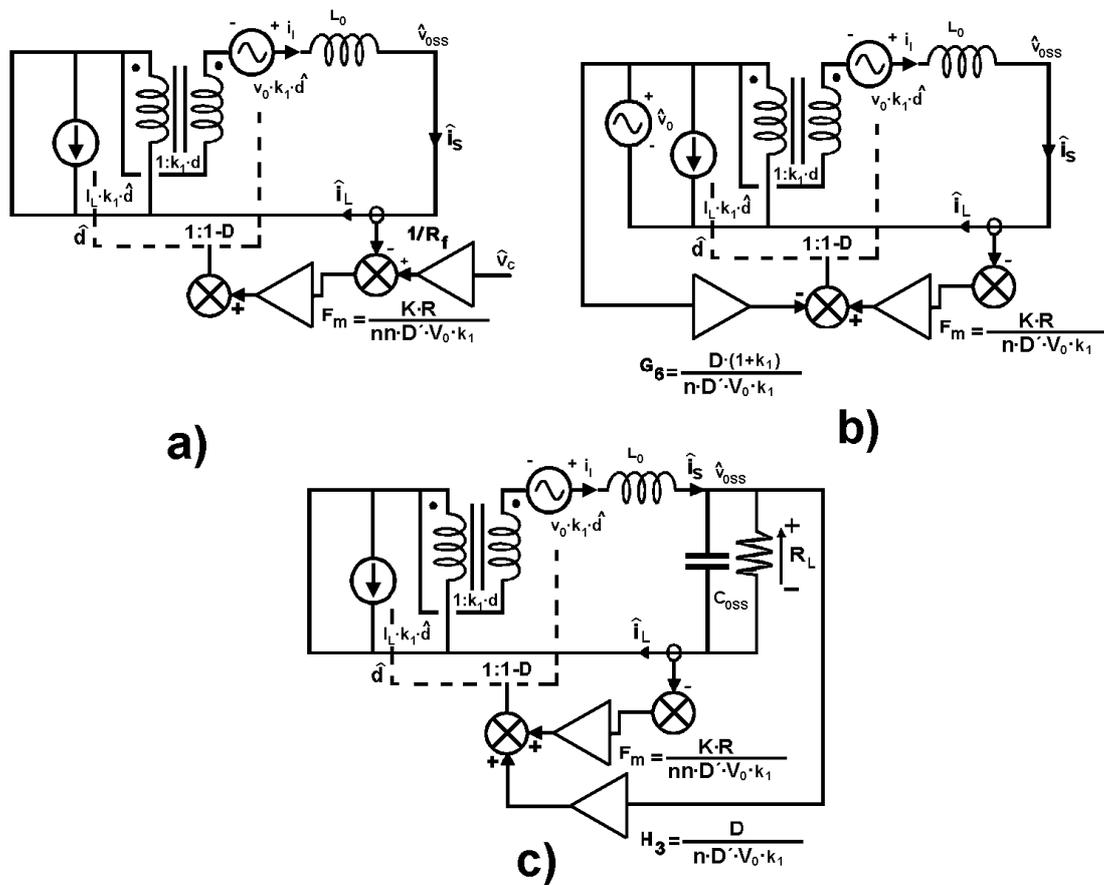


Figura 5.33. Modelo de pequeña señal del post-regulador conmutado serie Directo o Forward con el control modo corriente de pico con las simplificaciones expresadas a) en la ecuación (5.125), b) en la ecuación (5.124) y c) en la ecuación (5.123).

$$y_{32}(s) = - \frac{n \cdot D' \cdot (1 + k_1 \cdot D) - D \cdot (1 + k_1)}{K \cdot R} \cdot \frac{1}{1 + \frac{s}{\omega_c}} \quad (5.127)$$

$$y_{33}(s) = - \frac{(D - n \cdot D')}{K \cdot R} \cdot \frac{1}{1 + \frac{s}{\omega_c}} \quad (5.128)$$

en donde

$$\omega_c = \frac{K \cdot R}{n \cdot D' \cdot L_0} \quad (5.129)$$

De la misma forma, los parámetros y_2 de la entrada v_0 son:

$$y_{2c}(s) = \frac{(1+k_1 \cdot D)}{R_f} \cdot \frac{1+s \frac{L_0}{R}}{1+\frac{s}{\omega_c}} \quad (5.130)$$

$$y_{23}(s) = \frac{(1+k_1 \cdot D)}{R} \cdot C_6 \cdot \frac{1+s \frac{D \cdot \pi}{C_6 \cdot \omega_s}}{1+\frac{s}{\omega_c}} \quad (5.131)$$

en donde

$$C_6 = 1 - \frac{(n \cdot D' - D)}{K} \quad (5.132)$$

$$y_{22}(s) = -C_5 \frac{(1+k_1 \cdot D)D}{R} \cdot \frac{1+\frac{\pi \cdot (1+k_1)}{C_5 \cdot \omega_s} s}{1+\frac{s}{\omega_c}} \quad (5.133)$$

en donde

$$C_5 = \frac{-n \cdot D' \cdot (1+k_1 \cdot D) + D \cdot (1+k_1) + K \cdot (1+k_1 \cdot D)}{D \cdot K} \quad (5.134)$$

5.2.2.1.3 Análisis del lazo externo de tensión.

Para realizar el análisis del lazo externo de tensión es necesario conocer la función de transferencia que relaciona la tensión de salida y la tensión de control $\hat{v}_{oss} / \hat{v}_c$, considerando la tensión de entrada constante ($\hat{v}_0 = 0$), de forma que el modelo de la figura 5.32 se convierte en el de la figura 5.34.

La figura 5.34 está formada por una fuente de corriente de valor $-y_{3c}(s) \cdot \hat{v}_c$, una admitancia de salida $y_{33}(s)$ y una impedancia $Z_1(s)$ que se ha definido en la ecuación (5.135).

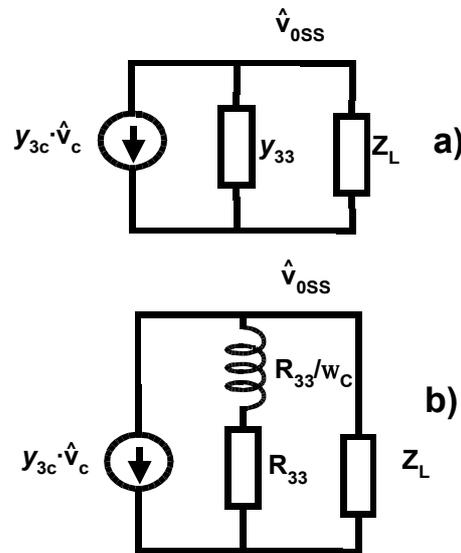


Figura 5.34. Modelo de parámetros y simplificado del post-regulador conmutado serie Directo o Forward con el control modo corriente de pico ($\hat{v}_0 = 0$).

$$Z_L(s) = \frac{R_L}{1 + \frac{s}{\omega_L}} \quad (5.135)$$

y

$$\omega_L \equiv \frac{1}{R_L \cdot C_{OSS}} \quad (5.136).$$

Si definimos R_{33} como:

$$R_{33} = \frac{K \cdot R}{n \cdot D' - D} \quad (5.137)$$

se puede considerar que la admitancia $y_{33}(s)$ definida en la ecuación (5.128) tiene un equivalente como el indicado en la figura 5.34, es decir, una resistencia R_{33} en serie con una bobina cuya inductancia es R_{33}/ω_c .

Por lo tanto, la ganancia del lazo de tensión $G_{v_{OSS}}(s)$ será:

$$G_{v_{OSS}}(s) = \left. \frac{\hat{v}_{OSS}}{\hat{v}_c} \right|_{\hat{v}_0 = 0} = -y_{3c}(s) \frac{Z_L(s) \cdot \frac{1}{y_{33}(s)}}{Z_L(s) + \frac{1}{y_{33}(s)}} \quad (5.138)$$

Sustituyendo las admitancias por los valores obtenidos previamente y desarrollando la ecuación (5.138) obtenemos la ecuación (5.139), en donde $R_{3c}=R_f$.

$$G_{VOSS}(s) = \frac{R_{33} \parallel R_L}{R_{3c}} \cdot \frac{1}{1 + \frac{s}{\left(1 + \frac{R_L}{R_{33}}\right) \cdot \frac{\omega_c \cdot \omega_L}{\omega_c + \omega_L}} + \frac{s^2}{\left(1 + \frac{R_L}{R_{33}}\right) \cdot \omega_c \cdot \omega_L}} \quad (5.139)$$

$$G_{VOSS}(s) = \frac{R_{33} \parallel R_L}{R_{3c}} \cdot \frac{1}{1 + \frac{s}{\left(1 + \frac{R_L}{R_{33}}\right) \cdot \frac{\omega_c \cdot \omega_L}{\omega_c + \omega_L}} \cdot \left(1 + \frac{s}{\omega_c + \omega_L}\right)} \quad (5.140)$$

Dado que normalmente $\omega_L \ll \omega_c$ la ecuación (5.140) se puede aproximar por la ecuación (5.141).

$$G_{VOSS}(s) = \frac{R_{33} \parallel R_L}{R_{3c}} \cdot \frac{1}{1 + \frac{s}{\left(1 + \frac{R_L}{R_{33}}\right) \cdot \omega_L} \cdot \left(1 + \frac{s}{\omega_c}\right)} \quad (5.141)$$

En la ecuación (5.141) existe un polo a altas frecuencias, ω_c , causado por $y_{3c}(s)$. A bajas frecuencias, $\omega \ll \omega_c$, la ecuación (5.141) se convierte en la ecuación (5.142).

$$G_{VOSS}(s) = \frac{R_{33} \parallel R_L}{R_{3c}} \cdot \frac{1}{1 + \frac{s}{\left(1 + \frac{R_L}{R_{33}}\right) \cdot \omega_L}} = \frac{R_{33} \parallel R_L}{R_{3c}} \cdot \frac{1}{1 + \frac{s}{\frac{1}{(R_{33} \parallel R_L) \cdot C_{OSS}}}} \quad (5.142)$$

Esta expresión tiene un polo a la frecuencia:

$$\omega_p = \frac{1}{C_{OSS} \cdot (R_{33} \parallel R_L)} \quad (5.143)$$

En la figura 5.35a se muestra el diagrama de Bode de $G_{V_{OSS}}(s)$ obtenido a partir de la ecuación (5.139) en el que se pueden observar los dos polos descritos anteriormente. El segundo polo ω_c es la frecuencia de corte del lazo de corriente, y como se vio en apartados anteriores dicho polo puede tener su valor mínimo a la sexta parte de la frecuencia de conmutación ω_s por lo que su presencia puede afectar de manera significativa al margen de fase del lazo externo de tensión y por tanto causar problemas de estabilidad.

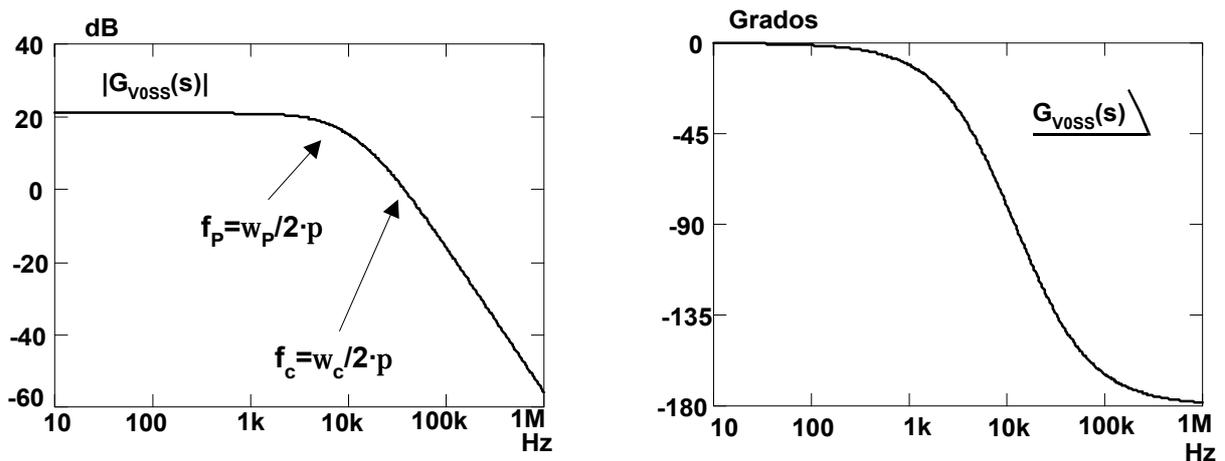


Figura 5.35. Diagrama de Bode de $G_{V_{OSS}}(s)$ obtenido mediante el modelo de pequeña señal.

Teniendo en cuenta estas consideraciones es posible estabilizar el lazo externo de tensión mediante un regulador $A_v(s)$ (PI) sencillo con un diagrama de Bode como el mostrado en la figura 5.36b. El diagrama de Bode del lazo externo de tensión completo, $H(s) = G_{V_{OSS}}(s) \cdot A_v(s) \cdot \beta$, se muestra en la figura 5.36a. Para dejar suficiente margen de fase, figura 5.36b, es necesario situar en ancho de banda del lazo externo de tensión a un tercio de

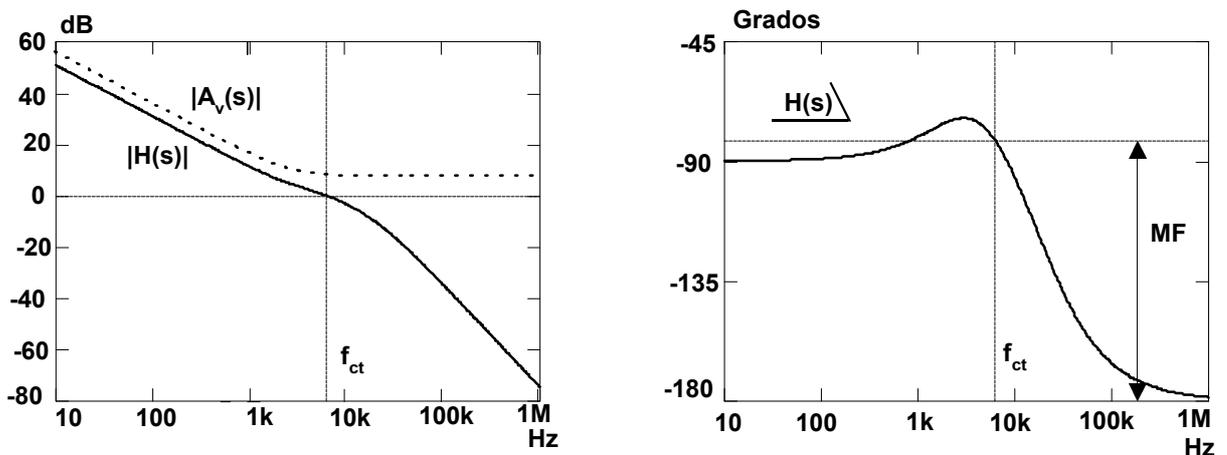


Figura 5.36. Diagrama de Bode de $A_v(s)$ y de $H(s)$.

ω_c aproximadamente.

5.2.2.1.4 Diseño de los lazos de control.

Para realizar el diseño de los lazos de control se van a utilizar los datos mencionados en los capítulos anteriores y además los que a continuación se especifican:

- $V_m = 1,8V$
- $R_s = 0,54 \Omega$
- $T_s = 10 \mu s$

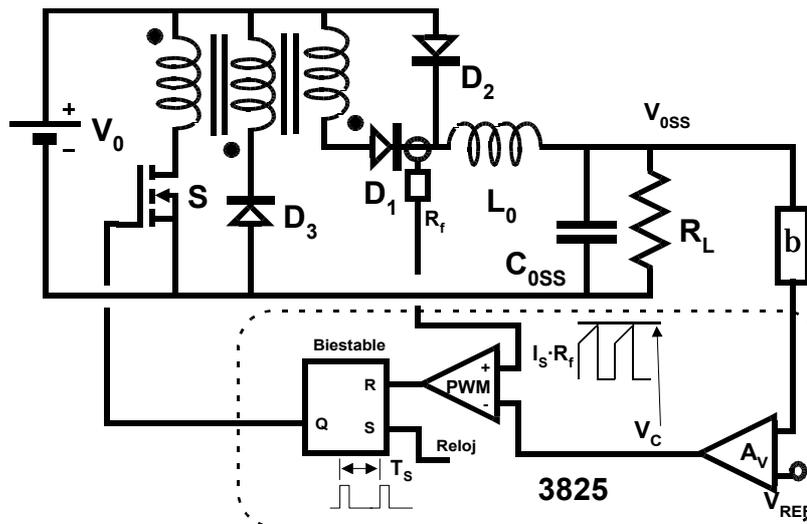


Figura 5.36. Post-regulador conmutado serie Directo o Forward con el control modo corriente de pico.

En la figura 5.37 se muestra el esquema del post-regulador conmutado serie Directo o *Forward* con el control modo corriente de pico. Como amplificador de error del lazo de tensión, $A_v(s)$, se va a utilizar el amplificador operacional interno del circuito de control.

Diseño del lazo de corriente:

Como se comentó en el apartado 5.2 una elección típica para la rampa de compensación es que la rampa de compensación M_C sea igual a la rampa de bajada de la corriente por la bobina M_2 , es decir, $M_C = M \cdot M_2$, siendo $M=1$ el factor de proporcionalidad.

La pendiente de bajada de la corriente por la bobina es:

$$M_2 = \frac{di}{dt} = \frac{V_{oss} - V_0}{L_0} \quad (5.144)$$

A partir de las ecuaciones anteriores realizaremos el diseño del lazo de corriente. Dando valores a la ecuación (5.144) obtenemos $M_2 = 0,15 \text{ Amp}/\mu s$. El valor $M = 0,914$ se obtiene con los valores que se muestran en el anexo 8.

Por otra parte la pendiente de subida de la corriente por la bobina es:

$$M_1 = \frac{V_0 \cdot (1 + k_1) - V_{OSS}}{L_0} \tag{5.145}$$

que con los datos anteriores obtenemos un valor de $M_1 = 0,3535 \text{ Amp}/\mu\text{s}$. A partir de M_1 , M_2 y M podemos obtener el valor de n en la ecuación (5.4) ya que $M_c = M \cdot M_2 = 0,137 \text{ Amp}/\mu\text{s}$. El valor que se obtiene es $n = 1.776$.

Diseño del lazo de tensión:

Para realizar el diseño del lazo de tensión es necesario conocer en primer lugar el diagrama de Bode de la función de transferencia que relaciona la tensión de salida \hat{v}_{OSS} con la tensión de control \hat{v}_c , $G_{V_{OSS}}(s)$, la cual ya fue obtenida en la ecuación (5.139). Dicho diagrama de Bode se ha representado en la figura 5.39, en la cual también se ha representado el diagrama de Bode de la misma función de transferencia obtenida mediante ensayos experimentales y mediante la simulación del modelo de gran señal del convertidor con el control de corriente de pico. Como dato aclaratorio es necesario indicar que todos los diagramas de Bode llevan incluida la red de realimentación $\beta = V_{ref}/V_{OSS} = 21,8^{-1}$, debido a que en el prototipo fue necesario incluirlo por motivos de seguridad del equipo de medida.

Para obtener el diagrama de Bode mediante la simulación del convertidor se ha utilizado el modelo de gran señal del post-regulador conmutado serie Directo o *Forward* con el control modo corriente de pico mostrado en la figura 5.38. El bloque CMLSCCM necesita como datos

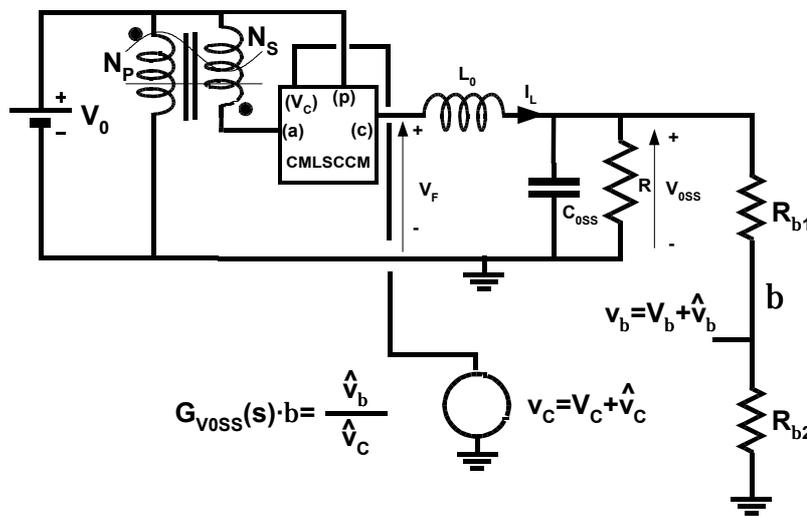


Figura 5.38. Modelo de gran señal del post-regulador conmutado serie *Forward* con el control modo corriente de pico.

para su correcto funcionamiento la frecuencia de la señal de reloj $f_s = 100$ kHz, el valor de la bobina de filtro $L_0 = 50$ μ H, la resistencia de medida de la corriente $R_s = 0,54$ ohm y la pendiente de la rampa de compensación en voltios/segundo $M_c = 78,790$.

Por otra parte se han obtenido los valores característicos del diagrama de Bode de la figura 5.39, es decir, la ganancia en continua $G_{V_{OSS}}(0)$, la frecuencia del primer polo f_p en Herzios y radianes (ω_p) y la frecuencia de corte del segundo polo o frecuencia de corte del lazo de corriente f_c en Herzios y radianes (ω_c). En primer lugar de la ecuación (5.97) se obtiene $K = 0.66$. Conocido en valor de K , de $n = 1,776$ y del ciclo de trabajo $D = 0,298$ podemos obtener el valor de R_{33} de la ecuación (5.137), siendo el valor obtenido $R_{33} = 10,43$ Ω . El valor de $G_{V_{OSS}}(0)$ se obtendría de la ecuación (5.139) haciendo $s=0$ de forma que nos queda la ecuación (5.146).

$$G_{V_{OSS}}(0) = \frac{R_{33} \parallel R_L}{R_{3c}} \quad (5.146)$$

Sustituyendo en la ecuación (5.146) obtenemos que $G_{V_{OSS}}(0) = 11.048$. El valor de la frecuencia de corte del lazo de corriente se obtiene de la ecuación (5.114) siendo su valor $\omega_c = 160,416 \cdot 10^3$ radianes o $f_c = 25,531$ kHz. El valor del polo de baja frecuencia lo obtendremos de la ecuación (5.173) siendo su valor $\omega_p = 34,583 \cdot 10^3$ radianes o $f_p = 5,504$ Hz, ambos polos se pueden observar en el diagrama de Bode de la figura 5.39.

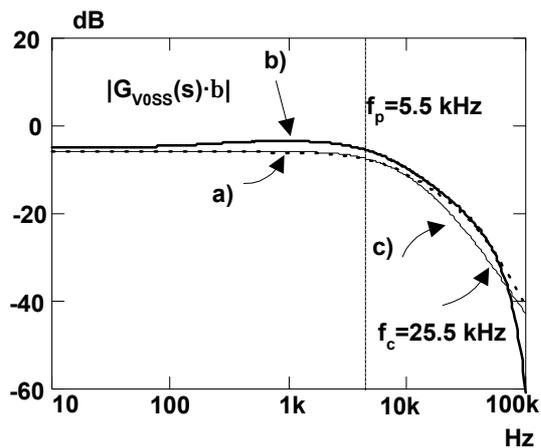


Figura 5.39. Diagrama de Bode de $G_{V_{OSS}}(s)$ obtenida a) mediante el modelo de pequeña señal, b) mediante el ensayo experimental y c) mediante simulación.

Para poder cerrar el lazo externo de tensión sin que aparezcan problemas de inestabilidad es necesario analizar la función de transferencia $H(s) = G_{V_{OSS}}(s) \cdot A_v(s) \cdot \beta$, dado que al formar parte

de la ganancia del lazo cerrado de tensión en la ecuación (5.147) determina la estabilidad del lazo de tensión.

$$G_v(s) = \frac{G_{vOSS}(s) \cdot A_v(s)}{1 + G_{vOSS}(s) \cdot A_v(s) \cdot \beta} \quad (5.147)$$

La configuración que se va a utilizar para el amplificador de error del lazo de tensión $A_v(s)$ es la que se muestra en el anexo 8. Este amplificador de error tiene un polo en el origen y un cero f_{zAv} a partir de la cual la ganancia permanece constante A_{vc} , siendo la expresión que define $A_v(s)$ la indicada en la ecuación (5.148).

$$A_v(s) = A_{vc} \cdot \left(1 + \frac{1}{\frac{s}{2 \cdot \pi \cdot f_{zAv}}} \right) \quad (5.148)$$

Con los valores indicados en el anexo 8 obtenemos el diagrama de Bode de $A_v(s)$ que se muestra en la figura 5.40, en donde $A_{vc} = 2,47$ y $f_{zAv} = 2,72$ kHz.

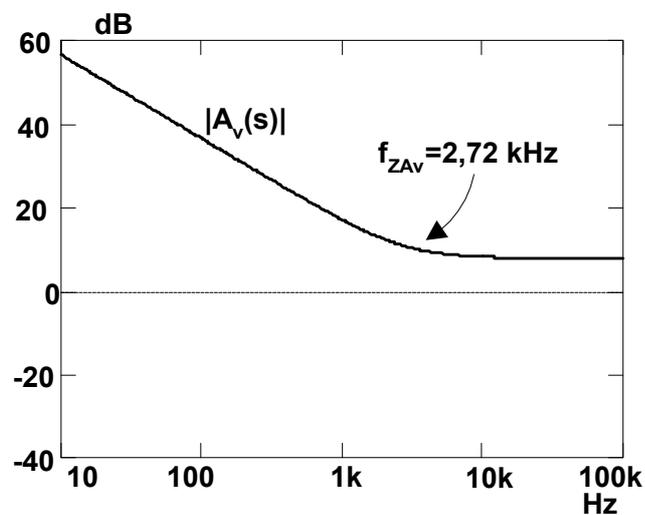


Figura 5.40. Diagrama de Bode de $A_v(s)$.

Con los valores de los parámetros elegidos, el diagrama de Bode de ganancia y fase de $H(s)$ que se obtiene es el representado en la figura 5.41. El ancho de banda que se obtiene es de 6,16 kHz con un margen de fase de 98° .

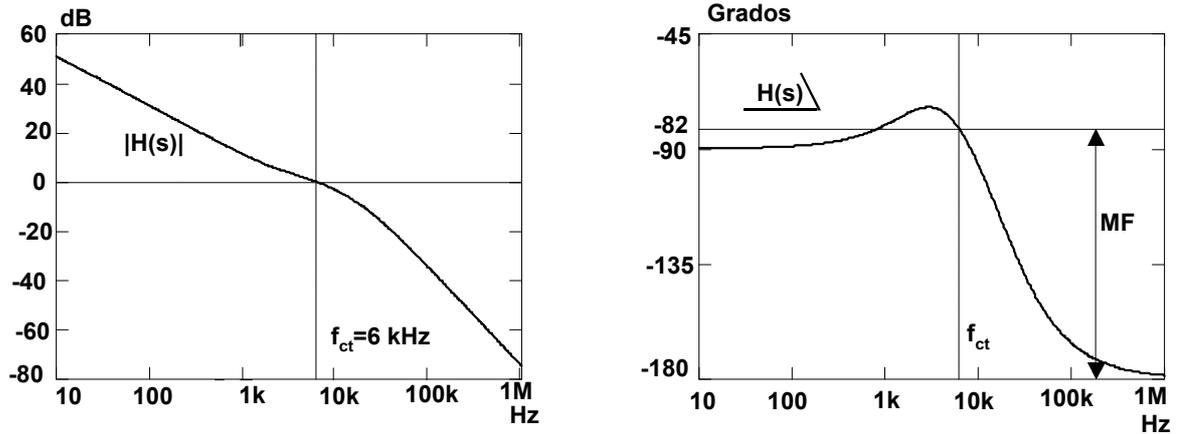


Figura 5.41. Diagrama de Bode de $H(s)$ obtenido mediante el modelo de pequeña señal.

El diagrama de Bode del lazo de tensión $H(s)$ se ha obtenido también mediante la simulación del modelo de gran señal del convertidor de la figura 5.43a incluyendo el amplificador de error $A_v(s)$ y la red de realimentación β , de forma que se ha obtenido el diagrama de Bode de la figura 5.42. Como se puede observar en las figuras 5.41 y 5.42 por ambos métodos se obtienen los mismos resultados.

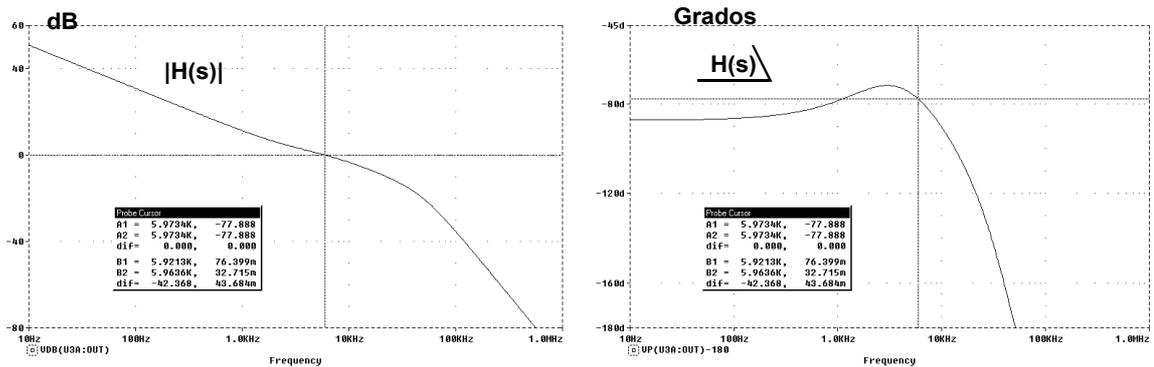


Figura 5.42. Diagrama de Bode de $H(s)$ obtenido mediante simulación.

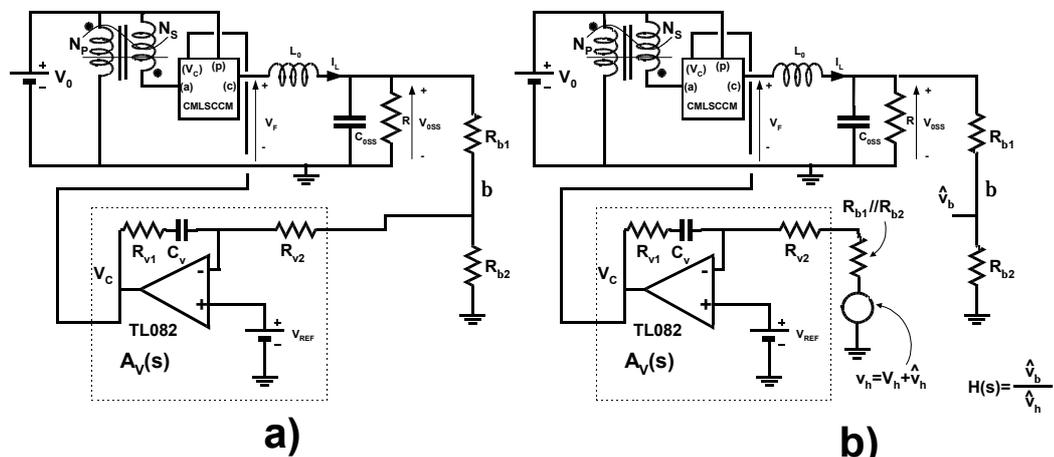


Figura 5.43. Modelo de gran señal del post-regulador conmutado serie Forward con el control modo corriente de pico. a) Lazo de tensión cerrado y b) lazo de tensión abierto.

Para comprobar la estabilidad del diseño, se ha simulado el modelo de gran señal del convertidor en bucle cerrado de tensión (figura 5.43b) y se han obtenido las formas de onda de la tensión de salida v_{OSS} y de la tensión de entrada v_0 representadas en la figura 5.44, comprobándose que el sistema es estable. De la misma forma se han realizado ensayos experimentales con el post-regulador y se ha comprobado que es estable. En la figura 5.45 se muestran las formas de onda del prototipo que habían sido obtenidas previamente mediante experimentación.

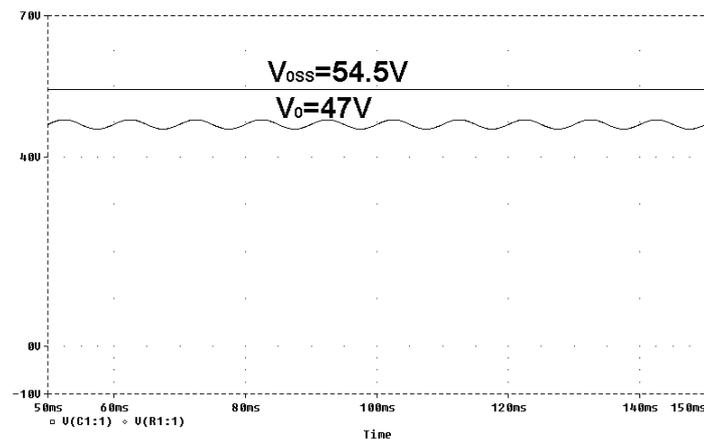


Figura 5.44. Forma de onda de la tensión de salida v_{OSS} y de la tensión de entrada v_0 obtenidas mediante simulación.

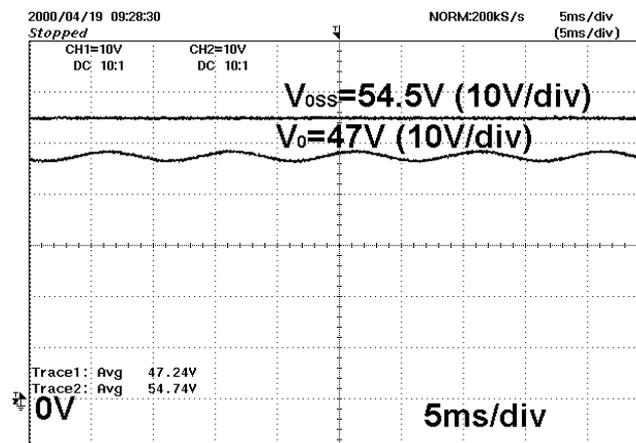


Figura 5.45. Forma de onda de la tensión de salida v_{OSS} y de la tensión de entrada v_0 obtenidas mediante experimentación.

5.2.2.2 Impedancia de salida.

La impedancia de salida $Z_{OSS}(s)$ del post-regulador conmutado serie Directo o *Forward* con el control modo corriente de pico se va a obtener a partir del modelo de parámetros y de la

figura 5.31, el cual se ha obtenido en el apartado 5.2.2.1.2. Se ha considerado que la tensión de entrada va a permanecer constante, es decir $\hat{v}_0 = 0$, que a la salida está conectada la red RC formada por el condensador de filtro de salida C_{OSS} y la carga R, y además que el lazo externo de tensión está cerrado, como se muestra en la figura 5.46.

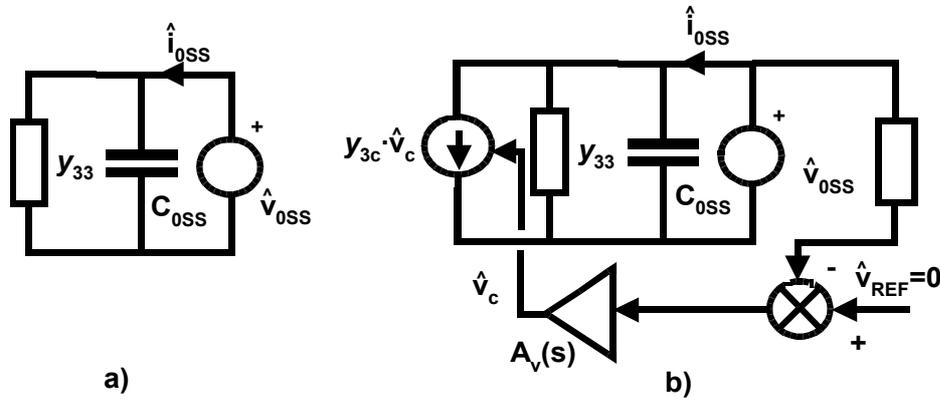


Figura 5.46. Modelo de pequeña señal del post-regulador conmutado serie Forward con el control modo corriente de pico utilizado para la obtención de la impedancia de salida $Z_{OSS}(s)$.
a) Con el lazo de tensión abierto y b) con el lazo de tensión cerrado.

En primer lugar debemos calcular la impedancia de salida del convertidor con el bucle abierto del lazo de tensión, $Z_{OSS(OL)}(s)$, que se define como el cociente entre la tensión de salida \hat{v}_{OSS} y la corriente de salida \hat{i}_{OSS} en el circuito de la figura 5.46, con la tensión de control del lazo de corriente constante, es decir, $\hat{v}_c = 0$ (ecuación 5.149).

$$Z_{OSS(OL)}(s) = \left. \frac{\hat{v}_{OSS}}{\hat{i}_{OSS}} \right|_{\substack{\hat{v}_0 = 0 \\ \hat{v}_c = 0}} \quad (5.149)$$

Por observación de la figura 5.46 obtenemos dicha impedancia como el paralelo entre la impedancia del condensador de filtro de salida C_{OSS} y la inversa de $y_{33}(s)$:

$$Z_{OSS(OL)}(s) = \frac{\frac{1}{s \cdot C_{OSS}} \cdot \frac{1}{y_{33}(s)}}{\frac{1}{s \cdot C_{OSS}} + \frac{1}{y_{33}(s)}} \quad (5.150)$$

Desarrollando la ecuación (5.150) obtenemos la siguiente expresión:

$$Z_{0SS(OL)}(s) = \frac{R_{33} \cdot \left(1 + \frac{s}{\omega_c}\right)}{1 + s \cdot R_{33} \cdot C_{0SS} \cdot \left(1 + \frac{s}{\omega_c}\right)} = \frac{R_{33} \cdot \left(1 + \frac{s}{\omega_c}\right)}{1 + s \cdot R_{33} \cdot C_{0SS} + s^2 \cdot \frac{R_{33} \cdot C_{0SS}}{\omega_c}} \quad (5.151)$$

La impedancia de salida que nos interesa es la que se obtiene con el lazo cerrado de tensión $Z_{0SS}(s)$, que se puede obtener a partir de la anteriormente calculada tal como se menciona en la referencia [49].

$$Z_{0SS}(s) = \frac{Z_{0SS(OL)}(s)}{1 + H(s)} = \frac{Z_{0SS(OL)}(s)}{1 + G_{V0SS}(s) \cdot A_v(s) \cdot \beta} \quad (5.152)$$

siendo $H(s)$ la ganancia del lazo abierto de tensión, que ha sido calculada en el apartado anterior para determinar la estabilidad del lazo de tensión.

El diagrama de Bode de la impedancia de salida del convertidor obtenido mediante la ecuación (5.152) se ha representado en la figura 5.47a, y el obtenido mediante la simulación del modelo de gran señal de la figura 5.43 en la figura 5.47b. En ambos casos se ha observado una buena aproximación en los resultados obtenidos.

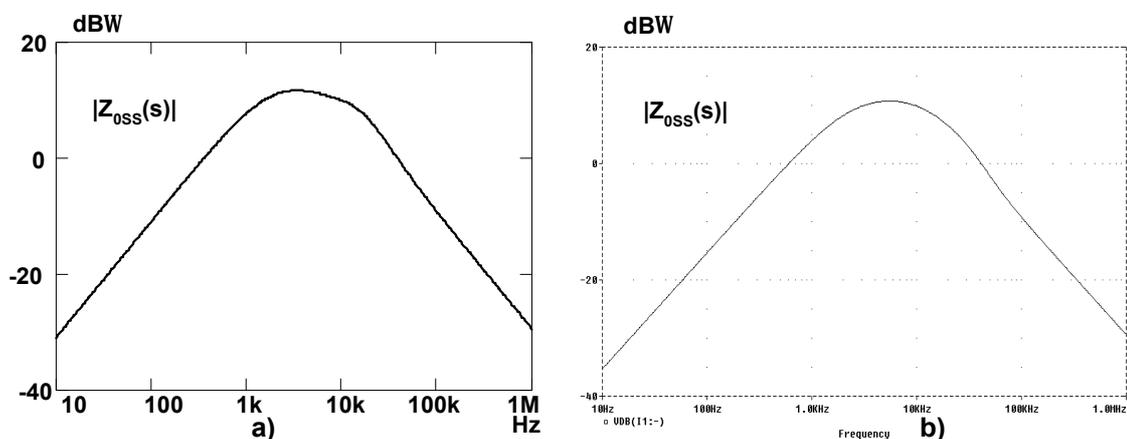


Figura 5.47. Diagrama de Bode de $Z_{0SS}(s)$ obtenido mediante a) el modelo de pequeña señal y b) la simulación.

5.2.2.3 Análisis de la audio-susceptibilidad.

Para obtener la audio-susceptibilidad de la tensión de salida (v_{0SS}) respecto a la tensión de entrada (v_0) con el lazo de tensión cerrado, es necesario obtener en primer lugar dicha función

de transferencia con el lazo de tensión abierto. A partir del modelo de parámetros y de la figura 5.31 obtendremos la función de transferencia que relaciona la variación de la tensión de salida con la variación de la tensión de entrada con el lazo de tensión abierto $G_{v0}(s)$. Para obtener esta función es necesario considerar que la tensión de control del lazo de corriente v_c va a permanecer constante, es decir, $\hat{v}_c = 0$.

Por lo tanto definimos la función anterior como:

$$G_{v0}(s) = \left. \frac{\hat{v}_{0ss}}{\hat{v}_0} \right|_{\hat{v}_c = 0} \quad (5.153)$$

A partir de estas definiciones y de la figura 5.32 se obtiene la siguiente expresión:

$$G_{v0}(s) = -y_{32}(s) \cdot \frac{\frac{1}{y_{33}(s)} \cdot Z_L(s)}{\frac{1}{y_{33}(s)} + Z_L(s)} \quad (5.154)$$

Sustituyendo en la ecuación (5.154) y desarrollando esta ecuación obtenemos la ecuación siguiente expresión:

$$G_{v0}(s) = -Y_{32} \cdot (R_{33} \parallel R_L) \cdot \frac{1}{1 + \frac{s}{\left(1 + \frac{R_L}{R_{33}}\right) \cdot \frac{\omega_c \cdot \omega_L}{\omega_c + \omega_L}} + \frac{s^2}{\left(1 + \frac{R_L}{R_{33}}\right) \cdot \omega_c \cdot \omega_L}} \quad (5.155)$$

en donde

$$Y_{32} = -\frac{n \cdot D \cdot (1 + k_1 \cdot D) - D \cdot (1 + k_1)}{K \cdot R} \quad (5.156)$$

Para obtener la audio-susceptibilidad, basta con dividir la función de transferencia $G_{v0}(s)$ por $(1+H(s))$, como se hizo para calcular la impedancia de salida del post-regulador. De esta forma obtenemos $A_{uSS}(s)$. La función de transferencia que se obtiene es la siguiente:

$$A_{u_{SS}}(s) = G_{v_0}(s) \cdot \frac{1}{1 + H(s)} \quad (5.157)$$

Sustituyendo en esta ecuación y desarrollando, se obtiene la siguiente expresión:

$$A_{u_{SS}}(s) = \frac{-Y_{32} \cdot (R_{33} \parallel R_L)}{1 + \frac{s}{\left(1 + \frac{R_L}{R_{33}}\right) \cdot \frac{\omega_c \cdot \omega_L}{\omega_c + \omega_L}} + \frac{s^2}{\left(1 + \frac{R_L}{R_{33}}\right) \cdot \omega_c \cdot \omega_L}} \cdot \frac{1}{1 + G_{v_{0SS}}(s) \cdot A_v(s) \cdot \beta} \quad (5.158)$$

La función de transferencia $G_{v_0}(s)$ se ha representado en la figura 5.48, en ella se puede observar que a bajas frecuencias no existe una gran atenuación, debido a que el lazo de corriente carece del polo en el origen y el cero que daría lugar a un cero en el origen y un polo en el lazo cerrado de corriente, y por lo tanto una mejora en la atenuación a bajas frecuencias.

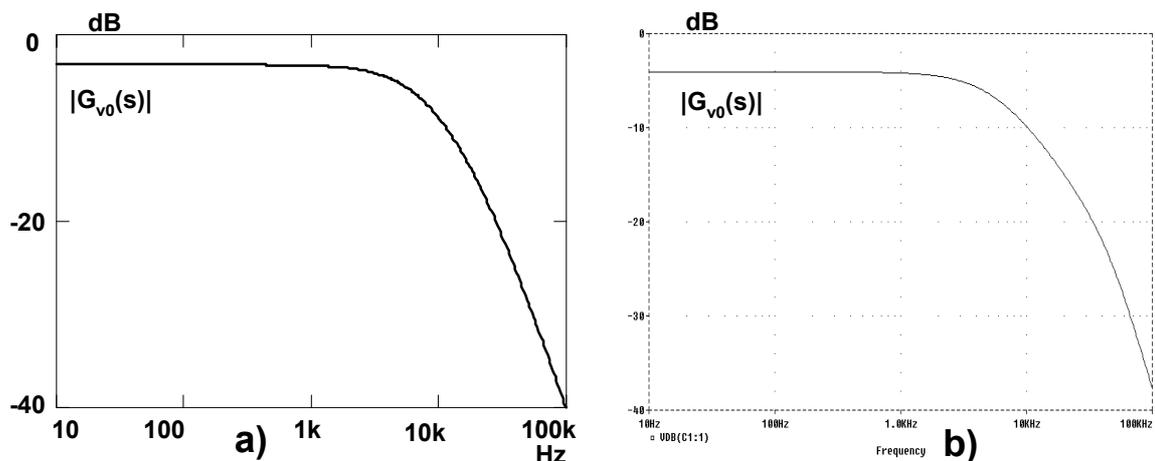


Figura 5.48. Diagrama de Bode de $G_{v_0}(s)$ a) obtenido mediante el modelo de pequeña señal y b) mediante la simulación del modelo de gran señal.

La función de transferencia $A_{u_{SS}}(s)$, ecuación (5.158), se ha representado en la figura 5.49. Como se puede observar en dicha figura, al bajar la frecuencia la ganancia disminuye con una pendiente de 20 dB/dec. El valor de la atenuación a 100 Hz es de $|A_{u_{SS}}(j2\pi f)| = -34$ dB.

Como en los capítulos anteriores, la audio-susceptibilidad se ha obtenido también mediante la simulación del modelo de gran señal de la figura 5.43, obteniéndose el diagrama de Bode de la figura 5.50. En dicho diagrama de Bode se tiene la misma atenuación que la calculada previamente.

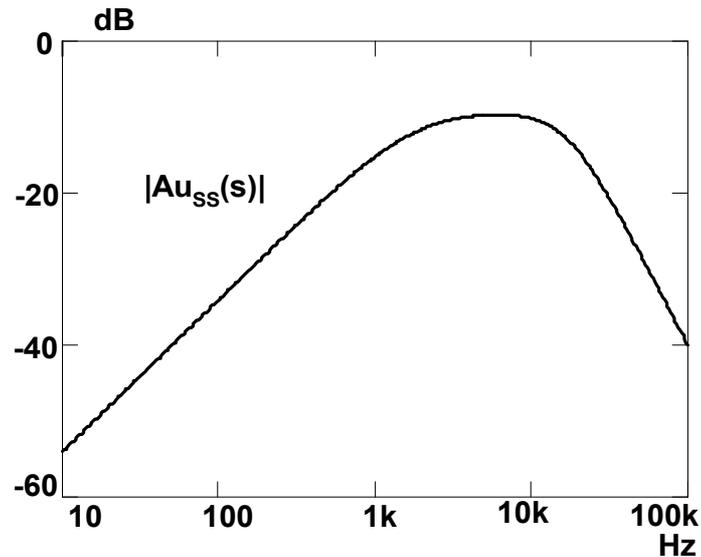


Figura 5.49. Diagrama de Bode de $A_{u_{SS}}(s)$ obtenido mediante el modelo de pequeña señal.

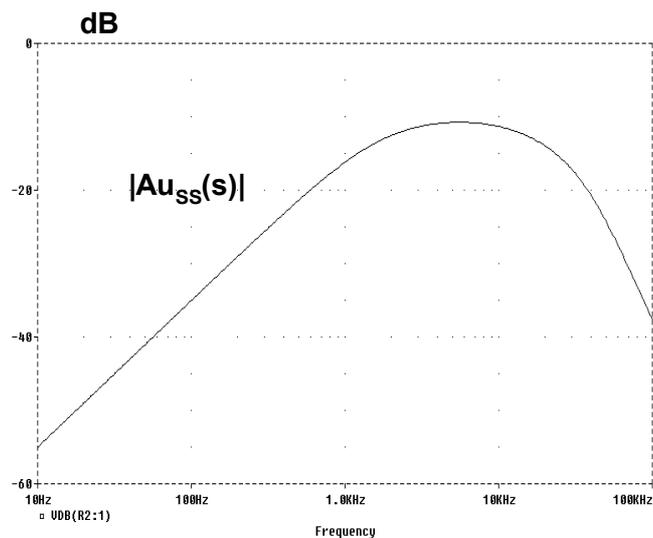


Figura 5.50. Diagrama de Bode de $A_{u_{SS}}(s)$ obtenido mediante simulación.

Por último se ha obtenido el rizado de la tensión de salida considerando que la tensión de entrada va a ser senoidal y de amplitud 1V de pico, $\hat{v}_0 = 1V$. Las formas de onda que se obtienen de la simulación del modelo de gran señal de la figura 5.43 y de los ensayos experimentales del prototipo se muestran en las figuras, 5.51a y 5.51b respectivamente.

El valor del rizado de la tensión de salida se obtiene calculando el valor del rizado para la tensión de entrada, es decir $\hat{v}_{oss} = \hat{v}_0 \cdot |A_{u_{SS}}(j2 \cdot \pi \cdot f)|$, siendo $f=100$ Hz el valor de la frecuencia para la cual vamos a realizar los cálculos.

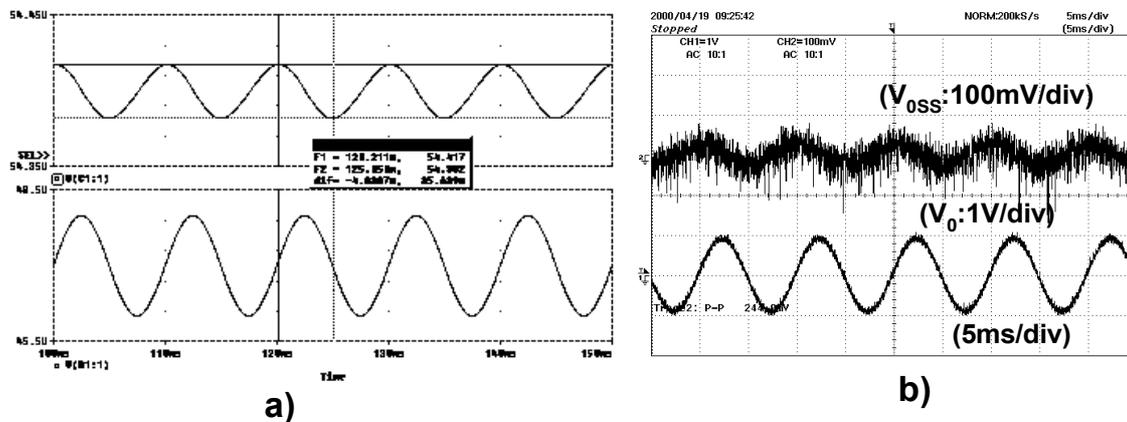


Figura 5.51. Formas de onda del rizado de la tensión de salida v_{0SS} y de la tensión de entrada v_0 obtenidas mediante a) la simulación y b) el ensayo experimental.

Con los valores definidos anteriormente obtenemos que el valor calculado es de 19mV de pico, en la simulación de 17,5 mV de pico y en los ensayos experimentales de aproximadamente 20mV de pico.

5.2.3 Aplicación del modo de control de corriente de pico al convertidor Elevador.

5.2.3.1 Análisis de la estabilidad de los lazos de control.

En el post-regulador conmutado serie Elevador, figura 5.52, la tensión de entrada v_0 se aplica a los extremos de la bobina durante el tiempo en que el interruptor está cerrado, por lo que la pendiente de subida de la corriente por dicha bobina será:

$$m_1 = \frac{V_0}{L_E} \tag{5.159}$$

Por otra parte, dado que la relación de conversión del convertidor es $V_{0SE} = V_0/D'$ ($D'=1-D$), si sustituimos en la ecuación (5.159) v_0 y v_{0SE} por sus valores de continua V_0 , obtenido de la relación de conversión anteriormente citada, y V_{0SE} respectivamente, se obtiene la ecuación (5.160) que representa la pendiente de subida estática de la corriente por la bobina.

$$M_1 = \frac{V_{0SE} \cdot D'}{L_E} \tag{5.160}$$

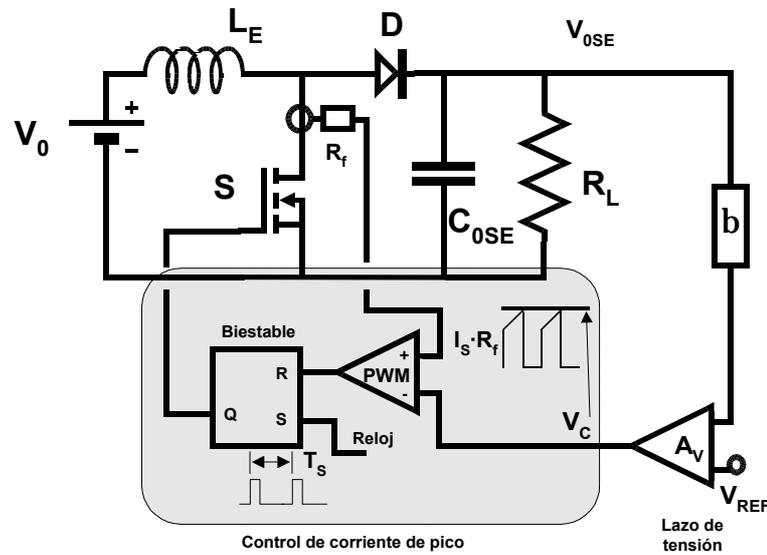


Figura 5.52. Convertidor Elevador con el control modo corriente de pico.

Si en la ecuación (5.201) perturbamos las variables obtenemos la ecuación (5.161).

$$\hat{m}_1 = \frac{\hat{v}_0}{L_E} \quad (5.161)$$

Sustituyendo las ecuaciones (5.160) y (5.161) en la ecuación (5.3) obtenemos la ecuación (5.162).

$$\hat{d} = \frac{K \cdot R}{n \cdot D' \cdot V_{0SE}} \left(\frac{\hat{v}_c}{R_f} - \hat{i}_L \right) - \frac{D}{n \cdot D' \cdot V_{0SE}} \hat{v}_0 \quad (5.162)$$

en donde

$$K = \frac{2 \cdot L_E}{R \cdot T_s} \quad (5.163)$$

y como en el caso de los otros post-reguladores, R representa el punto de funcionamiento de la salida en continua sin tener en cuenta la naturaleza de la carga R_L , que es llamado [48] “parámetro del punto de funcionamiento de salida”.

La ecuación (5.162) muestra que la variación del ciclo de trabajo \hat{d} no es función solamente de la tensión de control \hat{v}_c sino también de la variación de la corriente por la bobina

\hat{i}_L , de la tensión de entrada \hat{v}_0 y no de la tensión de salida \hat{v}_{0SE} como en los otros post-reguladores.

Llamando:

$$G_6 = \frac{D}{n \cdot V_{0SE} \cdot D'} \quad (5.164)$$

$$F_m = \frac{K \cdot R}{n \cdot V_{0SE} \cdot D'} \quad (5.165)$$

y utilizando el modelo de pequeña señal del convertidor Elevador, se obtiene el modelo de pequeña señal del convertidor Elevador con control de corriente de pico de la figura 5.53.

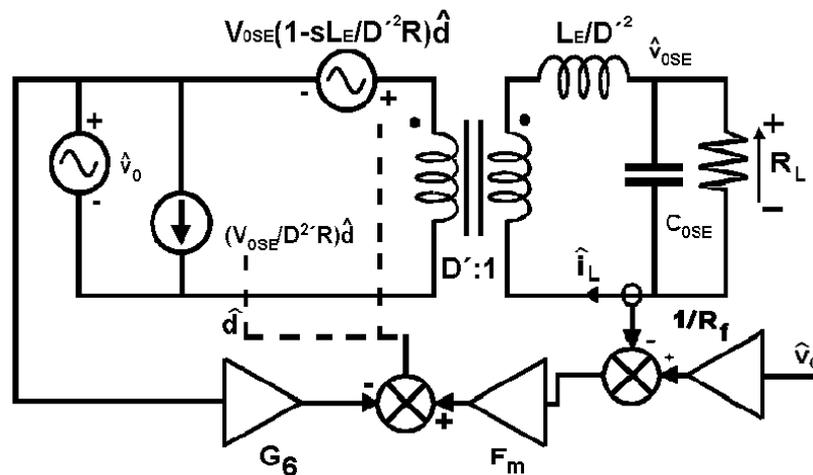


Figura 5.53. Modelo de pequeña señal del convertidor Elevador con el control modo corriente de pico

Como se puede observar en la figura 5.53, existe un lazo de realimentación de corriente en donde la corriente por la bobina i_L se compara con una corriente de referencia v_C/R_f . Además existe un lazo de realimentación de la tensión de entrada v_0 debido al bloque G_6 . En el modelo de pequeña señal con el control de corriente de pico del convertidor Elevador aparece solamente un lazo de tensión, ya que la pendiente de subida durante el intervalo de tiempo que el interruptor está cerrado solo depende de la tensión de entrada v_0 .

5.2.3.1.1 Ganancia del lazo de corriente T_c .

En la figura 5.54 se muestra el modelo reducido para el cálculo de la ganancia del lazo de corriente para el post-regulador conmutado serie Elevador, en donde la tensión de entrada y la tensión de referencia se mantienen constantes, es decir $\hat{v}_0 = 0$ y $\hat{v}_c = 0$. Para obtener $T_c(s)$ se inyecta una corriente \hat{i}_z en el punto indicado en el circuito, ver figura 5.54.

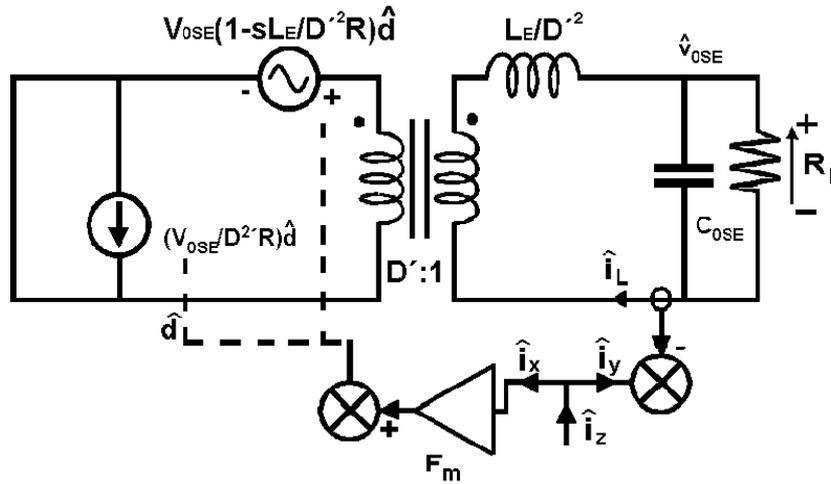


Figura 5.54. Modelo de pequeña señal reducido del post-regulador conmutado serie Elevador con el control modo corriente de pico.

Para este post-regulador la elección de la rampa de estabilización se regirá por el criterio convencional [48] para los controles modo corriente de pico. La ganancia del lazo de corriente T_c , se puede obtener a partir de la figura 5.53 :

$$T_c(s) = \frac{\hat{i}_y}{\hat{i}_x} = \frac{\hat{i}_L}{\hat{i}_x} = F_m \cdot \left(\frac{V_{0SE} \cdot \left(1 - s \cdot \frac{L}{D'^2 \cdot R} \right)}{D'^2 \cdot \left(Z_L(s) + s \cdot \frac{L}{D'^2} \right)} + \frac{V_{0SE}}{D'^2 \cdot R} \right) \quad (5.166)$$

en donde $Z_L(s)$ es el paralelo entre la resistencia de carga y el condensador de filtro:

$$Z_L(s) = \frac{R_L}{1 + s \cdot R_L \cdot C_{0SE}} \quad (5.167)$$

Sustituyendo en la ecuación (5.166) obtenemos:

$$T_c(s) = \frac{K}{n \cdot D'^3} \cdot \left(1 + \frac{R}{R_L}\right) \cdot \frac{1 + s \cdot (R_L \parallel R) \cdot C_{0SE}}{1 + \frac{1}{Q_e} \cdot \frac{s}{\sqrt{L_E \cdot C_{0SE}}} + \left(\frac{s}{\sqrt{L_E \cdot C_{0SE}}} \right)^2} \quad (5.168)$$

en donde

$$Q_e \equiv \frac{R_L}{\sqrt{L_E \cdot C_{0SE}}} \quad (5.169)$$

En la figura 5.55 se muestra el diagrama de Bode de $T_c(s)$ dibujado mediante asintotas de la función de transferencia de la ecuación (5.168). El valor real en el vértice superior de la función $T_c(s)$ depende del valor de Q_e .

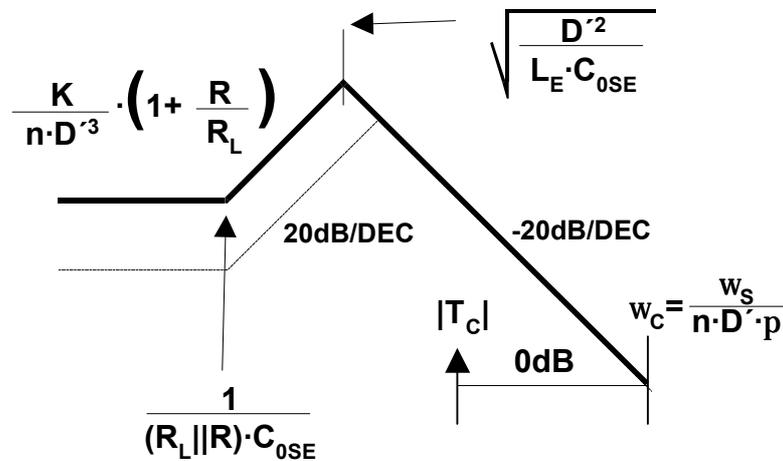


Figura 5.55. Diagrama de Bode de $T_c(s)$ dibujado mediante asintotas.

La frecuencia de corte del lazo de corriente se puede obtener a partir de la asíntota de alta frecuencia de $T_c(s)$. Esta asíntota se obtiene a partir de la ecuación (5.168) y resulta la expresión (5.170).

$$T_c(s) = \frac{K}{n \cdot D'^3} \cdot \left(1 + \frac{R}{R_L}\right) \cdot \frac{s \cdot (R_L \parallel R) \cdot C_{0SE}}{\left(\frac{s}{\sqrt{L_E \cdot C_{0SE}}} \right)^2} = \frac{K \cdot R}{n \cdot D' \cdot L_E \cdot s} \quad (5.170)$$

A partir de la ecuación (5.170) se puede obtener la frecuencia de corte del lazo de corriente ω_c igualando el módulo de $T_c(s)$ a la unidad:

$$|T_c(s)| = |T_c(j\omega_c)| = \frac{K \cdot R}{n \cdot D' \cdot L_E \cdot \omega_c} = 1 \quad (5.171)$$

luego ω_c es:

$$\omega_c = \frac{K \cdot R}{n \cdot D' \cdot L_E} = \frac{2 \cdot \pi \cdot f_s}{\pi \cdot n \cdot D'} = \frac{\omega_s}{\pi \cdot n \cdot D'} \quad (5.172)$$

Como se puede observar en la ecuación (5.172), la frecuencia de corte de $T_c(s)$ depende únicamente del ciclo de trabajo y no de otras condiciones de funcionamiento o de la carga. Por lo tanto, si la rampa de estabilización se elige como $n = (1+D)/D'$, entonces la ecuación (5.172) se convierte en la ecuación (5.173):

$$\omega_c = \frac{\omega_s}{\pi \cdot (1+D)} \quad (5.173)$$

con lo que la frecuencia de corte puede variar desde un sexto ($D=1$) a un tercio ($D=0$) de la frecuencia de conmutación en función del ciclo de trabajo D . Si no hubiera rampa de compensación ($n=1$) la frecuencia de corte variará entre un tercio y dos tercios de la frecuencia de conmutación, ya que D' no puede ser menor que 0,5 para garantizar la estabilidad del convertidor. En cualquiera de los dos casos, el lazo de corriente del convertidor tendrá un gran ancho de banda, al menos en relación con el lazo de tensión externo.

Otra característica del lazo de corriente $T_c(s)$ es el valor a baja frecuencia de la ganancia del lazo de corriente $T_c(0)$. En este convertidor, este valor es proporcional al parámetro K , que también es utilizado para determinar la frontera entre el modo de conducción continuo y discontinuo. Por lo tanto K nos da una medida de la ganancia del lazo de corriente a baja frecuencia, además de ser un término del bloque F_m .

Como se indica en la referencia [9], para que el convertidor se mantenga en modo de conducción continuo, K debe de ser mayor que K_{crit} . El valor máximo de la K_{crit} para el post-regulador conmutado serie Elevador es:

$$K_{crit} = D \cdot D'^2 \quad (5.174)$$

La ganancia del lazo de corriente a bajas frecuencias $T_c(0)$ se puede poner como función de K y K_{crit} :

$$T_c(0) = \frac{K}{n \cdot D'^3} \cdot \left(1 + \frac{R}{R_L}\right) = \frac{K}{K_{crit}} \cdot \frac{D}{n \cdot D'} \cdot \left(1 + \frac{R}{R_L}\right) \quad (5.175)$$

Si se elige como rampa de estabilización aquella que hace que $n = (1+D)/D'$, y si $R = R_L$, entonces la ecuación (5.175) se reduce a la siguiente:

$$T_c(0) = \frac{K}{K_{crit}} \cdot \frac{2 \cdot D}{1 - D} \quad (5.176)$$

Las reglas de diseño de convertidor normalmente aconsejan el uso valores pequeños para la bobina, y por lo tanto de K , que a su vez debe ser mayor que K_{crit} para evitar que el convertidor entre en modo de conducción discontinuo. El valor mínimo de K se tiene con la mínima corriente de carga. Por lo tanto el mínimo valor de $T_c(0)$ se da para la mínima corriente de carga, para $K=K_{crit}$ y puede ser un orden de magnitud superior a la carga nominal.

5.2.3.1.2 El modelo de parámetros y .

Para determinar las funciones de transferencia necesarias para analizar el convertidor con el control modo corriente de pico se van a obtener los parámetros del modelo en y tal como se definen en la referencia [48]. El modelo de parámetros y para el post-regulador conmutado serie Elevador es el que se muestra en la figura 5.56.

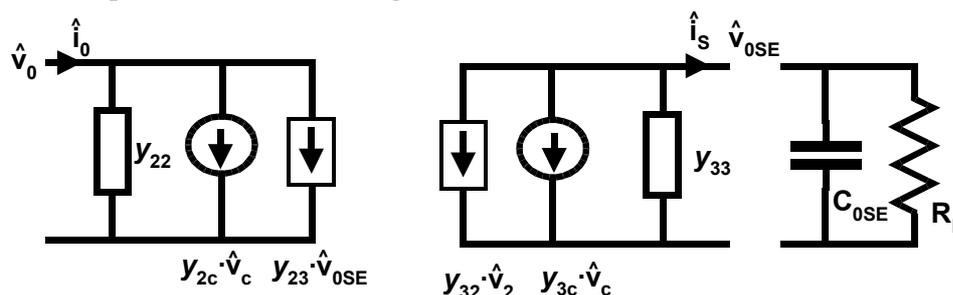


Figura 5.56. Modelo de parámetros y para el convertidor Elevador.

Las definiciones de cada uno de los parámetros y se indican a continuación:

- parámetros y_2 de la entrada v_0 :

$$y_{22}(s) = \frac{\hat{i}_0}{\hat{v}_0} \Big|_{\substack{\hat{v}_c = 0 \\ \hat{v}_{0SE} = 0}} \quad (5.177)$$

$$y_{23}(s) = \frac{\hat{i}_0}{\hat{v}_{0SE}} \Big|_{\substack{\hat{v}_c = 0 \\ \hat{v}_0 = 0}} \quad (5.178)$$

$$y_{2c}(s) = \frac{\hat{i}_0}{\hat{v}_c} \Big|_{\substack{\hat{v}_0 = 0 \\ \hat{v}_{0SE} = 0}} \quad (5.179)$$

- parámetros y_3 de la salida v_{0SS} :

$$y_{33}(s) = \frac{\hat{i}_s}{\hat{v}_{0SE}} \Big|_{\substack{\hat{v}_0 = 0 \\ \hat{v}_c = 0}} \quad (5.180)$$

$$y_{32}(s) = \frac{\hat{i}_s}{\hat{v}_1} \Big|_{\substack{\hat{v}_c = 0 \\ \hat{v}_{0SE} = 0}} \quad (5.181)$$

$$y_{3c}(s) = \frac{\hat{i}_s}{\hat{v}_c} \Big|_{\substack{\hat{v}_0 = 0 \\ \hat{v}_{0SE} = 0}} \quad (5.182)$$

La figura 5.57 muestra las simplificaciones aplicadas al modelo de pequeña señal de la figura 5.53 para obtener los parámetros y .

A partir de estos modelos los parámetros y_3 , obtenidos de [48], de la salida v_{0SE} :

$$y_{3c}(s) = -\frac{D'}{R_f} \cdot \frac{1-s \frac{L_E}{D'^2 \cdot R}}{1 + \frac{s}{\omega_c}} \quad (5.183)$$

en donde

$$\omega_c = \frac{K \cdot R}{n \cdot D' \cdot L_E} \quad (5.184)$$

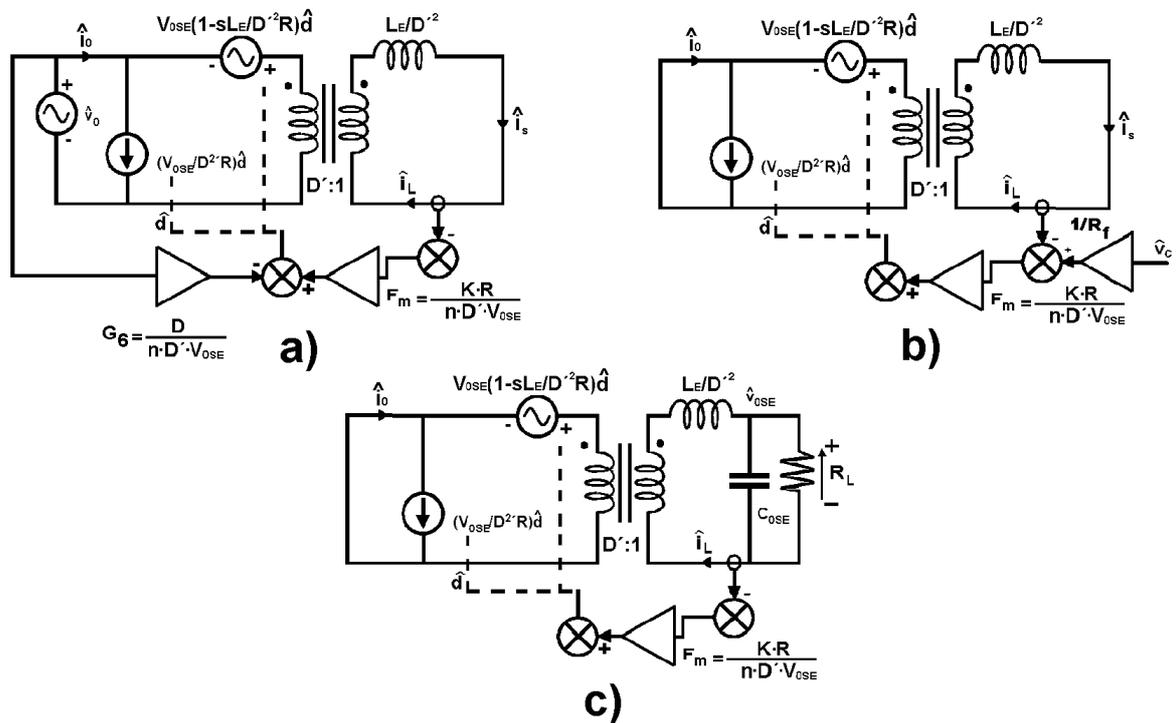


Figura 5.57. Modelo de pequeña señal del post-regulador conmutado serie Elevador con el control modo corriente de pico con las simplificaciones expresadas a) en la ecuación (5.177), b) en la ecuación (5.179) y c) en la ecuación (5.178).

$$y_{32}(s) = -\frac{C_7}{D' \cdot R} \cdot \frac{1 + \frac{D \cdot \pi}{C_7 \cdot \omega_s} s}{1 + \frac{s}{\omega_c}} \quad (5.185)$$

en donde

$$C_7 \equiv 1 + \frac{D'^2 \cdot (n \cdot D' - D)}{K} \quad (5.186)$$

$$y_{33}(s) = \frac{1 + \frac{n \cdot D'^3}{K}}{R} \cdot \frac{1}{1 + \frac{s}{\omega_c}} \quad (5.187)$$

De la misma forma los parámetros y_2 , obtenidos de [48], de la entrada v_0 :

$$y_{2c}(s) = \frac{1}{R_f} \cdot \frac{1}{1 + \frac{s}{\omega_c}} \quad (5.188)$$

$$y_{23}(s) = -\frac{n \cdot D^2}{K \cdot R} \cdot \frac{1}{1 + \frac{s}{\omega_c}} \quad (5.189)$$

$$y_{22}(s) = \frac{n \cdot D' - D}{R \cdot K} \cdot \frac{1}{1 + \frac{s}{\omega_c}} \quad (5.190)$$

5.2.3.1.3 Análisis del lazo externo de tensión.

Para analizar el lazo externo de tensión es necesario conocer la función de transferencia que relaciona las variaciones de la tensión de salida y las variaciones de la tensión de control $\hat{v}_{0SE} / \hat{v}_c$, de forma que de la figura 5.56 utilizaremos solo parte de los parámetros (figura 5.58) dado que se va a considerar la tensión de entrada constante ($\hat{v}_0 = 0$).

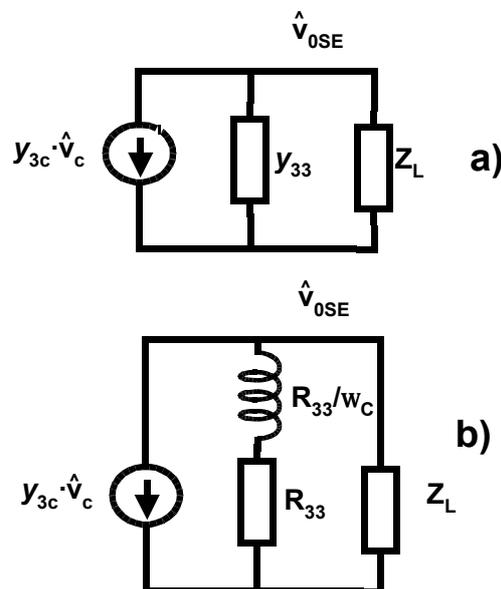


Figura 5.58. Modelo de parámetros y simplificado del post-regulador conmutado serie Elevador con el control de corriente de pico ($\hat{v}_0 = 0$). a) Parámetro y_{33} sin desarrollar y b) desarrollado.

El circuito de la figura 5.58 está formada por una fuente de corriente de valor $-y_{3c}(s) \cdot \hat{v}_c$, una admitancia de salida $y_{33}(s)$ y una impedancia $Z_L(s)$ la cual se ha definido en la ecuación (5.191).

$$Z_L(s) = \frac{R_L}{1 + \frac{s}{\omega_L}} \quad (5.191)$$

siendo

$$\omega_L \equiv \frac{1}{R_L \cdot C_{0SE}} \quad (5.192).$$

Si definimos R_{33} como:

$$R_{33} = \frac{R}{1 + \frac{n \cdot D^3}{K}} \quad (5.193)$$

se puede considerar que la admitancia $y_{33}(s)$ definida en la ecuación (5.187) tiene un equivalente como el indicado en la figura 5.58b, es decir, una resistencia R_{33} en serie con una bobina cuya inductancia es R_{33}/ω_c .

Por lo tanto, la ganancia del lazo de tensión $G_{V0SE}(s)$ será:

$$G_{V0SE}(s) = \left. \frac{\hat{v}_{0SE}}{\hat{v}_c} \right|_{\hat{v}_0 = 0} = -y_{3c}(s) \frac{Z_L(s) \cdot \frac{1}{y_{33}(s)}}{Z_L(s) + \frac{1}{y_{33}(s)}} \quad (5.194)$$

Sustituyendo las admitancias por los valores obtenidos previamente y desarrollando la ecuación (5.194) obtenemos la ecuación (5.195), en donde $R_{3c} = R_f/D'$.

$$G_{V0SE}(s) = \frac{R_{33} \parallel R_L}{R_{3c}} \cdot \frac{1 - \frac{s}{\omega_Z}}{1 + \frac{s}{\left(1 + \frac{R_L}{R_{33}}\right) \cdot \frac{\omega_c \cdot \omega_L}{\omega_c + \omega_L}} + \frac{s^2}{\left(1 + \frac{R_L}{R_{33}}\right) \cdot \omega_c \cdot \omega_L}} \quad (5.195)$$

y

$$\omega_Z = \frac{1}{\frac{L_E}{D^2 \cdot R}} \quad (5.196)$$

Si escribimos (5.195) de otra forma, obtenemos:

$$G_{V_{0SE}}(s) = \frac{R_{33} \parallel R_L}{R_{3c}} \cdot \frac{1 - \frac{s}{\omega_Z}}{1 + \frac{s}{\left(1 + \frac{R_L}{R_{33}}\right) \cdot \frac{\omega_c \cdot \omega_L}{\omega_c + \omega_L}} \cdot \left(1 + \frac{s}{\omega_c + \omega_L}\right)} \quad (5.197)$$

Dado que normalmente $\omega_L \ll \omega_c$ y $\omega_L \ll \omega_Z$ la ecuación (5.197) se puede aproximar por la ecuación (5.198).

$$G_{V_{0SE}}(s) = \frac{R_{33} \parallel R_L}{R_{3c}} \cdot \frac{1 - \frac{s}{\omega_Z}}{1 + \frac{s}{\left(1 + \frac{R_L}{R_{33}}\right) \cdot \omega_L} \cdot \left(1 + \frac{s}{\omega_c}\right)} \quad (5.198)$$

La ecuación (5.198) tiene un polo a altas frecuencias ω_c y un cero en el semiplano positivo ω_Z cuyo origen es $y_{3c}(s)$. A bajas frecuencias ($\omega \ll \omega_c$ y $\omega \ll \omega_Z$) la ecuación (5.198) se convierte en la ecuación (5.199).

$$G_{V_{0SE}}(s) = \frac{R_{33} \parallel R_L}{R_{3c}} \cdot \frac{1}{1 + \frac{s}{\left(1 + \frac{R_L}{R_{33}}\right) \cdot \omega_L}} = \frac{R_{33} \parallel R_L}{R_{3c}} \cdot \frac{1}{1 + \frac{s}{\frac{1}{(R_{33} \parallel R_L) \cdot C_{0SE}}}} \quad (5.199)$$

En esta expresión aparece un polo:

$$\omega_p = \frac{1}{C_{0SE} \cdot (R_{33} \parallel R_L)} \quad (5.200)$$

En la figura 5.59a se muestra en un ejemplo real del diagrama de Bode de $G_{V_{0SE}}(s)$ obtenido a partir de la ecuación (5.195) en el que se pueden observar los dos polos y el cero descritos anteriormente. El polo ω_c coincide con la frecuencia de corte del lazo de corriente; como se vio en apartados anteriores, dicho polo puede tener su valor mínimo a la sexta parte de la frecuencia de conmutación ω_s por lo que su presencia puede afectar de manera significativa al margen de fase del lazo externo de tensión y por tanto causar problemas de estabilidad, sobre todo con el margen de fase que añade el cero en el semiplano derecho RHP (ω_Z).

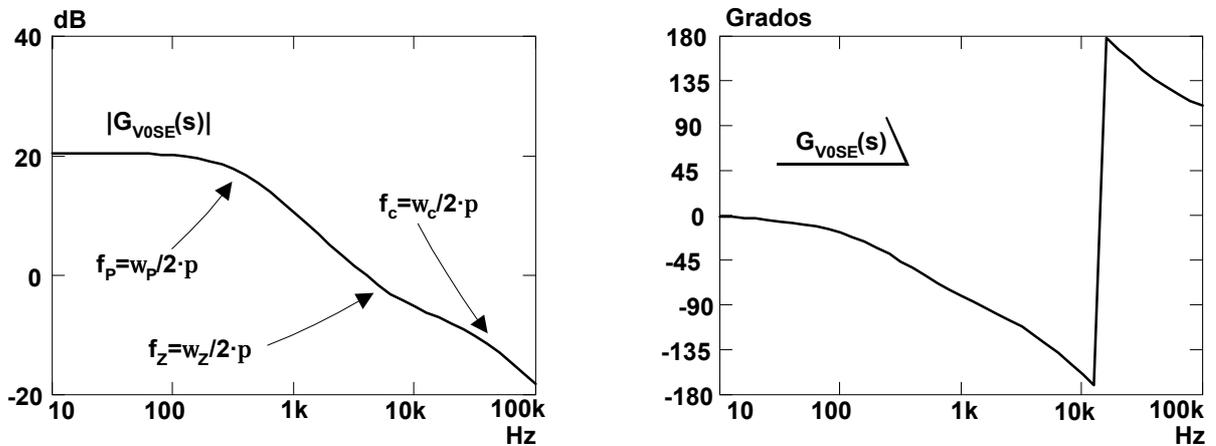


Figura 5.59. Diagrama de Bode de $G_{V0SE}(s)$ obtenido mediante el modelo de pequeña señal.

Teniendo en cuenta estas consideraciones es posible realizar la estabilización del lazo externo de tensión mediante un regulador $A_v(s)$ (PI) sencillo con un diagrama de Bode como el mostrado en la figura 5.60a. El diagrama de Bode del lazo externo de tensión completo, $H(s) = G_{V0SE}(s) \cdot A_v(s) \cdot \beta$, se ha representado en la figura 5.60b. Para tener suficiente margen de fase MF, figura 5.59b, es necesario que el ancho de banda del lazo externo de tensión, f_{ct} , esté aproximadamente a un tercio de ω_z .

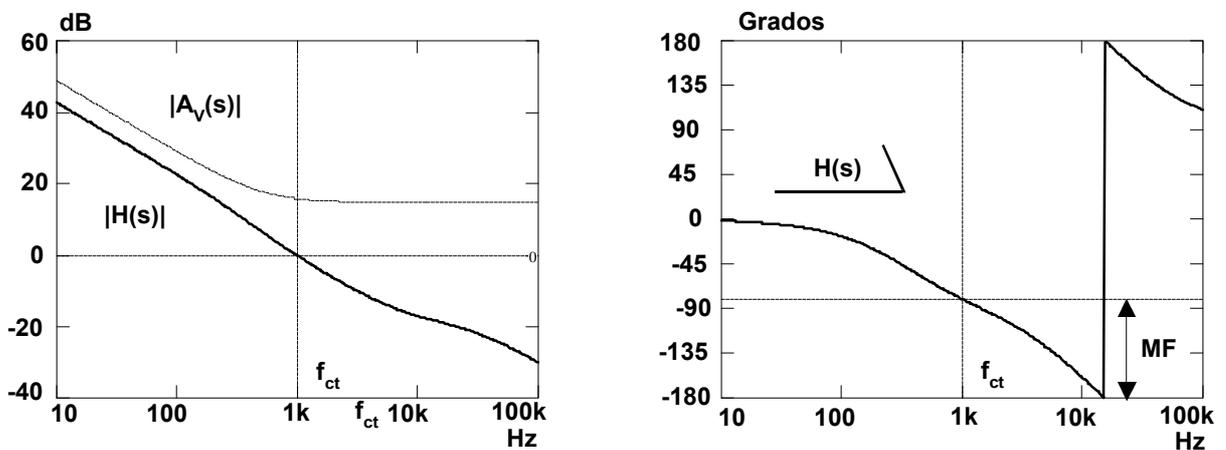


Figura 5.60. a) Diagrama de Bode de $A_v(s)$ y b) diagrama de Bode de $H(s)$.

5.2.3.1.4 Diseño de los lazos de control.

Para realizar el diseño de los lazos de control se van a utilizar los datos mencionados en los capítulos anteriores y además los que a continuación se especifican:

- $C_{0SE} = 12,6 \mu F$
- $V_m = 1,8V$

$$- R_s = 0,54 \Omega$$

$$- T_s = 10 \mu s$$

En la figura 5.61 se muestra el esquema del post-regulador conmutado serie Elevador con el control modo corriente de pico. Como se observa se va a utilizar, como amplificador de error del lazo de tensión, $A_v(s)$, el amplificador operacional interno del circuito de control.

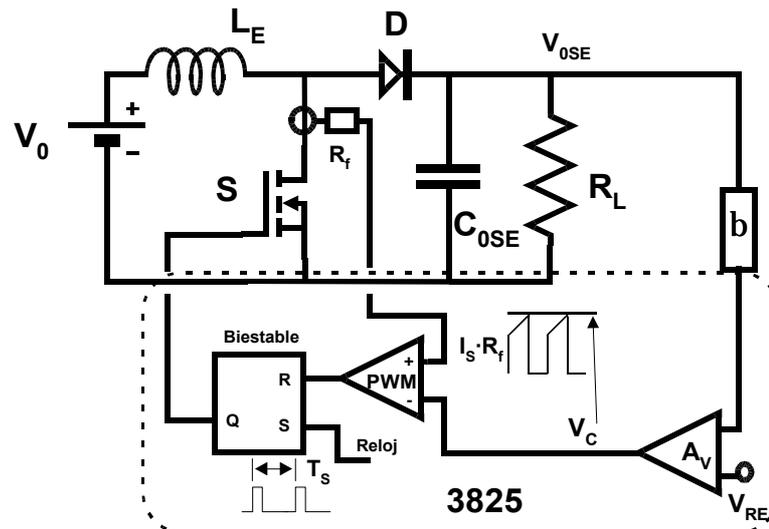


Figura 5.61. Post-regulador conmutado serie Elevador con el control modo corriente de pico.

Diseño del lazo de corriente:

Como se comentó en el apartado 5.2, una elección típica para la rampa de compensación M_C es que ésta sea igual a la rampa de bajada de la corriente por la bobina M_2 , es decir, $M_C = M \cdot M_2$ siendo M el factor de proporcionalidad (se elige en este caso $M=1$).

La pendiente de bajada de la corriente por la bobina es:

$$M_2 = \frac{di}{dt} = \frac{V_{0SE} - V_0}{L_E} \quad (5.201)$$

A partir de las ecuaciones anteriores realizaremos el diseño del lazo de corriente. Dando valores a la ecuación (5.201) obtenemos $M_2 = 0,033 \text{ Amp}/\mu s$. Con la elección de $M = 1$ obtenemos los valores que se muestran en el anexo 9.

Por otra parte la pendiente de subida de la corriente por la bobina es:

$$M_1 = \frac{V_{0SE}}{L_E} \quad (5.202)$$

que con los datos anteriores obtenemos un valor de $M_1 = 0,207 \text{ Amp}/\mu\text{s}$. A partir de M_1 , M_2 y M podemos obtener el valor de n en la ecuación (5.4) ya que $M_c = M \cdot M_2 = 0,033 \text{ Amp}/\mu\text{s}$. El valor que se obtiene es $n = 1,319$.

Diseño del lazo de tensión:

Para realizar el diseño del lazo de tensión es necesario conocer en primer lugar el diagrama de Bode de la función de transferencia que relaciona la tensión de salida \hat{v}_{0SE} con la tensión de control \hat{v}_c , $G_{V0SE}(s)$, la cual ya fue obtenida en la ecuación (5.194). Dicho diagrama de Bode se ha representado en la figura 5.63, en la cual también se ha representado el diagrama de Bode de la misma función de transferencia obtenido mediante ensayos experimentales y mediante la simulación del modelo de gran señal del convertidor con el control de corriente de pico. Como dato aclaratorio es necesario indicar que todos los diagramas de Bode llevan incluida la red de realimentación $\beta = V_{ref}/V_{0SE} = 21,8^{-1}$ debido a que en el prototipo fue necesario incluirlo por motivos de seguridad del equipo de medida.

Para obtener el diagrama de Bode mediante la simulación del convertidor se ha utilizado el modelo de gran señal del post-regulador conmutado serie Elevador con el control modo corriente de pico mostrado en la figura 5.62. El bloque CMLSCCM necesita como datos para su correcto funcionamiento la frecuencia de la señal de reloj ($f_s = 100 \text{ kHz}$), el valor de la bobina de entrada ($L_E = 227 \mu\text{H}$), la resistencia de medida de la corriente ($R_s = 0,54 \Omega$) y la pendiente de la rampa de compensación en voltios/segundo ($M_c = 17,840$).

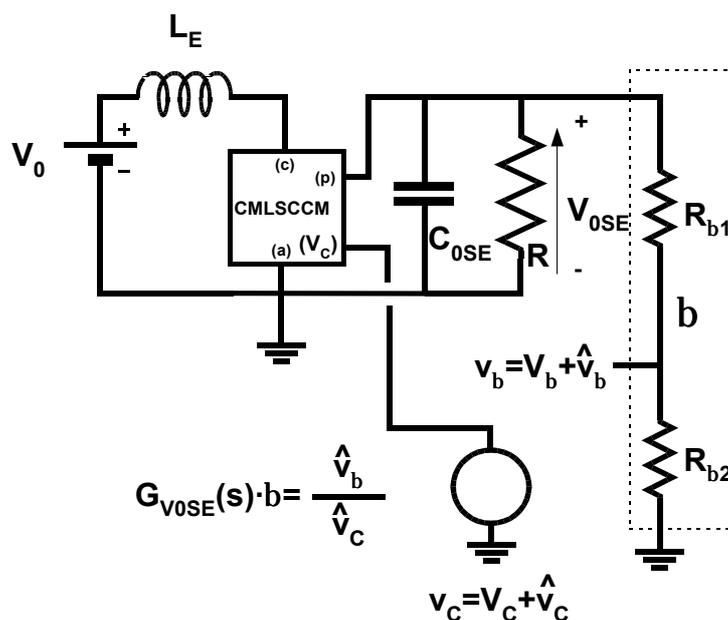


Figura 5.62. Modelo de gran señal del post-regulador conmutado serie Elevador con el control modo corriente de pico.

Se han obtenido los valores característicos del diagrama de Bode, es decir, la ganancia en continua $G_{V0SE}(0)$, la frecuencia del primer polo f_p en Hercios y en radianes (ω_p), y la frecuencia de corte del segundo polo o frecuencia de corte del lazo de corriente f_c en Hercios y en radianes (ω_c) y la frecuencia del cero f_z en Hercios y en radianes (ω_z). En primer lugar se calculará el valor de K en la ecuación (5.163), $K = 3,027$. Conocido en valor de K , de $n = 1,319$ y del ciclo de trabajo $D = 0,137$ podemos obtener el valor de R_{33} de la ecuación (5.193), siendo el valor obtenido $R_{33} = 11,73 \Omega$. El valor de $G_{V0SE}(0)$ se obtendría de la ecuación (5.194) haciendo $s=0$:

$$G_{V0SE}(0) = \frac{R_{33} \parallel R_L}{R_{3c}} \quad (5.203)$$

Sustituyendo en la ecuación (5.203) obtenemos que $G_{V0SE}(0) = 10,51$.

El valor de la frecuencia de corte del lazo de corriente se obtiene de la ecuación (5.173) siendo su valor $\omega_c = 175,904 \cdot 10^3 \text{ rad}$ o $f_c = 28 \text{ kHz}$. El valor del polo de baja frecuencia lo obtendremos de la ecuación (5.200) siendo su valor $\omega_p = 2,104 \cdot 10^3 \text{ rad}$ o $f_p = 334 \text{ Hz}$, y el valor del cero RHP se obtiene de la ecuación (5.196), siendo su valor $49,213 \cdot 10^3 \text{ rad}$ o $f_z =$

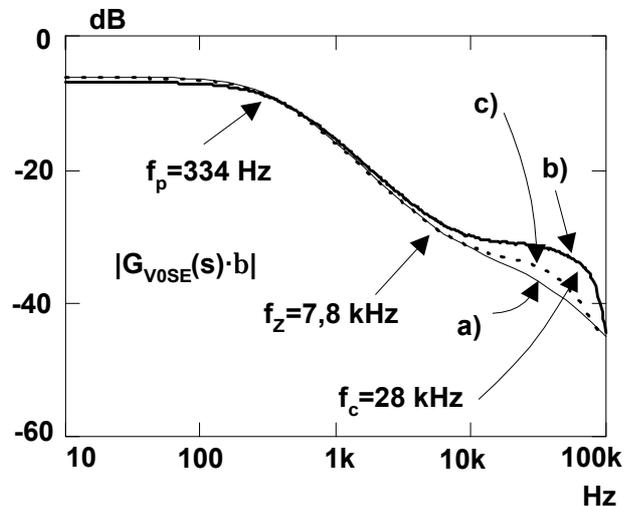


Figura 5.63. Diagrama de Bode de $G_{V0SE}(s)$ obtenido a) mediante el modelo de pequeña señal, b) mediante el ensayo experimental y c) mediante simulación.

7,832 kHz.

Para poder cerrar el lazo externo de tensión sin que aparezcan problemas de inestabilidad es necesario analizar la función de transferencia $H(s) = G_{V0SE}(s) \cdot A_v(s) \cdot \beta$, dado que al formar parte de la ganancia del lazo cerrado de tensión en la ecuación (5.204) determina la estabilidad del lazo de tensión.

$$G_v(s) = \frac{G_{v0SE}(s) \cdot A_v(s)}{1 + G_{v0SE}(s) \cdot A_v(s) \cdot \beta} \quad (5.204)$$

En el anexo 9 se muestra la configuración que va a ser utilizada para el amplificador de error del lazo de tensión $A_v(s)$. Este circuito posee un polo en el origen y un cero a la frecuencia f_{ZAv} , a partir de la cual la ganancia permanece constante con valor A_{vc} , siendo la expresión que define $A_v(s)$ la indicada en la ecuación (5.205).

$$A_v(s) = A_{vc} \cdot \left(1 + \frac{1}{\frac{s}{2 \cdot \pi \cdot f_{ZAv}}} \right) \quad (5.205)$$

Con los valores indicados en el anexo 9 obtenemos el diagrama de Bode de $A_v(s)$ que se muestra en la figura 5.64, siendo $A_{vc} = 5,19$ y $f_{ZAv} = 0,497$ kHz.

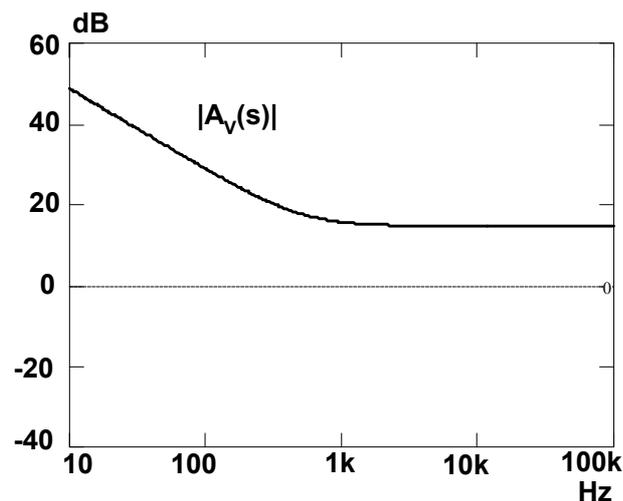


Figura 5.64. Diagrama de Bode de $A_v(s)$.

En la figura 5.65 se ha representado el diagrama de Bode de ganancia y fase de $H(s)$ que se obtiene con los valores de los parámetros elegidos según se indica en el anexo 9. En dicha

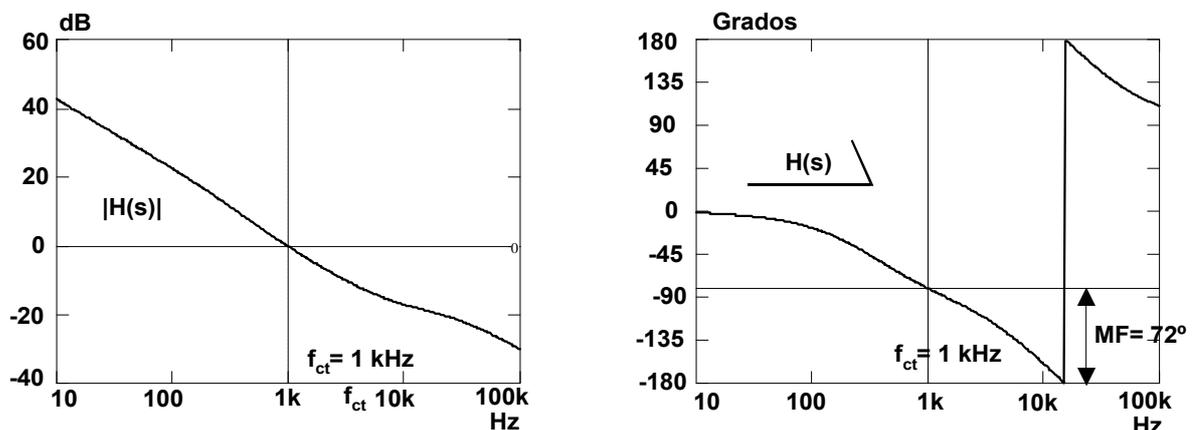


Figura 5.65. Diagrama de Bode de $H(s)$ obtenido mediante el modelo de pequeña señal.

figura se puede observar que se obtiene un ancho de banda de 1 kHz con un margen de fase de 72°.

El diagrama de Bode del lazo de tensión $H(s)$ se ha obtenido también mediante la simulación del modelo de gran señal del convertidor de la figura 5.67a, incluyendo el amplificador de error $A_v(s)$ y la red de realimentación β , (figura 5.66). Como se puede observar al comparar las figuras 5.65 y 5.66, por ambos métodos se obtienen similares resultados.

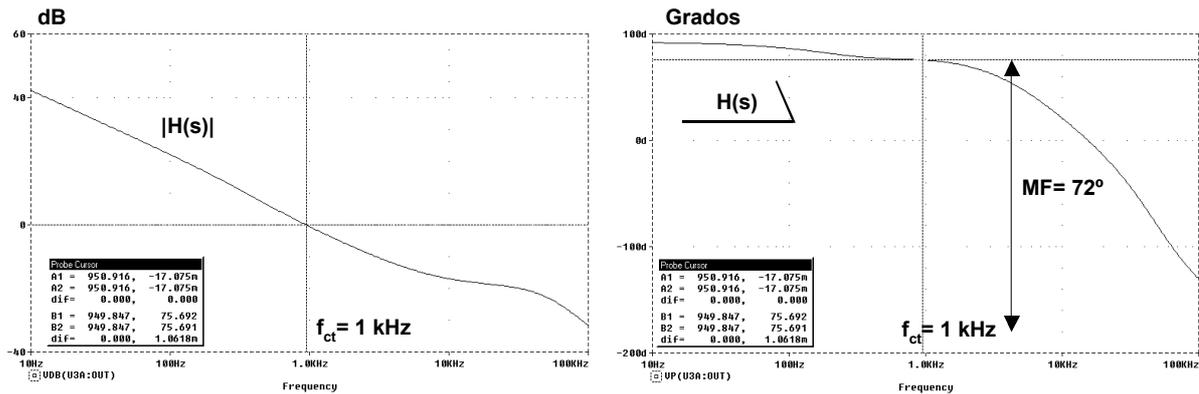


Figura 5.66. Diagrama de Bode de $H(s)$ obtenido mediante simulación.

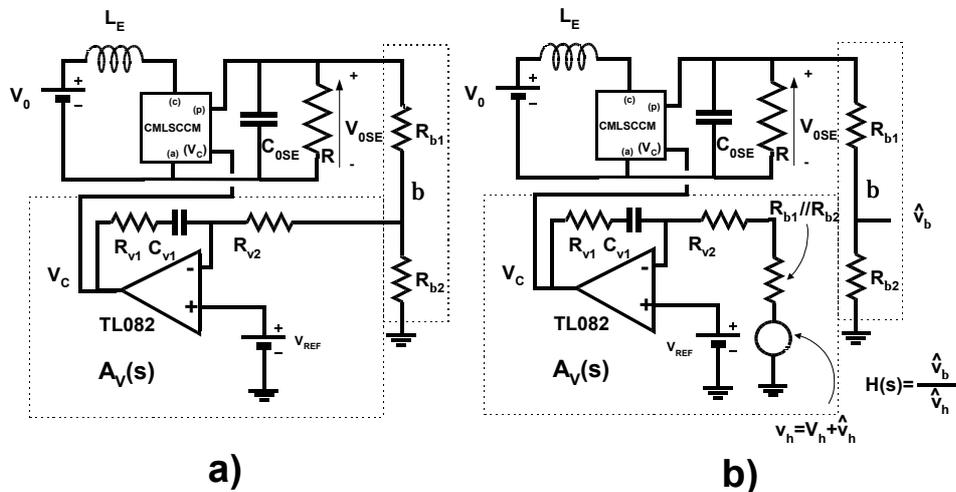


Figura 5.67. Modelo de gran señal del post-regulador conmutado serie Elevador con el control modo corriente de pico. a) Lazo de tensión cerrado y b) lazo de tensión abierto.

Para comprobar la estabilidad del diseño se ha simulado el modelo de gran señal del convertidor en bucle cerrado de tensión (figura 5.67b). En la figura 5.68 se han representado las formas de onda de la tensión de salida v_{0SE} y de la tensión de entrada v_0 obtenidas mediante simulación, comprobándose que el sistema es estable. De la misma forma se han realizado ensayos experimentales con el post-regulador y se ha comprobado que es estable. En la figura 5.69 se representan las tensiones mencionadas anteriormente, obtenidas en este caso de forma experimental.

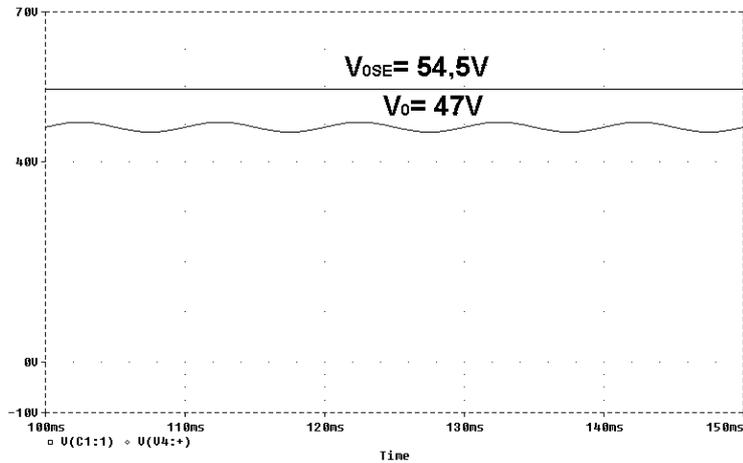


Figura 5.68. Forma de onda de la tensión de salida v_{OSE} y de la tensión de entrada v_0 obtenidas mediante simulación.

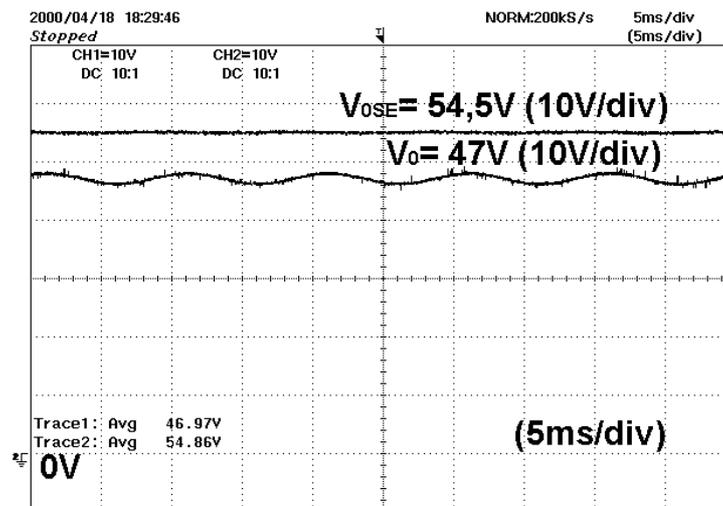


Figura 5.69. Forma de onda de la tensión de salida v_{OSE} y de la tensión de entrada v_0 obtenidas mediante experimentación.

5.2.3.2 Impedancia de salida.

La impedancia de salida $Z_{OSS}(s)$ del post-regulador conmutado serie Elevador con el control modo corriente de pico se va a obtener a partir del modelo de parámetros y de la figura 5.55. Se ha considerado que la tensión de entrada va a permanecer constante ($\hat{v}_0 = 0$), que a la red RC formada por el condensador de filtro de salida C_{OSE} y la carga R está conectada a la salida, y que además se encuentra cerrado el lazo externo de tensión como se muestra en la figura 5.70.

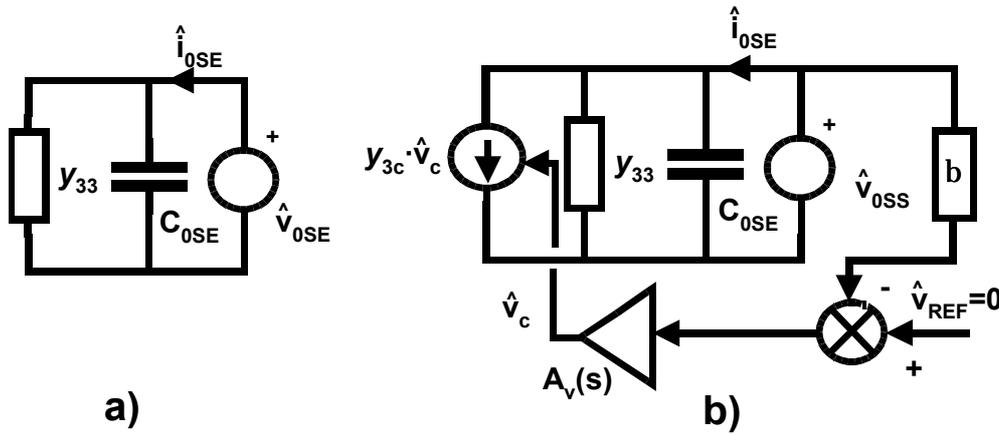


Figura 5.70. Modelo de pequeña señal del post-regulador conmutado serie Elevador con el control modo corriente de pico utilizado para la obtención de la impedancia de salida $Z_{0SE}(s)$.

a) Con lazo de tensión en bucle abierto y b) con lazo de tensión en bucle cerrado.

En primer lugar debemos calcular la impedancia de salida del convertidor con el lazo de tensión bucle abierto del lazo de tensión (figura 5.70a), $Z_{0SE(OL)}(s)$, que se define según la figura 5.70 como el cociente entre la variación de la tensión colocada a la salida \hat{v}_{0SE} y la variación de la corriente que circula por la salida \hat{i}_{0SE} con la tensión de control del lazo de corriente constante $\hat{v}_c = 0$:

$$Z_{0SE(OL)}(s) = \left. \frac{\hat{v}_{0SE}}{\hat{i}_{0SE}} \right|_{\substack{\hat{v}_c = 0 \\ \hat{v}_0 = 0}} \quad (5.206)$$

Por observación de la figura 5.70 obtenemos dicha impedancia como el paralelo entre la impedancia del condensador de filtro de salida C_{0SE} y la inversa de $y_{33}(s)$:

$$Z_{0SE(OL)}(s) = \frac{\frac{1}{s \cdot C_{0SE}} \cdot \frac{1}{y_{33}(s)}}{\frac{1}{s \cdot C_{0SE}} + \frac{1}{y_{33}(s)}} \quad (5.207)$$

Desarrollando la ecuación (5.207) obtenemos la siguiente expresión.

$$Z_{0SE(OL)}(s) = \frac{R_{33} \cdot \left(1 + \frac{s}{\omega_c}\right)}{1 + s \cdot R_{33} \cdot C_{0SE} \cdot \left(1 + \frac{s}{\omega_c}\right)} = \frac{R_{33} \cdot \left(1 + \frac{s}{\omega_c}\right)}{1 + s \cdot R_{33} \cdot C_{0SE} + s^2 \cdot \frac{R_{33} \cdot C_{0SE}}{\omega_c}} \quad (5.208)$$

Como la impedancia que nos interesa es la que se obtiene con el lazo cerrado de tensión $Z_{0SE}(s)$, ésta se puede obtener a partir de la anteriormente calculada como se menciona en la referencia [49]:

$$Z_{0SE}(s) = \frac{Z_{0SE(OL)}(s)}{1 + H(s)} = \frac{Z_{0SE(OL)}(s)}{1 + G_{v0SE}(s) \cdot A_v(s) \cdot \beta} \quad (5.209)$$

en donde $H(s)$ es la ganancia del lazo abierto de tensión.

En la figura 5.71a se ha representado el diagrama de Bode de la impedancia de salida del convertidor obtenido mediante la ecuación (5.209), en la figura 5.71b se ha representado el diagrama de Bode obtenido mediante la simulación del modelo de gran señal de la figura 5.67. En ambos casos se ha observado una buena aproximación en los resultados obtenidos.

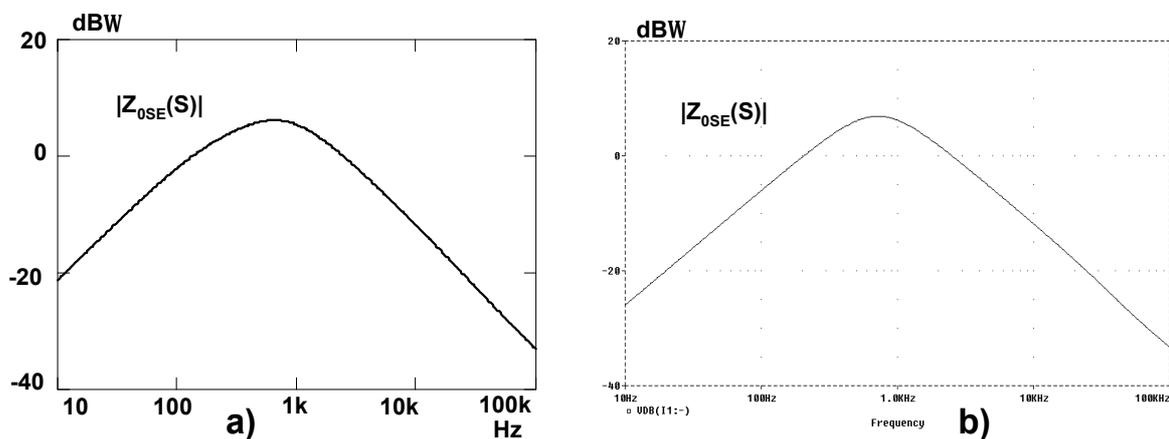


Figura 5.71. Diagrama de Bode de $Z_{0SE}(s)$ obtenido a) mediante el modelo de pequeña señal y b) mediante la simulación.

5.2.3.3 Análisis de la audio-susceptibilidad.

Para obtener la audio-susceptibilidad de la tensión de salida v_{0SE} respecto a la tensión de entrada v_0 con el lazo de tensión cerrado es necesario obtener en primer lugar dicha función de transferencia con el lazo de tensión abierto. A partir del modelo de parámetros y de la figura 5.56 se obtendrán la función de transferencia que relaciona la variación de la tensión de salida con la variación de la tensión de entrada con el lazo de tensión abierto, $G_{v0}(s)$. Para obtener esta función es necesario considerar que la tensión de control del lazo de corriente v_c va a permanecer constante, es decir, $\hat{v}_c = 0$.

Por lo tanto definimos la función anterior como:

$$G_{v0}(s) = \left. \frac{\hat{v}_{0SE}}{\hat{v}_0} \right|_{\hat{v}_c = 0} \quad (5.210)$$

A partir de estas definiciones y de la figura 5.56 se obtiene la siguiente expresión:

$$G_{v0}(s) = -y_{32}(s) \cdot \frac{\frac{1}{y_{33}(s)} \cdot Z_L(s)}{\frac{1}{y_{33}(s)} + Z_L(s)} \quad (5.211)$$

Sustituyendo en la ecuación (5.211) y desarrollando esta ecuación obtenemos la ecuación siguiente.

$$G_{v0}(s) = -Y_{32} \cdot (R_{33} \parallel R_L) \cdot \frac{1 + \frac{D \cdot \pi}{C_7 \cdot \omega_s} s}{1 + \frac{s}{\left(1 + \frac{R_L}{R_{33}}\right) \cdot \frac{\omega_c \cdot \omega_L}{\omega_c + \omega_L}} + \frac{s^2}{\left(1 + \frac{R_L}{R_{33}}\right) \cdot \omega_c \cdot \omega_L}} \quad (5.212)$$

en donde

$$(5.213)$$

Para obtener la audio-susceptibilidad basta con dividir la función de transferencia $G_{v0}(s)$ por $(1+H(s))$, de la misma forma que se hizo para calcular la impedancia de salida del post-regulador. De esta forma obtenemos $Au_{SE}(s)$:

$$Au_{SE}(s) = G_{v0}(s) \cdot \frac{1}{1+H(s)} \quad (5.214)$$

Sustituyendo en esta ecuación y desarrollando obtenemos la siguiente expresión:

$$A_{u_{SE}}(s) = \frac{-Y_{32} \cdot (R_{33} \parallel R_L) \cdot \left(1 + \frac{D \cdot \pi}{C_7 \cdot \omega_S} s\right)}{1 + \frac{s}{\left(1 + \frac{R_L}{R_{33}}\right) \cdot \frac{\omega_c \cdot \omega_L}{\omega_c + \omega_L}} + \frac{s^2}{\left(1 + \frac{R_L}{R_{33}}\right) \cdot \omega_c \cdot \omega_L}} \cdot \frac{1}{1 + G_{VOSS}(s) \cdot A_V(s) \cdot \beta} \quad (5.215)$$

En la figura 5.72 se ha representado el diagrama de Bode $G_{V0}(s)$. En esta figura se puede observar que a bajas frecuencias no existe una gran atenuación, debido a que el lazo de corriente no posee un lazo de regulación con el polo en el origen y el cero que daría lugar a un cero en el origen y un polo en el lazo cerrado de corriente, y por lo tanto una mejora en la atenuación a bajas frecuencias.

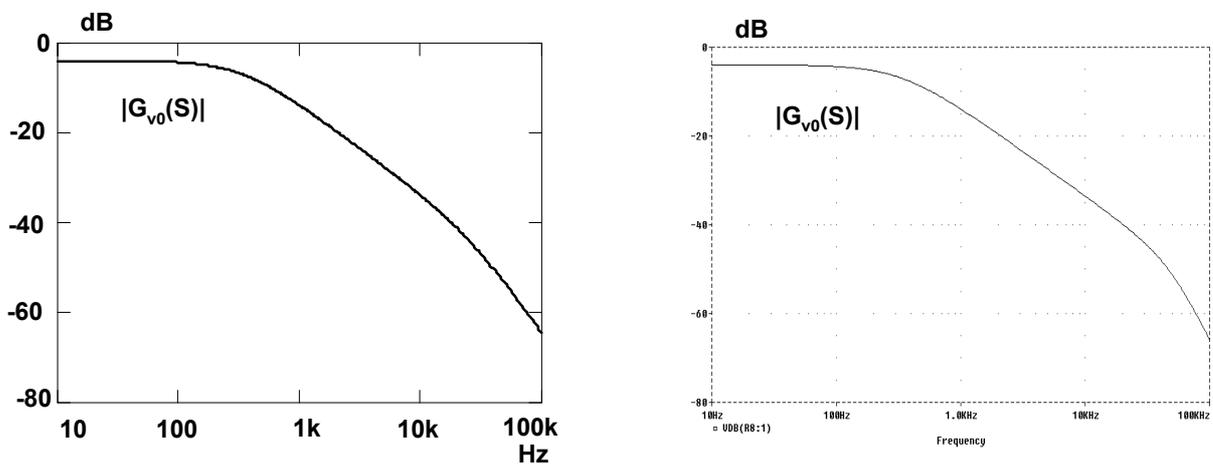


Figura 5.72. Diagrama de Bode de $G_{V0}(s)$ obtenido mediante a) el modelo de pequeña señal y b) mediante la simulación.

En la figura 5.73 se ha representado el diagrama de Bode de $A_{u_{SE}}(s)$. Como se puede observar en dicha figura, al bajar la frecuencia disminuye la ganancia con una pendiente de 20 dB/dec. El valor de la atenuación que se consigue a 100 Hz es de $|A_{u_{SE}}(j2\pi f)| = -27,5$ dB.

Como en los capítulos anteriores, la audio-susceptibilidad se ha obtenido también mediante la simulación del modelo de gran señal de la figura 5.67, obteniéndose los diagramas de Bode de la figura 5.74. En dicho diagramas de Bode se obtiene la misma atenuación que la calculada previamente.

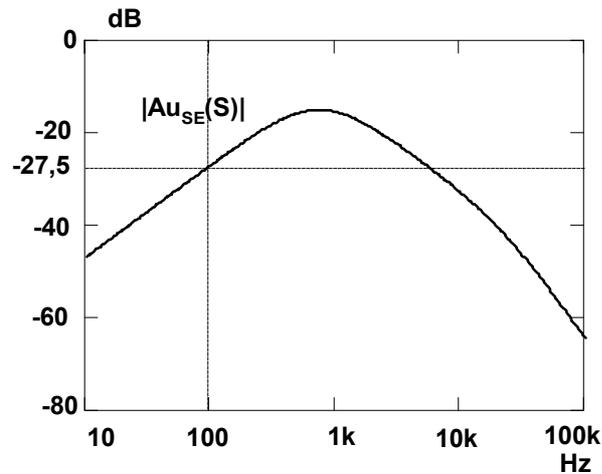


Figura 5.73. Diagrama de Bode de $Au_{SE}(s)$ obtenido mediante el modelo de pequeña señal.

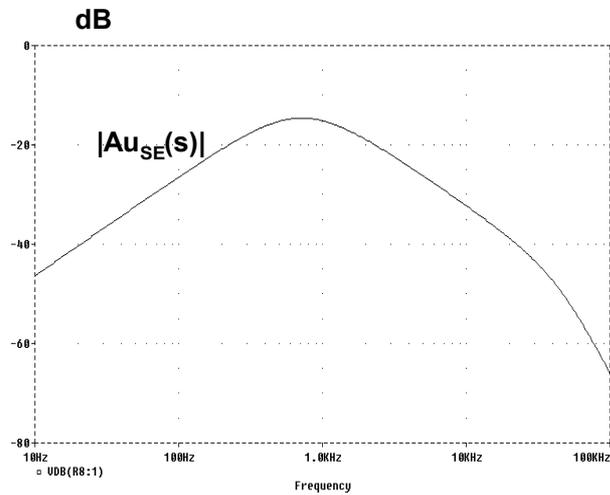


Figura 5.74. Diagrama de Bode de $Au_{SE}(s)$ obtenido mediante simulación.

Por último se ha obtenido el rizado de la tensión de salida considerando que la tensión de entrada va a ser senoidal y de amplitud 1V de pico, $\hat{v}_0 = 1V$. Las formas de onda que se obtienen de la simulación del modelo de gran señal de la figura 5.67 y de los ensayos experimentales del prototipo se muestran en la figura 5.75, 5.75a y 5.75b respectivamente.

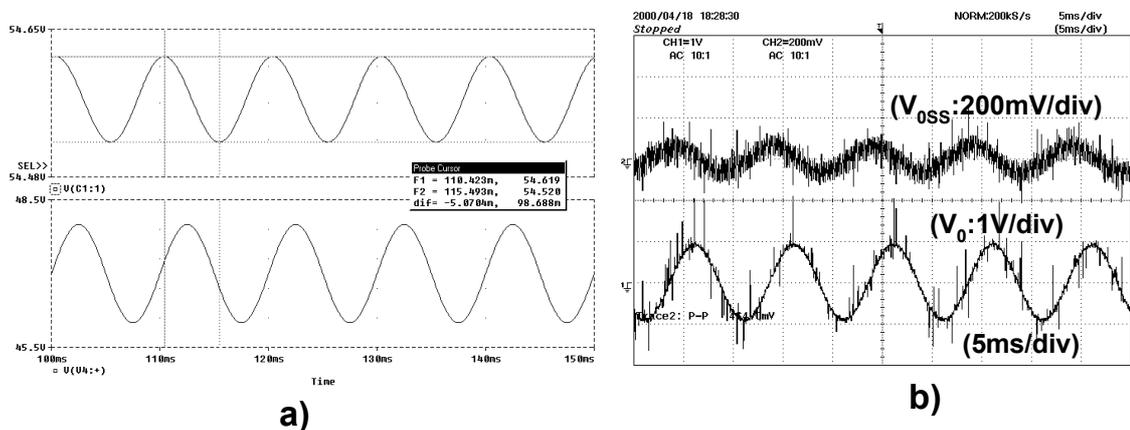


Figura 5.75. Formas de onda del rizado de la tensión de salida v_{0SE} y de la tensión de entrada v_0 obtenidas mediante a) la simulación y b) el ensayo experimental.

El valor del rizado de la tensión de salida se obtiene calculando el valor del rizado para la tensión de entrada, es decir $\hat{v}_{0SE} = \hat{v}_0 \cdot |Au_{SE}(j2 \cdot \pi \cdot f)|$, siendo $f = 100$ Hz el valor de la frecuencia para la cual vamos a realizar los cálculos.

Con los valores definidos anteriormente obtenemos que el valor calculado es de 42mV de pico, en la simulación de 45 mV de pico y en los ensayos experimentales de 50mV de pico.

5.3 CONCLUSIONES.

En este capítulo se han analizado los post-reguladores de alto rendimiento con el control modo corriente de pico, para lo cual se ha seguido el mismo procedimiento descrito por R. D. Middlebrook en la referencia [48].

En primer lugar se han obtenido los modelos de pequeña señal para los tres post-reguladores, de forma que ha sido posible comprobar que, al igual que en el caso del Reductor en el post-regulador Reductor de dos entradas y en el post-regulador conmutado serie Directo o *Forward* aparecen tres lazos de realimentación, dos de tensión y uno de corriente, mientras que en el convertidor Elevador aparecen solamente dos lazos de realimentación, uno de tensión y otro de corriente [48].

A continuación se han analizado los lazos de corriente de cada uno de los post-reguladores y se ha podido comprobar para el caso de los post-reguladores Reductor de dos entradas y el conmutado serie Directo o *Forward* que tienen las mismas características que la topología reductora.

En un siguiente paso se obtuvieron para cada uno de los post-reguladores el modelo de parámetros y , los cuales se muestran en la tabla 5.1, de forma que se pudo constatar que los parámetros y de los post-reguladores Reductor de dos entradas y conmutado serie Directo o *Forward* son similares a los obtenidos en el Reductor en la referencia [48].

Después se han analizado los post-reguladores desde el punto de vista del lazo de tensión externo, y sobre todo respecto a la audio-susceptibilidad. En este último aspecto hay que destacar que los resultados obtenidos se parecen más a los obtenidos con el control modo tensión que al control de corriente promediada, ya que en este modo de control solamente se utiliza un amplificador de error o regulador, y por tanto la audio-susceptibilidad a bajas frecuencias presenta una pendiente de 20 dB/dec. Sin embargo, ya que el ancho de banda que se obtiene es mayor, es posible introducir el polo en el origen y el cero del amplificador de error de tensión a una frecuencia mayor que en el lazo de tensión y por tanto tener una mayor

atenuación en el rango de frecuencias 100-120Hz que el control modo tensión. La mejora más apreciable se produce en el convertidor Elevador.

De todo ello se deduce que el control modo corriente de pico tiene unas características intermedias entre el control modo tensión y el control modo corriente promediada en lo que se refiere a la atenuación del rizado de la tensión de entrada.