

# Capítulo 3

## **Análisis de pequeña señal de los post-reguladores de alto rendimiento(I). Aplicación del control modo tensión y prealimentación.**

*En el capítulo 2 se presentaron los post-reguladores de alto rendimiento y se realizó un estudio de las características estáticas de los mismos. En este capítulo se va a realizar el estudio de pequeña señal de los post-reguladores de alto rendimiento objeto de esta tesis, y se van a aplicar el control modo tensión y el control con prealimentación de la tensión de entrada, con el objeto de caracterizar el comportamiento de los post-reguladores con estos modos de control ante variaciones de la tensión de entrada (audio-susceptibilidad), y de la carga (impedancia de salida).*

### **3.1ANÁLISIS DE PEQUEÑA SEÑAL DE LOS POST-REGULADORES DE ALTO RENDIMIENTO.**

Uno de los objetivos del análisis de pequeña señal es el estudio de la audio-susceptibilidad o función de transferencia entre la tensión de salida y la tensión o tensiones de entrada (atenuación), ya que esta función de transferencia nos va a permitir conocer el rizado de baja frecuencia (100-120 Hz) en la tensión de salida en función del rizado presente en la tensión o tensiones de entrada y del modo de control utilizado. En el caso de tener especificado el rizado de la tensión de salida, esta atenuación nos va a determinar el tamaño de los condensadores almacenadores de energía del ER, y por tanto, el tamaño del convertidor. En aplicaciones en las que aparece una batería conectada al bus de alimentación, por ejemplo en los sistemas de

alimentación distribuida para telecomunicaciones, se tiene la ventaja adicional de que un bajo rizado de la tensión de salida aumenta la vida de las baterías.

Por lo tanto en este capítulo se va a aplicar a cada uno de los post-reguladores propuestos:

- post-regulador Reductor de dos entradas,
- post-regulador conmutado serie Directo (*Forward*),
- convertidor Elevador usado como post-regulador

el control modo tensión y el control con prealimentación de la tensión de entrada. En el capítulo 4 se aplicará el control modo corriente promediada y en el capítulo 5 el control modo corriente de pico a cada uno de los post-reguladores.

Se obtendrá en primer lugar el modelo de pequeña señal de cada uno de los post-reguladores para poder analizar posteriormente tanto la audio-susceptibilidad como la impedancia de salida.

## 3.2 MODELO DE PEQUEÑA SEÑAL DE LOS POST-REGULADORES DE ALTO RENDIMIENTO.

### 3.2.1 Modelo de pequeña señal del post-regulador reductor de dos entradas.

Para obtener el modelo lineal de pequeña señal en modo de conducción continuo del post-regulador reductor de dos entradas que se muestra en la figura 3.1 se han utilizado las técnicas de promediado propuestas en las referencias [48] y [50]. En primer lugar se realizaron las manipulaciones del circuito equivalente descritas en [48] obteniéndose los circuitos mostrados en las figuras 3.2a-e.

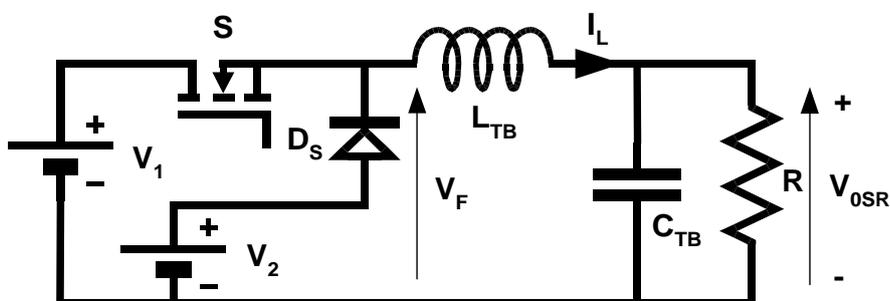


Figura 3.1. Post-regulador reductor de dos entradas.

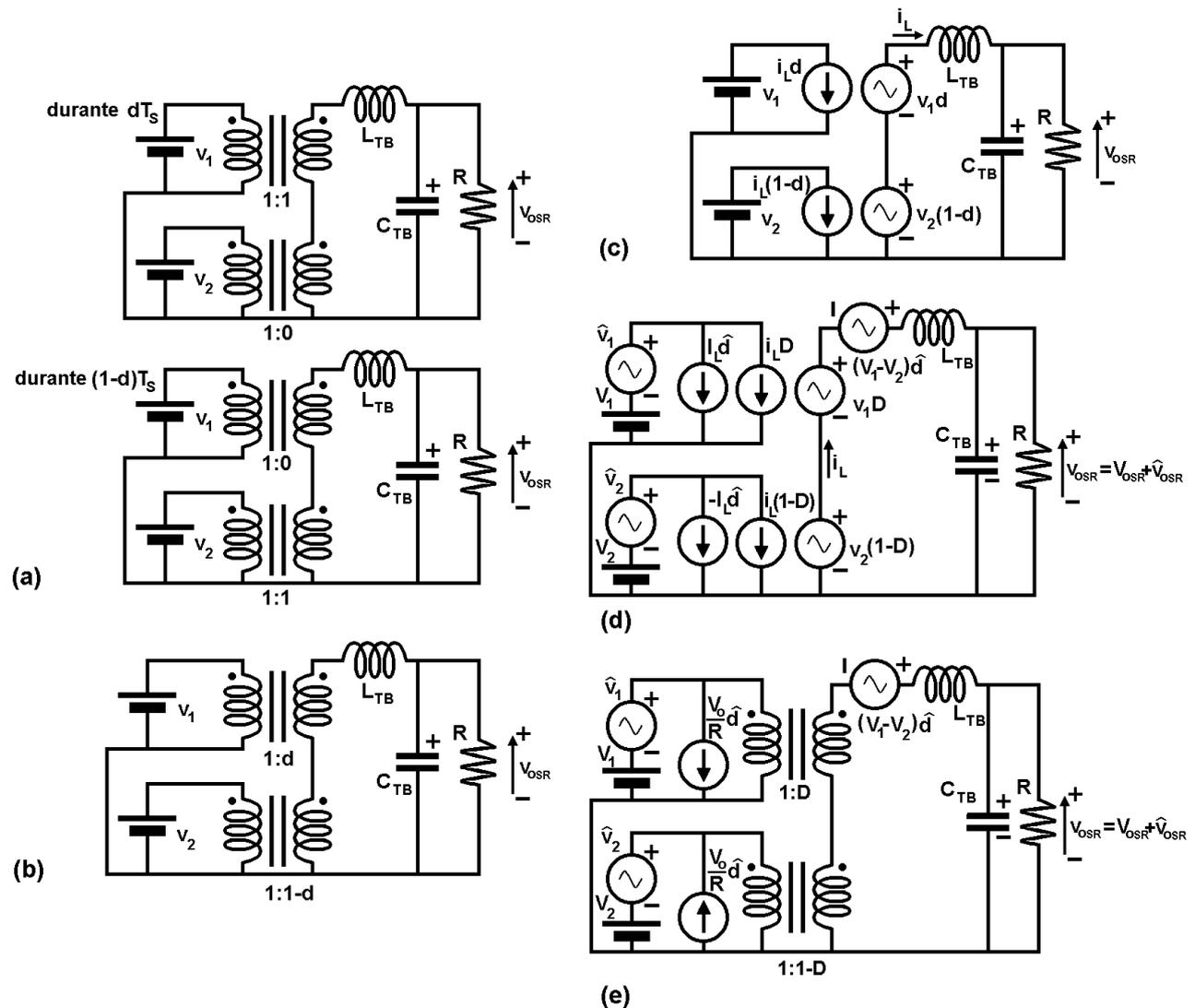


Figura 3.2. Circuitos equivalentes y modelo de pequeña señal del post-regulador Reductor de dos entradas.

- En la figura 3.2a se han introducido dos transformadores ideales con el fin de representar los dos estados de funcionamiento correspondientes a tener el interruptor cerrado (en el intervalo  $[0, dT_s]$  aplicamos la tensión  $V_1$  al filtro de salida) o abierto (en el intervalo  $[dT_s, T_s]$  aplicamos la tensión  $V_2$  al filtro de salida). En el capítulo 2 se obtuvo para este circuito la relación entre la tensión de salida, las tensiones de entrada y el ciclo de trabajo  $d$  (ecuación (3.1)):

$$v_{OSR} = d \cdot v_1 + (1 - d) \cdot v_2 \tag{3.1}$$

- Los circuitos de la figura 3.2a han sido promediados, obteniéndose el circuito de la figura 3.2b, en donde la relación de transformación de los transformadores ideales ha sido sustituida por valores que son función del ciclo de trabajo. Obsérvese que del circuito de la figura 3.2b se obtiene el valor de la tensión de salida en régimen permanente estático dad por la ecuación (3.1).

- En la figura 3.2.c los transformadores ideales han sido reemplazados por fuentes dependientes controladas por variables continuas. Del lado de las fuentes de entrada  $v_1$  y  $v_2$  tenemos fuentes de corriente dependientes de la corriente  $I_L$  que circula por la bobina de filtro  $L_{TB}$  y del ciclo de trabajo  $d$  o del complementario  $(1-d)$ , mientras que del lado del filtro de salida tenemos fuentes de tensión dependientes de las tensiones de entrada y del ciclo de trabajo  $d$  o de su complementario  $(1-d)$ .

- Para obtener el modelo lineal de pequeña señal, las variables continuas y el ciclo de trabajo han sido perturbados, obteniéndose en este caso el circuito de la figura 3.2d. Las perturbaciones realizadas han sido las siguientes:

$$\begin{aligned} v_1 &= V_1 + \hat{v}_1 \\ v_2 &= V_2 + \hat{v}_2 \\ d &= D + \hat{d} \\ v_o &= V_o + \hat{v}_o \\ i_{L_{TB}} &= I_{L_{TB}} + \hat{i}_{L_{TB}} \end{aligned} \quad (3.2)$$

en donde los valores con “^” son las variables perturbadas y las variables indicadas con mayúsculas son los valores de las variables en régimen permanente.

- El último paso ha sido reemplazar las fuentes dependientes por transformadores ideales, quedando el circuito de la figura 3.2e.

La función de transferencia entre la tensión de salida y las tensiones de entrada (audio-susceptibilidad) se obtendrá por observación del modelo de pequeña señal de la figura 3.2. Así, la función de transferencia entre la tensión de salida  $\hat{v}_{OSR}$  y la tensión de entrada  $\hat{v}_1$ ,  $G_{VOSR1}(s)$ , (con  $\hat{v}_2 = 0$  y  $\hat{d} = 0$ ) y la relación entre la tensión de salida  $\hat{v}_{OSR}$  y la tensión de entrada  $\hat{v}_2$ ,  $G_{VOSR2}(s)$ , (con  $\hat{v}_1 = 0$  y  $\hat{d} = 0$ ) son las indicadas en las ecuaciones (3.3) y (3.4) respectivamente:

$$G_{VOSR1}(s) = \frac{D}{1 + \frac{L_{TB}}{R}s + L_{TB}C_{TB}s^2} \bigg|_{\substack{\hat{d} = 0 \\ \hat{v}_2 = 0}} \quad (3.3)$$

$$G_{v_{0SR2}}(s) = \frac{1-D}{1 + \frac{L_{TB}}{R}s + L_{TB}C_{TB}s^2} \left| \begin{array}{l} \hat{d} = 0 \\ \hat{v}_1 = 0 \end{array} \right. \quad (3.4)$$

La función de transferencia entre la tensión de salida  $\hat{v}_{0SR}$  y el ciclo de trabajo  $\hat{d}$ ,  $G_{v_{0SRd}}(s)$ , (con  $\hat{v}_1 = 0$  y  $\hat{v}_2 = 0$ ) es la que se muestra en la ecuación (3.5).

$$G_{v_{0SRd}}(s) = \frac{V_1 - V_2}{1 + \frac{L_{TB}}{R}s + L_{TB}C_{TB}s^2} \left| \begin{array}{l} \hat{v}_1 = 0 \\ \hat{v}_2 = 0 \end{array} \right. \quad (3.5)$$

El diagrama de bloques de la función de transferencia entre la tensión de salida perturbada,  $\hat{v}_{0SR}$ , y las tensiones de entrada perturbadas,  $\hat{v}_1$  y  $\hat{v}_2$ , y el ciclo de trabajo perturbado,  $\hat{d}$ , se muestra en la figura 3.3. Dicho diagrama se ha obtenido a partir de las funciones de transferencia indicadas en las ecuaciones (3.3) a (3.5). A partir de estas funciones de transferencia se pueden obtener las del convertidor Reductor cuando la tensión  $v_2$  es reemplazada por un cortocircuito ( $V_2=v_2=\hat{v}_2=0$ ).

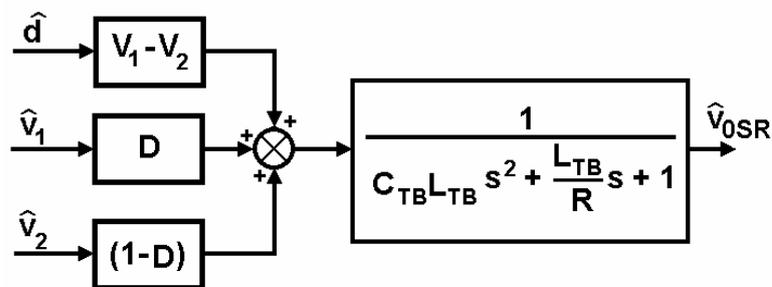


Figura 3.3. Diagrama de bloques de las funciones de transferencia de pequeña señal del post-regulador reductor de dos entradas.

En la figura 3.4 se han representado los diagrama de Bode de las funciones de transferencia previamente mencionadas, siendo la figura 3.4a la correspondiente a la audio-susceptibilidad y la figura 3.4b la correspondiente a la función de transferencia entre la tensión de salida y el ciclo de trabajo.

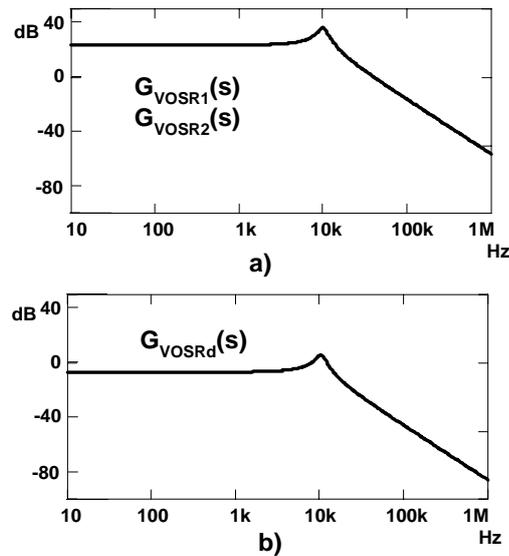


Figura 3.4. Diagramas de Bode de las funciones de transferencia a)  $G_{VOSR1}$ ,  $G_{VOSR2}$  y b)  $G_{VOSRd}$ .

### 3.2.2 Modelo de pequeña señal del post-regulador conmutado serie Directo.

Como en el caso del post-regulador Reductor de dos entradas, para obtener el modelo lineal de pequeña señal en modo de conducción continuo del post-regulador conmutado serie Directo que se muestra en la figura 3.5 se han utilizado las técnicas de promediado propuestas en las referencias [48] y [50]. En primer lugar se realizaron las manipulaciones del circuito equivalente descritas en [48], obteniéndose los circuitos mostrados en las figuras 3.6a-e.

- En la figura 3.6a se ha introducido un transformador ideal con el fin de representar los dos estados de funcionamiento correspondientes a tener el interruptor cerrado (en el intervalo  $[0, dT_s]$  en el que aplicamos la tensión  $v_0 \cdot (1+k_1)$  al filtro de salida) o abierto (en el intervalo  $[dT_s, T_s]$  en el que aplicamos la tensión  $v_0$  al filtro de salida). En el capítulo 2 se obtuvo para este circuito la relación entre la tensión de salida, las tensión de entrada y el ciclo de trabajo  $d$

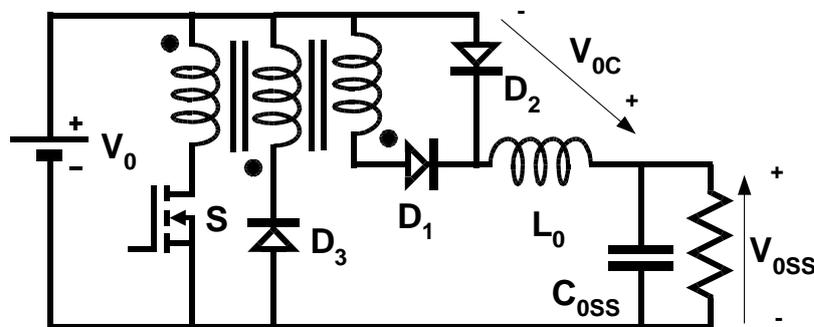


Figura 3.5. Post-regulador conmutado serie Directo.

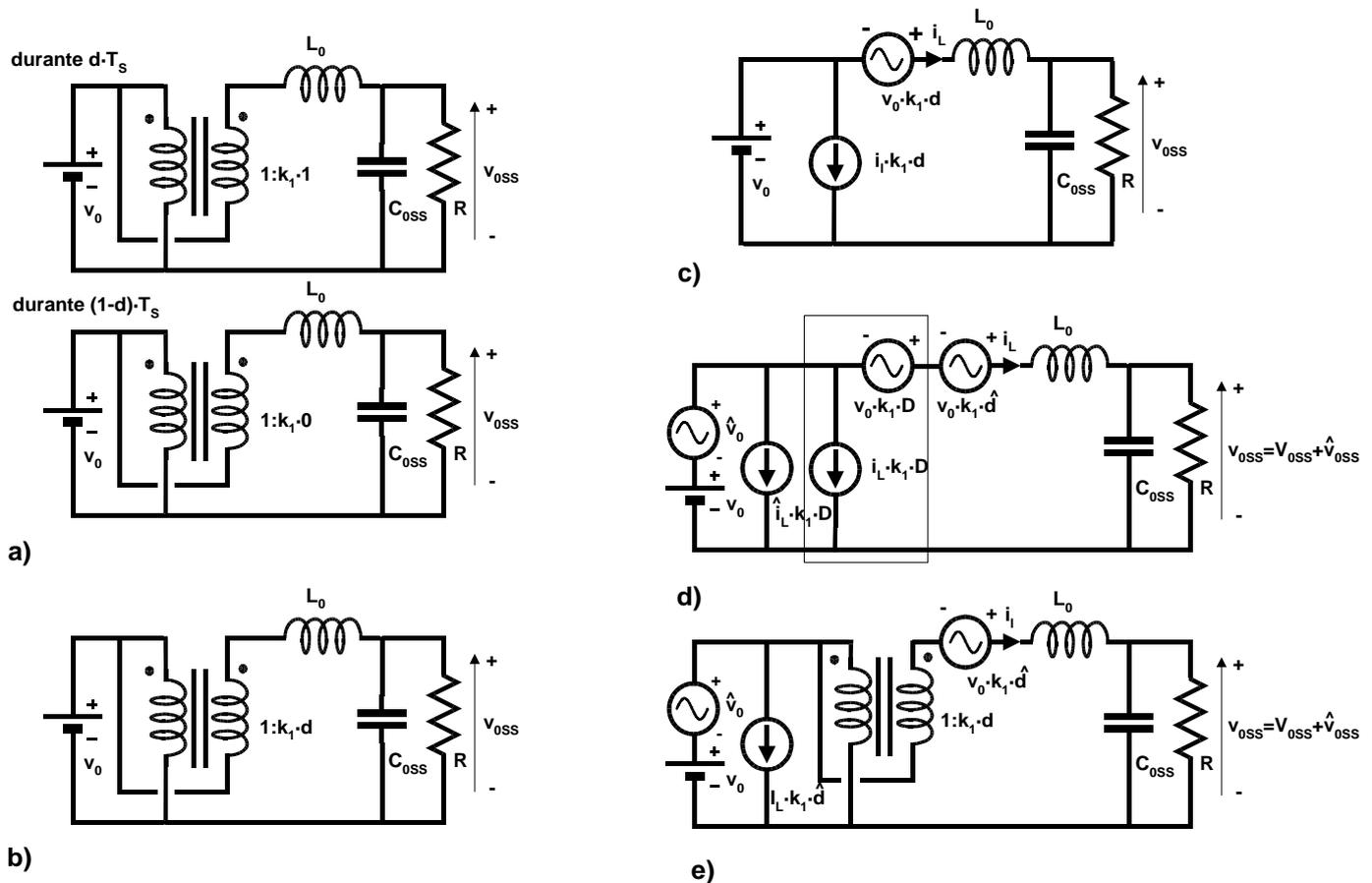


Figura 3.6. Circuitos equivalentes y modelo de pequeña señal del post-regulador conmutado serie Forward.

(ecuación (3.6)), en donde  $k_1 = N_S/N_P$  es la relación de transformación del transformador del convertidor Directo o *Forward*.

$$v_{oss} = v_0 \cdot (1 + k_1 \cdot d) \tag{3.6}$$

- Los circuitos de la figura 3.6a han sido promediados, obteniéndose el circuito de la figura 3.6b, en donde la relación de transformación de los transformadores ideales ha sido reemplazada por valores que son función del ciclo de trabajo.

- En la figura 3.6c los transformadores ideales han sido sustituidos por fuentes dependientes controladas por variables continuas. Del lado de la fuente de entrada  $v_0$  tendremos una fuente de corriente dependiente de la corriente  $i_L$  que circula por la bobina de filtro  $L_0$ , de  $k_1$  y del ciclo de trabajo  $d$ , mientras que del lado del filtro de salida tenemos una fuente de tensión dependiente de la tensión de entrada  $v_0$ , del ciclo de trabajo  $d$  y de  $k_1$ . Para obtener el modelo lineal de pequeña señal las variables continuas y el ciclo de trabajo han sido perturbadas,

obteniéndose en este caso el circuito de la figura 3.6d. Las perturbaciones realizadas han sido las siguientes:

$$\begin{aligned} v_o &= V_o + \hat{v}_o \\ d &= D + \hat{d} \\ v_{oss} &= V_{oss} + \hat{v}_{oss} \\ i_{L0} &= I_L + \hat{i}_L \end{aligned} \quad (3.7)$$

en donde los valores con “^” son las variables perturbadas y las variables en mayúsculas son los valores de dichas variables en régimen permanente.

- El último paso ha sido reemplazar las fuentes dependientes en la figura 3.6d por un transformador ideal, quedando el circuito de la figura 3.6e.

La función de transferencia entre la tensión de salida y las tensión de entrada (audio-susceptibilidad) se obtendrá por observación del modelo de pequeña señal de la figura 3.6. Así, la función de transferencia entre la tensión de salida  $\hat{v}_{oss}$  y la tensión de entrada  $\hat{v}_o$ ,  $G_{voss0}(s)$ , (con  $\hat{d} = 0$ ) se muestra en las ecuación (3.8):

$$G_{voss0}(s) = \left. \frac{1 + k_1 \cdot D}{1 + \frac{L_0}{R}s + L_0 C_{oss} s^2} \right|_{\hat{d} = 0} \quad (3.8)$$

La función de transferencia entre la tensión de salida  $\hat{v}_{oss}$  y el ciclo de trabajo  $\hat{d}$ ,  $G_{vossd}(s)$ , (con  $\hat{v}_o = 0$ ) es la que se muestra en la ecuación (3.9).

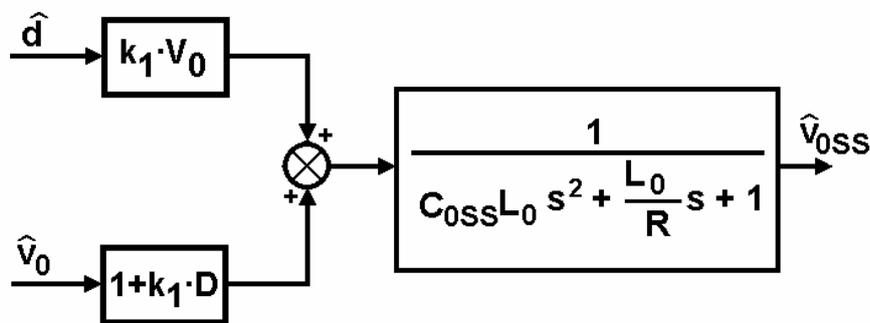


Figura 3.7. Diagrama de bloques de las funciones de transferencia de pequeña señal del post-regulador conmutado serie Directo o Forward.

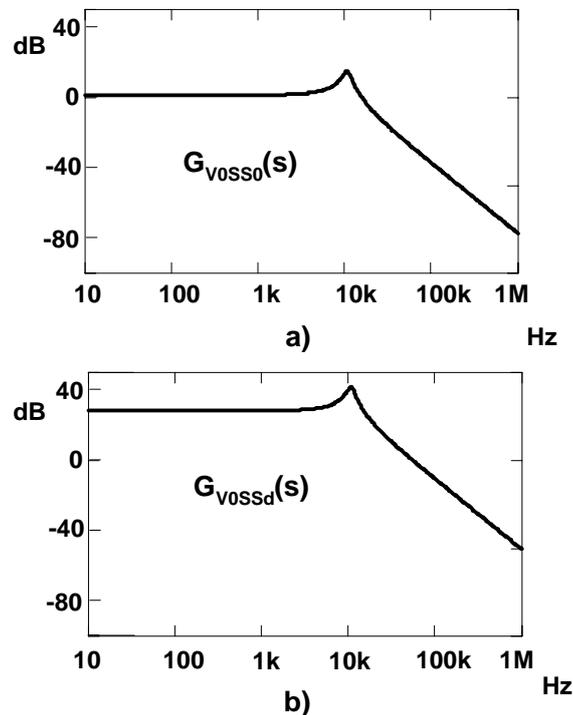


Figura 3.8. Diagramas de Bode de las funciones de transferencia  $G_{voSSo}$  y  $G_{voSSd}$

$$G_{voSSd}(s) = \frac{k_1 \cdot V_0}{1 + \frac{L_0}{R}s + L_0 C_{oSS} s^2} \Bigg|_{\hat{v}_0 = 0} \quad (3.9)$$

El diagrama de bloques de la función de transferencia entre la tensión de salida perturbada,  $\hat{v}_{oSS}$ , y las tensión de entrada perturbada,  $\hat{v}_0$ , y el ciclo de trabajo perturbado,  $\hat{d}$ , se muestra en la figura 3.7. Dicho diagrama se ha obtenido a partir de las funciones de transferencia indicadas en las ecuaciones (3.8) a (3.9).

En la figura 3.8 se han representado un ejemplo de las funciones de transferencia previamente mencionadas, siendo la figura 3.8a la correspondiente a la audio-susceptibilidad y la figura 3.8b la correspondiente a la función de transferencia entre la tensión de salida y el ciclo de trabajo.

### 3.2.3 Modelo de pequeña señal del convertidor Elevador usado como post-regulador.

De la misma forma que en el caso de los anteriores post-reguladores, para obtener el modelo lineal de pequeña señal en modo de conducción continuo del post-regulador conmutado serie

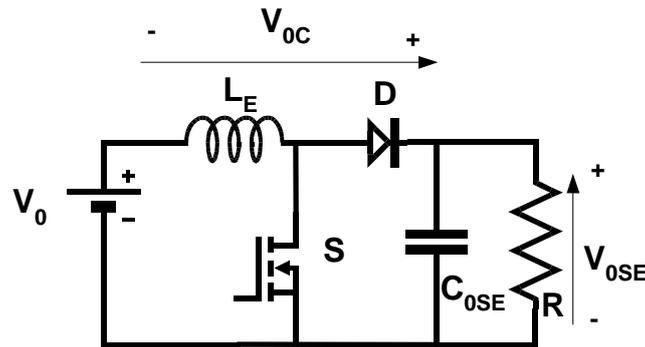


Figura 3.9. Post-regulador conmutado serie Elevador.

Elevador que se muestra en la figura 3.9 se han utilizado las técnicas de promediado propuestas en las referencias [48] y [50]. En dicho circuito se realizaron las manipulaciones descritas en [48], obteniéndose los circuitos mostrados en las figuras 3.10a-f.

- En la figura 3.10a se ha introducido un transformador ideal con el fin de representar los dos estados de funcionamiento correspondientes a tener el interruptor cerrado y diodo abierto (aplicamos a la bobina de entrada la tensión de entrada  $v_0$  durante el intervalo  $[0, dT_s]$ , creciendo la corriente por ésta) o interruptor abierto y diodo conduciendo (aplicamos a la bobina la diferencia entre las tensiones de entrada  $v_0$  y de salida  $v_{0SE}$  durante el intervalo  $[dT_s, T_s]$ , decreciendo la corriente por ésta). En el capítulo 2 se obtuvo para este circuito la relación entre la tensión de salida  $v_{0SE}$ , la tensión de entrada  $v_0$  y el ciclo de trabajo  $d$  (ecuación 3.10):

$$v_{0SE} = v_0 \cdot \frac{1}{1-d} \quad (3.10)$$

- Los circuitos de la figura 3.10a han sido promediados, obteniéndose el circuito de la figura 3.10b, en donde la relación de transformación de los transformadores ideales ha sido reemplazada por valores que son función del ciclo de trabajo.

- En la figura 3.10c los transformadores ideales han sido sustituidos por fuentes dependientes controladas por variables continuas. Del lado de la fuente de entrada  $v_0$  tenemos una fuente de tensión dependiente de la tensión de salida y del complementario del ciclo de trabajo,  $(1-d)$ , mientras que del lado de la salida tenemos una fuente de corriente que depende de la corriente por la bobina de entrada y del complementario del ciclo de trabajo,  $(1-d)$ . Para obtener el modelo lineal de pequeña señal las variables continuas y el ciclo de trabajo han sido perturbadas, obteniéndose en este caso el circuito de la figura 3.10d. Las perturbaciones realizadas han sido las siguientes:

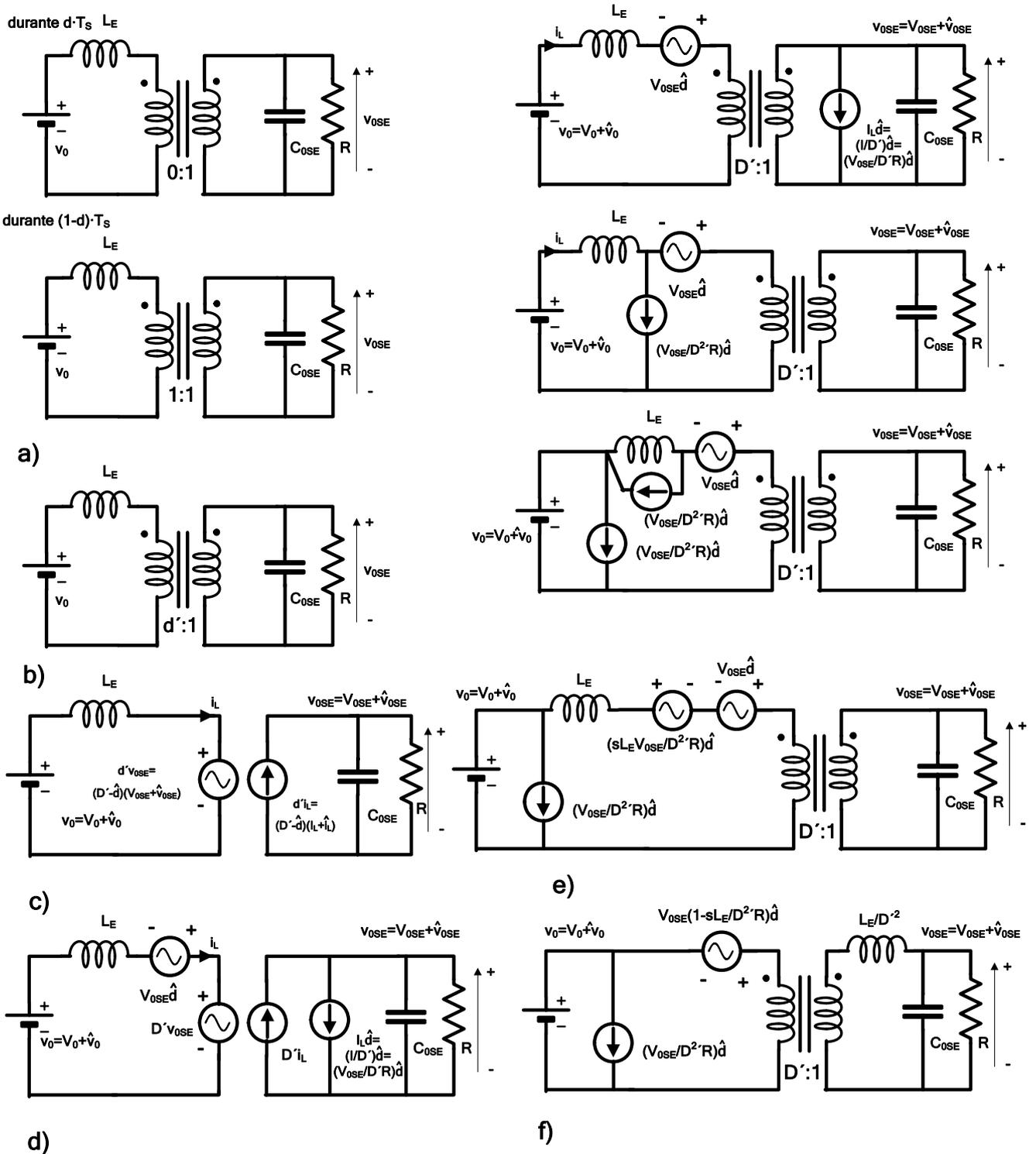


Figura 3.10. Circuitos equivalentes y modelo de pequeña señal del convertidor Elevador usado como post-regulador.

$$\begin{aligned}
 v_0 &= V_0 + \hat{v}_0 \\
 d &= D + \hat{d} \\
 v_{0SE} &= V_{0SE} + \hat{v}_{0SE} \\
 i_L &= I_L + \hat{i}_L
 \end{aligned}
 \tag{3.11}$$

siendo los valores con “^” las variables perturbadas, mientras que las variables en mayúsculas son las variables en régimen permanente.

- En la figura 3.10d las fuentes dependientes han sido reemplazadas por un transformador ideal, obteniéndose el circuito de la figura 3.10e.

- En último lugar se han realizado una serie de conversiones descritas en [48] en el circuito de la figura 3.10e, resultando el circuito de la figura 3.10f.

La función de transferencia entre la tensión de salida y la tensión de entrada (audio-susceptibilidad) se puede obtener por observación del modelo de pequeña señal de la figura 3.10. Así, la función de transferencia entre la tensión de salida  $\hat{v}_{0SE}$  y la tensión de entrada  $\hat{v}_0$ ,  $G_{v0SE0}(s)$ , (con  $\hat{d} = 0$ ) se indica en la ecuación (3.12):

$$G_{v0SE0}(s) = \frac{1}{1 + \frac{L_E}{R \cdot D'^2} s + \frac{L_E}{D'^2} C_{0SE} s^2} \cdot \frac{1}{D'} \Bigg|_{\hat{d} = 0}
 \tag{3.12}$$

La función de transferencia entre la tensión de salida  $\hat{v}_{0SS}$  y el ciclo de trabajo  $\hat{d}$ ,  $G_{v0SEd}(s)$ ,

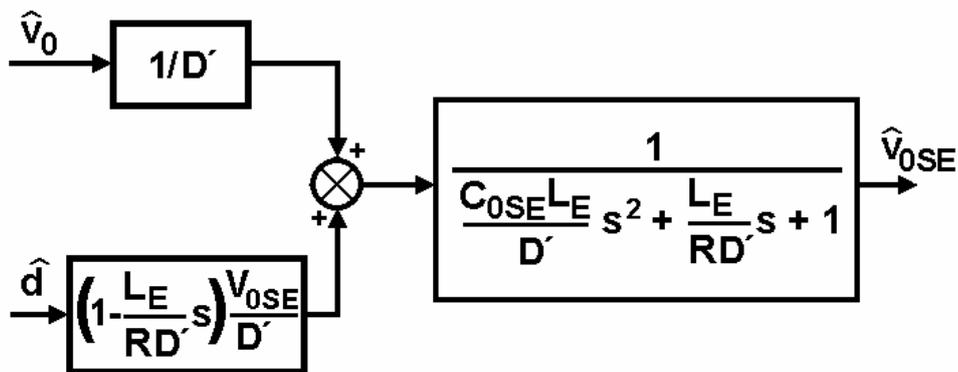


Figura 3.11. Diagrama de bloques de las funciones de transferencia de pequeña señal del convertidor Elevador.

(con  $\hat{v}_0 = 0$ ) se indica en la ecuación (3.13).

$$G_{V_{0SEd}}(s) = \frac{(1 - \frac{L_E}{R \cdot D'^2} s)}{1 + \frac{L_E}{R \cdot D'^2} s + \frac{L_E}{D'^2} C_{0SE} s^2} \cdot \frac{V_{0SE}}{D'} \Bigg|_{\hat{v}_0 = 0} \quad (3.13)$$

El diagrama de bloques de la función de transferencia entre la tensión de salida perturbada  $\hat{v}_{0SE}$  y la tensión de entrada perturbada  $\hat{v}_0$ , y entre la tensión de salida perturbada  $\hat{v}_{0SE}$  y el ciclo de trabajo perturbado  $\hat{d}$ , se muestra en la figura 3.11. Dicho diagrama se ha obtenido a partir de las funciones de transferencia indicadas en las ecuaciones (3.12) a (3.13).

En la figura 3.12 se han representado un ejemplo las funciones de transferencia previamente mencionadas, siendo la figura 3.12a la correspondiente a la audio-susceptibilidad y la figura 3.12b la correspondiente a la función de transferencia entre la tensión de salida y el ciclo de trabajo.

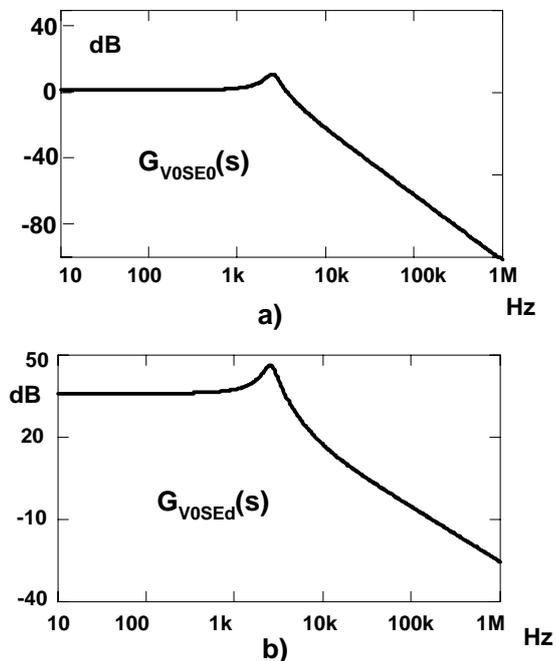


Figura 3.12. Diagramas de Bode de las funciones de transferencia a)  $G_{V_{0SE0}}$  y b)  $G_{V_{0SEd}}$

### **3.3 MODELO PROMEDIADO DE LA RED DE CONMUTACIÓN PARA LA OBTENCIÓN DE LOS DIAGRAMAS DE BODE DE LAS FUNCIONES DE TRANSFERENCIA DE LOS POST-REGULADORES.**

#### **3.3.1 Introducción.**

El espacio de estado promediado, el promediado de circuitos y el modelo del circuito canónico son tres de los métodos habituales para la obtención del modelo del convertidor. En el promediado de circuitos, en lugar de promediar las ecuaciones de estado del convertidor, se promedian las formas de onda del convertidor. Todas las manipulaciones se realizan sobre el circuito, en lugar de en las ecuaciones, de forma que la técnica del promediado de circuito permite dar una interpretación más física al modelo del convertidor. En el promediado de circuitos, el promediado de las formas de onda modifica solamente la red de conmutación (modulador de anchura de pulso, interruptor, diodo) [15], quedando el resto del circuito sin modificar. Este hecho sugiere que para obtener el modelo del convertidor solamente es necesario reemplazar la red de conmutación por su modelo promediado. El nombre que recibe el modelo es “modelo promediado de la red de conmutación”. Mediante el promediado de la red de conmutación se pueden obtener tanto las características de continua como de alterna del convertidor. Una característica importante del modelo promediado de la red de conmutación es que permite que muchos convertidores PWM puedan ser analizados usando herramientas de simulación electrónica, como por ejemplo PSPICE, permitiendo obtener información del convertidor tanto de pequeña señal como de gran señal.

En la figura 3.13 se muestra un ejemplo de la utilización del promediado de la red de conmutación (diodo, interruptor y modulador de anchura de pulso), pasando del circuito de la figura 3.13b al de la figura 3.14. En este modelo, el interruptor y el diodo son reemplazados por dos fuentes dependientes, una fuente de corriente en la entrada y una fuente de tensión en la salida cuyos valores se obtienen del promediado de las formas de onda en los terminales de la red de conmutación, tal como se muestra en la figura 3.13a. Así la fuente de corriente es función del producto de la corriente por la bobina de filtro por el ciclo de trabajo, mientras que la fuente tensión es función del producto de la tensión de entrada del circuito por el ciclo de trabajo. De esta forma se obtiene un circuito promediado con el que se puede obtener información de pequeña y gran señal.

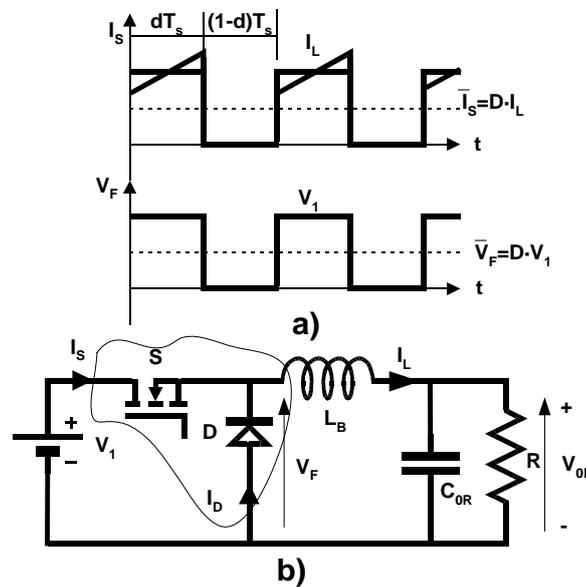


Figura 3.13. Convertidor Reductor y formas de onda de corriente por el interruptor y de tensión en la entrada del filtro LC.

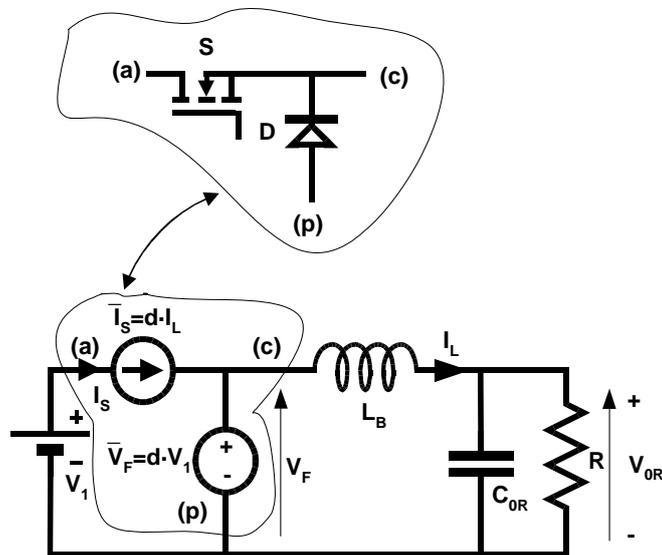


Figura 3.14. Convertidor Reductor con el modelo promediado de la red de conmutación.

En el programa de simulación PSPICE, referencia [94], se dispone de un modelo promediado de la red de conmutación como la utilizada en un reductor. En la figura 3.15b se muestra el post-regulador reductor con la red de conmutación sustituida por el modelo PSPICE. Como se puede observar en la figura 3.15 el terminal denominado “a” (active) corresponde al terminal del interruptor, el “p” corresponde al diodo, el “c” corresponde al terminal común al interruptor y al diodo (que en las topologías básicas Reductor, Elevador y Elevador-Reductor

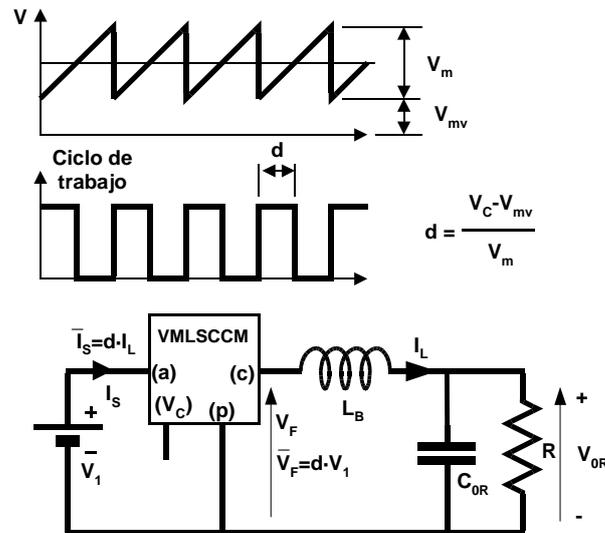


Figura 3.15. Post-regulador Reductor con el modelo de gran señal en modo de conducción continuo del control modo tensión.

corresponde a la bobina) y el “ $V_c$ ” a la tensión de control. En la definición del modelo del interruptor promediado viene incluida la red moduladora de pulso con el valor de valle de la onda triangular y la amplitud de ésta, de forma que pueda ser obtenido el ciclo de trabajo "d" a partir de estos valores y de la tensión de control “ $V_c$ ”. Dicho modelo recibe el nombre de VMLSCCM, *Voltage Mode Large Signal Continuous Conduction Mode*, es decir modelo de gran señal en modo de conducción continuo del control modo tensión, e implementa las fuentes dependientes mencionadas anteriormente incluyendo el modulador de anchura de pulso. Mediante dicho modelo es posible sustituir la red de conmutación, llevar al circuito a un punto de funcionamiento y aplicar una perturbación en alguna de las señales de control obteniéndose el diagrama de Bode de amplitud y fase de la función de transferencia analizada del convertidor, tal y como se haría en un convertidor real cuando se realizan los ensayos experimentales. Para alguna función de transferencia como las impedancias de entrada y salida y la audio-susceptibilidad, este método es más simple que en el caso de los ensayos experimentales.

### 3.3.2 Diagramas de Bode de pequeña señal del post-regulador Reductor de dos entradas obtenido mediante simulación realizada con el módulo VMLSCCM del programa PPSICE.

Como se puede observar en la figura 3.16a, el post-regulador reductor de dos entradas tiene la misma red de conmutación que el reductor clásico, por lo que es inmediata su sustitución por el modelo promediado de la red de conmutación. El circuito que nos queda es el de la figura 3.16b en el cual el terminal “a” del modelo se conecta a la fuente de tensión  $v_1$ , el terminal “p”

a la fuente de tensión  $v_2$  y el terminal “c” a la bobina de filtro de salida, siendo la entrada de control el terminal “ $v_c$ ”.

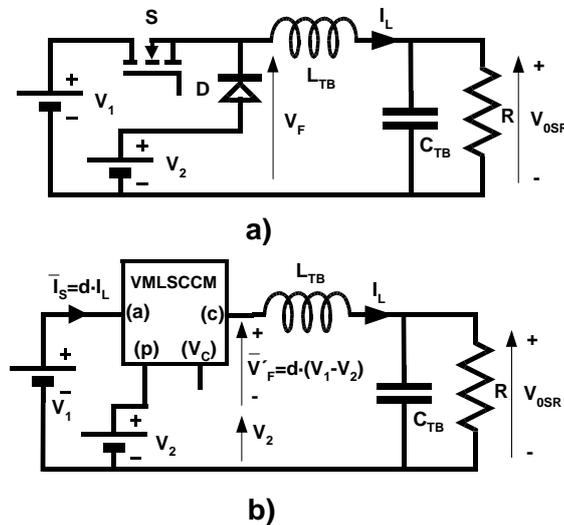


Figura 3.16. a) Post-regulador Reductor de dos entradas y b) post-regulador Reductor de dos entradas con el modelo promediado de la red de conmutación.

Analizando el circuito de la figura 3.16b en el PSPICE se obtuvieron los diagramas de Bode de las funciones de transferencia calculadas previamente con el modelo de pequeña señal del post-regulador. Por otra parte, también se obtuvo de forma experimental el diagrama de Bode del prototipo representado en la figura 3.16a. En la figura 3.17 se han representado los tres diagramas de Bode de  $G_{V_{0SR}d}(s)$  obtenidos mediante el análisis de pequeña señal, por simulación y de forma experimental. El punto de funcionamiento utilizado es  $V_1=62V$ ,  $V_2=47V$ ,  $V_{0SR}=54.5V$ ,  $D=0.5$  y  $P_0=200W$ .

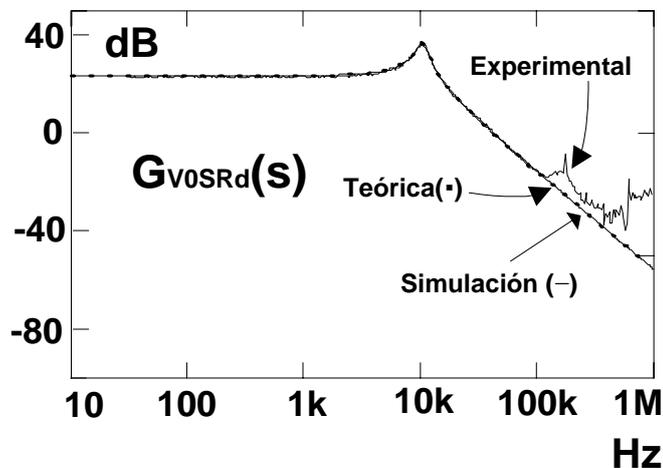


Figura 3.17. Diagrama de Bode  $G_{V_{0SR}d}(s)$ .

En la figura 3.18 se han representado de forma conjunta los diagrama de Bode de la audio-susceptibilidad en bucle abierto obtenida mediante el análisis de pequeña señal y por simulación, ya que experimentalmente su obtención es dificultosa.

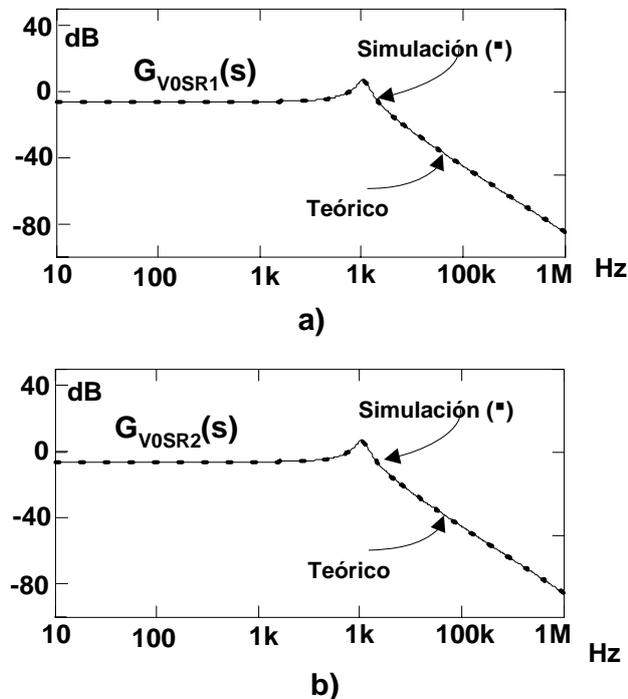


Figura 3.18. Diagrama de Bode de  $G_{V0SR1}(s)$  y  $G_{V0SR2}(s)$  en bucle abierto.

### 3.3.3 Diagramas de Bode de pequeña señal del post-regulador conmutado serie Directo o *Forward* obtenido mediante simulación realizada con el módulo VMLSCCM del programa PSPSICE.

Para poder utilizar el modelo de gran señal de la red de conmutación en el post-regulador conmutado serie Directo o *Forward* de la figura 3.19a se tienen que realizar las modificaciones que se indican en la misma figura. En primer lugar se elimina el interruptor S del primario del transformador, se sustituye el transformador por un transformador de continua con la misma relación de transformación y a continuación se pone en serie el interruptor S con el diodo  $D_1$  por el interruptor S. Después de todas estas transformaciones nos queda el circuito de la figura 3.19b. En este punto, la red de conmutación a sustituir por el modelo es la formada por el interruptor S y el diodo  $D_2$ , luego el circuito que queda es el de la figura 3.19c. Esto es posible ya que el diodo  $D_1$  entra y sale de conducción a la vez que el interruptor S, por lo que hace las funciones de interruptor en la salida. La sustitución por el modelo se realizará según se indica en la figura 3.19c, donde se puede observar que el terminal “a” del modelo se conecta a la salida del transformador, el terminal “p” a la tensión de alimentación  $V_0$  y el terminal “c” a la bobina de filtro. El terminal “ $V_C$ ” es la entrada de control.

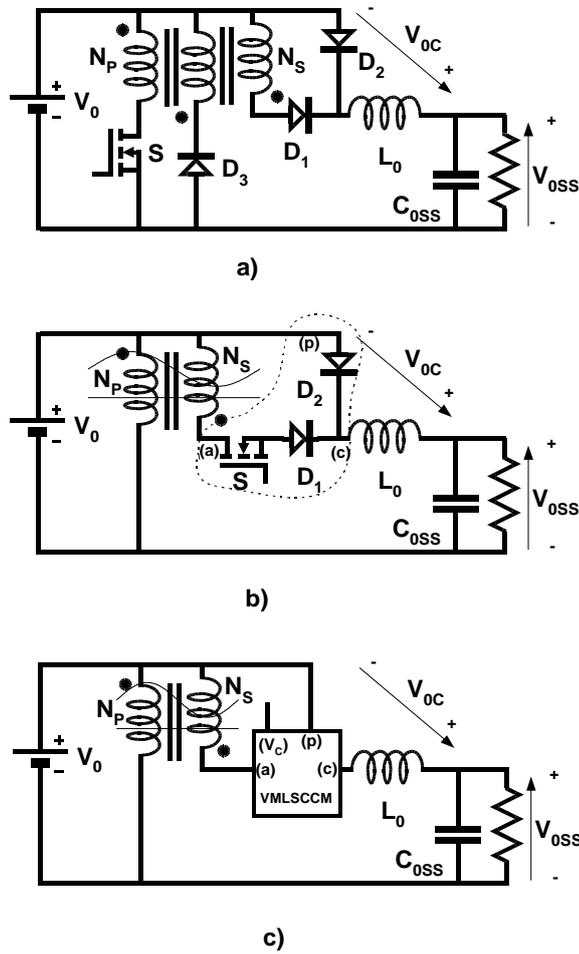


Figura 3.19. a) Post-regulador conmutado serie Directo o Forward, b) modificaciones realizadas en el post-regulador y c) post-regulador con el modelo de gran señal de la red de conmutación.

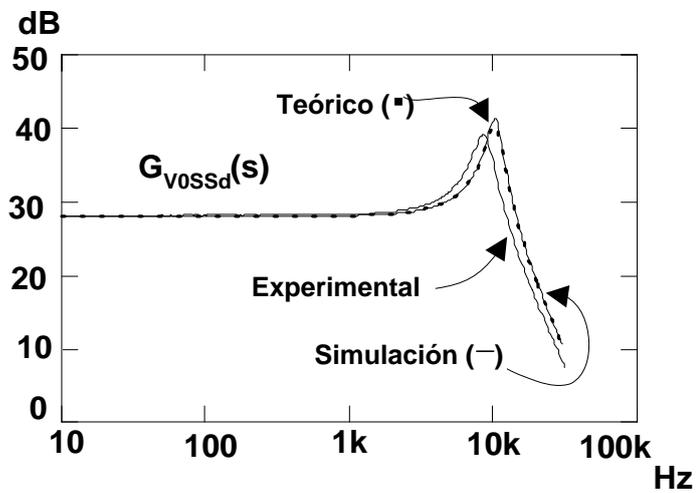


Figura 3.20. Diagrama de Bode de  $G_{v_{0SSd}}(s)$ .

En la figura 3.20 se representa el diagrama de Bode de la función de transferencia  $G_{V_{OSS}}(s)$  obtenida mediante el análisis de pequeña señal, así como el obtenido por simulación utilizando el circuito de la figura 3.19c y el obtenido experimentalmente (circuito de la figura 3.19a). En todos los casos se ha situado al circuito en el mismo punto de funcionamiento, siendo éste  $V_0=47V$ ,  $V_{OSS}=54.5V$  y  $P_0=200W$ .

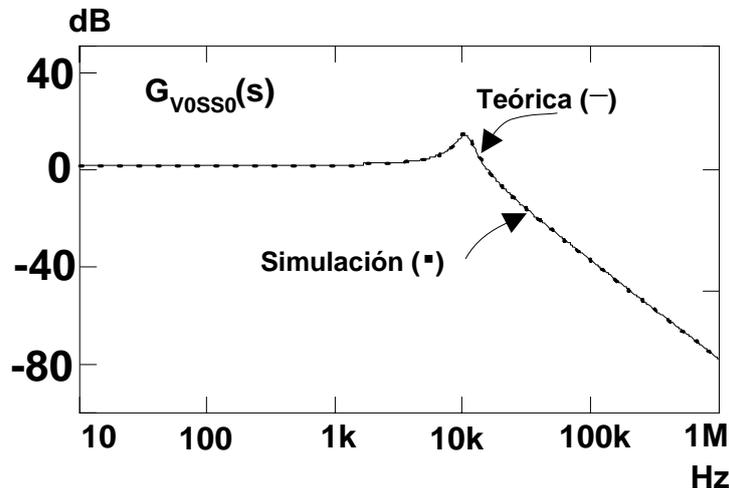


Figura 3.21. Diagrama de Bode de  $G_{V_{OSS}}(s)$  en bucle abierto.

En la figura 3.21 se han representado los diagrama de Bode de la audio-susceptibilidad en bucle abierto obtenida mediante el análisis de pequeña señal y por simulación, ya que experimentalmente su obtención es dificultosa.

### 3.3.4 Diagramas de Bode de pequeña señal del convertidor Elevador usado como post-regulador obtenido mediante simulación realizada con el módulo VMLSCCM del programa PSPSICE.

Para poder obtener los diagramas de Bode de los modelos de pequeña señal del convertidor Elevador es necesario sustituir la red de conmutación de la figura 3.22a por el modelo promediado, tal como se muestra en la figura 3.22b. La conexión del modelo se realiza según se indica en la figura 3.22b, en la cual el terminal “a” del modelo se conecta a 0V, el terminal “p” se conecta a la salida del convertidor y el terminal “c” se conecta a la bobina de entrada. El terminal “v<sub>C</sub>” es la entrada de control.

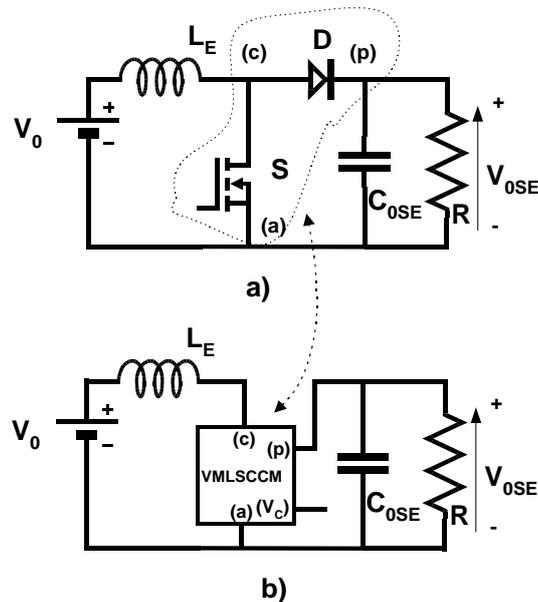


Figura 3.22. a) Convertidor Elevador y b) Convertidor Elevador con el modelo de promediado de la red de conmutación.

En la figura 3.23 se han representado los diagramas de Bode de la función de transferencia  $G_{V_{0SEd}}(s)$  obtenidos mediante el análisis de pequeña señal, mediante simulación utilizando el circuito de la figura 3.22b y experimentalmente con el circuito de la figura 3.22a. En todos los casos se ha situado al circuito en el mismo punto de funcionamiento, siendo este  $V_0=47V$ ,  $V_{0SE}=54.5V$ ,  $D=0.5$  y  $P_0=200W$ .

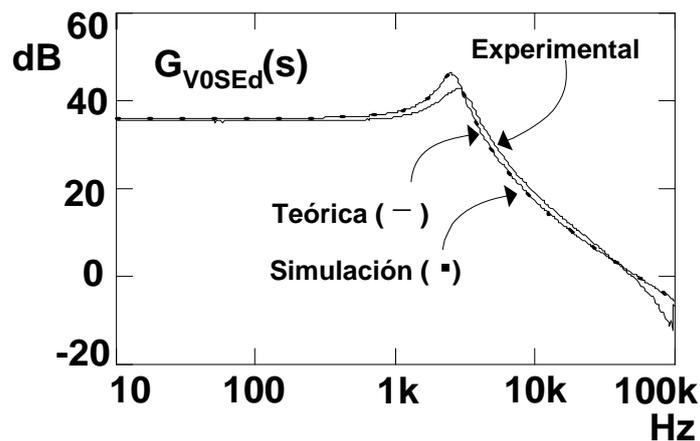


Figura 3.23. Diagrama de Bode de  $G_{V_{0SEd}}(s)$ .

Como en los casos anteriores la audio-susceptibilidad solo ha sido obtenida mediante el análisis de pequeña señal y con el modelo del promediado de la red de conmutación, siendo los diagramas de Bode los representado en la figura 3.24.

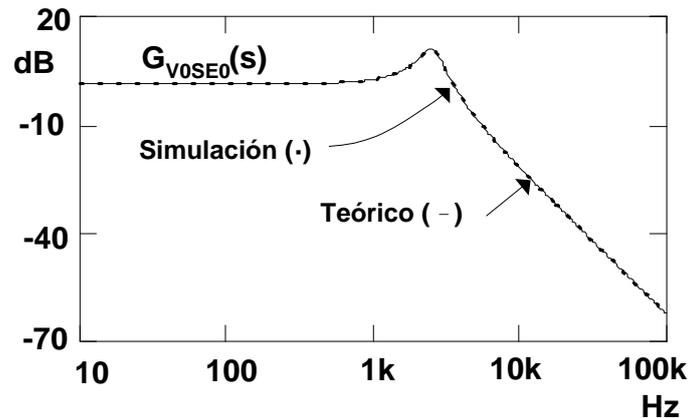


Figura 3.24. Diagrama de Bode de  $G_{V_{0SE0}}(s)$  en bucle abierto.

### 3.4 APLICACIÓN DEL CONTROL MODO TENSIÓN EN LOS POST-REGULADORES DE ALTO RENDIMIENTO.

Para cada uno de los post-reguladores propuestos se va a realizar un estudio de sus características dinámicas; para ello es preciso conocer que funciones de transferencia de pequeña señal e impedancias nos van a dar esta información. Dichas funciones de transferencia son:

- Las funciones de transferencia del lazo de realimentación, que incluye la función de transferencia del convertidor (A), el regulador (R) y la red de muestreo ( $\beta$ ) en una estructura clásica de regulación como la que se muestra en la figura 3.25, conocido el lazo de realimentación, es posible determinar la estabilidad del lazo y el ancho de banda del convertidor (B).

- Impedancia de salida del convertidor  $Z_0(s)$ .
- Audio-susceptibilidad  $A_u(s)$ .
- Impedancia de entrada  $Z_E(s)$ .

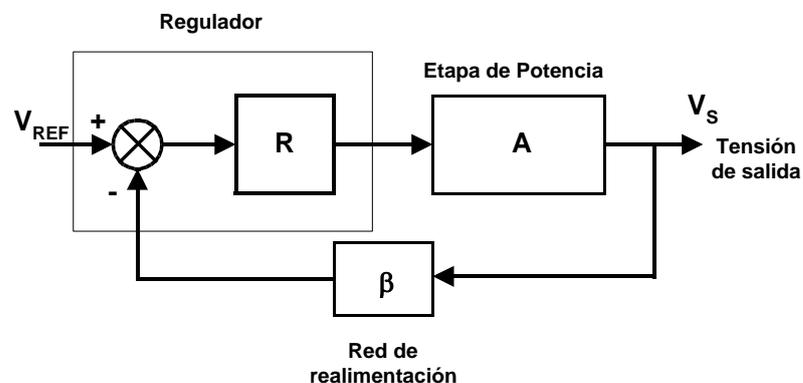


Figura 3.25. Diagrama de Bloques de la estructura clásica de regulación. Control modo tensión.

De las funciones de transferencia mencionadas anteriormente, la impedancia de entrada del convertidor será tratada en el capítulo 6, en el cual se realizará un estudio de los problemas de adaptación entre el prerregulador o ER y los post-reguladores en donde interviene tanto la impedancia de salida del ER como la impedancia de entrada de los post-reguladores. También se analizará el efecto que se puede producir entre el filtro de entrada de los ER, en general filtros EMI, y el propio ER, donde una mala adaptación de las impedancia de ambos puede hacer inestable el sistema [47].

El estudio del control modo tensión aplicado a los post-reguladores se va a realizar utilizando el análisis matemático del modelo de pequeña señal del convertidor. Como elemento de apoyo en el análisis se tiene el modelo promediado del interruptor o modelo de gran señal, a partir del cual se podrá comprobar si los resultados obtenidos analíticamente son correctos tanto en pequeña señal como en gran señal mediante simulaciones del convertidor.

La función de transferencia llamada audio-susceptibilidad se analizará utilizando el análisis matemático y la simulación. Mediante los ensayos experimentales se podrá obtener el valor de la tensión de salida para un rizado de tensión de entrada dado, con el fin de poder comparar dichos resultados con los obtenidos mediante el análisis matemático del modelo de pequeña señal del convertidor y utilizando la simulación del modelo de gran señal del convertidor.

### **3.4.1 Aplicación del control modo tensión en el post-regulador reductor de dos entradas.**

#### **3.4.1.1 Análisis de la estabilidad del lazo de tensión.**

En la figura 3.26a se muestra el post-regulador reductor de dos entradas con el lazo de realimentación cerrado por el regulador  $A_v(s)$  y la red de muestreo  $\beta$ . La ganancia de la red de muestreo  $\beta$  viene determinada por el cociente entre la tensión de referencia  $V_{ref}$  que se utilice como referencia en el lazo de tensión y el valor de la tensión de salida  $V_{OSR}$  (ecuación (3.14)):

$$\beta = \frac{V_{Ref}}{V_{OSR}} \quad (3.14)$$

En la figura 3.26b se ha representado el modelo de pequeña señal del post-regulador con el lazo de realimentación cerrado, el cual incluye los modelos de pequeña señal del convertidor el modulador de anchura de pulso  $G_{dVc}$ , el regulador  $A_v(s)$  y la red de muestreo  $\beta$ . Otra posibilidad de representación del modelo de pequeña señal es el diagrama de bloques de las funciones de transferencia del convertidor que se muestra en la figura 3.27, del cual se puede obtener información tanto de la estabilidad del lazo de realimentación como de la audio-suceptibilidad del convertidor. El ciclo de trabajo ( $d$ ) es función de la tensión de control ( $v_c$ ) y del valor de la tensión triangular del modulador de anchura de pulso, que se define por una tensión de valle ( $V_{mv}$ ) y una amplitud ( $V_m$ ). El valor del ciclo de trabajo nos lo da la ecuación (3.15).

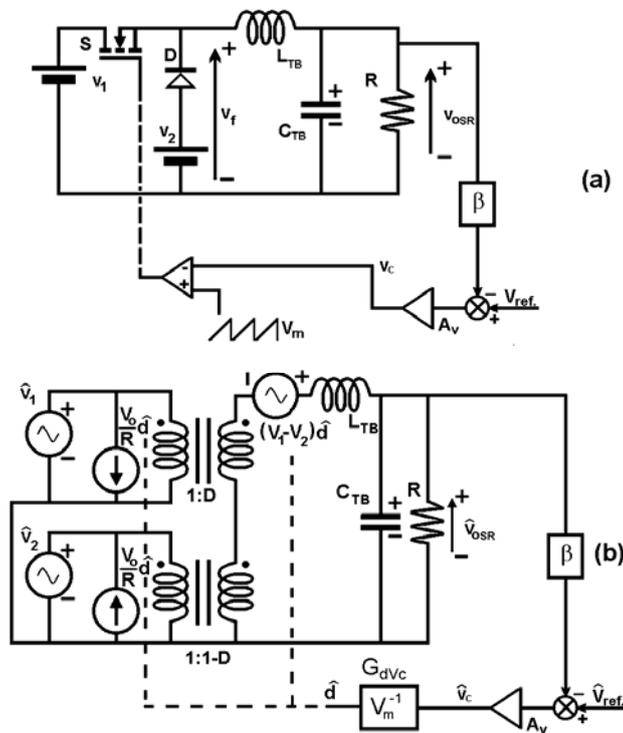


Figura 3.26. a) Post-regulador Reductor de dos entradas con control modo tensión. b) Modelo de pequeña señal del post-regulador Reductor de dos entradas con control modo tensión.

$$d = \frac{v_c - V_{mv}}{V_m} \tag{3.15}$$

Si aplicamos una perturbación a  $v_c = V_c + \hat{v}_c$  y  $d = D + \hat{d}$ , la función de transferencia de pequeña señal  $G_{dVc}$  entre el ciclo de trabajo  $d$  y la tensión de control  $v_c$  es la expresada en la ecuación (3.16):

$$G_{dVc} = \frac{\hat{d}}{\hat{v}_c} = V_m^{-1} \tag{3.16}$$

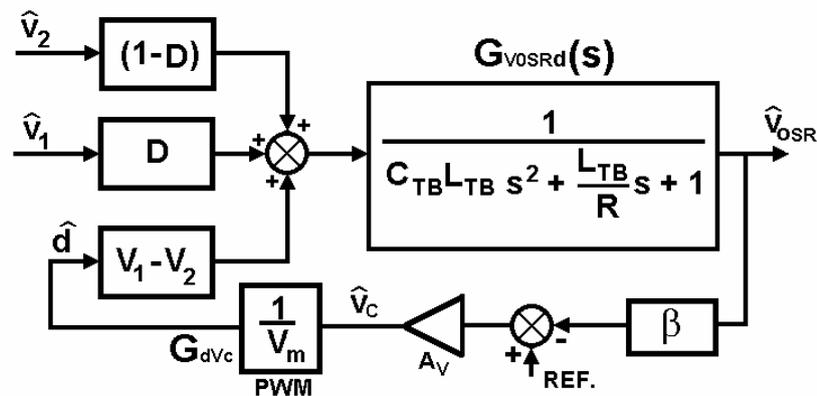


Figura 3.27. Modelo de pequeña señal del post-regulador representado mediante diagrama de bloques.

A partir de la ecuación (3.15) se puede obtener el punto de funcionamiento del convertidor.

$$D = \frac{V_C - V_{mv}}{V_m} \quad (3.17)$$

La función de transferencia de lazo cerrado del convertidor con el control modo tensión  $G_V(s)$  es la representada en la ecuación (3.18).

$$G_V(s) = \frac{G_{V0SRd}(s) \cdot G_{dVc} \cdot A_V(s)}{1 + G_{V0SRd}(s) \cdot G_{dVc} \cdot A_V(s) \cdot \beta} \quad (3.18)$$

Para determinar la estabilidad del convertidor es necesario estudiar la función de transferencia del lazo de realimentación o lazo de tensión en bucle abierto. Conocido es [7] que, para que el sistema sea estable, el lazo de realimentación  $H(s) = G_{V0SRd}(s) \cdot G_{dVc} \cdot \beta \cdot A_V(s)$  debe tener un margen de fase o de ganancia positivo, es decir, evitar que para un determinado valor de frecuencia el desfase sea de  $180^\circ$  y la ganancia sea mayor de 1 (0 dB).

De los términos que forman parte del lazo de realimentación  $G_{V0SRd}(s)$ ,  $G_{dVc}$  y  $\beta$  son conocidos siendo  $A_V(s)$  el único término que podemos modificar para obtener un sistema estable.

#### 3.4.1.1.1 Resultados experimentales.

En el capítulo 2 ya fueron definidos los post-reguladores, y en el anexo 1 se muestra el esquema completo del post-regulador con los valores de los componentes utilizados. Para conseguir que el sistema sea estable se ha utilizado un regulador  $A_V(s)$  cuyo diagrama de bode y de fase es el representado en la figura 3.28. Al utilizar este regulador en el lazo de

realimentación la función de transferencia  $H(s)=G_{VOSR}(s)\cdot G_{dvc}\cdot A_v(s)\cdot\beta$  queda con el diagrama de Bode que se representa en la figura 3.29. En dicha figura se puede observar que el margen de ganancia es de 30 dB y el de fase  $24,3^\circ$ , siendo el ancho de banda que se obtiene de 19 kHz.

Por lo tanto, la función de transferencia del regulador  $A_v(s)$  es como la que se expresa en la ecuación (3.19).

$$A_v(s) = K_{Av} \frac{(1 + \frac{s}{\omega_{Z2}}) \cdot (1 + \frac{s}{\omega_{Z1}})}{\frac{s}{\omega_{P1}} \cdot (1 + \frac{s}{\omega_{P2}})} \tag{3.19}$$

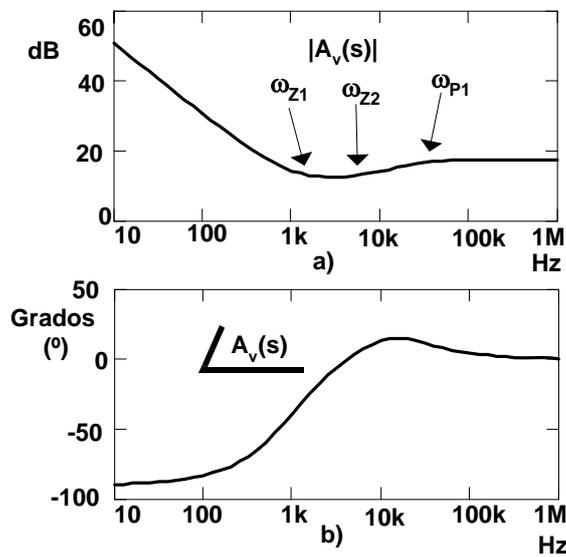


Figura 3.28. Diagrama de Bode de amplitud y fase del regulador  $A_v(s)$ .

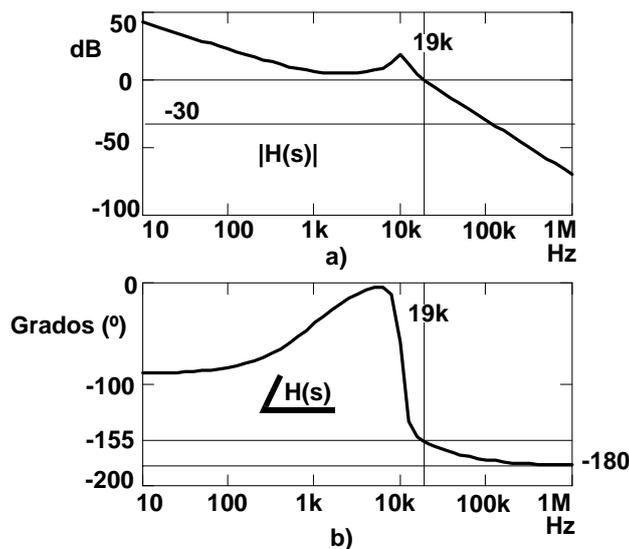
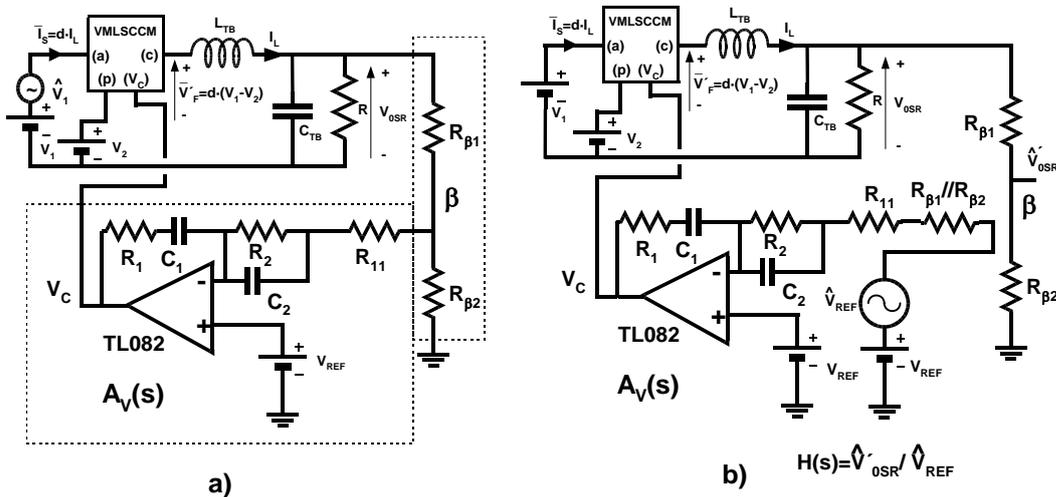


Figura 3.29. Diagrama de Bode de amplitud y fase de  $H(s)$ .

Para comprobar que el sistema diseñado es estable se puede obtener el diagrama de Bode de amplitud y fase de la función de transferencia  $H(s)=G_{V_{OSRd}}(s) \cdot G_{dV_c} \cdot \beta \cdot A_v(s)$ , simulando el modelo de gran señal o promediado del interruptor del convertidor, el regulador y la red  $\beta$ , tal y como se muestran en la figura 3.30a. Esto es posible ya que en el simulador podemos ser capaces de establecer el punto de funcionamiento en el regulador sin que éste se sature, cosa que nos es posible en un sistema real sobre todo cuando el regulador tiene un polo en el origen. Como se puede observar en la figura 3.31, el margen de fase y de ganancia de  $H(s)$  se encuentran dentro de los márgenes predichos anteriormente,  $35^\circ$  y 30 dB.

Por último se ha cerrado el lazo en el convertidor y se ha comprobado que el sistema es estable tanto por simulación como experimentalmente. El circuito que se ha utilizado para realizar la simulación es el que se muestra en la figura 3.30b, en donde se puede observar el



Figura

3.30. Post-regulador Reductor de dos entradas con el modelo de gran señal y control modo tensión: a) lazo de tensión cerrado y b) lazo de tensión abierto.

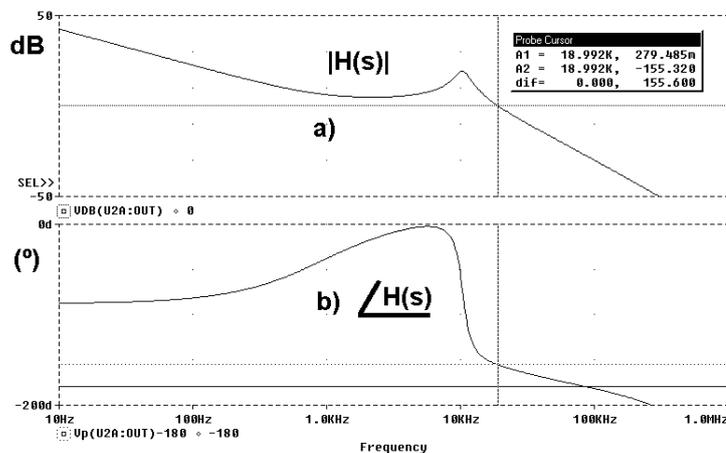


Figura 3.31. Diagrama de Bode a) de amplitud y b) de fase de  $H(s)$  obtenido mediante simulación.

modelo de gran señal del convertidor así como el regulador  $A_v(s)$  implementado a partir de un modelo de operacional y de la red de muestreo, siendo las formas de onda obtenidas para las tensiones de entrada  $V_1, V_2$  y de salida  $V_{OSR}$  las que se muestran en la figura 3.32 en las que no se observa ninguna oscilación.

Las formas de onda de las tensiones de entrada  $V_1, V_2$  y de salida  $V_{OSR}$  se muestran en la figura 3.33. En dicha figura se puede observar cómo la tensión de salida  $V_{OSR}$  no presenta oscilaciones.

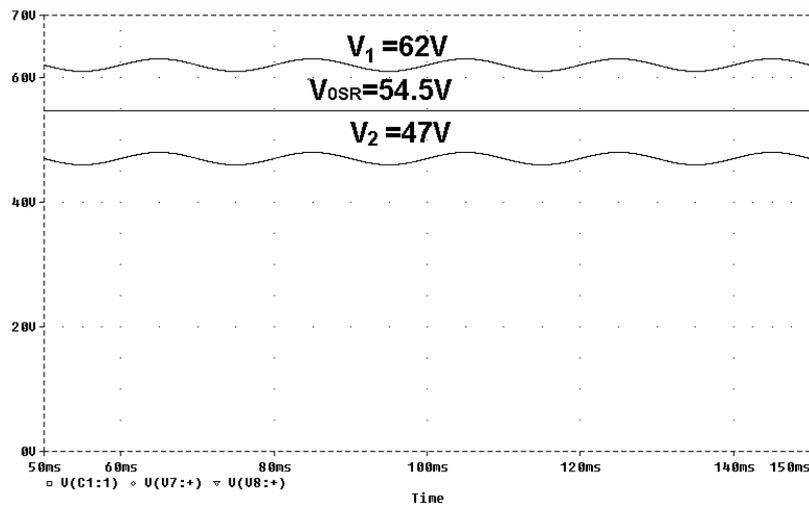


Figura 3.32. Formas de onda de las tensiones de entrada y salida en el post-regulador Reductor de dos entradas con control modo tensión obtenidos mediante simulación.

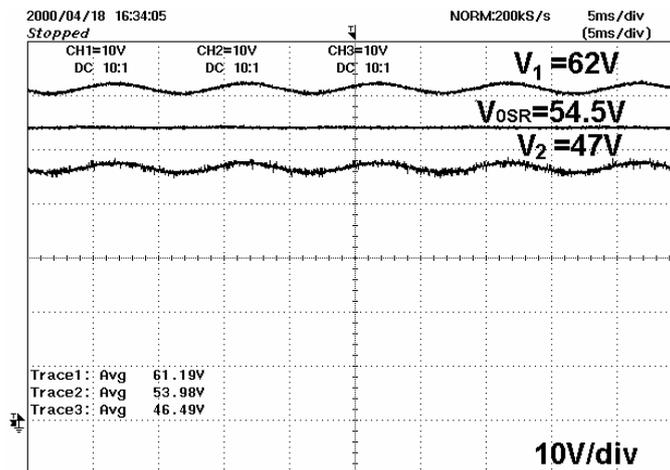


Figura 3.33. Formas de onda de las tensiones de entrada y salida en el post-regulador Reductor de dos entradas con control modo tensión obtenidos mediante ensayos experimentales.

**3.4.1.2 Impedancia de salida.**

A continuación se va a determinar la impedancia de salida del convertidor mediante el análisis teórico y la simulación del modelo de gran señal. En primer lugar, el cálculo de la impedancia de salida del convertidor se ha realizado a partir del modelo de pequeña señal del convertidor con control modo tensión (figura 3.34). Para ello se ha aplicado una tensión en la salida del convertidor  $\hat{v}_{OSR}$ , calculando la corriente de salida  $\hat{i}_0$ , siendo las tensiones de entrada  $\hat{v}_1, \hat{v}_2$  y de referencia  $\hat{v}_{REF}$  igual a cero. La impedancia de salida es el cociente entre la tensión de salida  $\hat{v}_{OSR}$  y la corriente de salida  $\hat{i}_0$ , según se muestra en la ecuación (3.20).

$$Z_{OSR}(s) = \frac{\hat{v}_{OSR}}{\hat{i}_0} \left| \begin{array}{l} \hat{v}_1 = 0 \\ \hat{v}_2 = 0 \\ \hat{v}_{Ref} = 0 \end{array} \right. \quad (3.20)$$

Del circuito de la figura 3.34b se obtiene el valor de la corriente de salida como suma de la corriente  $\hat{i}_C$  que circula por el condensador de filtro  $C_{TB}$  y de la corriente  $\hat{i}$  que circula por la bobina de filtro  $L_{TB}$ , ecuación (3.21).

$$\hat{i}_0 = \hat{i}_C - \hat{i} \quad (3.21)$$

A su vez la corriente por el condensador de filtro  $C_{TB}$  en función de la tensión de salida

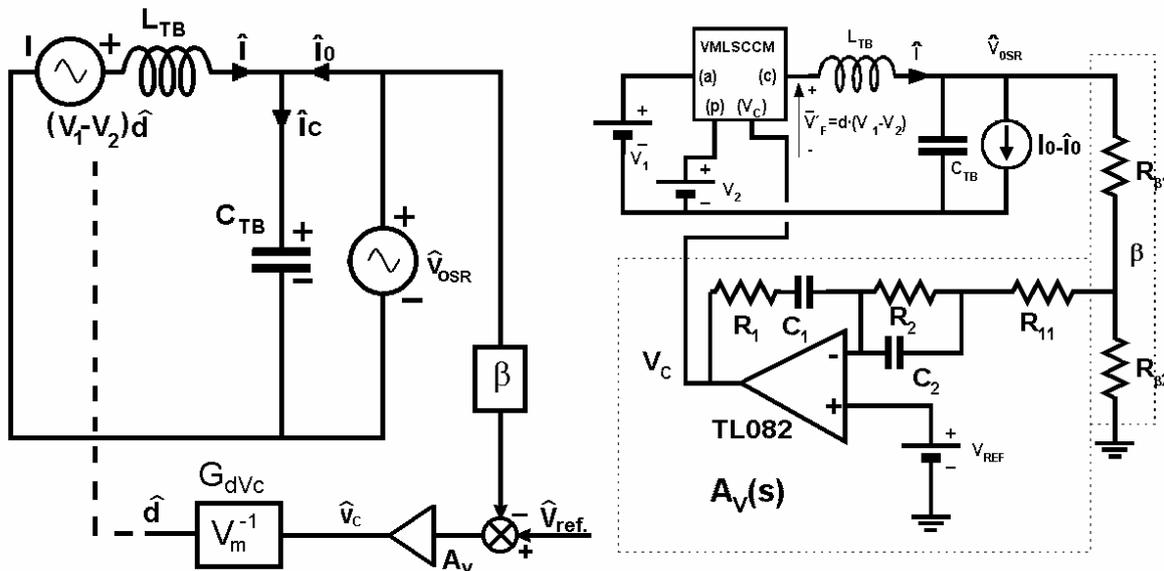


Figura 3.34. a) Modelo de pequeña señal y b) modelo de gran señal del post-regulador Reductor de dos entradas utilizados para la obtención de la impedancia de salida.

$\hat{v}_{OSR}$  es:

$$\hat{i}_C = \hat{v}_{OSR} \cdot s \cdot C_{TB} \quad (3.22)$$

y la corriente  $\hat{i}$  en función del ciclo de trabajo  $\hat{d}$  y de la tensión de salida  $\hat{v}_{OSR}$  es:

$$\hat{i} = \frac{(V_1 - V_2) \cdot \hat{d} - \hat{v}_{OSR}}{s \cdot L_{TB}} \quad (3.23)$$

Por otra parte, el ciclo de trabajo  $\hat{d}$  se puede expresar en función de la tensión de salida  $\hat{v}_{OSR}$ :

$$\hat{d} = \frac{-\beta \cdot Av(s)}{V_m} \cdot \hat{v}_{OSR} \quad (3.24)$$

A partir de las ecuaciones (3.21) a (3.24) se ha obtenido la impedancia de salida del convertidor, expresada en la ecuación (3.25).

$$Z_{OSR}(s) = \frac{1}{s \cdot C_{TB} + \frac{1 + \frac{\beta \cdot Av(s)}{V_m} \cdot (V_1 - V_2)}{s \cdot L_{TB}}} \quad (3.25)$$

Un ejemplo de diagrama de Bode de la impedancia de salida obtenida en la ecuación (3.25) se ha representado en la figura 3.35.

El diagrama de Bode de la impedancia de salida del convertidor  $Z_{OSR}$  se ha obtenido también

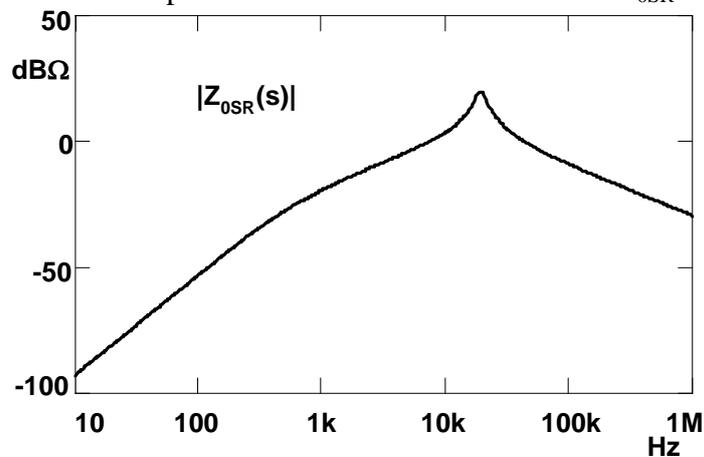


Figura 3.35. Diagrama de Bode de la impedancia de salida  $Z_{OSR}(s)$  obtenido mediante el análisis del modelo de pequeña señal del convertidor.

mediante la simulación en el Pspice del modelo de gran señal del convertidor de la figura 3.34, en el cual se ha sustituido la carga por una fuente de corriente  $i_0 = I_0 - \hat{i}_0$  con un cierto valor nominal de la corriente de salida  $I_0$  en continua y una valor de alterna. El primer valor es utilizado para polarizar al convertidor en un punto de funcionamiento que luego es usado por el simulador para realizar un análisis de alterna utilizando como señal de entrada la corriente  $\hat{i}_0$  y como salida la tensión  $\hat{v}_{0SR}$ . El valor de la impedancia de salida será:

$$\frac{\hat{v}_{0SR}}{\hat{i}_0} = Z_{0SR}(s) \quad (3.26)$$

El diagrama de Bode obtenido mediante la simulación es el que se muestra en la figura 3.36. Como se puede observar en las figuras 3.35 y 3.36, con ambos métodos se obtienen los mismos resultados.

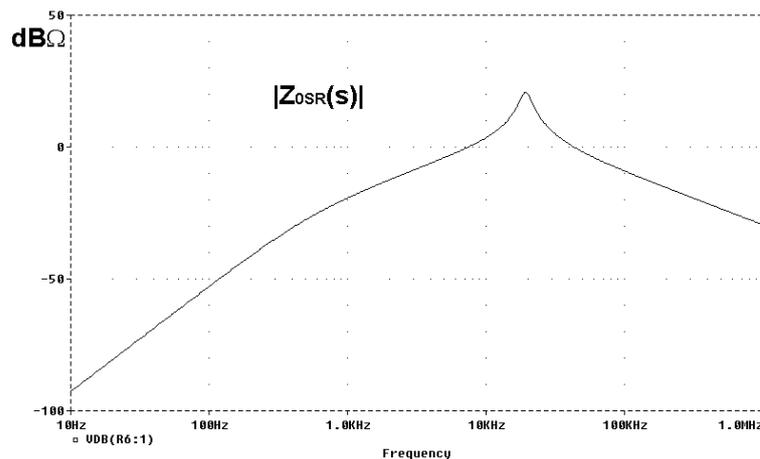


Figura 3.36. Diagrama de Bode de la impedancia de salida  $Z_{0SR}(s)$  obtenido mediante la simulación del modelo de gran señal.

### 3.4.1.3 Análisis de la audio-susceptibilidad.

En el post-regulador reductor de dos entradas tenemos dos funciones de transferencia (audio-susceptibilidad) con las cuales se puede obtener el rizado de la tensión de salida  $\hat{v}_{0SR}$  en función del rizado presente en cada una de las tensiones de entrada  $\hat{v}_1$  y  $\hat{v}_2$ . Esto es debido a que el convertidor posee dos entradas en lugar de una como en el post-regulador reductor.

Se define la audio-susceptibilidad entre la tensión de salida  $\hat{v}_{0SR}$  y la tensión de entrada  $\hat{v}_1$  como la función  $Au_{SR1}(s)$ , y la audio-susceptibilidad entre la tensión de salida  $\hat{v}_{0SR}$  y la tensión de entrada  $\hat{v}_2$  como la función  $Au_{SR2}(s)$  según, las ecuaciones (3.27) y (3.28) respectivamente.

$$\mathbf{Au}_{\text{SR1}} = \frac{\hat{v}_{\text{OSR}}}{\hat{v}_1} \left| \begin{array}{l} \hat{v}_2 = 0 \\ \hat{v}_{\text{Ref}} = 0 \end{array} \right. \quad (3.27)$$

$$\mathbf{Au}_{\text{SR2}} = \frac{\hat{v}_{\text{OSR}}}{\hat{v}_2} \left| \begin{array}{l} \hat{v}_1 = 0 \\ \hat{v}_{\text{Ref}} = 0 \end{array} \right. \quad (3.28)$$

Para obtener las funciones de transferencia descritas anteriormente se ha utilizado el modelo de pequeña señal del post-regulador reductor de dos entradas con control modo tensión que se muestra en la figura 3.26b.

En primer lugar se obtendrá la función de transferencia  $\mathbf{Au}_{\text{SR1}}(s)$ . Como se puede observar en la figura 3.26b la tensión de salida  $\hat{v}_{\text{OSR}}$  es función de la tensión de entrada  $\hat{v}_1$  y del ciclo de trabajo  $\hat{d}$  (ecuación (3.29)):

$$\hat{v}_{\text{OSR}} = \frac{\hat{v}_1 \cdot D + (V_1 - V_2) \cdot \hat{d}}{1 + s \cdot \frac{L_{\text{TB}}}{R} + s^2 \cdot L_{\text{TB}} \cdot C_{\text{TB}}} \quad (3.29)$$

A su vez el ciclo de trabajo  $\hat{d}$  es función de la tensión de salida  $\hat{v}_{\text{OSR}}$ , según la siguiente ecuación (3.30):

$$\hat{d} = -\frac{A_v(s) \cdot \beta}{V_m} \cdot \hat{v}_{\text{OSR}} \quad (3.30)$$

A partir de estas ecuaciones se obtiene la audio-susceptibilidad con relación a la tensión de entrada  $\hat{v}_1$ :

$$\mathbf{Au}_{\text{SR1}}(s) = \frac{D}{1 + s \cdot \frac{L_{\text{TB}}}{R} + s^2 \cdot L_{\text{TB}} \cdot C_{\text{TB}}} \cdot \frac{1}{1 + \frac{(V_1 - V_2) \cdot A_v(s) \cdot \beta}{V_m \cdot \left(1 + s \cdot \frac{L_{\text{TB}}}{R} + s^2 \cdot L_{\text{TB}} \cdot C_{\text{TB}}\right)}} \quad (3.31)$$

De forma análoga, en las ecuaciones (3.32), (3.33) y (3.34) se ha expresado, respectivamente, la tensión de salida  $\hat{v}_{\text{OSR}}$  en función de la tensión de entrada  $\hat{v}_2$  y del ciclo de trabajo  $\hat{d}$ , el ciclo de trabajo  $\hat{d}$  en función de  $\hat{v}_{\text{OSR}}$  y, por último, se ha obtenido la audio-

susceptibilidad para la tensión de entrada  $\hat{v}_2$  siendo  $D'=1-D$  el complementario del ciclo de trabajo.

$$\hat{v}_{OSR} = \frac{\hat{v}_2 \cdot D' + (V_1 - V_2) \cdot \hat{d}}{1 + s \cdot \frac{L_{TB}}{R} + s^2 \cdot L_{TB} \cdot C_{TB}} \quad (3.32)$$

$$\hat{d} = -\frac{Av(s) \cdot \beta}{V_m} \cdot \hat{v}_{OSR} \quad (3.33)$$

$$Au_{SR2}(s) = \frac{D'}{1 + s \cdot \frac{L_{TB}}{R} + s^2 \cdot L_{TB} \cdot C_{TB}} \cdot \frac{1}{1 + \frac{(V_1 - V_2) \cdot Av(s) \cdot \beta}{V_m \cdot \left(1 + s \cdot \frac{L_{TB}}{R} + s^2 \cdot L_{TB} \cdot C_{TB}\right)}} \quad (3.34)$$

En las figuras 3.37a y 3.37b se han representado los diagramas de Bode de las funciones de

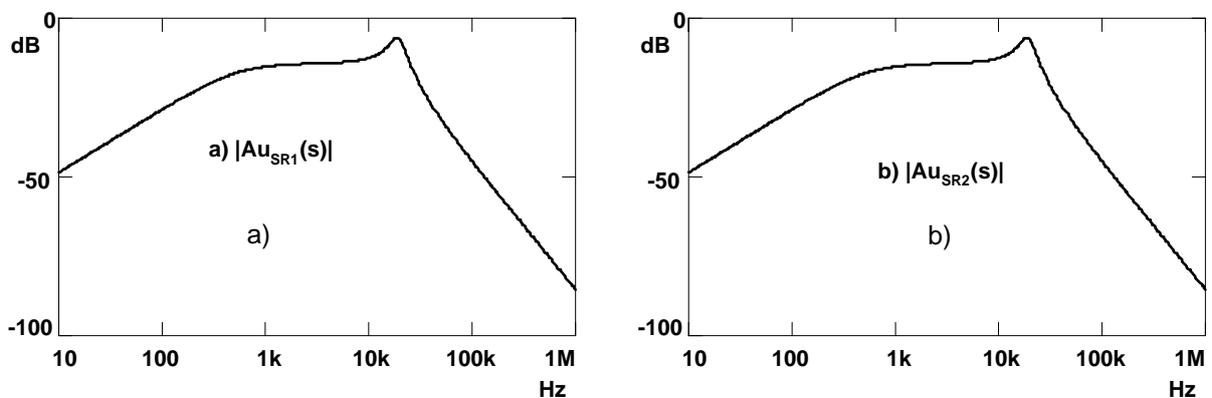


Figura 3.37. Diagramas de Bode de las funciones de transferencia  $Au_{SR1}(s)$  y  $Au_{SR2}(s)$  obtenidos analíticamente.

transferencia  $Au_{SR1}(s)$  y  $Au_{SR2}(s)$  calculadas previamente.

Los diagramas de Bode de la audio-susceptibilidad del post-regulador también han sido obtenidos mediante la simulación del modelo de gran señal del post-regulador con realimentación de tensión, figura 3.30. Para obtener cada una de las funciones de transferencia se ha introducido una señal de perturbación en una de las entradas y se ha medido la tensión en la salida. Los diagramas de Bode obtenidos se muestran en la figura 3.38a para  $Au_{SR1}(s)$  y 3.38b para  $Au_{SR2}(s)$ . Como se puede comprobar los resultados obtenidos analíticamente y por

simulación son muy similares. La ganancia obtenida para  $|Au_{SR1}(s)|$  y  $|Au_{SR2}(s)|$  en ambos casos para una frecuencia de 100 Hz es de 0.039. La amplitud del rizado de la tensión de salida se obtiene de la siguiente expresión  $\hat{v}_{OSR} = \hat{v}_1 \cdot |Au_{SR1}(s)| + \hat{v}_2 \cdot |Au_{SR2}(s)|$ , ya que las variaciones  $\hat{v}_1$  y  $\hat{v}_2$  están en fase. Para un valor de  $\hat{v}_1 = \hat{v}_2 = 1V$  se obtiene  $\hat{v}_{OSR} = 78mV$  de pico.

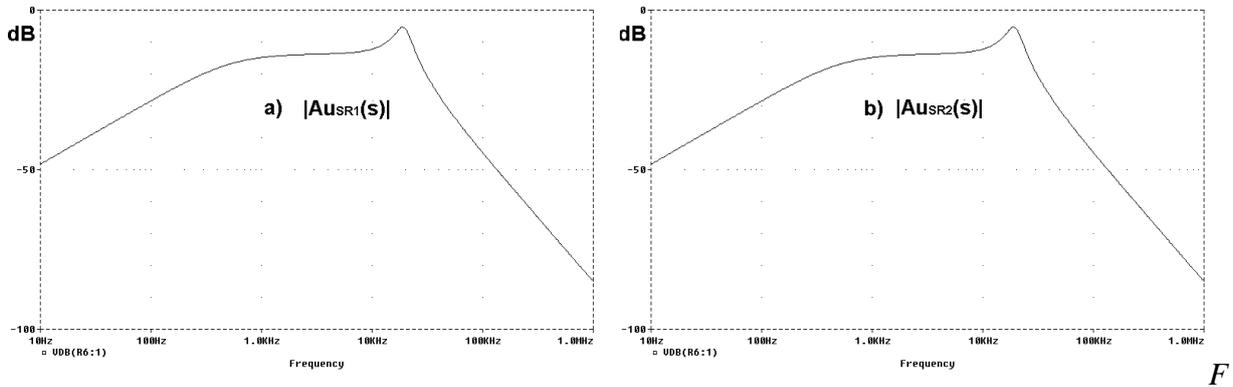


Figura 3.38. Diagramas de Bode de las funciones de transferencia  $Au_{SR1}(s)$  y  $Au_{SR2}(s)$  obtenidos por simulación.

A partir del modelo de gran señal del post-regulador de la figura 3.30, se ha realizado una simulación temporal en la cual a las tensiones de entrada se les ha añadido un rizado de valor 1 V de pico y frecuencia de 100 Hz con el fin de observar el rizado de la tensión de salida. El valor obtenido es de 72 mV de tensión de pico, tal como se puede observar en la figura 3.39.

Esta misma prueba se ha realizado en el prototipo de la figura 3.26a, aplicando un rizado de tensión de entrada de 1V de pico y frecuencia 100 Hz. El valor del rizado de la tensión de salida obtenido es de 135 mV de pico tal como se puede ver en la figura 3.40.

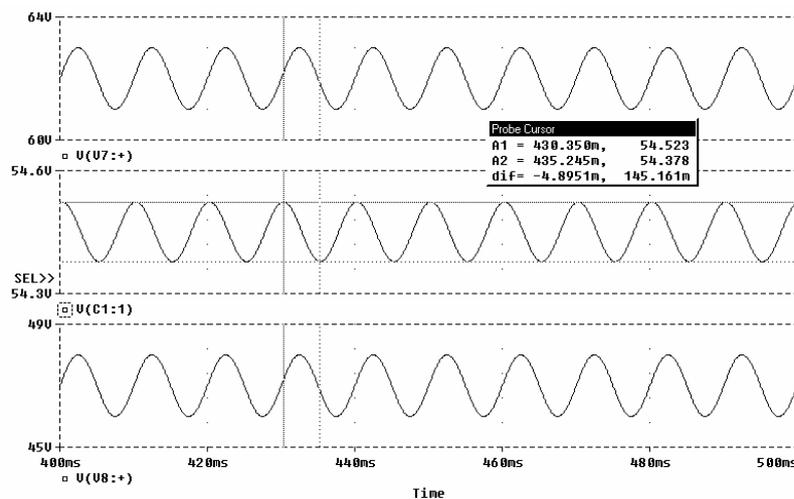


Figura 3.39. Rizado de la tensión de salida en el post-regulador Reductor de dos entradas obtenido mediante simulación.

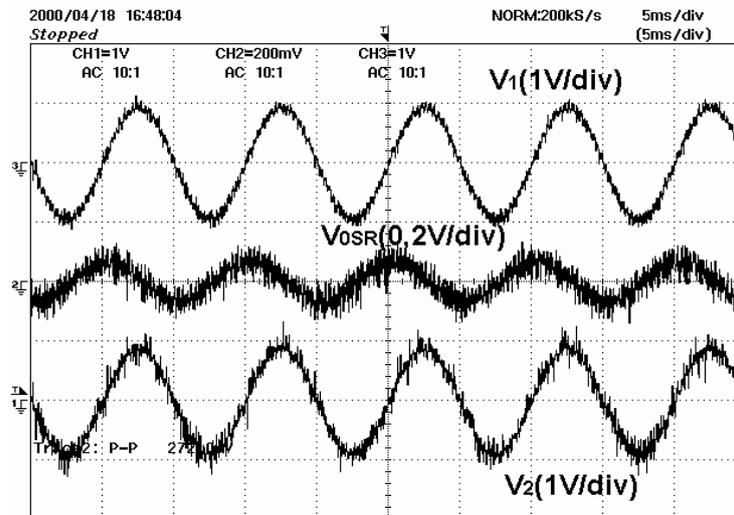


Figura 3.40. Rizado de la tensión de salida en el post-regulador Reductor de dos entradas obtenido mediante experimentación.

Como se puede observar el valor obtenido en los tres casos es muy similar.

### 3.4.2 Aplicación del modo tensión en el post-regulador conmutado serie Directo.

#### 3.4.2.1 Análisis de la estabilidad del lazo de tensión.

En la figura 3.41a se muestra el post-regulador conmutado serie Directo con el lazo de realimentación cerrado por el regulador  $A_v(s)$  y la red de muestreo  $\beta$ . La ganancia de la red de muestreo  $\beta$  viene determinada por el cociente entre la tensión de referencia en el regulador  $V_{REF}$  y el valor de la tensión de salida  $V_{OSS}$ , según la ecuación (3.35).

$$\beta = \frac{V_{REF}}{V_{OSS}} \quad (3.35)$$

En la figura 3.41b se ha representado el modelo de pequeña señal del post-regulador con el lazo de realimentación cerrado, el cual incluye los modelos de pequeña señal del convertidor, el modulador de anchura de pulso  $G_{dVc}$ , el regulador  $A_v(s)$  y la red de muestreo  $\beta$ . Otra posibilidad de representación del modelo de pequeña señal es el diagrama de bloques de las funciones de transferencia del convertidor que se muestra en la figura 3.42, en el cual podemos obtener información tanto de la estabilidad del lazo de realimentación como de la audio-

susceptibilidad del convertidor. El valor de la función de transferencia del modulador es  $G_{dVc} = V_m^{-1} / 2$ . Dicha función difiere de la que se obtuvo en el apartado 3.4.1.1 debido a que del circuito de control solamente se utiliza una de las salidas para no sobrepasar en ningún caso el valor de  $D = 0,5$  para el ciclo de trabajo.

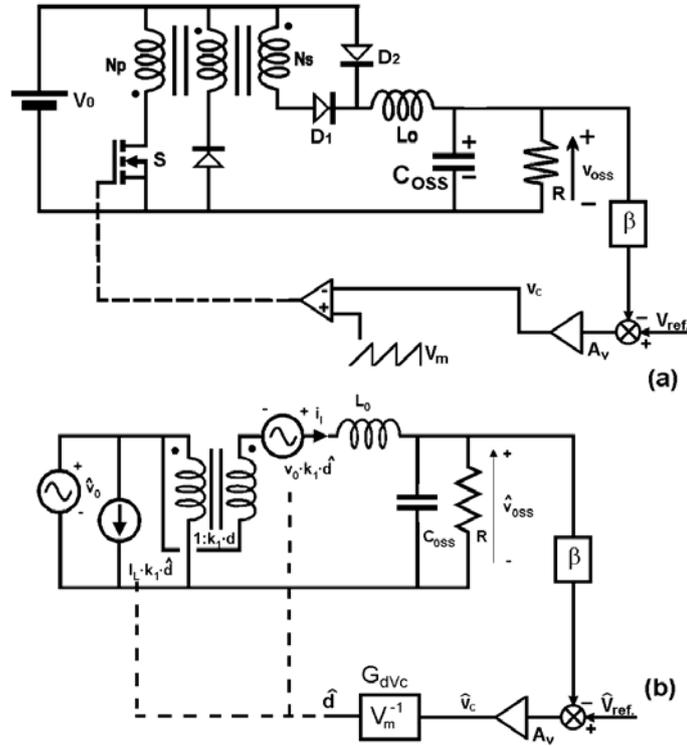


Figura 3.41. a) Post-regulador conmutado serie Forward con control modo tensión. b) Modelo de pequeña señal del post-regulador con control modo tensión.

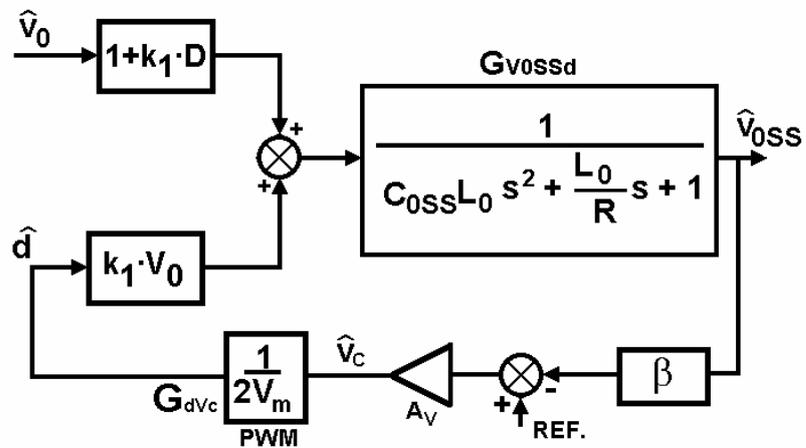


Figura 3.42. Modelo de pequeña señal del post-regulador representado mediante diagrama de bloques.

Como se indicó en el apartado 3.4.1.1, para determinar la estabilidad del convertidor es necesario estudiar la función de transferencia del lazo de realimentación o lazo de tensión en bucle abierto  $H(s) = A_v(s) \cdot \beta \cdot G_{dVc} \cdot G_{V0SSd}(s)$ . Para que el sistema sea estable el lazo de realimentación [7] debe de tener un margen de fase o de ganancia positivo.

De los términos que forman el lazo de realimentación el único que puede ser modificado para conseguir que el sistema sea estable es  $A_v(s)$ .

### 3.4.2.1.1 Resultados experimentales.

En el capítulo 2 ya fueron definidos los post-reguladores, y en el anexo 2 se muestra el esquema completo del post-regulador con los valores de los componentes utilizados.

Para conseguir que el sistema sea estable se ha utilizado un regulador  $A_v(s)$  cuyo diagrama de Bode de amplitud y fase es el representado en la figura 3.43. Al utilizar este regulador en el lazo de realimentación, la función de transferencia  $H(s)$  tiene el diagrama de Bode que se representa en la figura 3.44. En dicha figura se puede observar que en el ejemplo seguido el margen de ganancia es de 25 dB y el de fase  $25^\circ$ , siendo el ancho de banda que se obtiene de 20 kHz.

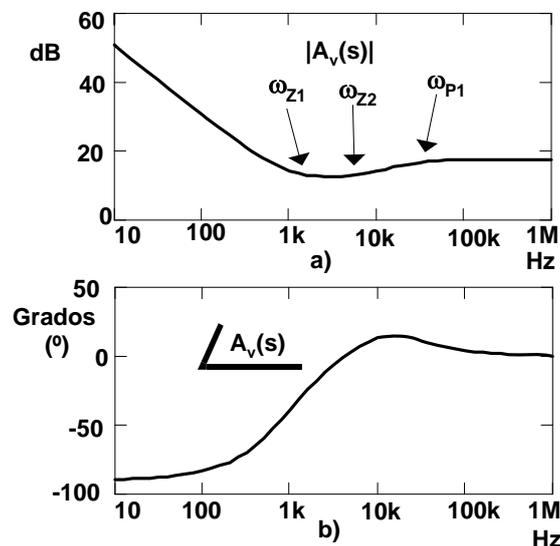


Figura 3.43. Diagrama de Bode de amplitud y fase del regulador  $A_v(s)$ .

La función de transferencia del regulador  $A_v(s)$  se expresa en la ecuación (3.36).

$$A_v(s) = K_{Av} \frac{(1 + \frac{s}{\omega_{Z2}}) \cdot (1 + \frac{s}{\omega_{Z1}})}{\frac{s}{\omega_{P1}} \cdot (1 + \frac{s}{\omega_{P2}})} \quad (3.36)$$

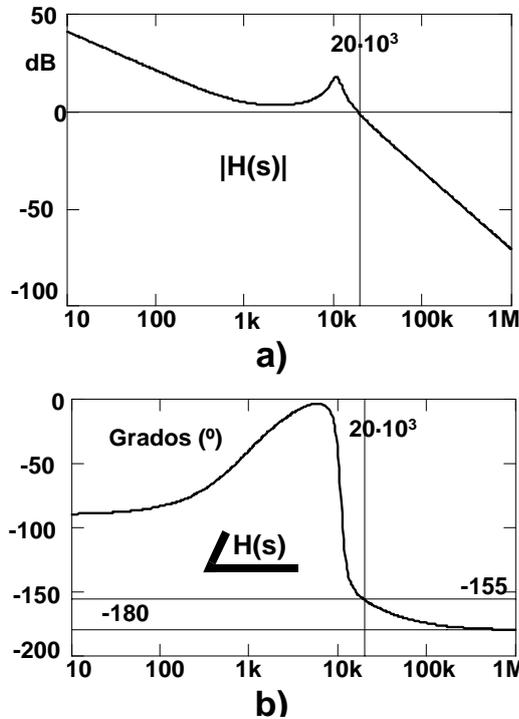


Figura 3.44. Diagrama de Bode de a) amplitud y b) fase de  $H(s)$ .

De la misma forma que para el post-regulador Reductor de dos entradas, para comprobar que el sistema diseñado es estable se puede obtener el diagrama de Bode de amplitud y fase de la función de transferencia  $H(s)$ , simulando el modelo de gran señal del convertidor, el regulador y la red  $\beta$ , que se muestran en la figura 3.45b. Como se puede observar en la figura 3.46 el

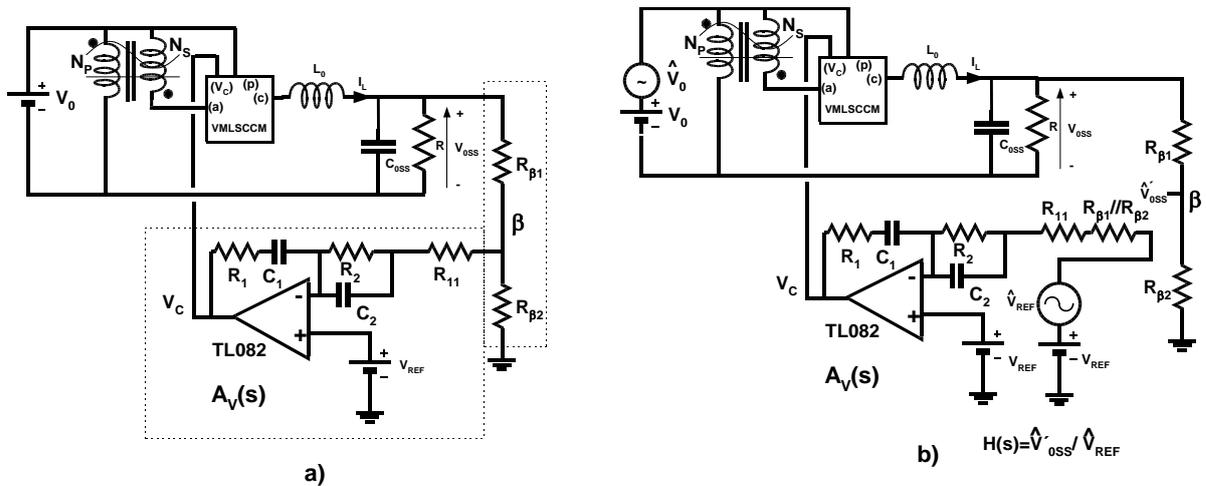


Figura 3.45. Post-regulador conmutado serie Directo o Forward con el modelo de gran señal y control modo tensión: a) lazo de tensión cerrado y b) lazo de tensión abierto.

margen de ganancia y de fase de  $H(s)$  se encuentran dentro de los márgenes predichos anteriormente, es decir  $25^\circ$  y 25 dB.

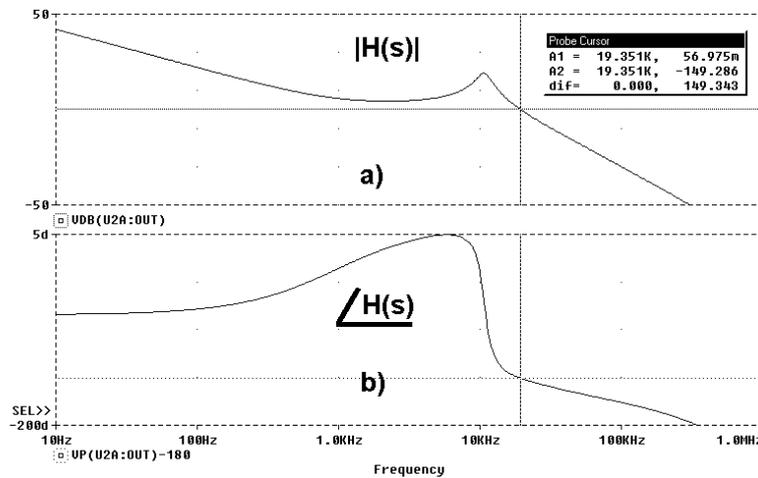


Figura 3.46. Diagrama de Bode a) de amplitud y b) de fase de  $H(s)$  obtenido mediante simulación.

Por último se ha comprobado que el sistema es estable tanto por simulación como experimentalmente. El circuito que se ha utilizado para realizar la simulación es el que se muestra en la figura 3.45a en donde se puede observar el modelo de gran señal del convertidor así como el regulador  $A_v(s)$  implementado a partir de un modelo de operacional y de la red de muestreo. Las formas de onda obtenidas para la tensión de entrada  $V_0$  y de salida  $V_{OSS}$  se muestran en la figura 3.47, observándose que no presenta ninguna oscilación.

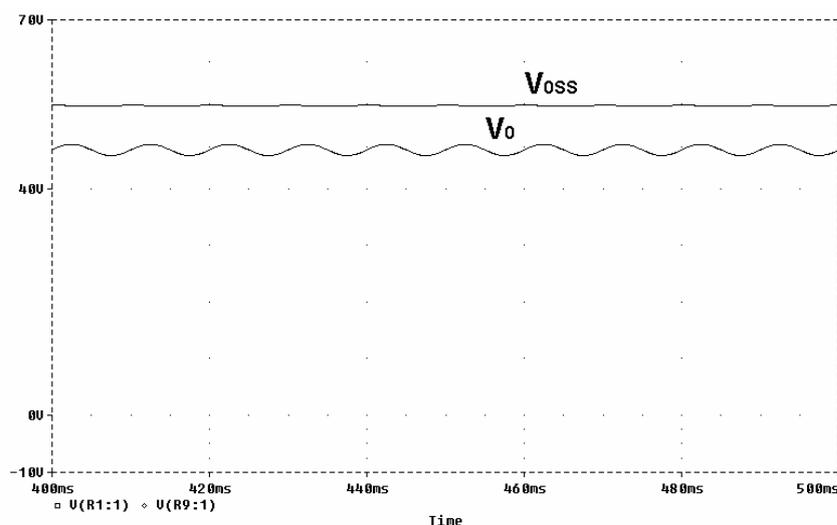


Figura 3.47. Formas de onda de la tensión de entrada y de salida en el post-regulador conmutado serie Directo o Forward con control modo tensión obtenidas mediante simulación.

Las forma de onda de la tensión de entrada  $V_0$  y de salida  $V_{OSS}$  reales se muestran en la figura 3.48. En dicha figura se puede observar como la tensión de salida  $V_{OSS}$  no presenta oscilaciones.

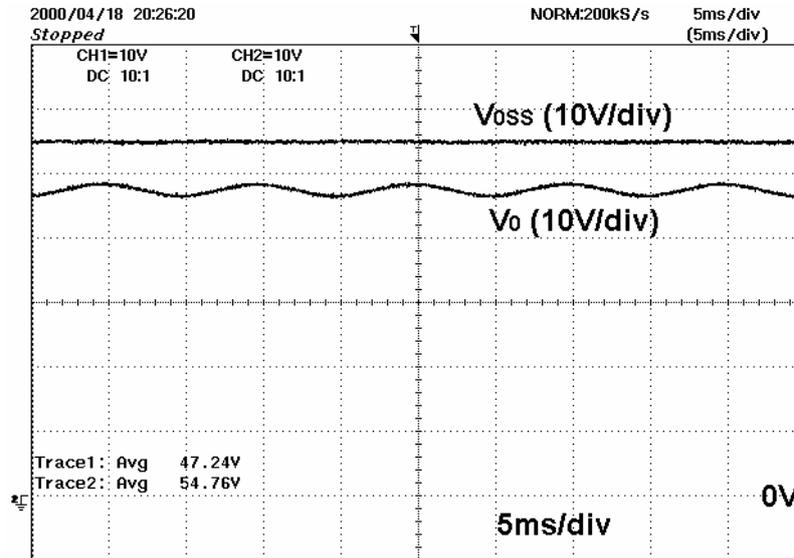


Figura 3.48. Formas de onda de la tensión de entrada y de salida en el post-regulador conmutado serie Directo o Forward con control modo tensión obtenidas mediante ensayos experimentales.

### 3.4.2.2 Impedancia de salida.

A continuación se va a determinar la impedancia de salida del convertidor mediante el análisis teórico y la simulación del modelo de gran señal. En primer lugar el cálculo de la impedancia se ha realizado a partir del modelo de pequeña señal del convertidor con control modo tensión (figura 3.49). Para ello se ha aplicado una tensión en la salida del convertidor  $\hat{v}_{OSS}$ , calculando la corriente de salida  $\hat{i}_0$ , siendo las tensiones de entrada  $\hat{v}_0$  y de referencia  $\hat{v}_{REF}$  igual a cero. La impedancia de salida es el cociente entre la tensión de salida  $\hat{v}_{OSS}$  y la corriente de salida  $\hat{i}_0$ , según se muestra en la ecuación (3.37).

$$Z_{OSS}(s) = \frac{\hat{v}_{OSS}}{\hat{i}_0} \bigg|_{\substack{\hat{v}_0 = 0 \\ \hat{v}_{REF} = 0}} \quad (3.37)$$

Del circuito de la figura 3.49 se obtiene el valor de la corriente de salida como suma de la corriente  $\hat{i}_C$  que circula por el condensador de filtro  $C_{OSR}$  y de la corriente  $\hat{i}_L$  que circula por la bobina de filtro  $L_0$ , ecuación (3.38).

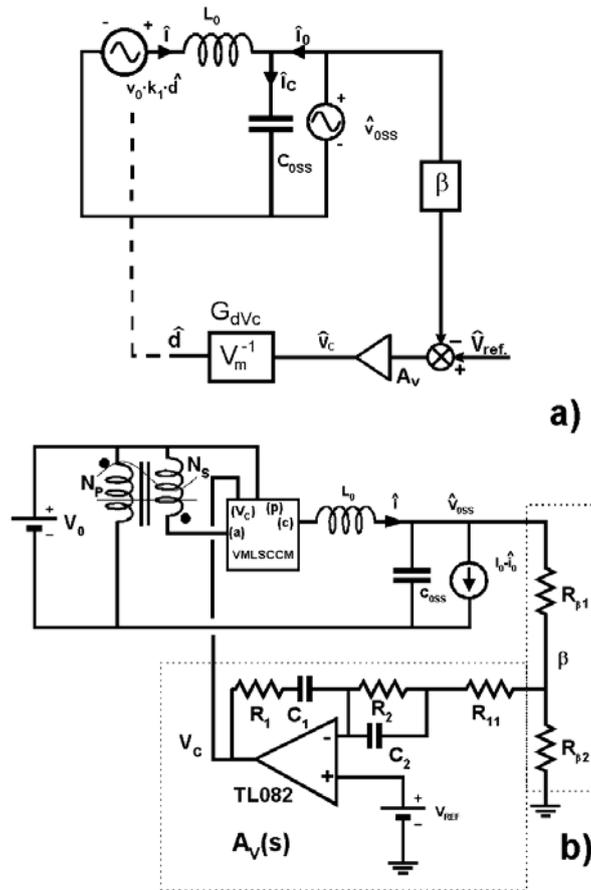


Figura 3.49. a) Modelo de pequeña señal y b) de gran señal del post-regulador conmutado serie Directo o Forward utilizados para la obtención de la impedancia de salida.

$$\hat{i}_0 = \hat{i}_c - \hat{i} \tag{3.38}$$

A su vez la corriente por el condensador de filtro  $C_{oss}$  en función de la tensión de salida  $\hat{v}_{oss}$  es:

$$\hat{i}_c = \hat{v}_{oss} \cdot s C_{oss} \tag{3.39}$$

y la corriente  $\hat{i}$  en función del ciclo de trabajo  $\hat{d}$  y de la tensión de salida  $\hat{v}_{oss}$  es:

$$\hat{i} = \frac{k_1 \cdot V_0 \cdot \hat{d} - \hat{v}_{oss}}{s L_0} \tag{3.40}$$

Por otra parte el ciclo de trabajo  $\hat{d}$  se puede expresar en función de la tensión de salida  $\hat{v}_{oss}$ :

$$\hat{d} = \frac{-\hat{v}_{oss} \cdot \beta \cdot Av(s)}{V_m} \tag{3.41}$$

A partir de las ecuaciones (3.38) a (3.41) se ha obtenido la impedancia de salida del convertidor, expresada en la ecuación (3.42).

$$Z_{oss}(s) = \frac{1}{s C_{oss} + \frac{1}{1 + \frac{k_1 \cdot V_0 \cdot \beta \cdot A_v(s)}{V_m}} \frac{V_m}{s L_0}} \quad (3.42)$$

Un ejemplo de diagrama de Bode de la impedancia de salida del post-regulador conmutado serie Directo se ha representado en la figura 3.50.

Este diagrama de Bode se ha obtenido también mediante la simulación en el Pspice del modelo de gran señal del post-regulador de la figura 3.49, en el cual se ha sustituido la carga por una fuente de corriente  $i_0 = I_0 + \hat{i}_0$  con un cierto valor nominal de la corriente de salida  $I_0$  en continua y un valor de alterna. El primer valor es utilizado para polarizar al post-regulador en un punto de funcionamiento que luego es usado por el simulador para realizar el análisis de alterna, utilizando como señal de entrada la corriente  $\hat{i}_0$ . El valor de la impedancia de salida será:

$$\frac{\hat{v}_{oss}}{\hat{i}_0} = Z_{oss}(s) \quad (3.43)$$

El diagrama de Bode obtenido mediante la simulación se muestra en la figura 3.51. Como se puede observar en las figuras 3.50 y 3.51 con ambos métodos se han obtenido los mismos resultados.

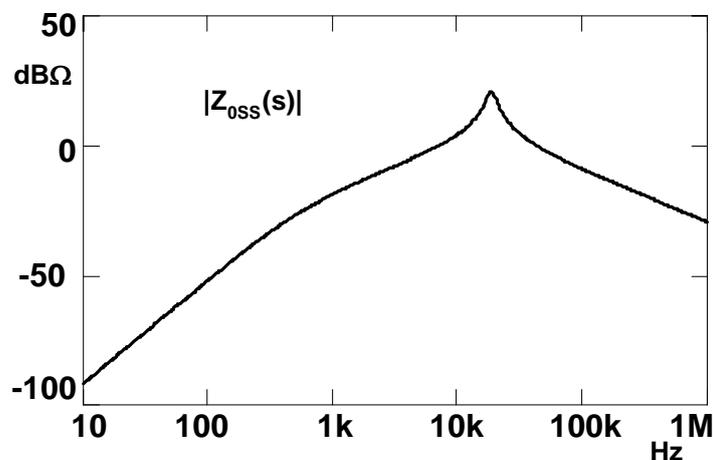


Figura 3.50. Diagrama de Bode de la impedancia de salida  $Z_{oss}(s)$  obtenida mediante el análisis del modelo de pequeña señal del convertidor.

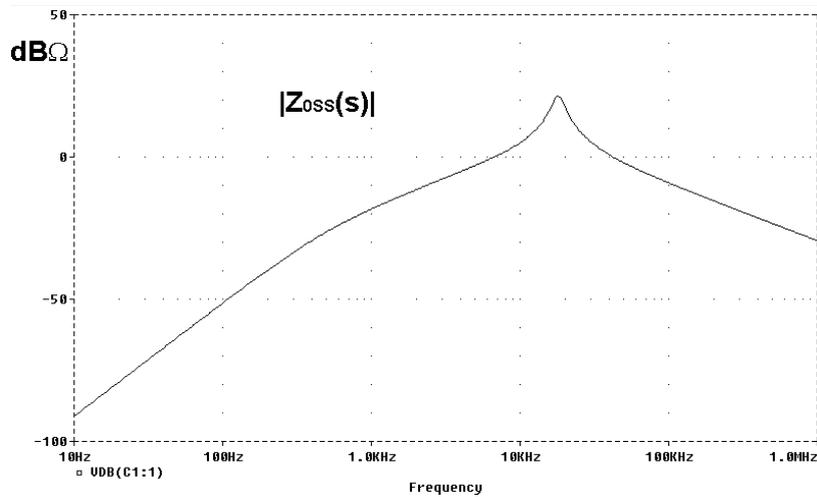


Figura 3.51. Diagrama de Bode de la impedancia de salida  $Z_{oss}(s)$  obtenida mediante la simulación del modelo de gran señal.

### 3.4.2.3 Análisis de la audio-susceptibilidad.

Se define la audio-susceptibilidad entre la tensión de salida  $\hat{v}_{oss}$  y la tensión de entrada  $\hat{v}_0$  como la función  $Au_{ss}(s)$  según la ecuación (3.44):

$$Au_{ss}(s) = \left. \frac{\hat{v}_{oss}}{\hat{v}_0} \right|_{\hat{v}_{Ref} = 0} \quad (3.44)$$

Para obtener la función de transferencia anteriormente descrita se ha utilizado el modelo de pequeña señal del post-regulador conmutado serie Directo con control modo tensión que se muestra en la figura 3.41b.

Como se puede observar en la figura, la tensión de salida  $\hat{v}_{oss}$  es función de la tensión de entrada  $\hat{v}_0$  y del ciclo de trabajo  $\hat{d}$  (ecuación (3.45)).

$$\hat{v}_{oss} = \frac{\hat{v}_0 \cdot (1 + k_1 \cdot D) + k_1 \cdot V_0 \cdot \hat{d}}{1 + s \frac{L_0}{R} + s^2 L_0 C_{oss}} \quad (3.45)$$

A su vez el ciclo de trabajo  $\hat{d}$  es función de la tensión de salida  $\hat{v}_{oss}$  según la ecuación (3.46):

$$\hat{d} = - \frac{\hat{v}_{oss} \cdot \beta \cdot A_v(s)}{V_m} \quad (3.46)$$

A partir de estas ecuaciones se obtiene la audio-susceptibilidad del post-regulador (ecuación (3.47)):

$$A_{u_{ss}}(s) = \frac{1 + k_1 \cdot D}{1 + s \frac{L_0}{R} + s^2 L_0 C_{oss}} \cdot \frac{1}{1 + \frac{k_1 \cdot V_0 \cdot \beta \cdot A_v(s)}{V_m}} \quad (3.47)$$

En la figura 3.52 se ha representado el diagrama de Bode de la función de transferencia  $A_{u_{ss}}(s)$  calculada previamente.

El diagrama de Bode de la audio-susceptibilidad también se ha obtenido mediante la simulación del modelo de gran señal del post-regulador con realimentación de tensión, figura 3.45. Para obtener la función de transferencia mencionada previamente se ha introducido en la simulación una señal de perturbación en la tensión de entrada y se ha medido la tensión de

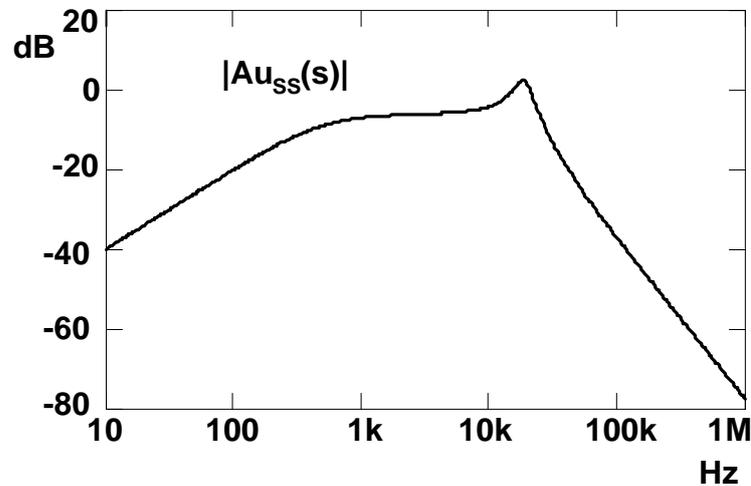


Figura 3.52. Diagrama de Bode de la función de transferencia  $A_{u_{ss}}(s)$  obtenida de forma analítica.

salida. El diagrama de Bode obtenido se muestra en la figura 3.53. Como se puede comprobar los resultados obtenidos analíticamente y por simulación son muy similares. La ganancia obtenida para  $|A_{u_{ss}}(s)|$  en ambos casos para una frecuencia de 100 Hz es de 0.101. La amplitud del rizado de la tensión de salida se obtiene de la expresión  $\hat{v}_{oss} = \hat{v}_0 \cdot |A_{u_{ss}}(s)|$ . Para un valor de  $\hat{v}_0 = 1V$  se obtiene  $\hat{v}_{oss} = 101 \text{ mV}$ .

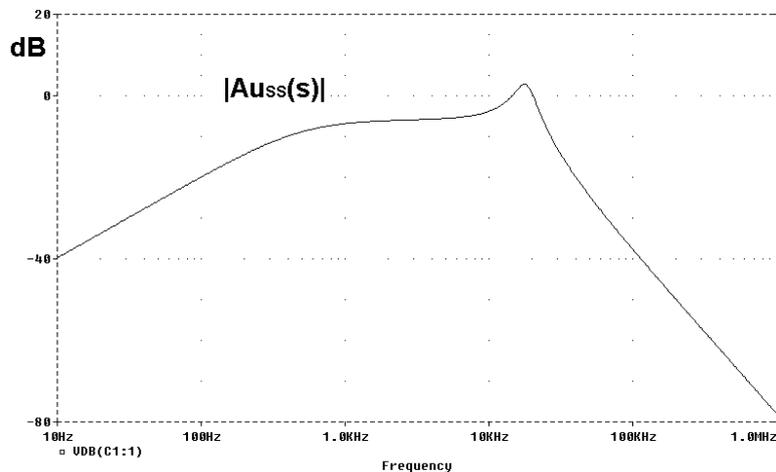


Figura 3.53. Diagrama de Bode de la función de transferencia  $A_{uSS}(s)$  obtenidos por simulación.

A partir del modelo de gran señal del post-regulador, figura 3.45, se ha realizado una simulación temporal, en la cual a la tensión de entrada se le ha añadido un rizado de tensión de valor 1 V de tensión de pico y frecuencia 100 Hz para observar el valor del rizado de la tensión de salida. Como se puede observar en la figura 3.54 se ha obtenido un rizado de 101 mV.

Esta mismo prueba se ha realizado en el prototipo de la figura 3.41a, aplicando un rizado de tensión de entrada de 1 V de pico y frecuencia 100 Hz. El valor del rizado de la tensión de salida obtenido es de 95 mV de pico como se puede observar en la figura 3.55.

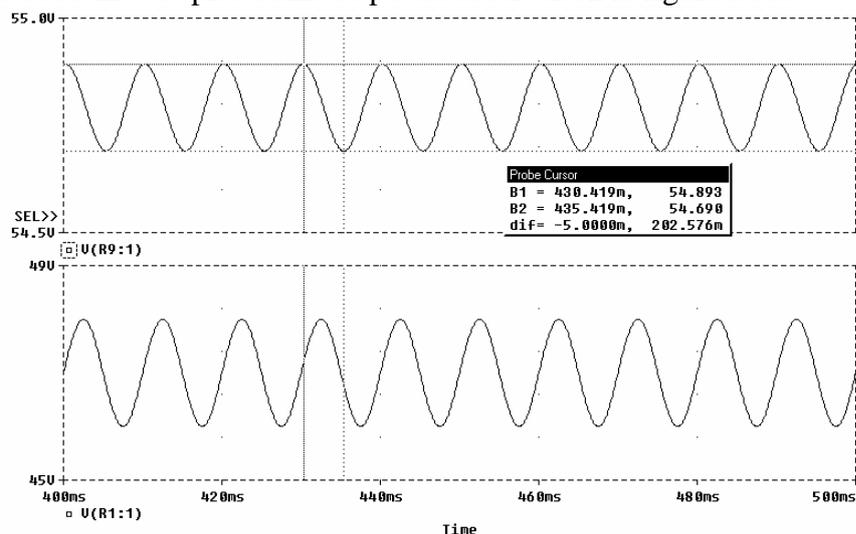


Figura 3.54. Rizado de la tensión de salida en el post-regulador conmutado serie Directo o Forward obtenido por simulación.

Como se puede comprobar el valor obtenido en los tres casos es muy similar.

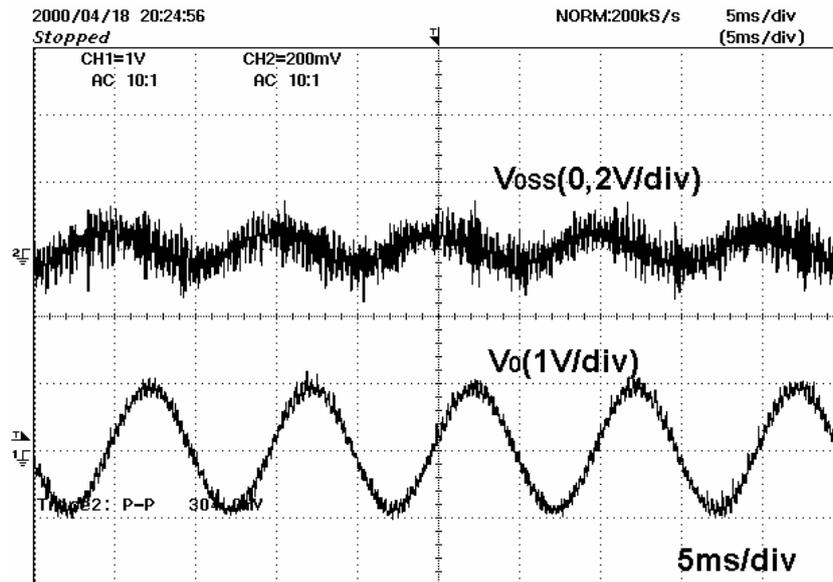


Figura 3.55. Rizado de la tensión de salida en el post-regulador conmutado serie Directo o Forward obtenido mediante experimentación.

### 3.4.3 Aplicación del modo tensión en el convertidor Elevador usado como post-regulador.

#### 3.4.3.1 Análisis de la estabilidad del lazo de tensión.

En la figura 3.56a se muestra el post-regulador conmutado serie Elevador con el lazo de realimentación cerrado por el regulador  $A_v(s)$  y la red de muestreo  $\beta$ . La ganancia de la red de muestreo  $\beta$  viene determinada por el cociente entre la tensión de referencia del regulador  $V_{REF}$  y el valor de la tensión de salida  $V_{0SE}$  según la ecuación (3.48).

$$\beta = \frac{V_{REF}}{V_{0SE}} \quad (3.48)$$

En la figura 3.56b se ha representado el modelo de pequeña señal del post-regulador con el lazo de realimentación cerrado, el cual incluye los modelos de pequeña señal del convertidor, el modulador de anchura de pulso  $G_{dVc}$ , el regulador  $A_v(s)$  y la red de muestreo  $\beta$ . Otra posibilidad de representación del modelo de pequeña señal es el diagrama de bloques de las funciones de transferencia del convertidor que se muestra en la figura la figura 3.57, del cual podemos obtener tanto información de la estabilidad del lazo de realimentación como de la audio-susceptibilidad del convertidor. El valor de la función de transferencia del modulador es  $G_{dVc} = V_m^{-1} / 2$ . Dicha función difiere de la que se obtuvo en el apartado 3.4.1.1 debido a que del

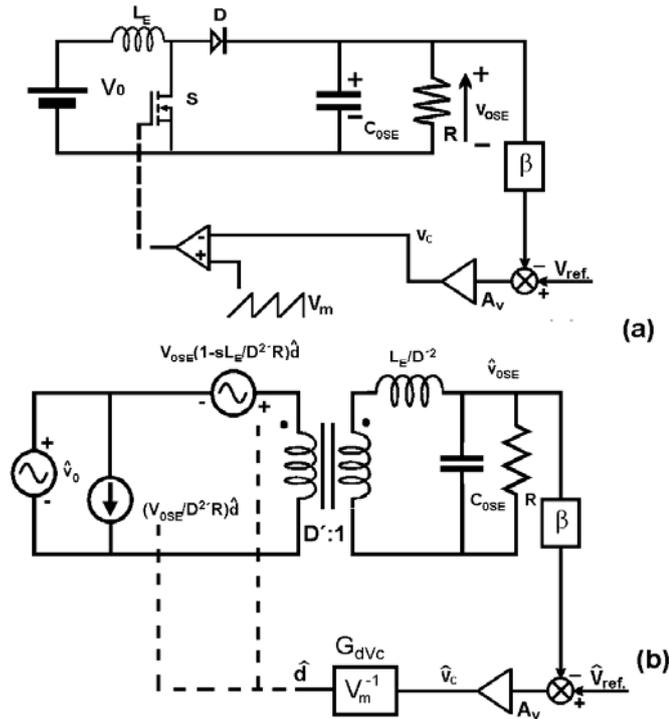


Figura 3.56. a) Convertidor Elevador con control modo tensión. b) Modelo de pequeña señal del post-regulador con control modo tensión.

circuito de control solamente se utiliza una de las salidas para no sobrepasar en ningún caso el valor de  $D = 0,5$  para el ciclo de trabajo.

Como se indicó en el apartado 3.4.1.1, para estudiar la estabilidad del sistema es necesario conocer la función de transferencia del lazo de tensión de bucle abierto o de realimentación  $H(s) = A_v(s) \cdot \beta \cdot G_{dVc} \cdot G_{V_{OSEd}}(s)$ . Para que el sistema sea estable [7], el lazo de realimentación debe de tener un margen de fase o de ganancia positivo.

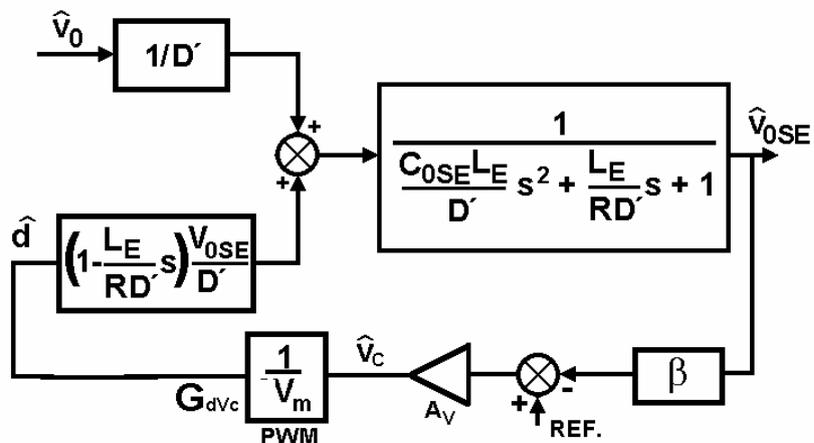


Figura 3.57. Modelo de pequeña señal del post-regulador representado mediante diagrama de bloques.

De los términos que forman parte del lazo de realimentación el único que puede ser modificado para conseguir que el sistema sea estable es el regulador  $A_v(s)$ .

### 3.4.3.1.1 Resultados experimentales.

En el capítulo 2 ya fueron definidos los post-reguladores, y en el anexo 3 se muestra el esquema completo del post-regulador con los valores de los componentes utilizados.

Para conseguir que el sistema sea estable se ha utilizado un regulador  $A_v(s)$  cuyo diagrama de Bode de amplitud y fase es el representado en la figura 3.58. Al utilizar este regulador, la función de transferencia  $H(s)$  en lazo abierto queda con el diagrama de Bode que se representa en la figura 3.59. En dicha figura se puede observar que el margen de ganancia es de 15 dB y el de fase  $35^\circ$ , siendo el ancho de banda que se obtiene de 2,6 kHz.

La función de transferencia del regulador  $A_v(s)$  utilizado se expresa en la ecuación (3.49).

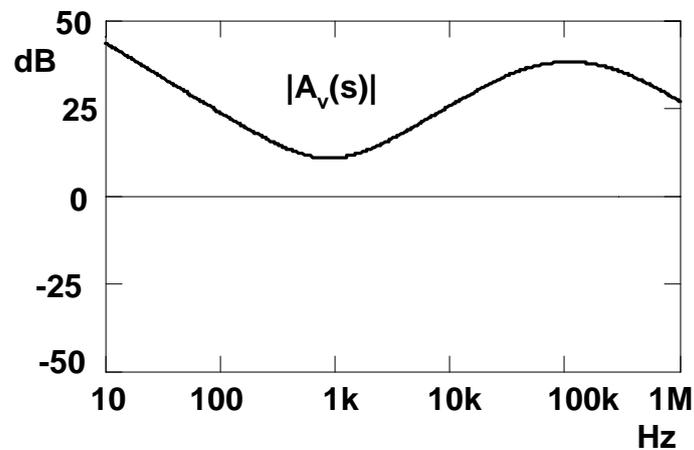


Figura 3.58. Diagrama de Bode de amplitud y fase del regulador  $A_v(s)$ .

$$A_v(s) = K_{Av} \cdot \left( 1 + \frac{1}{\frac{s}{\omega_{z1}}} \right) \cdot \frac{\left( 1 + \frac{s}{\omega_{z2}} \right)}{\left( 1 + \frac{s}{\omega_{p1}} \right) \cdot \left( 1 + \frac{s}{\omega_{p2}} \right)} \quad (3.49)$$

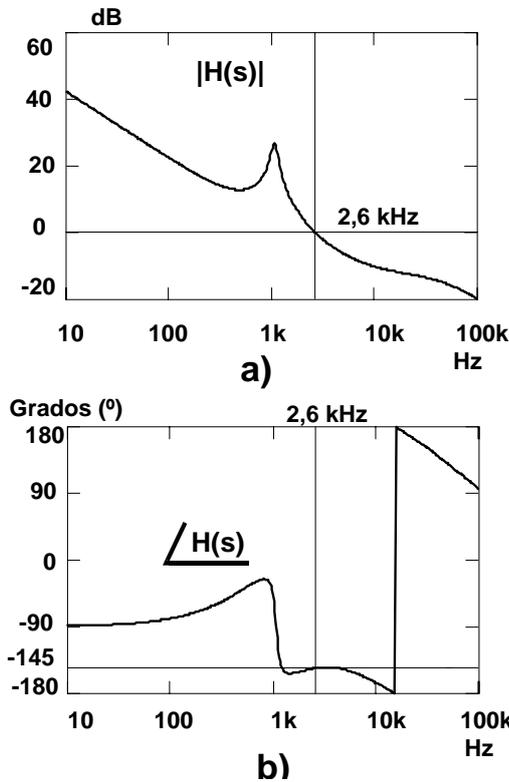


Figura 3.59. Diagrama de Bode de a) amplitud y b) fase de  $H(s)$ .

Como en el caso de los otros post-reguladores, para comprobar que el sistema diseñado es estable se puede obtener el diagrama de Bode de amplitud y fase de la función de transferencia  $H(s)$  simulando el modelo de gran señal del convertidor, el regulador y la red  $\beta$ , los cuales se muestran en la figura 3.60b. Como se puede observar en la figura 3.61 el margen de ganancia y de fase de  $H(s)$  se encuentran dentro de los márgenes predichos anteriormente, es decir 35° y 15 dB.

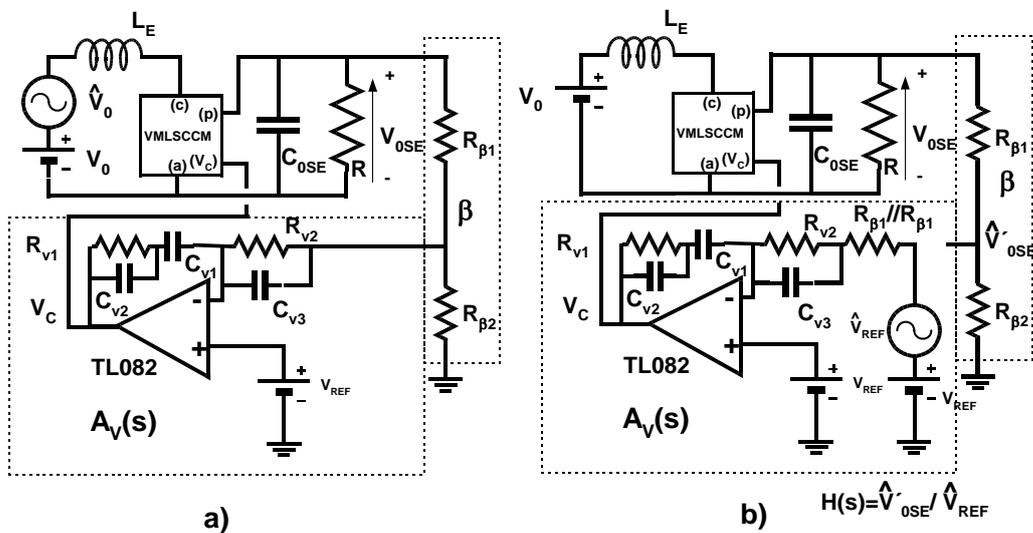


Figura 3.60. Convertidor Elevador con el modelo de gran señal y control modo tensión: a) lazo de tensión cerrado y b) lazo de tensión abierto.

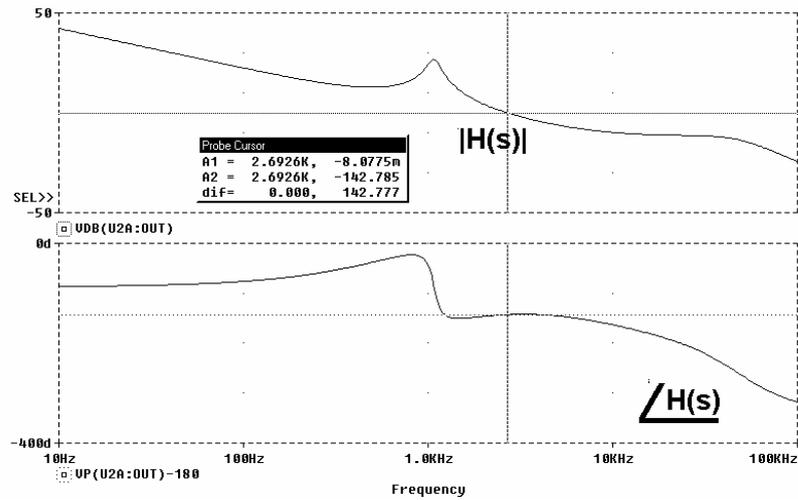


Figura 3.61. Diagrama de Bode de  $H(s)$  obtenido mediante simulación.

Por último se ha comprobado que el sistema es estable tanto por simulación como experimentalmente. El circuito que se ha utilizado para realizar la simulación es el que se muestra en la figura 3.60a en donde se puede observar el modelo de gran señal del convertidor así como el regulador  $A_v(s)$  implementado a partir de un modelo de operacional y de la red de muestreo, siendo las forma de onda obtenidas para la tensión de entrada  $V_0$  y de salida  $V_{0SE}$  las que se muestran en la figura 3.62 en las que no se observa ninguna oscilación.

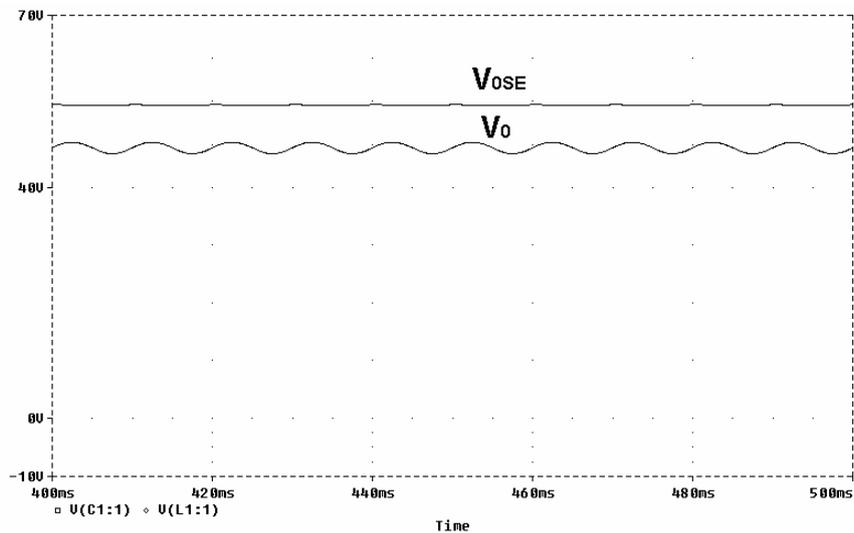


Figura 3.62. Formas de onda de la tensión de entrada y de salida en el post-regulador conmutado Elevador con control modo tensión obtenidas mediante simulación.

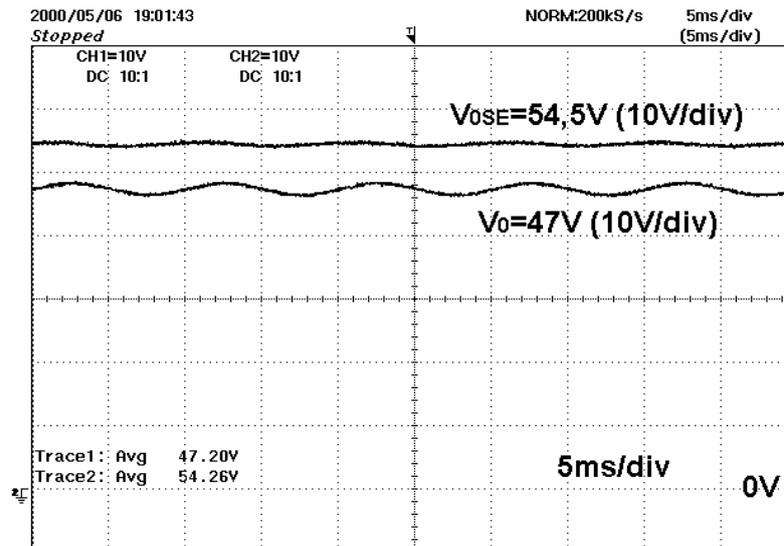


Figura 3.63. Formas de onda de la tensión de entrada y de salida en el convertidor Elevador con control modo tensión obtenidas mediante ensayos experimentales.

Las formas de onda reales de las tensiones de entrada  $V_0$  y de salida  $V_{0SE}$  se muestran en la figura 3.63. En dicha figura se puede observar como la tensión de salida  $V_{0SE}$  no presenta oscilaciones.

### 3.4.3.2 Impedancia de salida.

En este apartado se va a determinar la impedancia de salida del convertidor mediante el análisis teórico y la simulación del modelo de gran señal. En primer lugar el calculo de la impedancia de salida se ha realizado a partir del modelo de pequeña señal del convertidor con control modo tensión que se muestra en la figura 3.64. Para ello aplicado una tensión en la salida del convertidor  $\hat{v}_{0SE}$ , calculando la corriente de salida  $\hat{i}_0$ , haciendo las tensiones de entrada  $\hat{v}_0$  y de referencia  $\hat{v}_{REF}$  igual a cero. La impedancia de salida es el cociente entre la tensión de salida  $\hat{v}_{0SE}$  y la corriente de salida  $\hat{i}_0$ , según la ecuación (3.50):

$$Z_{0SE}(s) = \frac{\hat{v}_{0SE}}{\hat{i}_0} \bigg|_{\substack{\hat{v}_0 = 0 \\ \hat{v}_{Ref} = 0}} \quad (3.50)$$

Del circuito de la figura 3.64 se puede obtener el valor de la corriente de salida como suma de la corriente  $\hat{i}_C$  que circula por el condensador de filtro  $C_{0SE}$  y de la corriente  $\hat{i}$  que circula por la bobina equivalente  $L_E/D^2$ , ecuación (3.51).

$$\hat{i}_0 = \hat{i}_C - \hat{i} \quad (3.51)$$

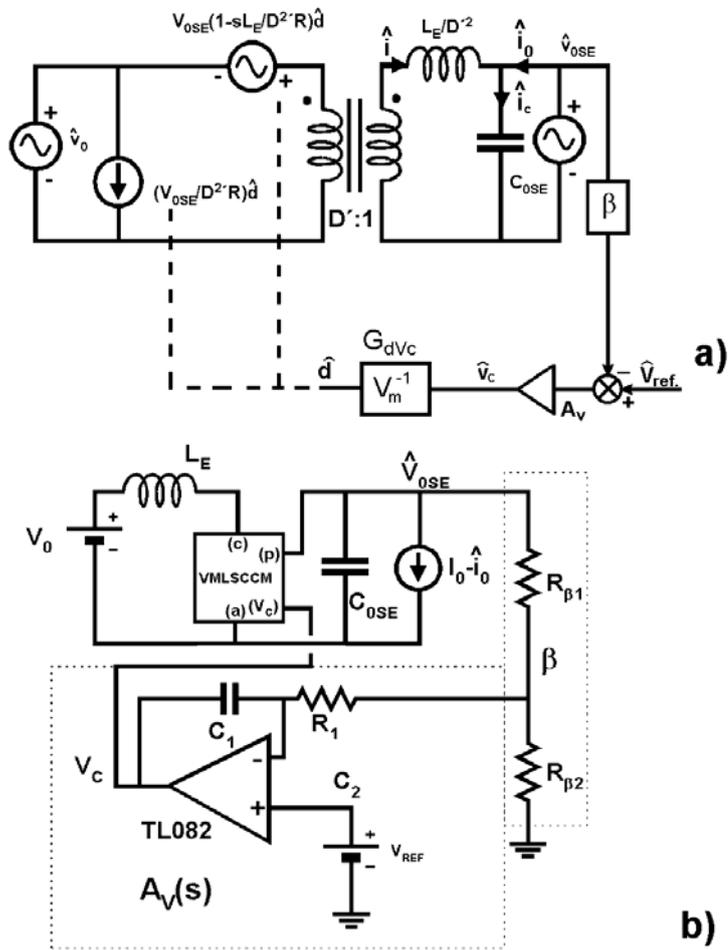


Figura 3.64. a) Modelo de pequeña señal y b) de gran señal del convertidor Elevador utilizados para la obtención de la impedancia de salida.

A su vez la corriente por el condensador de filtro  $C_{0SE}$  en función de la tensión de salida  $\hat{v}_{0SE}$  es:

$$\hat{i}_c = \hat{v}_{0SE} \cdot sC_{0SE} \tag{3.52}$$

y la corriente  $\hat{i}$  en función del ciclo de trabajo  $\hat{d}$  y de la tensión de salida  $\hat{v}_{0SE}$  es:

$$\hat{i} = \frac{\frac{V_{0SE}}{D'} \cdot \left(1 - s \frac{L_E}{D'^2 \cdot R}\right) \cdot \hat{d} - \hat{v}_{0SE}}{s \frac{L_E}{D'^2}} \quad (3.53)$$

Por otra parte el ciclo de trabajo  $\hat{d}$  se puede expresar en función de la tensión de salida  $\hat{v}_{0SE}$  :

$$\hat{d} = -\frac{A_v(s) \cdot \beta \cdot \hat{v}_{0SE}}{V_m} \quad (3.54)$$

A partir de las ecuaciones 3.41 a 3.54 se ha obtenido la impedancia de salida del convertidor , expresada en la ecuación 3.55.

$$Z_{0SE}(s) = \frac{1}{s \cdot C_{0SE} + \frac{\frac{V_{0SE}}{D'} \cdot \left(1 - s \cdot \frac{L_E}{D'^2 \cdot R}\right) \cdot \frac{A_v(s) \cdot \beta}{V_m} + 1}{s \cdot \frac{L_E}{D'^2}}} \quad (3.55)$$

En este post-regulador la impedancia de salida si depende del punto de funcionamiento, es decir de la carga R, no como en el caso del post-regulador reductor de dos entradas o del post-regulador conmutado serie Directo. El diagrama de Bode de la impedancia de salida del post-regulador conmutado serie elevador se ha representado en la figura 3.65.

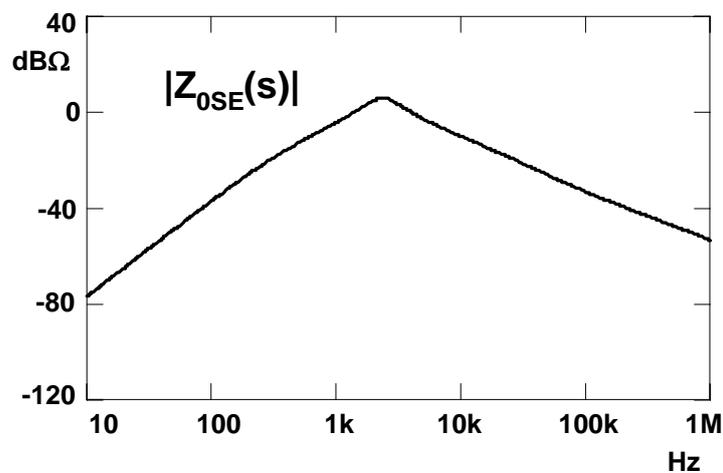


Figura 3.65. Diagrama de Bode de la impedancia de salida  $Z_{0SE}(s)$  obtenida mediante el análisis del modelo de pequeña señal del convertidor.

Este diagrama de Bode se ha obtenido también mediante la simulación en Pspice del modelo de gran señal del post-regulador de la figura 3.60, en el cual se ha sustituido la carga por una fuente de corriente  $i_0 = I_0 - \hat{i}_0$  con un cierto valor nominal de la corriente de salida  $I_0$  en continua y un valor de alterna. El valor de la impedancia de salida será:

$$\frac{\hat{V}_{0SE}}{\hat{i}_0} = Z_{0SE}(s) \quad (3.56)$$

El diagrama de Bode obtenido mediante simulación se muestra en la figura 3.66. Como se puede observar en la figuras 3.65 y 3.66 con ambos métodos se han obtenido los mismos resultados.

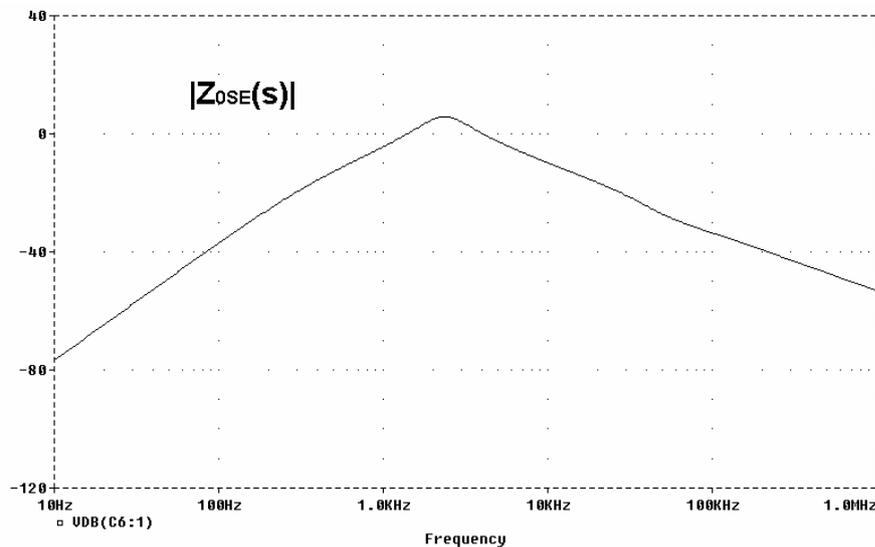


Figura 3.66. Diagrama de Bode de la impedancia de salida  $Z_{0SE}(s)$  obtenida mediante la simulación del modelo de gran señal.

### 3.4.3.3 Análisis de la audio-susceptibilidad.

Se define la audio-susceptibilidad entre la tensión de salida  $\hat{V}_{0SE}$  y la tensión de entrada  $\hat{V}_0$  como la función de transferencia  $Au_{SE}(s)$  según la ecuación (3.57):

$$Au_{SE}(s) = \left. \frac{\hat{V}_{0SE}}{\hat{V}_0} \right|_{\hat{V}_{Ref} = 0} \quad (3.57)$$

Para obtener esta función de transferencia se ha utilizado el modelo de pequeña señal del convertidor Elevador con control modo tensión que se muestra en la figura 3.56b.

Como se puede observar en la figura, la tensión de salida  $\hat{v}_{0SE}$  es función de la tensión de entrada  $\hat{v}_0$  y del ciclo de trabajo  $\hat{d}$ , ecuación (3.58).

$$\hat{v}_{0SE} = \left( \frac{\hat{v}_0}{D'} + \frac{V_{0SE}}{D'} \cdot \left( 1 - s \cdot \frac{L_E}{D'^2 \cdot R} \right) \cdot \hat{d} \right) \cdot \frac{1}{1 + s \cdot \frac{L_E}{D'^2 \cdot R} + s^2 \cdot \frac{L_E \cdot C_{0SE}}{D'^2}} \quad (3.58)$$

A su vez el ciclo de trabajo  $\hat{d}$  es función de la tensión de salida  $\hat{v}_{0SE}$  (ecuación (3.59)):

$$\hat{d} = - \frac{\hat{v}_{0SE} \cdot \beta \cdot A_v(s)}{V_m} \quad (3.59)$$

A partir de estas ecuaciones se obtiene la audio-susceptibilidad del post-regulador (ecuación (3.60)):

$$Au_{SE}(s) = \frac{1}{D'} \cdot \frac{1}{\left( 1 + s \cdot \frac{L_E}{D'^2 \cdot R} + s^2 \cdot \frac{L_E \cdot C_{0SE}}{D'^2} \right) \cdot \left( 1 + \frac{\beta \cdot A_v(s) \cdot V_0}{2 \cdot V_m \cdot D'^2} \cdot \frac{\left( 1 - s \cdot \frac{L_E}{D'^2 \cdot R} \right)}{1 + s \cdot \frac{L_E}{D'^2 \cdot R} + s^2 \cdot \frac{L_E \cdot C_{0SE}}{D'^2}} \right)} \quad (3.60)$$

En la figura 3.67 se ha representado el diagrama de Bode de la función de transferencia  $Au_{SE}(s)$  calculada previamente.

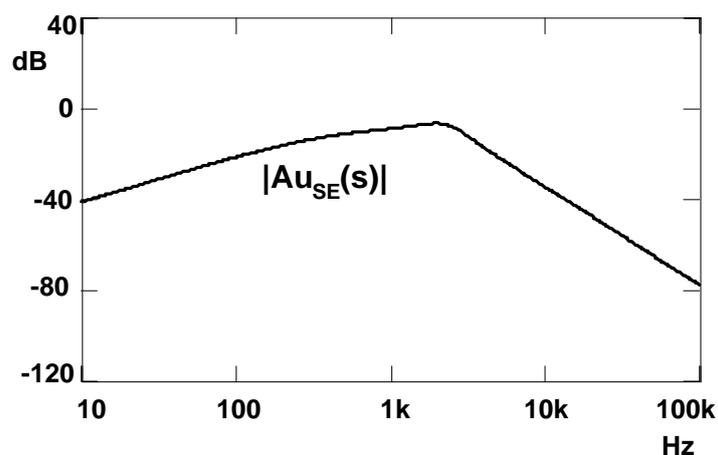


Figura 3.67. Diagrama de Bode de la función de transferencia  $Au_{SE}(s)$  obtenida de forma analítica.

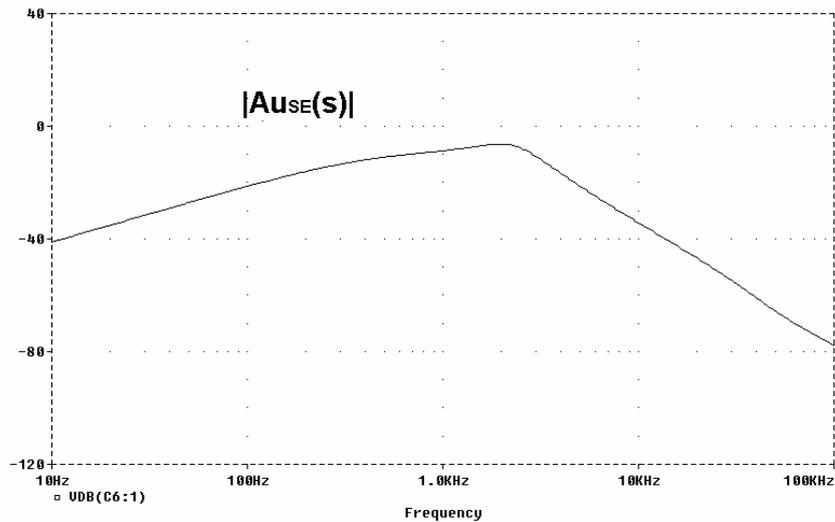


Figura 3.68. Diagrama de Bode de la función  $Au_{SE}(s)$  obtenida por simulación.

El diagrama de Bode de la audio-susceptibilidad también ha sido obtenido mediante la simulación del modelo de gran señal del post-regulador con realimentación de tensión que se muestra en la figura 3.60. Para obtener la función de transferencia mencionada se ha introducido en la simulación una señal de perturbación en la tensión de entrada y se ha medido la tensión de salida. El diagrama de Bode obtenido se muestra en la figura 3.68. Como se puede comprobar los resultados obtenidos de forma analítica y por simulación son similares. La ganancia obtenida para  $|Au_{SE}(s)|$  en ambos casos para una frecuencia de 100 Hz es de 0.086. La amplitud del rizado de la tensión de salida se obtiene de la expresión  $\hat{v}_{0SE} = \hat{v}_0 \cdot |Au_{SE}(s)|$ . Para un valor de  $\hat{v}_0 = 1V$  se obtiene  $\hat{v}_{0SR} = 86 \text{ mV}$ .

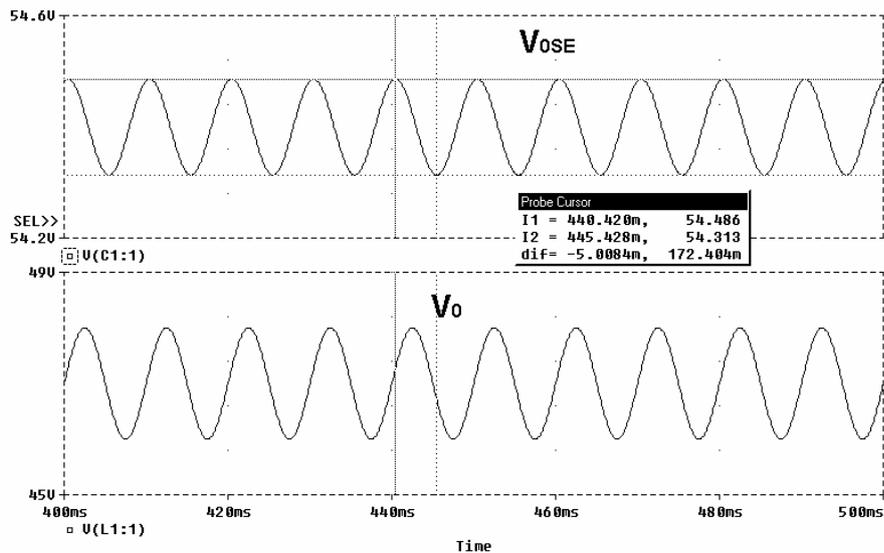


Figura 3.69. Rizado de la tensión de salida en el post-regulador conmutado serie Elevador obtenido por simulación.

A partir del modelo de gran señal del post-regulador, figura 3.60, se ha realizado una simulación temporal en la cual a la tensión de entrada se le ha añadido un rizado de tensión de valor 1 V de tensión de pico y frecuencia 100 Hz con el fin observar el valor del rizado de la tensión de salida. El valor obtenido es de 86 mV de tensión de pico, como se puede observar en la figura 3.69.

Esta misma prueba se ha realizado en el prototipo de la figura 3.56a, aplicando un rizado de tensión de entrada de 1 V de pico y frecuencia 100 Hz. El valor del rizado de la tensión de salida es de 100m V de pico como se puede observar en la figura 3.70.

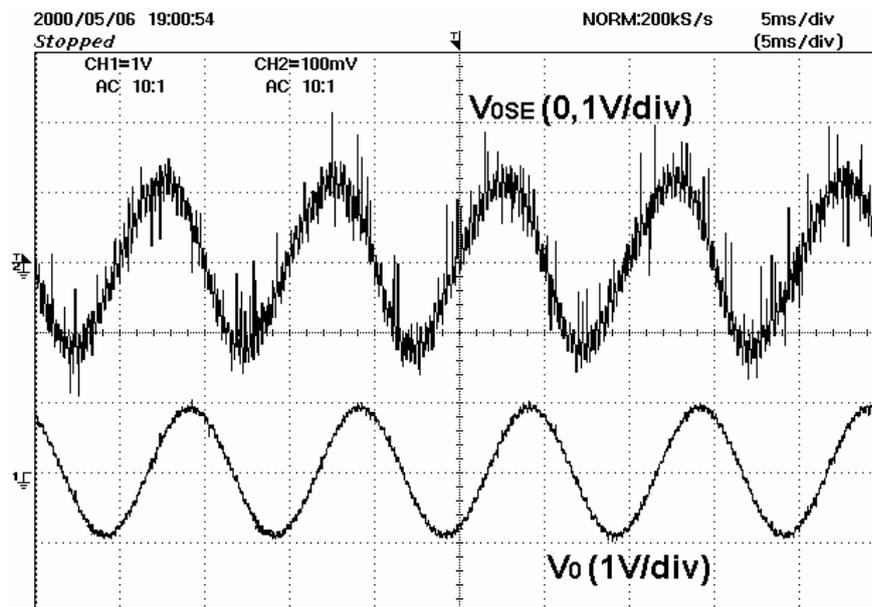


Figura 3.70. Rizado de la tensión de salida en el post-regulador conmutado serie Elevador obtenido mediante experimentación.

Como se puede comprobar el valor obtenido en los dos primeros casos es muy similar.

### 3.5 APLICACIÓN DEL CONTROL MODO TENSIÓN CON PRE-ALIMENTACIÓN O *FEED-FORWARD* EN LOS POST-REGULADORES DE ALTO RENDIMIENTO.

Como se ha podido comprobar en los apartados anteriores, con el control modo tensión es posible conseguir un gran ancho de banda, alrededor de 10 kHz para el post-regulador reductor de dos entradas y el post-regulador conmutado serie Directo, y más reducido (2,6 kHz) para el convertidor Elevador. A su vez en la función de transferencia audio-susceptibilidad, y en el

margen de frecuencias 100-120 Hz, el rechazo del rizado de la tensión de entrada es bastante bueno en los dos primeros post-reguladores( alrededor de -35 dB) siendo peor en el post-regulador conmutado serie Elevador (alrededor -20 dB).

A partir de los valores obtenidos para la audio-susceptibilidad y de las características que se precisan en este tipo de post-reguladores (un valor elevado de rechazo en el margen de frecuencias 100-120Hz), es preciso utilizar algún modo de control complementario para mejorar la audio-susceptibilidad, sobre todo en el post-regulador conmutador serie Elevador. El modo de control complementario a utilizar va a ser la prealimentación del rizado de la tensión de entrada, ya que es este rizado es el que queremos eliminar.

Se conoce como pre-alimentación o *Feed-forward* a la introducción en el lazo de realimentación de la información de alguna variable de entrada del convertidor, como por ejemplo tensión como se puede observar en la figura 3.71, con el fin de modificar alguna de las características del convertidor como, por ejemplo, la audio-susceptibilidad, la impedancia de salida, la respuesta transitoria o la impedancia de entrada del convertidor.

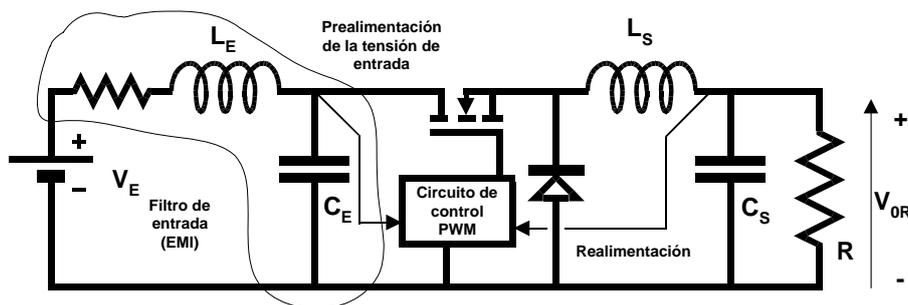


Figura 3.71. Ejemplo de lazo de realimentación con prealimentación.

La modificación de la impedancia de entrada del convertidor permite mejorar la adaptación de ésta con las impedancias de salida de un filtro EMI de entrada al convertidor ([19], [36], [47]) o de un pre-regulador (ER) ([90]), figuras 3.72a y 3.72b, con el fin de evitar posibles inestabilidades entre ambas etapas. El análisis de la adaptación de impedancias entre un pre-regulador o ER y el post-regulador será tratado en el capítulo 6.

En los apartados posteriores se va estudiar la aplicación de la prealimentación del rizado de la tensión de entrada a cada uno de los post-reguladores con el fin de mejorar la audio-susceptibilidad del convertidor dentro del margen de frecuencias de 100-120 Hz.

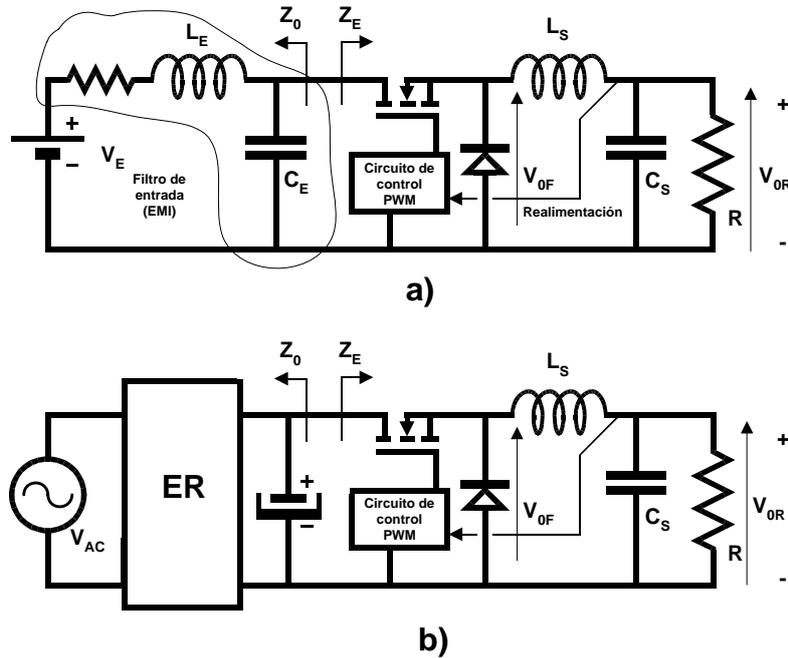


Figura 3.72. Ejemplo de adaptación de impedancias: a) filtro EMI/post-regulador b) ER/post-regulador.

La variable utilizada para implementar la prealimentación es la modificación del ciclo de trabajo  $\hat{d}$  en función del rizado de la tensión de entrada, con el fin de disminuir la amplitud del rizado de la tensión de salida. Para implementar la prealimentación se ha utilizado la técnica en la cual el ciclo de trabajo  $\hat{d}$  se modifica no solo por la variación de la tensión de control  $\hat{v}_c$ , sino por la modificación de la amplitud de la onda triangular ( figura 3.73). La ecuación (3.61) expresa el ciclo de trabajo  $d$  en función de la amplitud de la onda triangular  $v_m$  y de la tensión de control  $v_c$ . Si perturbamos el ciclo de trabajo  $d = \hat{d} + D$ , la amplitud de la onda triangular  $v_m = \hat{v}_m + V_m$  y la tensión de control  $v_c = \hat{v}_c + V_c$  obtenemos la expresión de la ecuación

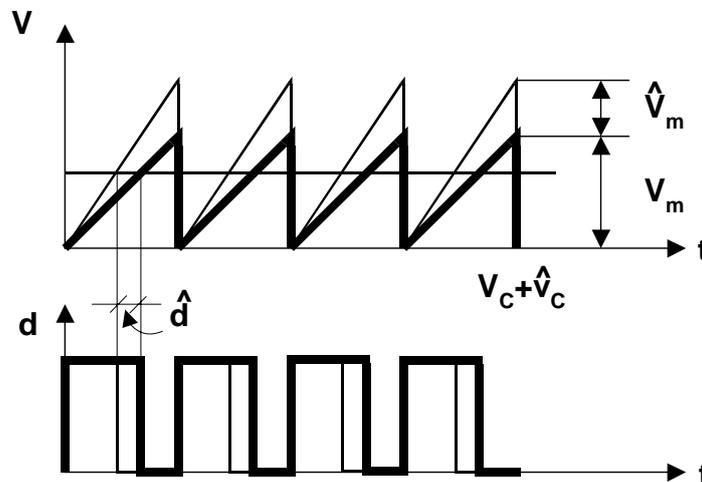


Figura 3.73. Formas de onda características del control con prealimentación.

(3.62), que representa la variación del ciclo de trabajo  $\hat{d}$  en función de la variación de la amplitud de la onda triangular  $\hat{v}_m$  y de la tensión de control  $\hat{v}_c$ .

$$d = \frac{v_c}{v_m} \quad (3.61)$$

$$\hat{d} = \frac{1}{V_m} \cdot \hat{v}_c - \frac{D}{V_m} \cdot \hat{v}_m \quad (3.62)$$

Como se puede observar en la ecuación (3.62), un incremento en la amplitud de la onda triangular produce una disminución en el ciclo de trabajo. De esta forma es posible que el regulador actúe de forma anticipada ante variaciones de la tensión de entrada para reducir el rizado de la tensión de salida, antes de que lo haga el lazo de realimentación de la tensión de salida cuando en ésta se detecte un cambio. Esto es posible si la variación de amplitud de la onda triangular es función de la amplitud del rizado de la tensión de entrada, de forma que un incremento de la tensión de entrada produce un incremento en la amplitud de la onda triangular y esta a su vez una disminución del ciclo de trabajo compensándose de esta forma dichas variaciones, como se observa en la figura 3.73.

Para poder implementar el circuito que realice la compensación del rizado de la tensión de entrada, figura 3.74, es necesario utilizar un circuito integrado de control PWM en el que sea posible actuar sobre el circuito generador de rampa. Un ejemplo puede ser el UC3825, pensado para trabajar en control modo corriente.

Para mostrar cómo se emplea esta técnica de compensación del rizado de la tensión de

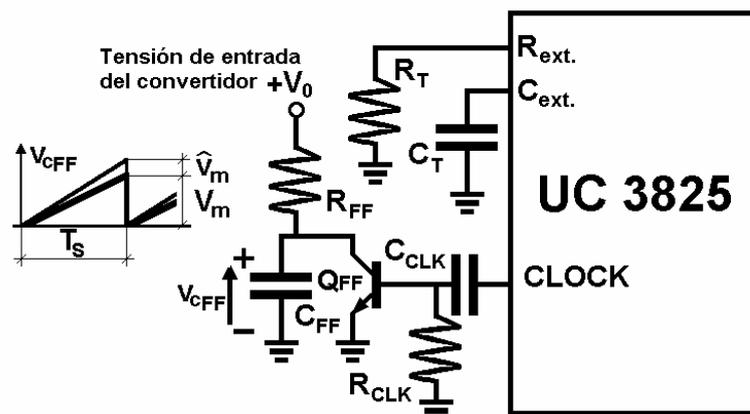


Figura 3.74. Circuito de compensación del rizado de la tensión de entrada o prealimentación.

entrada se va a realizar un ejemplo con la topología reductora. En el circuito de la figura 3.75 mediante las resistencia  $R_T$  y el condensador  $C_T$  se fija el periodo de la onda triangular interna

$T_S$  del circuito de control, figura 3.74, el cual va a ser el periodo de la onda triangular variable en amplitud. Para fijar la amplitud de la onda triangular se utiliza el condensador  $C_{FF}$  y la resistencia  $R_{FF}$  que se conecta a la tensión de entrada  $V_0$ , el transistor  $Q_{FF}$  y la red  $R_{CLK}-C_{CLK}$ . Con estos elementos se genera la onda triangular resultante que será utilizada por PWM del circuito control.

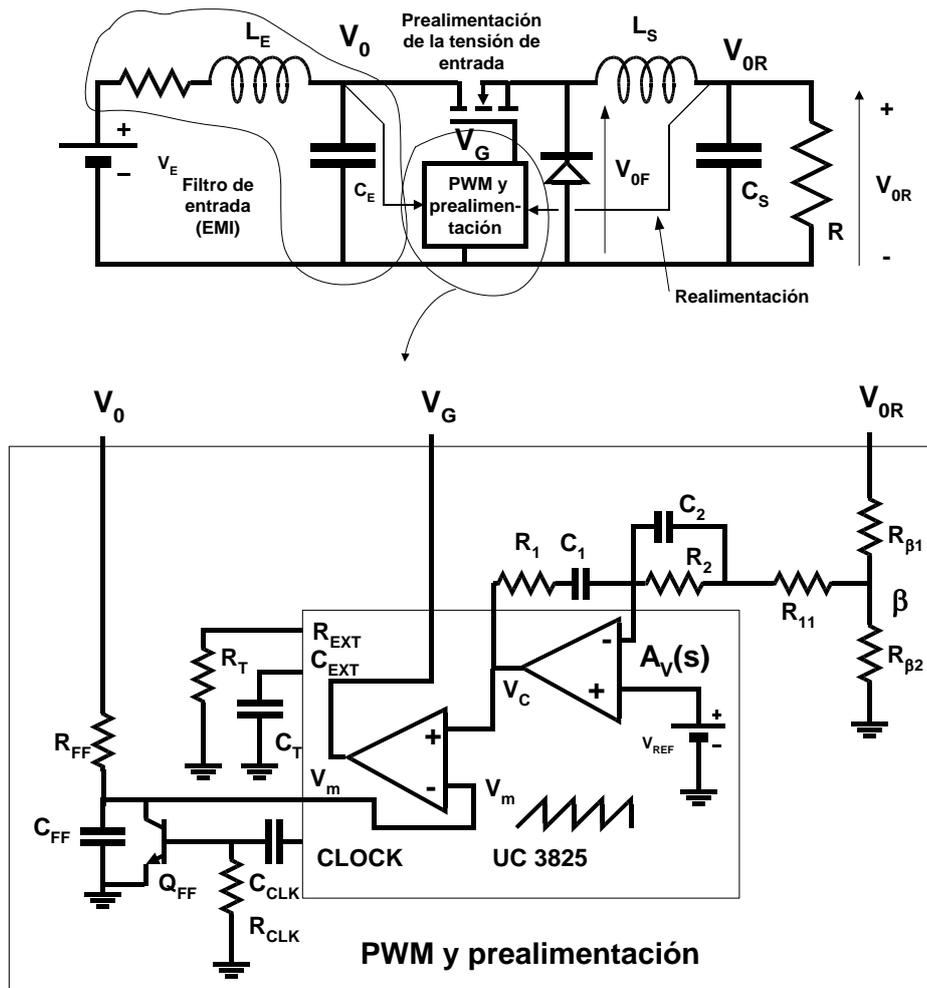


Figura 3.75. Ejemplo de aplicación de la prealimentación por modificación de la amplitud de la onda triangular del PWM.

Si consideramos que el valor de la tensión de entrada  $v_0$  es mucho mayor que la amplitud de la onda triangular  $v_m$ , entonces la corriente de carga del condensador  $C_{FF}$  solamente será función de la tensión de entrada y de la resistencia de carga  $R_{FF}$ , según la ecuación (3.63):

$$i_{FF} = \frac{v_0}{R_{FF}} \tag{3.63}$$

Por lo tanto, la amplitud de la tensión triangular será la indicada en la ecuación (3.64):

$$v_m = \frac{i_{FF} \cdot T_S}{C_{FF}} = \frac{v_0 \cdot T_S}{R_{FF} \cdot C_{FF}} \quad (3.64)$$

Si en la ecuación (3.64) perturbamos la amplitud de la onda triangular  $v_m = V_m + \hat{v}_m$  y la tensión de entrada  $v_0 = V_0 + \hat{v}_0$  obtenemos las ecuaciones (3.65) y (3.66), las cuales representan respectivamente el régimen permanente y las variaciones de pequeña señal de las variables.

$$V_m = \frac{V_0 \cdot T_S}{R_{FF} \cdot C_{FF}} \quad (3.65)$$

$$\hat{v}_m = \frac{\hat{v}_0 \cdot T_S}{R_{FF} \cdot C_{FF}} \quad (3.66)$$

Los valores de  $R_{FF}$  y  $C_{FF}$  se calcularán para obtener una amplitud de la onda triangular  $V_m$  igual a la de la onda triangular interna del circuito integrado, considerando que la tensión de entrada  $V_0$  no varia.

En la topología reductora, la tensión de salida se puede poner como función de la tensión de entrada  $v_0$  y del ciclo de trabajo  $d$  (ecuación (3.67)). Perturbando la tensión de entrada  $v_0 = V_0 + \hat{v}_0$  y el ciclo de trabajo  $d = D + \hat{d}$  se obtiene la variación de la tensión media a la entrada al filtro  $L_s C_s$ ,  $v_{0F}$  en función del ciclo de trabajo y de la tensión de entrada (ecuación (3.68)):

$$v_{0F} = v_0 \cdot d \quad (3.67)$$

$$\hat{v}_{0F} = V_0 \cdot \hat{d} + D \cdot \hat{v}_0 \quad (3.68)$$

Dado que lo que queremos es que la variación de la tensión de salida sea nula ante variaciones de la tensión de entrada, haciendo  $\hat{v}_{0F} = 0$  se obtiene la ecuación (3.69) que expresa la variación del ciclo de trabajo necesaria en función de la tensión de entrada para compensar el rizado de la tensión de entrada.

$$\hat{d} = -\frac{D}{V_0} \cdot \hat{v}_0 \quad (3.69)$$

Si en la ecuación (3.62) consideramos que la variación de la tensión de control va a ser nula ( $\hat{v}_c = 0$ ), la variación del ciclo de trabajo en función de la variación de la amplitud de la tensión triangular nos quedará según la ecuación (3.70).

$$\hat{d} = -\frac{D}{V_m} \cdot \hat{v}_m \quad (3.70)$$

A partir de las ecuaciones (3.69) y (3.70) se obtiene la relación entre la variación de la amplitud de la onda triangular  $\hat{v}_m$ , de la tensión de entrada  $\hat{v}_0$  y el ciclo de trabajo:

$$\frac{\hat{v}_m}{V_m} = \frac{\hat{v}_0}{V_0} = -\frac{\hat{d}}{D} \quad (3.71)$$

Como se puede observar en la ecuación (3.71), con el método utilizado se puede conseguir la variación relativa necesaria para compensar las variaciones de la tensión de entrada. A partir de la ecuación (3.71) y de la ecuación (3.66) se pueden obtener los valores de  $R_{FF}$  y  $C_{FF}$  necesarios. La ecuación resultante coincide con la ecuación (3.65), de la que se obtiene amplitud de la onda triangular.

Este método será utilizado con cada uno de los post-reguladores propuestos, indicando en cada caso el proceso de diseño a seguir y mostrando los resultados experimentales obtenidos.

### 3.5.1 Aplicación del control modo tensión con pre-alimentación o *Feed-forward* en el post-regulador Reductor de dos entradas.

#### 3.5.1.1 Estudio del lazo de pre-alimentación.

En el post-regulador Reductor de dos entradas, la tensión media a la entrada del filtro de salida  $v_{0F}$  está relacionada con las tensiones de entrada  $v_1$ ,  $v_2$  y el ciclo de trabajo  $d$  por la ecuación (3.72):

$$v_{0SR} = v_2 + (v_1 - v_2) \cdot d \quad (3.72)$$

Si se perturba en la ecuación (3.72) las tensiones de entrada  $v_1 = V_1 + \hat{v}_1$ ,  $v_2 = V_2 + \hat{v}_2$ , la tensión de salida  $v_F = V_F + \hat{v}_F$  y el ciclo de trabajo  $d = D + \hat{d}$  y nos quedamos con la variaciones de pequeña señal, obtenemos la ecuación (3.73), que representa las variaciones de

la tensión media a la entrada del filtro de salida en función de las variaciones de las tensiones de entrada y del ciclo de trabajo.

$$\hat{v}_F = (V_1 - V_2) \cdot \hat{d} + D \cdot (\hat{v}_1 - \hat{v}_2) + \hat{v}_2 \quad (3.73)$$

Si queremos que la tensión de salida no se modifique ante variaciones de las tensiones de entrada, tendremos que buscar cómo debe variar el ciclo de trabajo para que esto sea así. Haciendo que  $\hat{v}_F = 0$  en la ecuación (3.73) se obtiene la ecuación (3.74) que nos da la variación del ciclo de trabajo necesaria para anular el efecto de las variaciones de las tensiones de entrada, en función de dichas tensiones.

$$\hat{d} = \frac{-(1-D)}{V_1 - V_2} \cdot \hat{v}_2 - \frac{D}{V_1 - V_2} \cdot \hat{v}_1 \quad (3.74)$$

Para poder obtener una variación del ciclo de trabajo en función de las tensiones de entrada tal como se describe en la ecuación (3.74), es necesario utilizar el circuito de la figura 3.76, en el cual se puede observar un circuito similar al de la figura 3.74 con algunas diferencias:

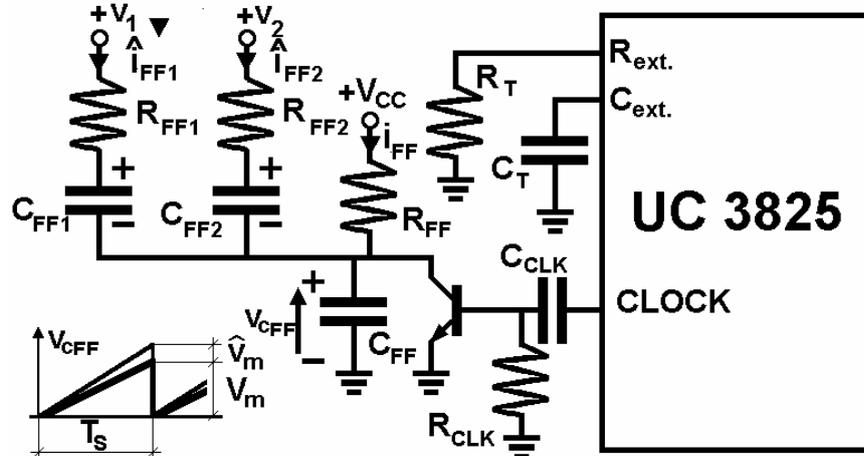


Figura 3.76. Implementación de la prealimentación de las tensiones de entrada en el post-regulador Reductor de dos entradas. Formas de onda de la tensión triangular  $V_m$ .

- La resistencia  $R_{FF}$  se conecta en este caso a una tensión fija, por ejemplo la tensión de alimentación del circuito de control  $V_{CC}$ , para obtener la onda triangular.
- Mediante las redes  $R_{FF1}-C_{FF1}$  y  $R_{FF2}-C_{FF2}$  se modifica la amplitud de la onda triangular utilizando el rizado de las tensiones de entrada  $V_1$  y  $V_2$  respectivamente.
- Los condensadores  $C_{FF1}$  y  $C_{FF2}$  se utilizan para desacoplar la componente continua de las tensiones de entrada y dejar pasar solamente la componente alterna.

Para obtener la onda triangular del modulador PWM, se sigue el mismo criterio que el usado en el ejemplo del reductor. El periodo  $T_S$  de dicha onda viene fijado por el periodo de la onda triangular interna, el cual es función de  $R_T$  y  $C_T$  como se describió previamente. La amplitud de la onda triangular a obtener también es un dato, ya que ya que se diseñará de tal forma que sea igual a la amplitud de la onda triangular interna  $V_m$ . Entonces se puede calcular el valor de la red  $R_{FF}$ - $C_{FF}$  mediante la ecuación (3.75). En el cálculo de la tensión del condensador (cuya evolución es exponencial y de valor final en régimen permanente la tensión de alimentación  $V_{CC}$ ) se ha considerado que, al ser la amplitud de la onda triangular  $V_m$  mucho mas pequeña que el valor de la tensión de alimentación  $V_{CC}$ , la evolución de dicha tensión va a ser lineal (figura 3.76), siendo la expresión que define dicha evolución la expresada en la ecuación (3.75).

$$V_m = \frac{V_{CC} \cdot T_S}{R_{FF} \cdot C_{FF}} \quad (3.75)$$

Por otra parte, es necesario conocer cómo varía la amplitud de la onda triangular en función de los rizados de las tensiones de entrada, para lo cual perturbamos en la ecuación (3.75)  $v_m = V_m + \hat{v}_m$ , y realizamos la suma de las corrientes  $i_{FF}$ ,  $i_{FF1}$  e  $i_{FF2}$  (ver figura 3.76) obteniéndose la ecuación (3.76).

$$V_m + \hat{v}_m = i_{FF} + \hat{i}_{FF1} + \hat{i}_{FF2} = \frac{V_{CC} \cdot T_S}{R_{FF} \cdot C_{FF}} + \frac{\hat{v}_1 \cdot T_S}{R_{FF1} \cdot C_{FF}} + \frac{\hat{v}_2 \cdot T_S}{R_{FF2} \cdot C_{FF}} \quad (3.76)$$

En la ecuación (3.76) encontramos dos términos que son función de las variaciones de las tensiones de entrada  $\hat{v}_1$  y  $\hat{v}_2$  y que dependen de las resistencias propias  $R_{FF1}$  y  $R_{FF2}$  respectivamente. La ecuación (3.77) representa las variaciones de la amplitud de la tensión triangular en función de las variaciones de las tensiones de entrada.

$$\hat{v}_m = \frac{\hat{v}_1 \cdot T_S}{R_{FF1} \cdot C_{FF}} + \frac{\hat{v}_2 \cdot T_S}{R_{FF2} \cdot C_{FF}} \quad (3.77)$$

A partir de las ecuaciones (3.70) y (3.74) podemos obtener la ecuación (3.78) que representa la relación entre las variaciones de la tensión triangular y las tensiones de entrada. Por último, utilizando las ecuaciones (3.77) y (3.78) e igualando término a término, podemos obtener el valor de las resistencias  $R_{FF1}$  y  $R_{FF2}$ , ecuaciones (3.79) y (3.80) respectivamente, dado que el valor del condensador  $C_{FF}$  fue previamente calculado en la ecuación (3.75):

$$\hat{v}_m = \frac{V_m}{(V_1 - V_2)} \cdot \hat{v}_1 + \frac{V_m \cdot (1-D)}{D \cdot (V_1 - V_2)} \cdot \hat{v}_2 \quad (3.78)$$

$$R_{FF1} = \frac{T_s}{C_{FF}} \frac{(V_1 - V_2)}{V_m} \quad (3.79)$$

$$R_{FF2} = \frac{T_s}{C_{FF}} \frac{D \cdot (V_1 - V_2)}{V_m \cdot (1 - D)} \quad (3.80)$$

Como se comentó previamente, los condensadores de desacoplo  $C_{FF1}$  y  $C_{FF2}$  se utilizan para dejar pasar únicamente la información del rizado al condensador  $C_{FF}$  y poder modificar la amplitud de la onda triangular. Un buen criterio de selección es escoger la frecuencia de corte de las redes  $R_{FF1}-C_{FF1}$  y  $R_{FF2}-C_{FF2}$  entre una y dos décadas por debajo de las frecuencias del rizado de las tensiones de entrada  $v_1$  y  $v_2$  (100-120 Hz), es decir, 1-1.2 Hz. Los valores de los condensadores  $C_{FF1}$  y  $C_{FF2}$  se pueden obtener de las ecuaciones (3.81) y (3.82) respectivamente.

$$C_{FF1} = \frac{100}{2 \cdot \pi \cdot 2 \cdot f_L \cdot R_{FF1}} \quad (3.81)$$

$$C_{FF2} = \frac{100}{2 \cdot \pi \cdot 2 \cdot f_L \cdot R_{FF2}} \quad (3.82)$$

En donde  $f_L$  es la frecuencia de red (50-60 Hz).

En la figura 3.77 se han añadido al diagrama de bloques de pequeña señal del post-regulador reductor de dos entradas con control modo tensión (figura 3.27), los elementos que definen el lazo de prealimentación.

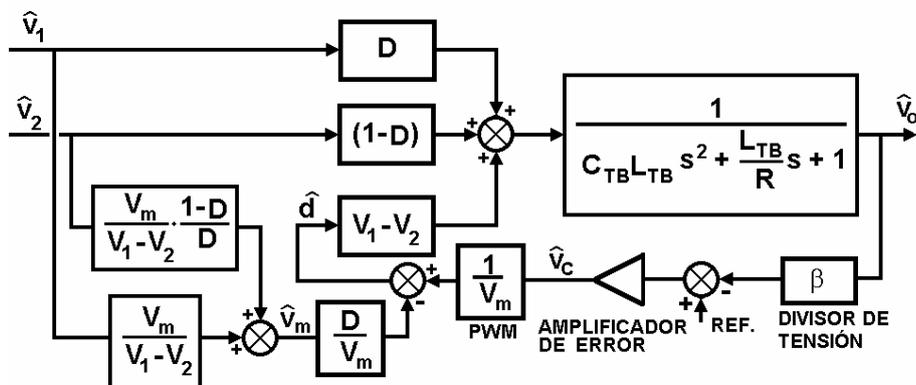


Figura 3.77. Diagrama de Bloques de pequeña señal del post-regulador reductor de dos entradas con control modo tensión y lazo de prealimentación.

A partir de las ecuaciones que definen el modelo de pequeña señal del convertidor podemos calcular la audio-susceptibilidad para cada una de las entradas en función de los componentes utilizados en el circuito de prealimentación. Así, podemos expresar la variación del ciclo de trabajo  $\hat{d}$  en función de la tensión de control  $\hat{v}_c$  y de las tensiones de entrada  $\hat{v}_1$  y  $\hat{v}_2$  como se indica en la ecuación (3.83), a partir de las ecuaciones (3.62) y (3.77).

$$\hat{d} = \frac{\hat{v}_c}{V_m} - \left( \frac{D \cdot V_m}{(V_1 - V_2)} \cdot \hat{v}_1 + \frac{(1-D) \cdot V_m}{(V_1 - V_2)} \cdot \hat{v}_2 \right) \cdot \frac{D}{V_m} \quad (3.83)$$

Si en la ecuación (3.83) se introducen las expresiones (3.79) y (3.80), se obtiene la ecuación (3.84), en donde la variación del ciclo de trabajo es función de las tensiones de entrada y de las resistencias de prealimentación  $R_{FF1}$  y  $R_{FF2}$  respectivamente. Los condensadores  $C_{FF1}$  y  $C_{FF2}$  son lo suficientemente grandes como para no tener influencia en el circuito de prealimentación.

$$\hat{d} = \frac{\hat{v}_c}{V_m} - \left( \frac{T_s}{R_{FF1} \cdot C_{FF}} \cdot \hat{v}_1 + \frac{T_s}{R_{FF2} \cdot C_{FF}} \cdot \hat{v}_2 \right) \cdot \frac{D}{V_m} \quad (3.84)$$

A partir de las ecuaciones (3.29) y (3.32) es posible calcular la tensión de salida en función de las tensiones de entrada y del ciclo de trabajo de forma que se obtiene la ecuación (3.85).

$$\hat{v}_{OSR} = \frac{(V_1 - V_2) \cdot \hat{d}}{1 + \frac{L_{TB}}{R} s + L_{TB} C_{TB} s^2} + \frac{D \cdot \hat{v}_1}{1 + \frac{L_{TB}}{R} s + L_{TB} C_{TB} s^2} + \frac{(1-D) \cdot \hat{v}_2}{1 + \frac{L_{TB}}{R} s + L_{TB} C_{TB} s^2} \quad (3.85)$$

Por otra parte, si consideramos que las variaciones de la tensión de referencia son nulas ( $\hat{v}_{REF} = 0$ ), tenemos que la tensión de control se puede poner en función de la tensión de salida:

$$\hat{v}_c = -\beta \cdot A_v(s) \cdot \hat{v}_{OSR} \quad (3.86)$$

Mediante las ecuaciones (3.84), (3.85) y (3.86) podemos deducir la audio-susceptibilidad para cada una de las entradas  $\hat{v}_1$  y  $\hat{v}_2$ :

$$Au_{FF_{SR1}}(s) = \frac{\left( D - D \frac{(V_1 - V_2) \cdot T_s}{V_m \cdot C_{FF} \cdot R_{FF1}} \right)}{1 + s \cdot \frac{L_{TB}}{R} + s^2 \cdot L_{TB} \cdot C_{TB}} \cdot \frac{1}{1 + \frac{(V_1 - V_2) \cdot A_v(s) \cdot \beta}{V_m \cdot \left( 1 + s \cdot \frac{L_{TB}}{R} + s^2 \cdot L_{TB} \cdot C_{TB} \right)}} \quad (3.87)$$

$$AuFF_{SR2}(s) = \frac{\left( D' - D \frac{(V_1 - V_2) \cdot T_S}{V_m \cdot C_{FF} \cdot R_{FF2}} \right)}{1 + s \cdot \frac{L_{TB}}{R} + s^2 \cdot L_{TB} \cdot C_{TB}} \cdot \frac{1}{1 + \frac{(V_1 - V_2) \cdot A_v(s) \cdot \beta}{V_m \cdot \left( 1 + s \cdot \frac{L_{TB}}{R} + s^2 \cdot L_{TB} \cdot C_{TB} \right)}} \quad (3.88)$$

Como se puede observar, la diferencia existente entre la audio-susceptibilidad para la entrada  $v_1$  sin prealimentación (3.31) y con prealimentación (3.87) es el término añadido en el numerador, término que resta al ciclo de trabajo  $D$ , y que es función, entre otros parámetros, de la resistencia de prealimentación  $R_{FF1}$ , la cual se puede ajustar para obtener el efecto de atenuación del rizado. El mismo caso ocurre con la audio-susceptibilidad sin y con prealimentación, ecuaciones (3.34) y (3.88) respectivamente, para la entrada  $v_2$  al añadir un término al numerador que resta al complementario del ciclo de trabajo  $D'$ , ecuación (3.88) y que es función entre otros parámetros, de la resistencia de prealimentación  $R_{FF2}$ , que como en el caso anterior se puede ajustar para eliminar el rizado en lo posible.

### 3.5.1.2 Resultados experimentales

Para comprobar experimentalmente el funcionamiento de la prealimentación en el post-regulador reductor de dos entradas, se ha realizado una implementación práctica de este tipo de control como la que se muestra en la figura 3.76. Los datos utilizados para realizar el diseño del circuito de control con prealimentación son las especificaciones del post-regulador y además los siguientes:

- $V_{CC} = 15 \text{ V}$  es la tensión de alimentación auxiliar.
- $V_m = 1,8 \text{ V}$  es la amplitud de la onda triangular deseada.
- $T_S = 10 \mu\text{s}$  es el periodo de la onda triangular del PWM.

Con los datos anteriormente mencionados y con las ecuaciones del apartado anterior se obtuvieron los valores de los componentes necesarios para implementar la prealimentación (ver anexo 1).

Con los valores obtenidos, se han representado las funciones de transferencia de audio-susceptibilidad sin y con prealimentación para cada entrada, con el fin de observar el efecto de la prealimentación. En la figura 3.78 se ha representado el diagrama de Bode de la audio-susceptibilidad sin y con prealimentación, ecuaciones (3.31) y (3.87) respectivamente, para la entrada  $v_1$  y en la figura 3.79 lo mismo, ecuaciones (3.34) y (3.88) respectivamente, para la entrada  $v_2$ .

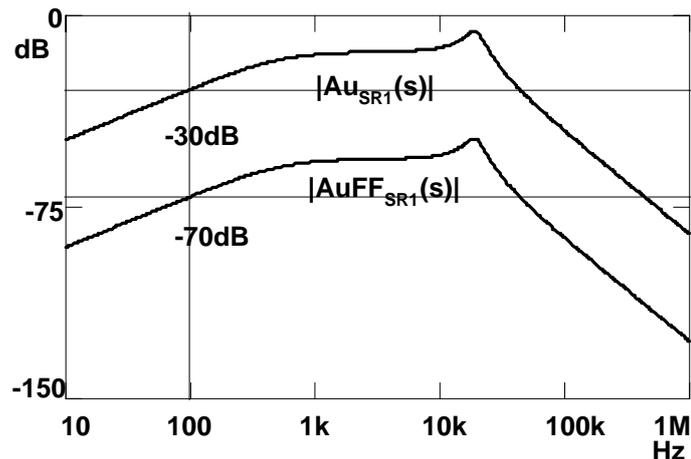


Figura 3.78. Diagrama de Bode de la audio-susceptibilidad con y sin prealimentación para la entrada  $v_1$ .

Como se puede observar en las figuras 3.78 y 3.79, la atenuación de la audio-susceptibilidad a 100 Hz se ha incrementado para cada entrada aproximadamente en -40 dB para pasar de -30 dB sin prealimentación a -70 dB con prealimentación. Con estos valores, el rizado de la tensión de salida debido al rizado de las tensiones de entrada será mínimo. Para un valor del rizado de las tensiones de entrada de 1V de pico obtendríamos en la salida 0.27 mV de tensión de pico.

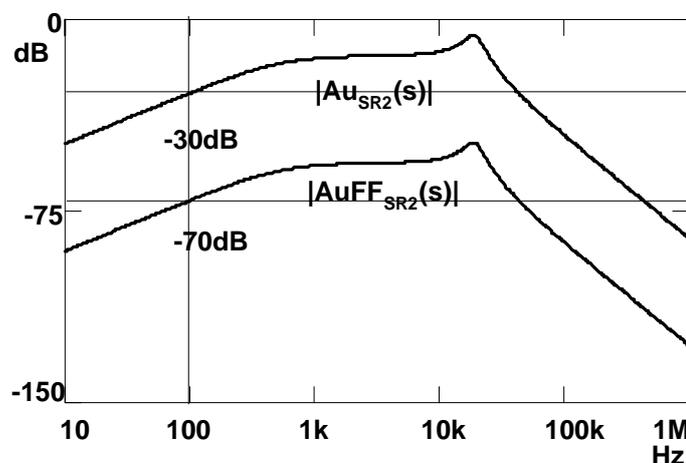


Figura 3.79. Diagrama de Bode de la audio-susceptibilidad con y sin prealimentación para la entrada  $v_2$ .

Para comprobar estos resultados se ha procedido a obtener el rizado de la tensión de salida en el prototipo del post-regulador reductor de dos entradas con y sin prealimentación. En la figura 3.80 se muestran las formas de onda del rizado de salida y de las entradas para un valor pico del rizado en las entradas de 1V en el caso del post-regulador sin prealimentación. De igual forma en la figura 3.81 se han representado los valores del rizado de las tensiones de salida y de entrada para el caso del post-regulador con prealimentación en las mismas condiciones de funcionamiento.

De la comparación de ambas figuras se puede comprobar que la mejora del rizado de salida

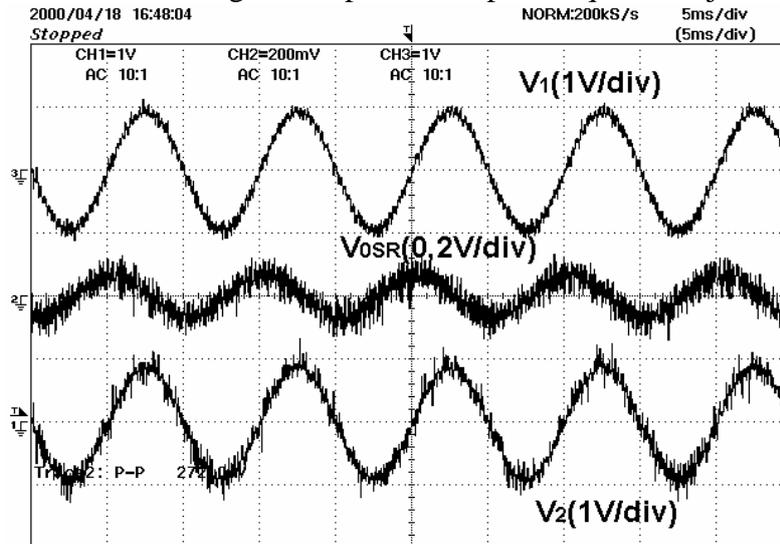


Figura 3.80. Formas de onda del rizado de salida y de las entradas en el caso del post-regulador reductor de dos entradas sin prealimentación.

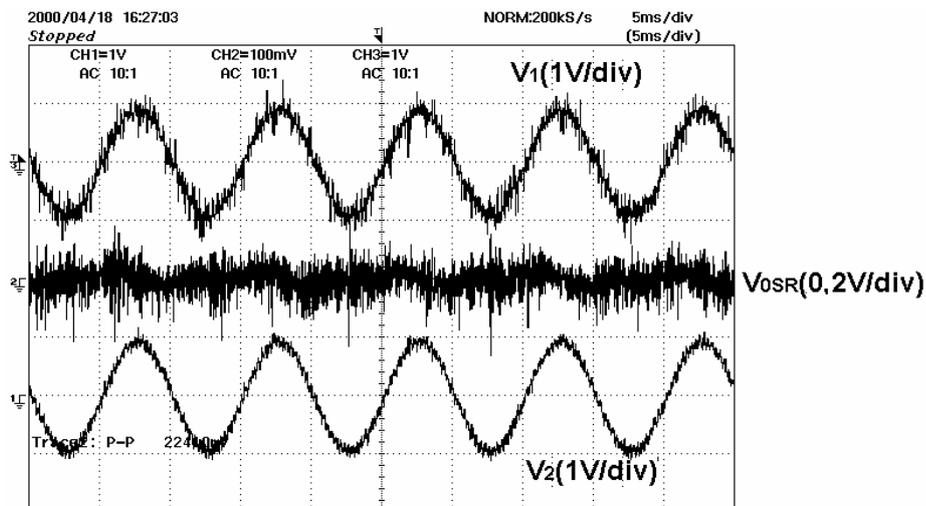


Figura 3.81. Formas de onda del rizado de salida y de las entradas en el caso del post-regulador reductor de dos entradas con prealimentación.

con la utilización de la prealimentación no es tan apreciable como se podría esperar a la vista de los diagramas de Bode de las figuras 3.78 y 3.79.

### 3.5.2. Aplicación del control modo tensión con pre-alimentación o *Feed-forward* en el post-regulador conmutado serie Directo.

#### 3.5.2.1 Estudio del lazo de pre-alimentación.

Para realizar el estudio del lazo de prealimentación en el post-regulador conmutado serie Directo, se va a seguir el mismo proceso que el utilizado en el post-regulador reductor de dos entradas. En este post-regulador la tensión media a la entrada del filtro de salida de salida  $v_{0F}$  está relacionada con la tensión de entrada  $v_0$  y el ciclo de trabajo  $d$  por la ecuación (3.89):

$$v_F = v_0 \cdot (1 + k_1 \cdot d) \quad (3.89)$$

siendo  $k_1$  es la relación de transformación del transformador utilizado en el post-regulador.

Si en la ecuación (3.89) se perturba la tensión de entrada  $v_0 = \hat{v}_0 + V_0$ , la tensión media a la entrada del filtro de salida  $v_F = \hat{v}_F + V_F$  y el ciclo de trabajo  $d = \hat{d} + D$  y nos quedamos con las variaciones de pequeña señal, obtenemos la ecuación (3.90), que representa las variaciones de la tensión media a la entrada del filtro de salida en función de la variación de la tensión de entrada y del ciclo de trabajo.

$$\hat{v}_F = \hat{v}_0 \cdot (1 + k_1 \cdot D) + V_0 \cdot k_1 \cdot \hat{d} \quad (3.90)$$

Si queremos que la tensión de salida no se modifique ante variaciones de la tensión de entrada tendremos que buscar cómo debe variar el ciclo de trabajo para que esto sea así. Haciendo  $\hat{v}_F = 0$  en la ecuación (3.90), se obtiene la ecuación (3.91) que nos da la variación del ciclo de trabajo necesaria para anular el efecto de la variación de la tensión de entrada, en función de dicha tensión.

$$\hat{d} = -\hat{v}_0 \cdot \frac{1 + k_1 \cdot D}{V_0 \cdot k_1} \quad (3.91)$$

Para poder obtener una variación del ciclo de trabajo en función de la tensión de entrada tal como se describe en la ecuación (3.91) es necesario utilizar el circuito de la figura 3.82, en el cual se puede observar un circuito similar al utilizado para el post-regulador reductor de dos

entradas, figura 3.76, con la diferencia de que solamente es necesaria una red R-C de transmisión del rizado de entrada por tener el circuito solamente una entrada  $V_0$ .

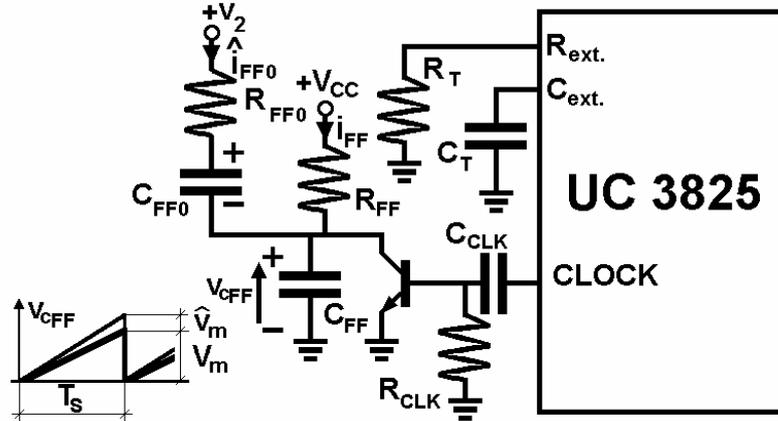


Figura 3.82. Implementación de la prealimentación de la tensión de entrada en el post-regulador conmutado serie Directo o Forward. Formas de onda de la tensión triangular  $V_m$ .

Para obtener la onda triangular del modulador de anchura de pulso se sigue el mismo criterio que el usado en el post-regulador reductor de dos entradas. El periodo  $T_s$  viene fijado por el periodo de la onda triangular interna, el cual es función de  $R_T$  y  $C_T$ . La amplitud también es un dato, ya que se utilizará la amplitud de la onda triangular interna  $V_m$ . Entonces se puede calcular el valor de la red  $R_{FF}$ - $C_{FF}$  mediante la ecuación (3.92). Para el cálculo de la tensión del condensador se han utilizado las mismas simplificaciones que las realizadas en el post-regulador reductor de dos entradas.

$$V_m = \frac{V_{CC} \cdot T_s}{R_{FF} \cdot C_{FF}} \quad (3.92)$$

Por otra parte, es necesario conocer cómo varía la amplitud de la tensión triangular en función del rizado de la tensión de entrada, para lo cual perturbamos en la ecuación (3.92)  $v_m = V_m + \hat{v}_m$ , y realizamos la suma de las corrientes  $i_{FF}$ ,  $i_{FF0}$  (ver figura 3.82) obteniéndose la ecuación (3.93).

$$V_m + \hat{v}_m = \hat{i}_{FF0} + i_{FF} + \frac{V_{CC} \cdot T_s}{R_{FF} \cdot C_{FF}} + \frac{\hat{v}_0 \cdot T_s}{R_{FF0} \cdot C_{FF}} \quad (3.93)$$

En la ecuación (3.93) encontramos un término que es función de la variación de la tensión de entrada  $\hat{v}_0$  y que depende de la resistencia  $R_{FF0}$ . La ecuación (3.94) representa la variación de la amplitud de la tensión triangular en función de la tensión de entrada.

$$\hat{v}_m = \frac{\hat{v}_0 \cdot T_s}{R_{FF0} \cdot C_{FF}} \quad (3.94)$$

A partir de las ecuaciones (3.70) y (3.91) podemos obtener la ecuación (3.95), que representa la relación entre la variación de la la amplitud de la tensión triangular y la tensión de entrada. Por último, utilizando las ecuaciones (3.94) y (3.95) e igualando término a término, podemos obtener el valor de la resistencia  $R_{FF0}$ , ecuación (3.96), dado que el valor de  $C_{FF}$  fue previamente calculado en la ecuación (3.92).

$$\hat{v}_m = \hat{v}_0 \cdot \frac{1 + k_1 \cdot D}{V_0 \cdot k_1} \cdot \frac{V_m}{D} \quad (3.95)$$

$$R_{FF0} = \frac{T_s \cdot V_0 \cdot k_1 \cdot D}{C_{FF} \cdot V_m \cdot (1 + k_1 \cdot D)} \quad (3.96)$$

El condensador  $C_{FF0}$  se utiliza para dejar pasar únicamente la información del rizado al condensador  $C_{FF}$  y poder modificar la amplitud de la onda triangular. Como en el caso del post-regulador de dos entradas, un buen criterio de selección es escoger la frecuencia de corte de la red  $R_{FF0}$ - $C_{FF0}$  entre una y dos décadas por debajo de la frecuencia del rizado de la tensión de entrada (100-120 Hz), es decir 1-1,2 Hz. El valor del condensador se puede obtener de la ecuación (3.97):

$$C_{FF0} = \frac{100}{2 \cdot \pi \cdot 2 \cdot f_L \cdot R_{FF0}} \quad (3.97)$$

En donde  $f_L$  es la frecuencia de red (50-60 Hz).

En la figura 3.83 se han añadido al diagrama de bloques de pequeña señal del post-regulador conmutado serie Directo o *Forward* con control modo tensión (figura 3.42), los elementos que definen el lazo de prealimentación.

Por el hecho de utilizar solamente una de las salidas del circuito de control, la ecuación (3.98) es la que define la variación del ciclo de trabajo  $\hat{d}$  en función de la tensión de control  $\hat{v}_c$  y de la amplitud de la onda triangular del PWM. Si perturbamos el ciclo de trabajo  $d = \hat{d} + D$ , la amplitud de la onda triangular  $v_m = \hat{v}_m + V_m$  y la tensión de control  $v_c = \hat{v}_c + V_c$ , obtenemos la expresión de la ecuación (3.99) que representa la variación del ciclo de trabajo  $\hat{d}$  en función de la variación de la amplitud de la onda triangular  $\hat{v}_m$  y de la tensión de control  $\hat{v}_c$ .

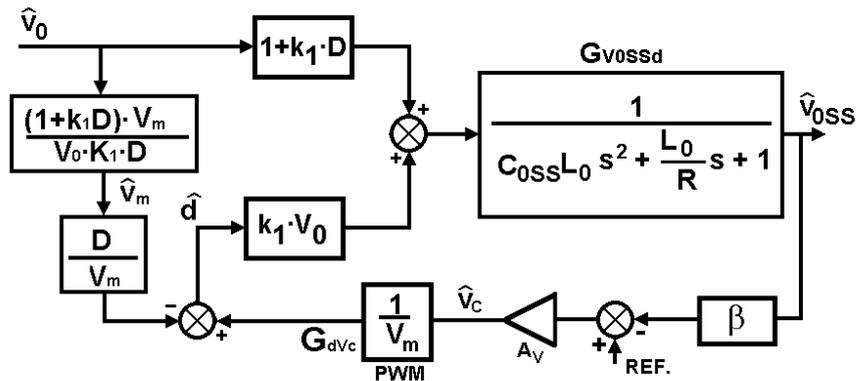


Figura 3.83. Diagrama de Bloques de pequeña señal del post-regulador conmutado serie directo o Forward con control modo tensión y lazo de prealimentación.

$$d = \frac{v_c}{v_m} \quad (3.98)$$

$$\hat{d} = \frac{1}{V_m} \cdot \hat{v}_c - \frac{D}{V_m} \cdot \hat{v}_m \quad (3.99)$$

A partir de la ecuación que define el modelo de pequeña señal del convertidor podemos calcular la audio-susceptibilidad para la entrada en función de los componentes utilizados en el circuito de prealimentación. Así, podemos expresar la variación del ciclo de trabajo  $\hat{d}$  en función de la tensión de control  $\hat{v}_c$  y de la tensión de entrada  $\hat{v}_0$  como se indica en la ecuación (3.100), a partir de las ecuaciones (3.99) y (3.95).

$$\hat{d} = \frac{\hat{v}_c}{V_m} - \frac{D}{V_m} \cdot \frac{1+k_1 \cdot D}{V_0 \cdot k_1} \cdot \frac{V_m}{D} \cdot \hat{v}_0 \quad (3.100)$$

Si en la ecuación (3.100) se introduce la ecuación (3.96), se obtiene la ecuación (3.101) en donde la variación del ciclo de trabajo está en función de la tensión de entrada y de la resistencia de prealimentación  $R_{FF0}$ . El condensador  $C_{FF0}$  es suficientemente grande como para no tener influencia en el circuito de prealimentación.

$$\hat{d} = \frac{\hat{v}_c}{V_m} - \hat{v}_0 \cdot \frac{T_s}{R_{FF0} \cdot C_{FF}} \cdot \frac{D}{V_m} \quad (3.101)$$

En la ecuación (3.102) se expresa el valor de la tensión de salida en función de la tensión de entrada y del ciclo de trabajo.

$$\hat{v}_{oss} = \frac{\hat{v}_0 \cdot (1 + k_1 \cdot D)}{1 + s \frac{L_0}{R} + s^2 L_0 C_{oss}} + \frac{k_1 \cdot V_0 \cdot \hat{d}}{1 + s \frac{L_0}{R} + s^2 L_0 C_{oss}} \quad (3.102)$$

Considerando que las variaciones de la tensión de referencia es nula ( $\hat{v}_{REF} = 0$ ) en el lazo de tensión, para el calculo de la audio-susceptibilidad la tensión de control se puede expresar el valor de  $\hat{v}_c$  como función de la tensión de salida:

$$\hat{v}_c = -\beta \cdot Av(s) \cdot \hat{v}_{oss} \quad (3.103)$$

Utilizando las ecuaciones (3.101), (3.102) y (3.103) podemos deducir la audio-susceptibilidad:

$$AuFF_{ss}(s) = \frac{1 + k_1 \cdot D - \frac{T_s}{R_{FF0} \cdot C_{FF}} \cdot \frac{D}{V_m} \cdot k_1 \cdot V_0}{1 + s \frac{L_0}{R} + s^2 L_0 C_{oss}} \cdot \frac{1}{1 + \frac{k_1 \cdot V_0 \cdot \beta \cdot Av(s)}{2 \cdot V_m}} \quad (3.104)$$

La diferencia que existe entre la audio-susceptibilidad sin prealimentación, ecuación (3.47), y con prealimentación, ecuación (3.104), es el término añadido en el numerador, término que resta a  $(1 + k_1 \cdot D)$ , y que es función, entre otros parámetros, de la resistencia de prealimentación  $R_{FF0}$ , la cual se puede ajustar para obtener el efecto deseado de atenuación de rizado.

### 3.5.2.2 Resultados experimentales.

Para comprobar experimentalmente el funcionamiento de la prealimentación en el post-regulador conmutado serie Directo o *Forward* se ha realizado la implementación practica de este tipo de control como se muestra en la figura 3.82. Los datos utilizados para realizar el diseño del circuito de control con prealimentación son las especificaciones del post-regulador y además los siguientes:

- $V_{CC} = 15 \text{ V}$  es la tensión de alimentación.
- $V_m = 1,8 \text{ V}$  es la amplitud de la onda triangular deseada.
- $T_s = 5 \text{ } \mu\text{s}$  es el periodo de la onda triangular.

Con los datos mencionados anteriormente y con las ecuaciones del apartado anterior se obtuvieron los valores de los componentes necesarios para implementar la prealimentación (ver anexo 2).

Con los valores obtenidos se han representado las funciones de transferencia de la audio-susceptibilidad con y sin prealimentación, con el fin de observar el efecto de la prealimentación. En la figura 3.84 se ha representado el diagrama de Bode de la audio-susceptibilidad sin y con prealimentación, ecuaciones (3.46) y (3.104) respectivamente.

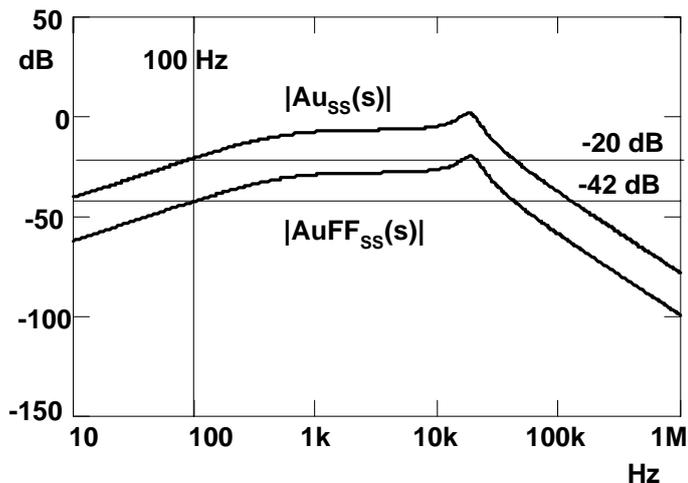


Figura 3.84. Diagrama de Bode de la audio-susceptibilidad con y sin prealimentación.

Como se puede observar en la figura 3.84, la atenuación de la audio-susceptibilidad a 100 Hz se ha incrementado en -22 dB para pasar de -20 dB sin prealimentación a -42 dB con prealimentación. Con estos valores, el rizado de la tensión de salida debido al rizado de la tensión de entrada será mínimo. Para un valor del rizado de la tensión de entrada de 1V de pico obtendríamos en la salida 8 mV de tensión de pico.

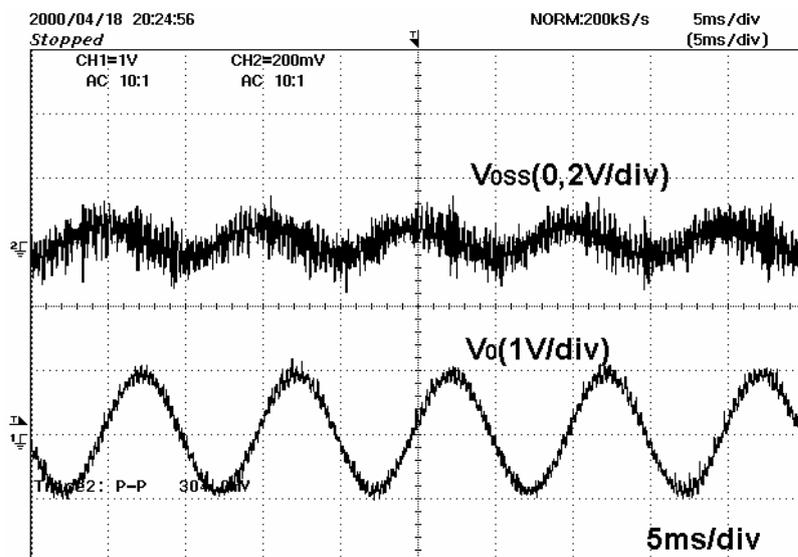


Figura 3.85. Formas de onda del rizado de salida y de la entrada en el caso del post-regulador conmutado serie Directo o Forward sin prealimentación.

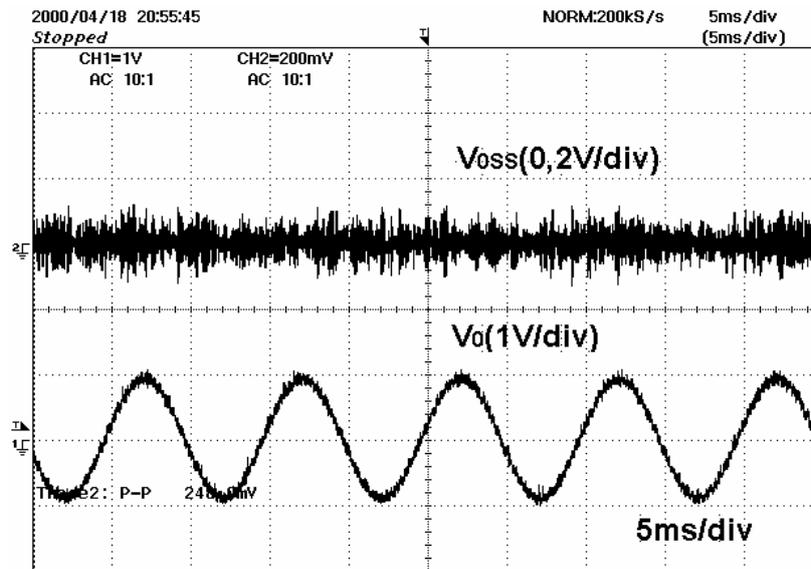


Figura 3.86. Formas de onda del rizado de salida y de la entrada en el caso del post-regulador conmutado serie Directo o Forward con prealimentación.

Para comprobar estos resultados se ha procedido a obtener el rizado de la tensión de salida en el prototipo del post-regulador con y sin prealimentación. En la figura 3.85 se muestran las formas de onda del rizado de salida y de la entrada para un valor de pico del rizado de la entrada de 1V en el caso del post-regulador sin prealimentación. De igual forma, en la figura 3.86 se han representado los valores del rizado de las tensiones de salida y de entrada para el caso del post-regulador con prealimentación en las mismas condiciones de funcionamiento.

De la comparación de ambas figuras se puede comprobar que la mejora del rizado de salida con la utilización de la prealimentación es bastante apreciable como se puede apreciar a la vista de los diagramas de Bode de las figuras 3.85 y 3.86.

### 3.5.3. Aplicación del control modo tensión con pre-alimentación o *Feed-forward* en el convertidor Elevador.

#### 3.5.3.1 Estudio del lazo de pre-alimentación.

La tensión estática de salida  $v_{0SE}$  está relacionada con la tensión de entrada  $v_0$  y el ciclo de trabajo  $d$  por la ecuación (3.105):

$$v_{0SE} = \frac{v_0}{1-d} \quad (3.105)$$

Si se perturba en la ecuación (3.105) la tensión de entrada  $v_0 = \hat{v}_0 + V_0$ , la tensión de salida  $v_{0SE} = \hat{v}_{0SE} + V_{0SE}$  y el ciclo de trabajo  $d = \hat{d} + D$  y nos quedamos con las variaciones de pequeña señal, obtenemos la ecuación (3.106), que representa las variaciones de la tensión de salida en función de la variación de la tensión de entrada y del ciclo de trabajo.

$$\hat{v}_0 = \hat{v}_{0SE} \cdot (1-D) + V_{0SE} \cdot (-\hat{d}) \quad (3.106)$$

Si queremos que la tensión de salida no refleje las variaciones de la tensión de entrada, tendremos que buscar cómo debe variar el ciclo de trabajo para que esto sea así. Haciendo  $\hat{v}_{0SE} = 0$  en la ecuación (3.106), se obtiene la ecuación (3.107) que, como en los otros post-reguladores, nos da la variación del ciclo de trabajo necesaria para anular el efecto de la variación de la tensión de entrada, en función de dicha tensión.

$$\hat{d} = -\frac{(1-D)}{V_0} \cdot \hat{v}_0 \quad (3.107)$$

Para poder obtener una variación del ciclo de trabajo en función de la tensión de entrada, tal como se describe en la ecuación (3.107), es necesario utilizar el circuito de la figura 3.87. Como se puede observar, dicho circuito es el mismo que el utilizado en el post-regulador conmutado serie Directo.

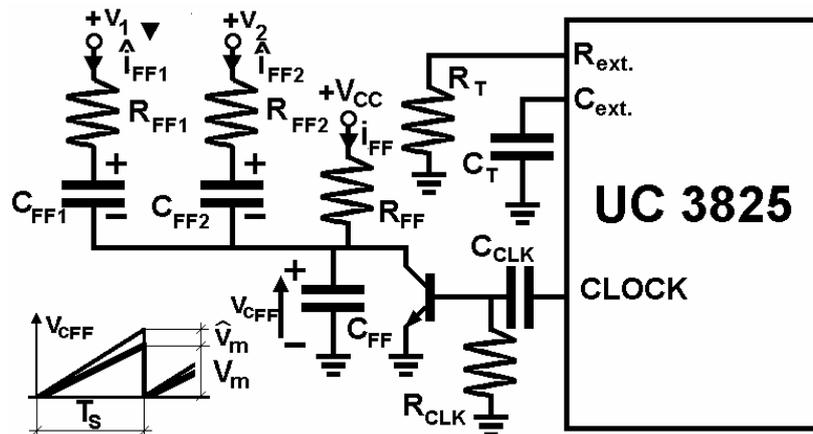


Figura 3.87. Implementación de la prealimentación de la tensión de entrada en el convertidor Elevador.

Para obtener la onda triangular del modulador de anchura de pulso se sigue el mismo criterio que el usado en los otros post-reguladores. El periodo  $T_s$  viene fijado por el periodo de la onda triangular interna, el cual es función de  $R_T$  y  $C_T$ . La amplitud también es un dato ya que se utilizará la amplitud de la onda triangular interna  $V_m$ . Entonces se puede calcular el valor de la

red  $R_{FF}-C_{FF}$  mediante la ecuación (3.108). Para el cálculo de la tensión del condensador se han utilizado las mismas simplificaciones que las realizadas en los otros post-reguladores.

$$V_m = \frac{V_{CC} \cdot T_s}{R_{FF} \cdot C_{FF}} \quad (3.108)$$

Por otra parte, es necesario conocer cómo varía la amplitud de la tensión triangular en función del rizado de la tensión de entrada, para lo cual perturbamos en la ecuación (3.108)  $v_m = V_m + \hat{v}_m$ , y realizamos la suma de las corrientes  $i_{FF}$ ,  $i_{FF0}$  (ver figura 3.87) obteniéndose la ecuación (3.109).

$$V_m + \hat{v}_m = \hat{i}_{FF0} + i_{FF} + \frac{V_{CC} \cdot T_s}{R_{FF} \cdot C_{FF}} + \frac{\hat{v}_0 \cdot T_s}{R_{FF0} \cdot C_{FF}} \quad (3.109)$$

En la ecuación (3.109) encontramos un término que es función de la variación de la tensión de entrada  $\hat{v}_0$  y que depende de la resistencia  $R_{FF0}$ . La ecuación (3.110) representa la variación de la amplitud de la tensión triangular en función de la tensión de entrada.

$$\hat{v}_m = \frac{\hat{v}_0 \cdot T_s}{R_{FF0} \cdot C_{FF}} \quad (3.110)$$

A partir de las ecuaciones (3.70) y (3.107) podemos obtener la ecuación (3.111), que representa la relación entre la variación de la tensión triangular y la tensión de entrada. Por último, utilizando las ecuaciones (3.110) y (3.111) e igualando término a término, podemos obtener el valor de la resistencia  $R_{FF0}$ , ecuación (3.112), dado que el valor de  $C_{FF}$  fue calculado previamente en la ecuación (3.108).

$$\hat{v}_m = \frac{(1-D)}{V_0} \cdot \frac{V_m}{D} \cdot \hat{v}_0 \quad (3.111)$$

$$R_{FF0} = \frac{D}{1-D} \cdot \frac{V_0}{V_m} \cdot \frac{T_s}{C_{FF}} \quad (3.112)$$

Como en el post-regulador conmutado serie Directo, el condensador  $C_{FF0}$  se utiliza para dejar pasar únicamente la información del rizado al condensador  $C_{FF}$  y poder modificar la amplitud de la onda triangular. Para obtener el valor del condensador  $C_{FF0}$ , utilizaremos el mismo criterio que en los otros post-reguladores. El valor de  $C_{FF0}$  se puede obtener de la ecuación (3.113).

$$C_{FF0} = \frac{100}{2 \cdot \pi \cdot 2 \cdot f_L \cdot R_{FF0}} \quad (3.113)$$

En donde  $f_L$  es la frecuencia de red (50-60Hz).

En la figura 3.88 se han añadido al diagrama de bloques de pequeña señal del convertidor Elevador con control modo tensión de la figura 3.57, los elementos que definen el lazo de prealimentación.

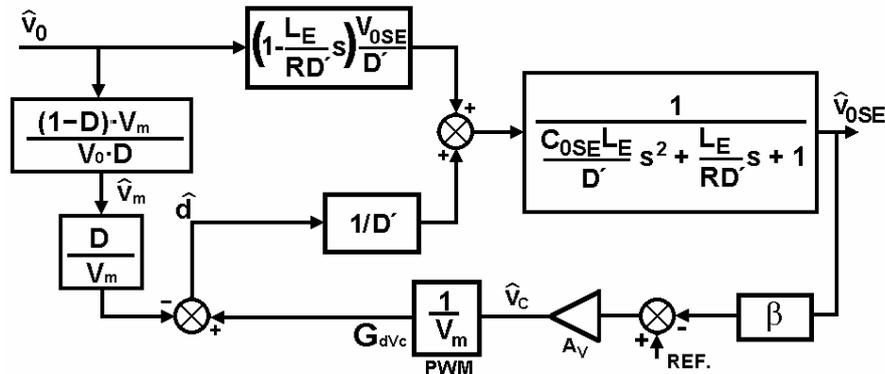


Figura 3.88. Diagrama de bloques de pequeña señal del convertidor con control modo tensión y lazo de prealimentación.

A partir de las ecuaciones que definen el modelo de pequeña señal del convertidor, podemos calcular la audio-susceptibilidad en función de los componentes utilizados en el circuito de prealimentación. Así, podemos expresar la variación del ciclo de trabajo  $\hat{d}$  en función de la tensión de control  $\hat{v}_c$  y de la tensión de entrada  $\hat{v}_0$ , como se indica en la ecuación (3.114), a partir de las ecuaciones (3.99) y (3.111).

$$\hat{d} = \frac{\hat{v}_c}{V_m} - \frac{D}{V_m} \cdot \left( \frac{(1-D)}{V_0} \cdot \frac{2 \cdot V_m}{D} \cdot \hat{v}_0 \right) \quad (3.114)$$

Si en la ecuación (3.114) se introduce la ecuación (3.112), se obtiene la ecuación (3.115) en donde la variación del ciclo de trabajo está en función de la tensión de entrada y de la resistencia de realimentación  $R_{FF0}$ . El condensador  $C_{FF0}$  es lo suficientemente grande como para no tener influencia en el circuito de prealimentación.

$$\hat{d} = \frac{\hat{v}_c}{V_m} - \frac{D}{V_m} \cdot \frac{T_s}{R_{FF0} \cdot C_{FF}} \cdot \hat{v}_0 \quad (3.115)$$

En la ecuación (3.116) se expresa el valor de la tensión de salida en función de la tensión de entrada y del ciclo de trabajo.

$$\hat{v}_{0SE} = \left( \frac{\hat{v}_0}{D'} + \frac{V_{0SE}}{D'} \cdot \left( 1 - s \cdot \frac{L_E}{D'^2 \cdot R} \right) \cdot \hat{d} \right) \cdot \frac{1}{1 + s \cdot \frac{L_E}{D'^2 \cdot R} + s^2 \cdot \frac{L_E \cdot C_{0SE}}{D'^2}} \quad (3.116)$$

Considerando que las variaciones de la tensión de referencia son nulas ( $\hat{v}_{REF} = 0$ ) en el lazo de tensión, la tensión de control se puede poner como función de la tensión de salida, para el calculo de la audio-susceptibilidad:

$$\hat{v}_C = -\beta \cdot Av(s) \cdot \hat{v}_{0SE} \quad (3.117)$$

Utilizando las ecuaciones (3.115), (3.116) y (3.117) podemos deducir la audio-susceptibilidad:

$$AuFF_{SE}(s) = \frac{\frac{1}{D'} - \frac{T_S \cdot D \cdot V_{0SE}}{R_{FF0} \cdot C_{FF} \cdot V_m \cdot D'} \cdot \left( 1 - s \cdot \frac{L_E}{D'^2 \cdot R} \right)}{1 + s \cdot \frac{L_E}{D'^2 \cdot R} + s^2 \cdot \frac{L_E \cdot C_{0SE}}{D'^2}} \cdot \frac{1}{1 + \frac{\beta \cdot Av(s) \cdot V_0}{V_m \cdot D'^2} \cdot \frac{\left( 1 - s \cdot \frac{L_E}{D'^2 \cdot R} \right)}{1 + s \cdot \frac{L_E}{D'^2 \cdot R} + s^2 \cdot \frac{L_E \cdot C_{0SE}}{D'^2}}} \quad (3.118)$$

La diferencia que existe entre la audio-susceptibilidad sin prealimentación, ecuación (3.60), y con prealimentación, ecuación (3.118), es el término añadido en el numerador, término que resta a  $(1/D')$ , y que es función, entre otros parámetros, de la resistencia de prealimentación  $R_{FF0}$ , la cual se puede ajustar para obtener el efecto deseado de atenuación del rizado.

### 3.5.3.2 Resultados experimentales.

Para comprobar experimentalmente el funcionamiento de la prealimentación en el convertidor Elevador, se ha realizado la implementación práctica de este tipo de control como se muestra en la figura 3.87. Los datos utilizados para realizar el diseño del circuito de control con prealimentación son las especificaciones del post-regulador y además los siguientes:

- $V_{CC} = 15 \text{ V}$  es la tensión de alimentación auxiliar.
- $V_m = 1,8 \text{ V}$  amplitud de la onda triangular deseada.
- $T_S = 5 \mu\text{s}$  es el periodo de la onda triangular.

Con los datos mencionados anteriormente y con las ecuaciones del apartado anterior se obtuvieron los valores de los componentes necesarios para implementar la prealimentación (ver anexo 3).

Con los valores obtenidos se han representado las funciones de transferencia de la audio-susceptibilidad con y sin prealimentación, con el fin de observar el efecto de la prealimentación. En la figura 3.89 se ha representado las funciones de transferencia de la audio-susceptibilidad con y sin prealimentación, ecuaciones (3.60) y (3.118) respectivamente.

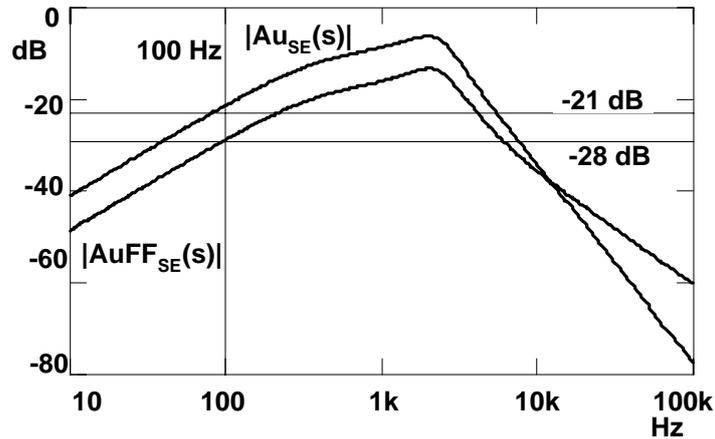


Figura 3.89. Diagrama de Bode de la audio-susceptibilidad con y sin prealimentación.

Como se puede observar en la figura 3.89, la atenuación de la audio-susceptibilidad a 100Hz se ha incrementado en -7 dB para pasar de -21 dB sin prealimentación a -28 dB con prealimentación. Con estos valores, el rizado de la tensión de salida debido al rizado de la tensión de entrada disminuirá considerablemente. Para un valor del rizado de tensión de entrada de 1V de pico obtendríamos en la salida 39 mV de tensión de pico.

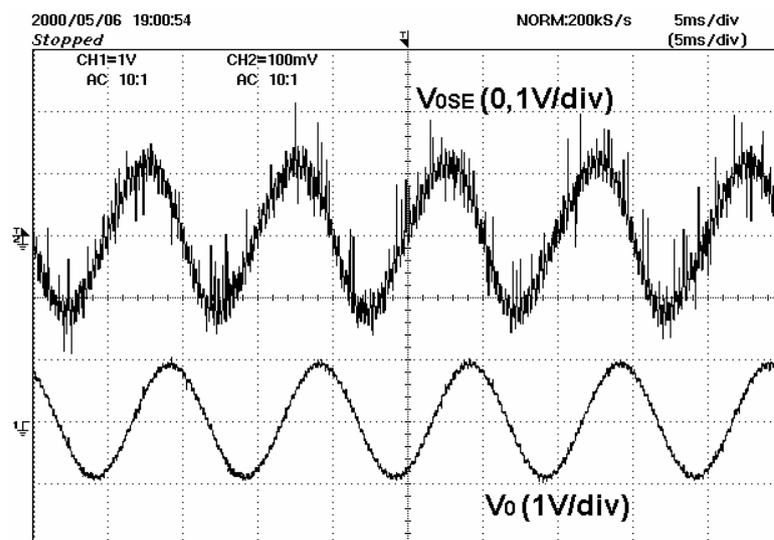


Figura 3.90. Formas de onda del rizado de salida y de la entrada en el caso convertidor Elevador sin prealimentación.

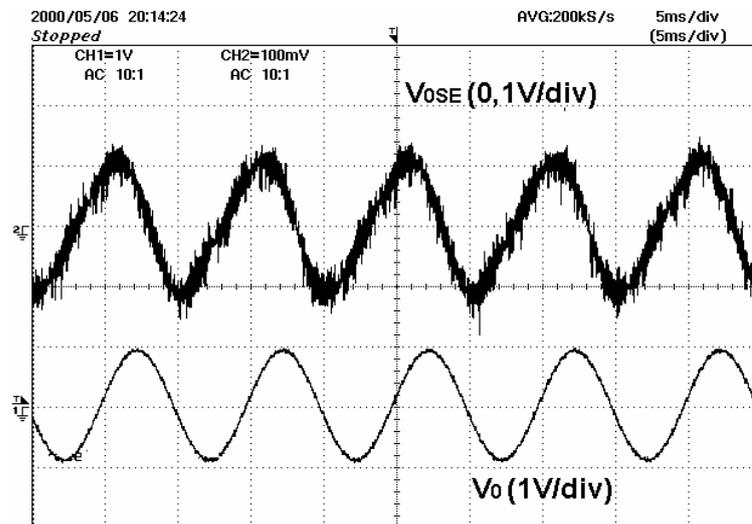


Figura 3.91. Formas de onda del rizado de salida y de la entrada en el caso del convertidor Elevador con prealimentación.

Para comprobar estos resultados se ha procedido a obtener el rizado de la tensión de salida en el prototipo del post-regulador con y sin prealimentación. En la figura 3.90 se muestran las formas de onda del rizado de salida y de la entrada para un valor de pico del rizado de la entrada de 1V en el caso del post-regulador sin realimentación. De igual forma en la figura 3.91 se han representado los valores del rizado de las tensiones de salida y de entrada para el caso del post-regulador con prealimentación en las mismas condiciones de funcionamiento.

De la comparación de ambas figuras se puede comprobar que la mejora del rizado de salida con la utilización de la prealimentación no es tan apreciable como se podría esperar a la vista de las formas de onda de las figuras 3.90 y 3.91.

### 3.6 CONCLUSIONES.

En este capítulo se han analizado cada uno de los post-reguladores desde el punto de vista del modelado de pequeña señal. En primer lugar se han obtenido los modelos de pequeña señal de cada una de las topologías utilizadas como post-regulador. A partir de estos modelos se obtuvieron la audio-susceptibilidad y la relación entre las variaciones de la tensión de salida y las variaciones del ciclo de trabajo, ambas en bucle abierto para cada uno de los post-reguladores.

A partir de los modelos de pequeña señal de los post-reguladores, se realizó el análisis de pequeña señal de cada uno de los post-reguladores con el control modo tensión. Como resultado de este análisis se determinó la estabilidad de los lazos de tensión, así como la audio-

susceptibilidad y la impedancia de salida. Se pudo comprobar que la atenuación del rizado de la tensión de entrada, audio-susceptibilidad, a 100-120 Hz, no fue lo grande que sería deseable.

Para intentar mejorar la audio-susceptibilidad de los post-reguladores, es decir aumentar la atenuación del rizado de la tensión de entrada a 100-120 Hz, se añadió al control modo tensión otro lazo de prealimentación o *Feed-Forward*. De esta forma se realizó un análisis del lazo de prealimentación y se obtuvo la audio-susceptibilidad para cada uno de los post-reguladores. La conclusión a la que se llegó es que aunque analíticamente se obtuvo una elevada atenuación del rizado de la tensión de entrada, en la práctica esta atenuación es menor de la que se esperaba. Debido a que, aunque el análisis y diseño de la prealimentación ha sido realizado en pequeña señal, el funcionamiento de los convertidores es de gran señal, es decir con variaciones de la tensión de entrada relativamente grandes, por lo que los resultados que se puedan obtener no se van a ajustar a lo previsto. Se pudo comprobar experimentalmente que, al incrementar el efecto del lazo de prealimentación, el rizado de la tensión de salida nos disminuía más allá de un valor límite.

Por todo ello, en los siguientes capítulos se va a proceder a analizar otros modos de control con el fin de mejorar la audio-susceptibilidad. Estos métodos de control son:

- Control de corriente promediada en el capítulo 4,
- Control de corriente de pico en el capítulo 5.