

CAPÍTULO

1

*Introducción y estado
de la técnica*

1.1. Introducción

Los sistemas modulares de alimentación DC-DC constituyen una solución interesante al problema de proporcionar una *tensión continua regulada* a una carga que demanda corrientes elevadas, pues la paralelización de convertidores [1][2][3] permite distribuir la corriente entre los diversos módulos, reduciendo el stress sobre los interruptores. De esta forma, el sistema se beneficia de la modularidad (si uno de los módulos falla, el resto puede suministrar la fracción de potencia correspondiente) y la redundancia (basta con sobredimensionar el número de módulos para que el sistema pueda entregar la potencia nominal incluso en caso de fallo de alguno de ellos).

De la misma manera, para aquellas cargas que requieren una *alimentación senoidal estabilizada* y que demandan corrientes elevadas, se recurre a los sistemas modulares de alimentación DC-AC. En este caso se conectan uno o varios inversores en paralelo en función de la corriente solicitada por la carga. Una aplicación interesante son los sistemas de alimentación ininterrumpida modulares basados en inversores operando en paralelo.

En sistemas modulares de alimentación una solución muy extendida para repartir equitativamente la corriente entre los módulos consiste en utilizar un esquema de control modo corriente, cuyas características fundamentales se estudiarán a continuación, haciendo previamente un breve repaso de los métodos de control básicos de convertidores de potencia.

Los convertidores de potencia DC-DC conmutados son sistemas no lineales que admiten ser linealizados en torno a un punto de operación, obteniéndose un modelo de pequeña señal y baja frecuencia (válido hasta la mitad de la frecuencia de conmutación, aproximadamente) mediante el cual se procede al diseño de las estructuras de regulación apropiadas de acuerdo con unas especificaciones determinadas (ancho de banda, estabilidad, etc.) [4][5][6].

Tradicionalmente, los lazos de regulación de convertidores conmutados se implementan analógicamente mediante amplificadores operacionales, realimentando las variables de estado de la etapa de potencia: la tensión de salida y la corriente en un inductor. Esto da lugar a los métodos de control más extendidos actualmente: el control modo tensión o VMC [6] (del inglés “*Voltage-Mode Control*”) y el control modo corriente o CMC (del inglés “*Current-Mode Control*”)[7]-[11].

El control modo tensión [6], caracterizado por realimentar únicamente la tensión de salida y emplear un solo regulador, se desarrolló en la década de los 70 y fue ampliamente superado en prestaciones a finales de los 80 [8] por los controles modo corriente, cuya característica común es

la presencia de dos lazos de regulación: uno externo de tensión que controla la tensión de salida y otro interno de corriente que realimenta la corriente en el inductor (o la corriente en un interruptor que conduzca la del inductor durante ciertos intervalos de tiempo).

Las principales ventajas que se derivan de los controles modo corriente son: la protección intrínseca contra sobrecorrientes en la etapa de potencia, la posibilidad de conectar en paralelo varios convertidores y la simplicidad del diseño del regulador de tensión, ya que la función de transferencia del lazo interno de corriente cerrado (que es la que “ve” el lazo de tensión) puede ser asimilada a un sistema de primer orden [7]-[11].

Entre los controles modo corriente destacan el modo corriente de pico o CIC (del inglés “*Current-Mode Injected Control*”) [7][8], que se caracteriza por el sensado de la corriente en uno de los interruptores de potencia y utilizar un lazo interno de corriente cuyo regulador puede ser asimilado a una ganancia constante, y el control modo corriente media o ACC (del inglés “*Average Current-Mode Control*”) [9][10][11], que sensa la corriente directamente en el inductor.

CIC presenta una acusada sensibilidad frente al ruido de conmutación, ya que el sensado de corriente se efectúa en uno de los conmutadores de la etapa de potencia y en consecuencia la medida presenta un ruido apreciable (oscilaciones de alta frecuencia), cada vez que el transistor conmuta. En la actualidad, ACC constituye una alternativa interesante frente a CIC, pues mantiene las ventajas características de los controles modo corriente, mejorando los problemas de ruido en la medida. Una ventaja adicional que ofrece ACC sobre CIC es la posibilidad de introducir reguladores más sofisticados en el lazo de corriente (en CIC el regulador de corriente puede asimilarse a una simple ganancia), aumentando la flexibilidad en el diseño [9][10][11].

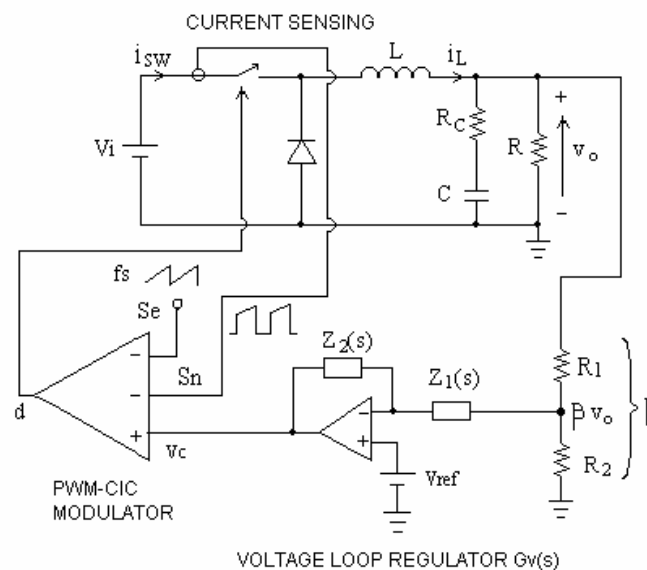


Fig 1.1: CIC aplicado a un convertidor DC-DC Buck.

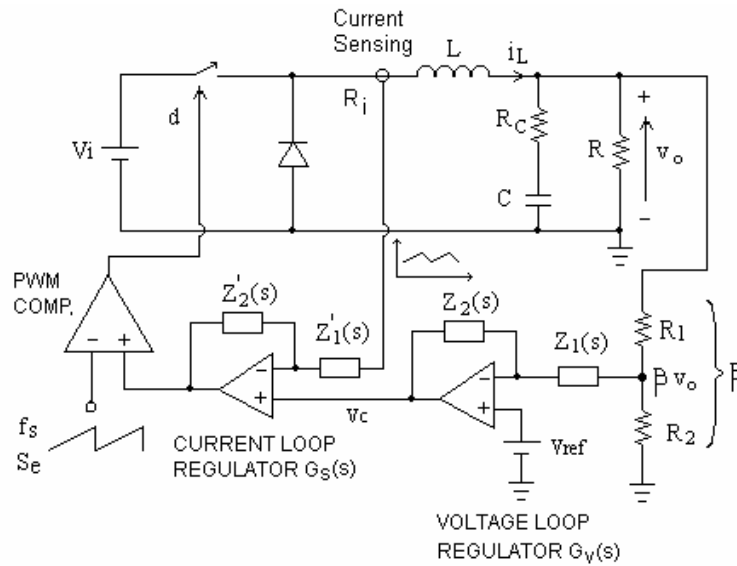


Fig.1.2: ACC aplicado a un convertidor DC-DC Buck.

En el caso de sistemas DC-AC modulares, el control ACC resulta igualmente adecuado para asegurar un reparto equitativo de las corrientes entre los módulos [12][13][14]. Recuérdese además que la dinámica de un inversor monofásico en puente completo es muy similar a la de un convertidor DC-DC Buck. La única diferencia reside en que el punto de operación del inversor (y por tanto el ciclo de trabajo) está continuamente cambiando, dado que la tensión de salida es senoidal.

Con todo, el principal inconveniente de las técnicas de regulación lineal convencionales aplicadas al control de convertidores DC-DC y DC-AC, reside en la influencia que sobre el modelo lineal tienen las denominadas *incertidumbres* del sistema, esto es, el punto de operación (que determina fuertemente el modelo de pequeña señal, sobretodo en conducción discontinua), las variaciones de los elementos de la etapa de potencia respecto a unos valores nominales (debidas a la tolerancia de los componentes, envejecimiento, elementos parásitos no modelizados, etc.) y el número de módulos conectados. Como resultado, los reguladores diseñados para el modelo nominal ven mermada su eficacia, degradándose las prestaciones y la estabilidad de la regulación (llegando en ocasiones a inestabilizarse el lazo si se producen diferencias importantes entre el modelo nominal y el convertidor real). Desde esta perspectiva, se comprende el interés de perfeccionar estructuras de regulación robustas, en el sentido de presentar una reducida sensibilidad frente a las incertidumbres que presenta el sistema regulado.

En esta tesis se aplican técnicas de control robusto basado en modelo de referencia inspiradas en el *Internal Model Control* [41] con el fin de obtener una mejora sustancial de la robustez del control modo corriente media ACC aplicado a sistemas modulares de convertidores

DC-DC derivados del Buck y a sistemas modulares de inversores monofásicos trabajando con modulación PWM sinusoidal unipolar [15]-[20].

En primer lugar se presenta un control modo corriente media robusto con seguimiento de modelo tipo paso alto para el control de convertidores DC-DC modulares [43][44]. Esta nueva estructura de regulación, consistente en añadir un nuevo lazo interno a los lazos convencionales de tensión y de corriente, reduce la sensibilidad del lazo externo de tensión frente a grandes variaciones paramétricas de los elementos que constituyen la etapa de potencia, la tensión de entrada, la carga (incluso en conducción discontinua) y el número de módulos.

La estructura de regulación que se propone, y en lo sucesivo denominada RMF paso-alto, mejora la impedancia de salida en lazo cerrado y la audiosusceptibilidad en lazo cerrado respecto a ACC convencional, manteniendo unos márgenes de estabilidad adecuados ante variaciones del punto de operación y de los elementos de la etapa de potencia. Se demostrará que estas propiedades se mantienen con variaciones importantes de la tensión de entrada, de la carga (incluso en conducción discontinua), de los valores de los elementos pasivos de la etapa de potencia y del número de módulos conectados.

A continuación se presenta un control modo corriente media robusto con seguimiento de modelo tipo paso bajo [45] para el control de convertidores DC-DC modulares. Para implementar esta estructura de regulación, que denominaremos RMF paso-bajo, se añade al lazo externo de tensión un lazo interno basado en un modelo de referencia tipo paso bajo y un regulador PI convencional.

Con RMF paso-bajo también se consigue que el lazo externo de tensión sea menos sensible a las variaciones paramétricas de los elementos de la etapa de potencia, de la tensión de entrada, de la carga y del número de módulos, si lo comparamos con ACC convencional. Además, el diseño del lazo de tensión se “desacopla” considerablemente del diseño de las funciones de transferencia de rechazo a perturbaciones, de manera que la audiosusceptibilidad y la impedancia de salida se reducen considerablemente aún a pesar de tener menores o iguales frecuencias de cruce en las ganancias de los diferentes lazos.

Una ventaja clara del control RMF paso-bajo es que la naturaleza tipo paso bajo del modelo de referencia no añade limitaciones en cuanto a ruido al diseño del control, a diferencia de lo que ocurre con RMF paso-alto. Es por esto por lo que se ha optado por aplicar el control RMF paso-bajo en el caso de los sistemas modulares de alimentación DC-AC.

Así pues, la última parte de esta tesis presenta un control modo corriente media robusto con seguimiento de modelo tipo paso bajo para el control de inversores UPS modulares conectados en paralelo. La estructura RMF paso-bajo propuesta se ha aplicado tanto a los lazos internos de corriente de cada inversor como al lazo externo de tensión, logrando una mayor robustez frente a variaciones en el punto de operación y en los valores de los elementos pasivos de la etapa de potencia [46][47][48].

Además, se demostrará que el control RMF paso-bajo consigue una baja impedancia de salida y una reducción del THD de la tensión de salida con cargas no lineales, al compararlo con un control ACC convencional.

Como complemento a los estudios teóricos, se han realizado diferentes análisis de Montecarlo [21] de los controles ACC convencionales y los controles RMF propuestos, demostrando con rotundidad que la robustez de prestaciones alcanzada por los RMF es muy superior a la que ofrecen los ACC convencionales, incluso cuando se consideran variaciones simultáneas de todos los elementos que integran la etapa de potencia.

Los principios propuestos han sido validados experimentalmente sobre dos prototipos multimodulares que han sido sometidos a diferentes tipos de ensayos.

Cabe destacar que la implementación práctica de los lazos de control propuestos, es extremadamente sencilla. En el caso de convertidores DC-DC basta un circuito integrado de control PWM y algunos amplificadores operacionales para construir satisfactoriamente los lazos RMF sin encarecer significativamente el producto ni su desarrollo, por lo que estos esquemas prometen una extensa aceptación industrial en aquellas aplicaciones en las que se prevean fuertes variaciones de la tensión de entrada y/o de la carga, en sistemas modulares de alimentación o, simplemente, en aquellos casos en los que se precise una impedancia de salida y/o audiosusceptibilidad muy reducidas. En el caso de inversores se ha implementado una versión analógica en una primera etapa para pasar posteriormente a una realización digital mediante un DSP TMS320L2812.

1.2. Linealización de una etapa de potencia PWM. Circuito de pequeña señal de un convertidor conmutado y de un inversor.

Para linealizar la etapa de potencia de un convertidor DC-DC conmutado y la de un inversor, existen dos métodos ampliamente aceptados: el promediado en el espacio de estado (*“state space*

averaging”) [4], desarrollado en los años 70 por R.D. Middlebrook y S. Cúk, y el modelo del conmutador PWM, introducido a finales de la década de los 80 por V. Vorperian [5] y otros investigadores del VPEC (“Virginia Power Electronics Center”). En esta tesis se utiliza únicamente el modelo del conmutador PWM, pues el promediado en el espacio de estado no proporciona resultados totalmente satisfactorios cuando el convertidor entra en conducción discontinua y no modela ciertos fenómenos de inestabilidad que aparecen en el control modo corriente.

Una vez linealizada la etapa de potencia, se obtiene un modelo de pequeña señal y baja frecuencia (válido hasta la mitad de la frecuencia de conmutación), del cual pueden extraerse las principales características que presenta un convertidor conmutado en lazo cerrado. Tales características son:

- Audiosusceptibilidad, o sensibilidad dinámica de la tensión de salida ante rizado de baja frecuencia (usualmente de 100Hz o 300Hz de un rectificador) en la tensión de entrada. Este parámetro también define la respuesta de la tensión de salida ante otras perturbaciones en la tensión de entrada como escalones, etc. La audiosusceptibilidad en lazo abierto (es decir, con $\hat{d}(s)=0$ en el caso de un control modo tensión), se expresa según muestra la ecuación (1.1), siendo \hat{i}_o la perturbación en la carga y \hat{v}_i la perturbación en la tensión de entrada.

$$A(s) = \left. \frac{\hat{v}_o(s)}{\hat{v}_i(s)} \right|_{\hat{d}=i_o=0} \quad (1.1)$$

- Impedancia de salida, o variación dinámica de la tensión de salida ante variaciones de corriente en la carga. Su conocimiento es de vital importancia cuando se conectan convertidores en cascada o en cargas que absorben la corriente en forma de escalones bruscos. La impedancia de salida en lazo abierto se expresa según muestra la ecuación (1.2).

$$Z_o(s) = \left. \frac{\hat{v}_o(s)}{\hat{i}_o(s)} \right|_{\hat{d}=v_i=0} \quad (1.2)$$

- Regulación estática de línea y carga, o variación del valor medio de la tensión de salida ante una tensión de entrada no regulada o una corriente de salida variable.

- Ancho de banda en pequeña señal, o “velocidad” del lazo de regulación para responder a una consigna variable o ante perturbaciones de línea y carga.

- Impedancia de entrada. Importante a la hora de interconectar convertidores.

Otras funciones de transferencia importantes para el diseño del lazo de regulación son la función de transferencia de control de la tensión mediante el ciclo de trabajo, $G_{v-d}(s)$ en la ecuación (1.3), y la función de transferencia de control de la corriente en un inductor, $G_{i-d}(s)$ en la ecuación (1.4).

$$G_{v-d}(s) = \left. \frac{\overset{\wedge}{v_o}(s)}{\hat{d}(s)} \right|_{\overset{\wedge}{i_o}=\overset{\wedge}{v_i}=0} \quad (1.3)$$

$$G_{i-d}(s) = \left. \frac{\overset{\wedge}{i_l}(s)}{\hat{d}(s)} \right|_{\overset{\wedge}{i_o}=\overset{\wedge}{v_i}=0} \quad (1.4)$$

En todas las expresiones anteriores, el símbolo “ \wedge ” indica pequeñas variaciones en torno a un punto de operación (términos de pequeña señal).

Cabe recordar que todas estas funciones de transferencia son similares para convertidores DC-DC tipo Buck y para inversores en puente completo, ya que ambos presentan una misma dinámica. La única diferencia que existe entre ellos es que en el caso de los convertidores DC-DC el ciclo de trabajo es fijo para un punto de operación, mientras que en el caso de los inversores éste varía sinusoidalmente.

1.2.1. Modelo del conmutador PWM

Este modelo permite obtener un circuito equivalente lineal, a partir del que se puede realizar el análisis de pequeña señal y estático (en el punto de operación) del convertidor. El modelo es válido incluso en conducción discontinua. A partir del circuito eléctrico equivalente se puede calcular fácilmente las funciones de transferencia en pequeña y gran señal, realizar simulaciones con paquetes de diseño electrónico como OrCAD PSpice, MICROCAP, MATLAB, etc.

Básicamente, este método sustituye los elementos no lineales del convertidor conmutado (los interruptores de potencia) por un circuito equivalente lineal llamado “modelo del conmutador PWM”, de manera que el circuito resultante es totalmente lineal.

En casi todos los convertidores conmutados PWM se puede encontrar una topología común: un interruptor “activo” (un transistor) y otro “pasivo” (diodo), que conectan una fuente de tensión (condensador) con una fuente de corriente (inductor) según muestra la figura 1.3.

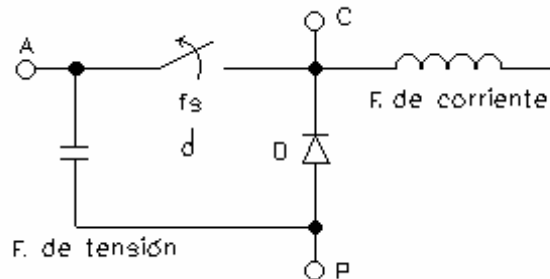


Fig. 1.3: Célula de conmutación común en convertidores conmutados.

El bloque no lineal diodo-transistor se conecta al exterior a través de tres puntos A, P y C. Este bloque recibe el nombre de “conmutador PWM”, siendo:

A = Terminal activo (el del conmutador activo).

P = Terminal pasivo (el del conmutador pasivo).

C = Terminal común (punto común de ambos conmutadores).

El objetivo es sustituir el conmutador PWM conectado entre los terminales A, P y C por un circuito equivalente lineal, de manera que no queden elementos no lineales en el convertidor. Para ello, se parte de la representación que muestra la figura 1.4, en la que aparece el conmutador PWM y todas las magnitudes eléctricas asociadas. El símbolo “~” indica valores instantáneos de las corrientes y las tensiones. La letra “d” es el valor instantáneo del ciclo de trabajo $d(t)$.

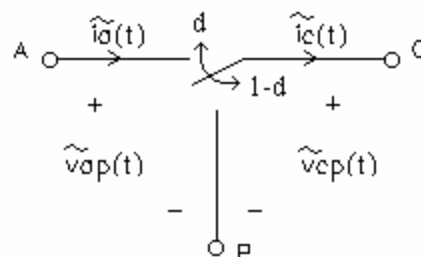


Fig. 1.4: Conmutador PWM.

El conmutador PWM, fácil de identificar en los 4 convertidores DC-DC básicos según muestra la figura 1.5, representa toda la no-linealidad del convertidor conmutado. Si se consigue

promediar el conmutador y linealizarlo en pequeña señal, habremos obtenido un modelo lineal para cualquier convertidor conmutado.

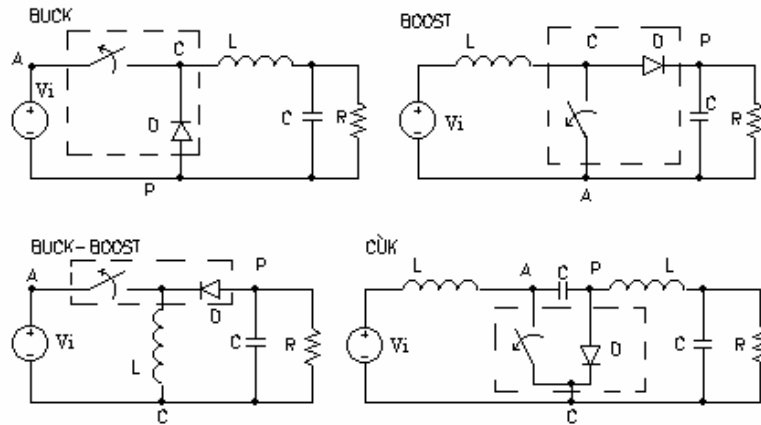


Fig. 1.5: Identificación del conmutador PWM en los cuatro convertidores DC-DC básicos.

En un inversor en puente completo resulta imposible identificar el conmutador PWM, dado que existen cuatro interruptores activos. Recuérdese que este inversor, desde el punto de vista del control, puede reducirse a un Buck equivalente cuya tensión de entrada es la tensión de entrada original, su frecuencia efectiva es el doble de la frecuencia de conmutación de los interruptores y su ciclo de trabajo equivalente máximo coincide con el índice de modulación en amplitud del inversor para una modulación PWM unipolar, por lo que solo se tiene que sustituir el inversor por su circuito Buck equivalente para poder identificar perfectamente el conmutador.

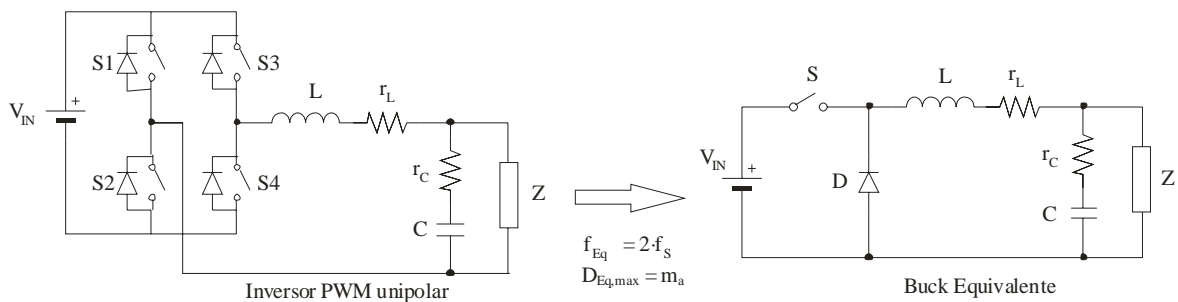


Fig. 1.6: Circuito equivalente de un inversor con modulación PWM unipolar.

A la hora de linealizar el conmutador se consideran dos casos: Conducción continua en el puerto de corriente (terminal C) y conducción discontinua, es decir, que la corriente $\tilde{i}_c(t)$ no pase por cero o sí se llegue a anular.

1.2.1.1. Modelo del conmutador PWM en conducción continua

Cuando el convertidor funciona en conducción continua, situación que se produce cuando la corriente en el inductor no se anula en ningún momento a lo largo de un periodo, se demuestra [5] [12] que los modelos equivalentes del conmutador PWM en DC y en pequeña señal son los que ilustran las figuras 1.7 y 1.8, respectivamente.

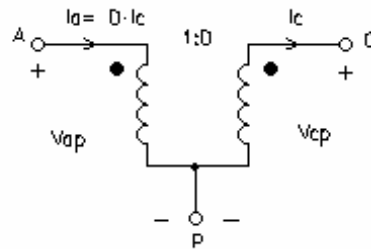


Fig. 1.7: Circuito equivalente DC del conmutador PWM en conducción continua.

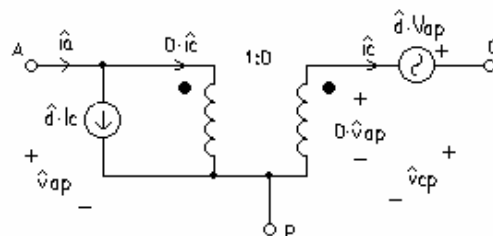


Fig. 1.8: Circuito equivalente de pequeña señal del conmutador PWM en conducción continua.

Conociendo los circuitos equivalentes de las figuras 1.7 y 1.8, para deducir las características DC (punto de trabajo, características estáticas) y de pequeña señal (características dinámicas) de cualquier convertidor conmutado, basta con sustituir los conmutadores PWM por los circuitos equivalentes. Como ejemplo se muestran en las figuras 1.9 y 1.10 los circuitos equivalentes DC y de pequeña señal de un convertidor BUCK en conducción continua.

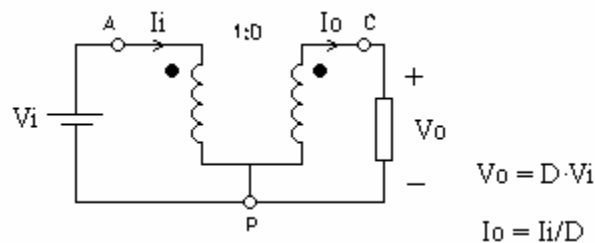


Fig. 1.9: Modelo equivalente DC del convertidor BUCK en conducción continua.

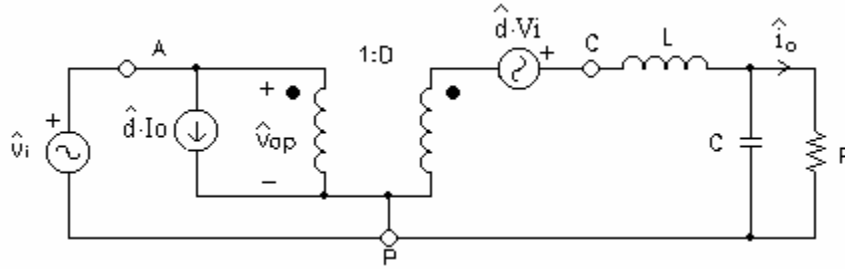


Fig. 1.10: Modelo de pequeña señal del convertidor BUCK en conducción continua.

A partir del modelo de la figura 1.10 se pueden deducir las características de pequeña señal del convertidor Buck en lazo abierto como audiosusceptibilidad, impedancias de entrada y salida y funciones de transferencia de control.

1.2.1.2. Modelo del conmutador PWM en conducción discontinua

La figura 1.11 muestra el circuito equivalente en DC del conmutador PWM en condiciones de conducción discontinua en el puerto de corriente, según se demuestra en [5] [22].

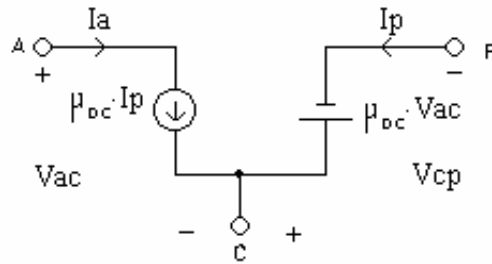


Fig. 1.11: Circuito equivalente DC del conmutador PWM en conducción discontinua.

El valor de μ_{DC} que aparece en este circuito depende de los elementos del circuito, siguiendo la ecuación (1.5).

$$\mu_{DC} = \frac{D^2}{2 \cdot L \cdot f_s} \cdot \frac{V_{cp}}{I_a} = \frac{D^2}{2 \cdot L \cdot f_s} \cdot \frac{V_{ac}}{I_p} \quad (1.5)$$

Por su parte, la figura 1.12 muestra el circuito equivalente de pequeña señal del conmutador PWM cuando el convertidor entra en conducción discontinua [5] [22]. Los parámetros de este circuito dependen de las tensiones y corrientes en el punto de operación (DC) según se expresa en la ecuación (1.6).

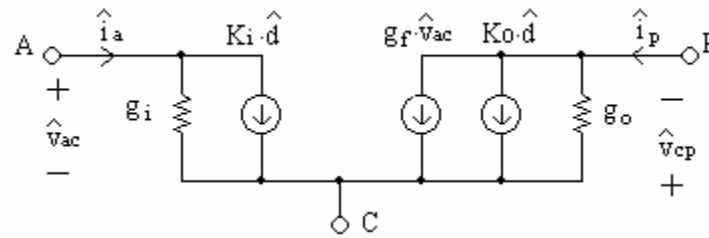


Fig. 1.12: Circuito equivalente de pequeña señal del conmutador PWM en conducción discontinua.

$$\begin{aligned}
 g_i &= \frac{I_a}{V_{ac}}; K_i = 2 \cdot \frac{I_a}{D}; \\
 \hat{i}_p &= 2 \cdot \frac{I_p}{V_{ac}}; K_o = 2 \cdot \frac{I_p}{D}; g_o = \frac{I_p}{V_{cp}}
 \end{aligned}
 \tag{1.6}$$

El circuito equivalente de pequeña señal de la figura 1.12 proporciona resultados muy fieles a la realidad, cosa que no se consigue mediante la técnica de promediado en el espacio de estado [6]. Aplicando este modelo al convertidor Buck, se obtiene el circuito equivalente de pequeña señal de dicho convertidor en conducción discontinua, mostrado en la figura 1.13.

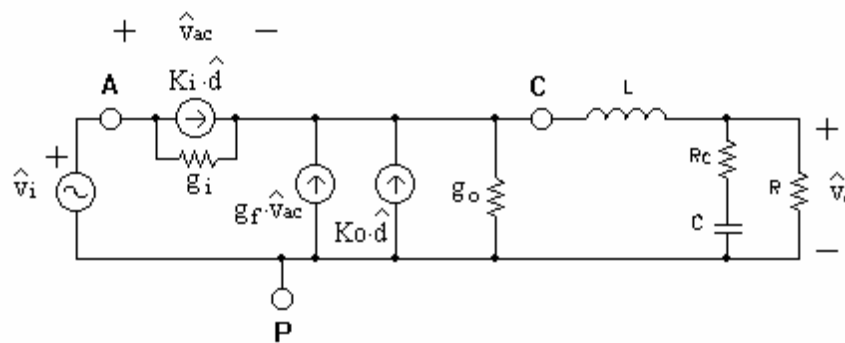


Fig. 1.13: Modelo de pequeña señal del convertidor Buck en conducción discontinua.

1.3. Desarrollo teórico del control modo corriente media de convertidores conmutados e inversores

El control modo corriente media, en inglés “Average Current-Mode Control” (ACC) [9][11] o “Conductance Control” [10], presenta las ventajas inherentes a los controles modo corriente (protección intrínseca contra sobrecorrientes, mejora de la audiosusceptibilidad, equalización de la corriente entre los diversos convertidores de un sistema modular, simplificación del diseño del lazo

de tensión), añadiendo sobre CIC menor sensibilidad al ruido de conmutación y una mayor flexibilidad en el diseño del lazo de corriente.

La figura 1.14 muestra el esquema de control ACC aplicado a un convertidor Buck. Como puede observarse en este esquema, la corriente que circula por el inductor es sensada (con una ganancia R_i) a fin de establecer un lazo interno de regulación de corriente.

La tensión de control v_c que sirve de referencia al lazo de corriente procede del regulador externo de tensión $G_v(s)$. S_e es la pendiente de la rampa del modulador PWM, f_s la frecuencia de conmutación, S_N la pendiente de la corriente en el inductor y S_N' la pendiente de la salida del regulador de corriente.

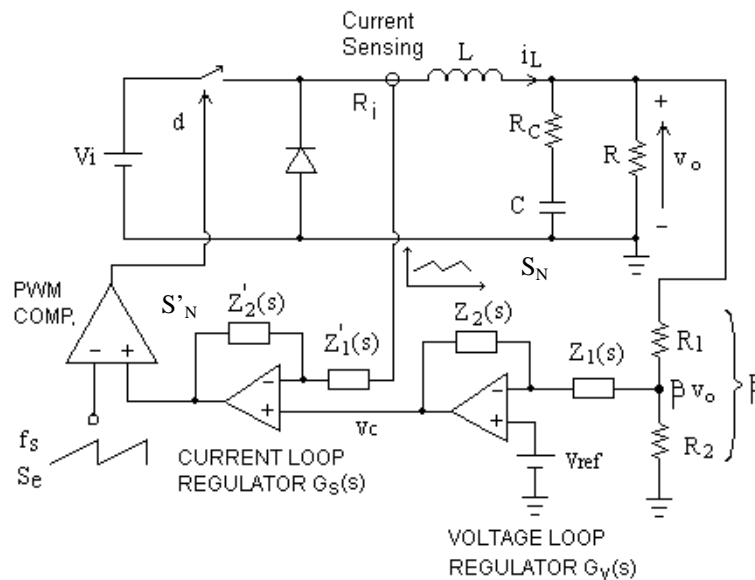


Fig.1.14: ACC aplicado a un convertidor Buck.

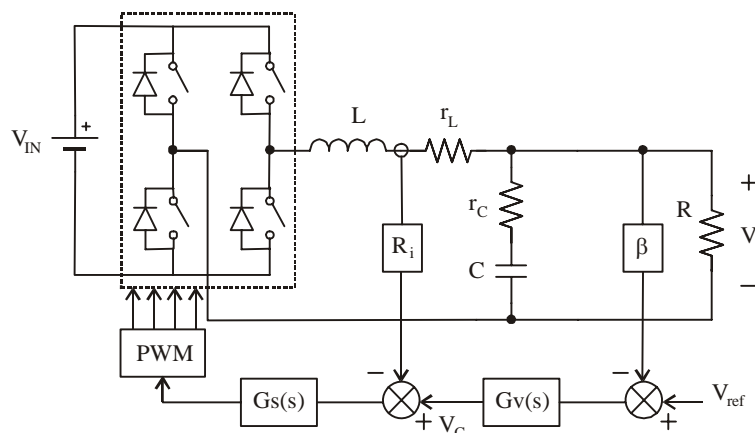


Fig.1.15: ACC aplicado a un inversor.

Las ganancias de prealimentación y realimentación dependen del tipo de convertidor, pero no son imprescindibles para el análisis del lazo de control. De hecho, no se tienen en cuenta la mayoría de las veces.

La ganancia de muestreo $H_e(s)$ [7] es interesante en el análisis del lazo interno de corriente, sobre todo por motivos de estabilidad. Esta ganancia añade al lazo de corriente 2 ceros complejos conjugados de fase no mínima a la mitad de la frecuencia de conmutación. La expresión de $H_e(s)$ se aproxima con éxito a un polinomio de segundo orden desde frecuencia cero a la mitad de la frecuencia de conmutación, que es el límite de validez de los modelos de pequeña señal. La ecuación (1.7) define la expresión exacta y aproximada de $H_e(s)$, según [9].

$$H_e(s) = \frac{s \cdot T_s}{e^{sT_s} - 1} \approx 1 + \frac{s}{\omega_z Q_z} + \frac{s^2}{\omega_z^2} \quad (1.7)$$

$$\omega_z = \frac{\pi}{T_s}; Q_z = -\frac{2}{\pi}$$

La figura 1.17 muestra las curvas de Bode y el lugar de los ceros en el plano complejo de $H_e(s)$. Nótese que los ceros están en el semiplano derecho (fase no mínima). Estos ceros dan ciertos problemas de inestabilidad pues añaden fase negativa tal y como muestra la figura 1.17.

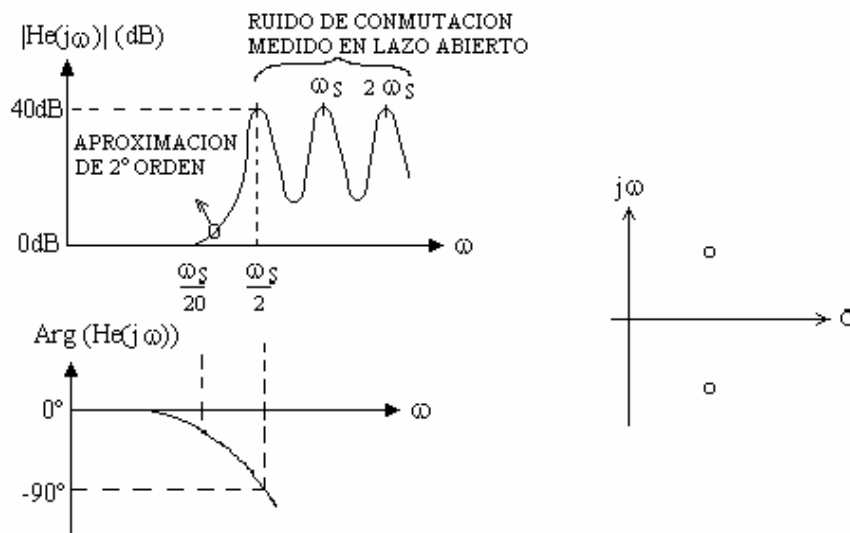


Fig. 1.17: Diagramas de Bode y lugar de los ceros de $H_e(s)$.

El efecto de $H_e(s)$ es importante cuando la frecuencia de cruce del lazo de corriente es alta, de manera que a esa frecuencia la fase negativa añadida por $H_e(s)$ es significativa, afectando al margen de fase del lazo de corriente. Si la frecuencia de cruce del lazo de corriente es baja, no es

necesario tener en cuenta el efecto de $H_e(s)$. En [42] se obtuvo una expresión más precisa y menos conservadora de la ganancia de muestreo.

La ganancia del sensor de corriente, R_i , es el cociente entre la tensión que se obtiene del sensor de corriente y la corriente sensada del circuito de potencia. R_i se mide en Ω . La ganancia del modulador PWM viene definida por la ecuación (1.8) [9], en la cual V_{pp} es la amplitud pico a pico de la rampa del modulador.

$$F_m = \frac{1}{(S_e + S'_N) \cdot T_s} \approx \frac{1}{S_e \cdot T_s} = \frac{1}{V_{pp}} \quad \text{si } S'_N \ll S_e \quad (1.8)$$

La figura 1.18 muestra el modelo del control ACC que se utilizará para obtener las funciones de transferencia dinámicas del sistema DC-AC. Comparándolo con el anterior, la única diferencia destacable se encuentra en el regulador de corriente, que ahora aparece como una única ganancia $G_S(s)$ situada detrás del sumador del lazo interno de corriente. Esta diferencia responde únicamente a la forma en la que se han implementado el sumador y el regulador del lazo de corriente en los prototipos. Para este modelo sigue siendo aplicable todo lo que se ha comentado anteriormente.

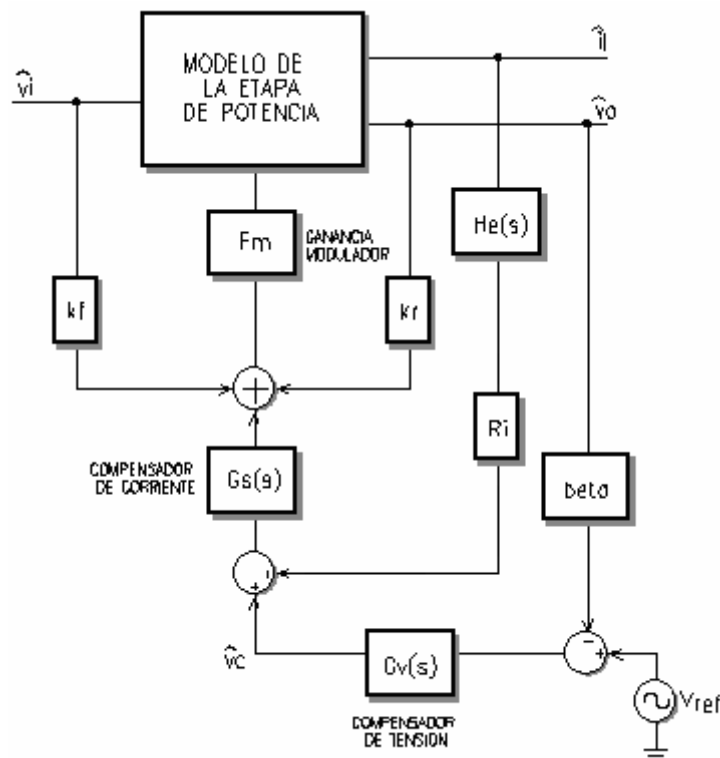


Fig. 1.18: Modelo de pequeña señal del control ACC para un convertidor DC-AC.

1.3.2. Modelo ACC del convertidor Buck en conducción continua

Introduciendo en el esquema de la figura 1.16 el modelo lineal del convertidor Buck de la figura 1.10, se obtiene el modelo de pequeña señal del lazo ACC aplicado a un convertidor Buck en conducción continua que muestra la figura 1.19. Las ganancias de prealimentación (k_f) y de realimentación (k_r) se han despreciado. Asimismo, se ha despreciado $H_c(s)$, habiendo supuesto un valor moderado de la frecuencia de cruce del lazo de corriente.

La ganancia de lazo $T_i(s)$ del lazo de corriente responde a la ecuación (1.9), en la cual $G_{id}(s)$ es la función de transferencia que existe entre la corriente en el inductor y el ciclo de trabajo. La ecuación (1.10) describe el valor de $G_{id}(s)$ en función de los elementos de la etapa de potencia.

$$T_i(s) = F_m \cdot G_{id}(s) \cdot R_i \cdot G_s(s) \tag{1.9}$$

$$G_{id}(s) = \left. \frac{\hat{i}_l(s)}{\hat{d}(s)} \right|_{\hat{v}_i = \hat{i}_o = 0} = \frac{V_i}{R} \cdot \frac{1 + s(R + R_c)C}{s^2 LC \frac{R + R_c}{R} + s\left(\frac{L}{R} + R_c C\right) + 1} \tag{1.10}$$

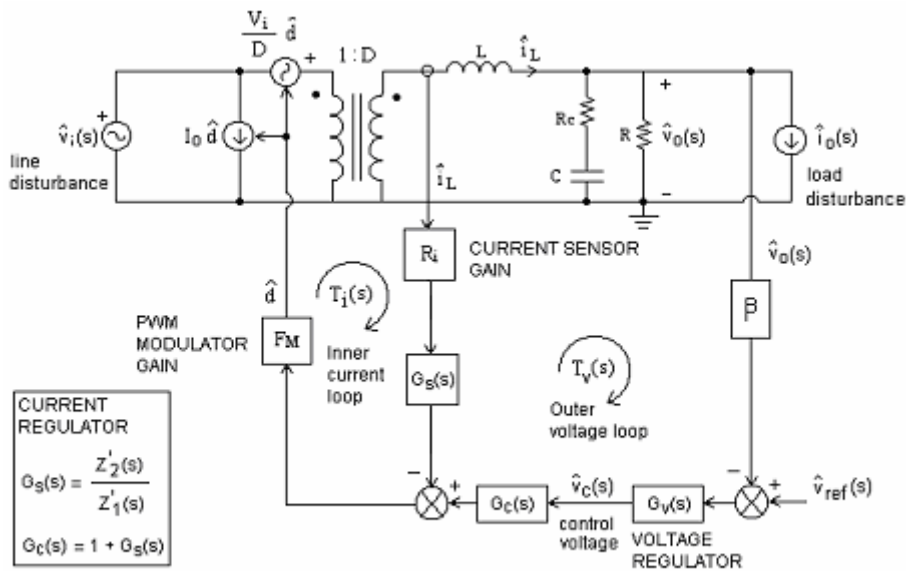


Fig. 1.19: Modelo de pequeña señal del control ACC aplicado al convertidor Buck en conducción continua.

Las funciones de transferencia que corresponden al regulador de corriente, $G_s(s)$ y $G_c(s)$, y al compensador de tensión, $G_v(s)$, responden a las ecuaciones (1.11), (1.12) y (1.13) respectivamente.

$$G_s(s) = \frac{Z_2'(s)}{Z_1'(s)} = \frac{\omega_{is} \cdot (1 + s/\omega_{zs})}{s \cdot (1 + s/\omega_{ps})} \quad (1.11)$$

$$G_c(s) = 1 + G_s(s) \quad (1.12)$$

$$G_v(s) = \frac{Z_2(s)}{Z_1(s)} = \frac{\omega_{iv} \cdot (1 + s/\omega_{zv})}{s \cdot (1 + s/\omega_{pv})} \quad (1.13)$$

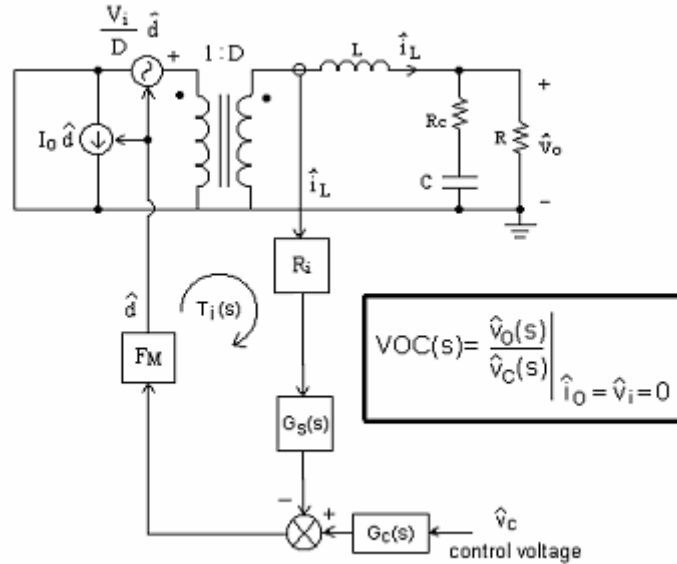


Fig.1.20: Lazo de corriente del control ACC.

Una vez cerrado el lazo de corriente (figura 1.20), se obtiene $VOC(s)$, ecuación (1.14), que es la función de transferencia entre la tensión de salida (v_o) y la tensión de control (v_c). $VOC(s)$ es la planta que “ve” el lazo de tensión, por lo que constituye una función extremadamente importante desde el punto de vista del diseño de $G_v(s)$. En apartados posteriores se pondrá de manifiesto que $VOC(s)$ se parece mucho a un sistema de primer orden, por lo que el diseño del regulador de tensión se simplifica apreciablemente con relación al control modo tensión. En lo sucesivo, $VOC(s)$ será denominada función de transferencia de la etapa de potencia ACC.

$$VOC(s) = \left. \frac{\hat{v}_o(s)}{\hat{v}_c(s)} \right|_{\hat{v}_i = \hat{i}_o = 0} = G_c(s) \cdot \frac{F_m \cdot G_{id}(s)}{1 + T_i(s)} \cdot \frac{R(1 + sR_c C)}{1 + s(R_c + R)C} \quad (1.14)$$

La figura 1.21 muestra un esquema de bloques simplificado del control ACC, en el cual $Z_o(s)$, definida por la ecuación (1.15), y $A(s)$, ecuación (1.16), representan las perturbaciones que actúan sobre el sistema: la impedancia de salida en lazo abierto y la audiosusceptibilidad en lazo

abierto, respectivamente. Por simplicidad, en las expresiones de $A(s)$ y $Z_o(s)$ se han introducido dos funciones auxiliares $Z(s)$ y $K(s)$ que responden a las ecuaciones (1.17) y (1.18) respectivamente.

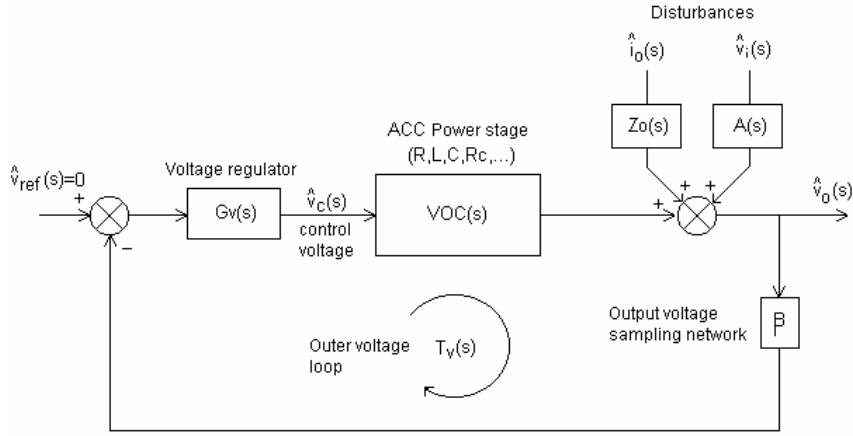


Fig. 1.21: Esquema de bloques simplificado del control ACC.

$$Z_o(s) = \left. \frac{\hat{v}_o(s)}{\hat{i}_o(s)} \right|_{\hat{v}_i = \hat{v}_c = 0} = \frac{Ls + K(s)}{Ls + K(s) + Z(s)} \cdot Z(s) \quad (1.15)$$

$$A(s) = \left. \frac{\hat{v}_o(s)}{\hat{v}_i(s)} \right|_{\hat{i}_o = \hat{v}_c = 0} = D \cdot \frac{Z(s)}{Ls + Z(s) + K(s)} \quad (1.16)$$

$$Z(s) = R // (R_c + 1/sC) = \frac{R \cdot (1 + sR_c C)}{1 + s(R + R_c)C} \approx \frac{R \cdot (1 + sR_c C)}{1 + sRC} \quad (1.17)$$

$$K(s) = V_i \cdot F_m \cdot R_i \cdot G_s(s) \quad (1.18)$$

A partir de las expresiones anteriores y del esquema de la figura 1.21, se obtienen las funciones de transferencia en lazo cerrado del control ACC: audiosusceptibilidad en lazo cerrado $A_{cl}(s)$, ecuación (1.19), impedancia de salida en lazo cerrado $Z_{ocl}(s)$, ecuación (1.20), y la ganancia de lazo del lazo de tensión $T_v(s)$, ecuación (1.21).

$$A_{cl}(s) = \left. \frac{\hat{v}_o(s)}{\hat{v}_i(s)} \right|_{\hat{i}_o = 0; \hat{v}_c \neq 0} = \frac{A(s)}{1 + T_v(s)} = \frac{A(s)}{1 + \beta \cdot G_v(s) \cdot VOC(s)} \quad (1.19)$$

$$Z_{ocl}(s) = \left. \frac{\hat{v}_o(s)}{\hat{i}_o(s)} \right|_{\hat{v}_i = 0; \hat{v}_c \neq 0} = \frac{Z_o(s)}{1 + T_v(s)} = \frac{Z_o(s)}{1 + \beta \cdot G_v(s) \cdot VOC(s)} \quad (1.20)$$

$$T_v(s) = \beta \cdot G_v(s) \cdot VOC(s) \quad (1.21)$$

1.3.3. Modelo ACC del convertidor Buck en conducción discontinua

La figura 1.22 muestra el modelo ACC del convertidor Buck en condiciones de conducción discontinua. Este modelo se obtiene fácilmente introduciendo en el esquema general del control ACC (figura 1.16) el circuito equivalente de pequeña señal en conducción discontinua que muestra la figura 1.13.

A partir de este esquema se deducen fácilmente las ecuaciones (1.22)-(1.27), que describen el comportamiento dinámico del lazo ACC aplicado al convertidor Buck en conducción discontinua (DCM).

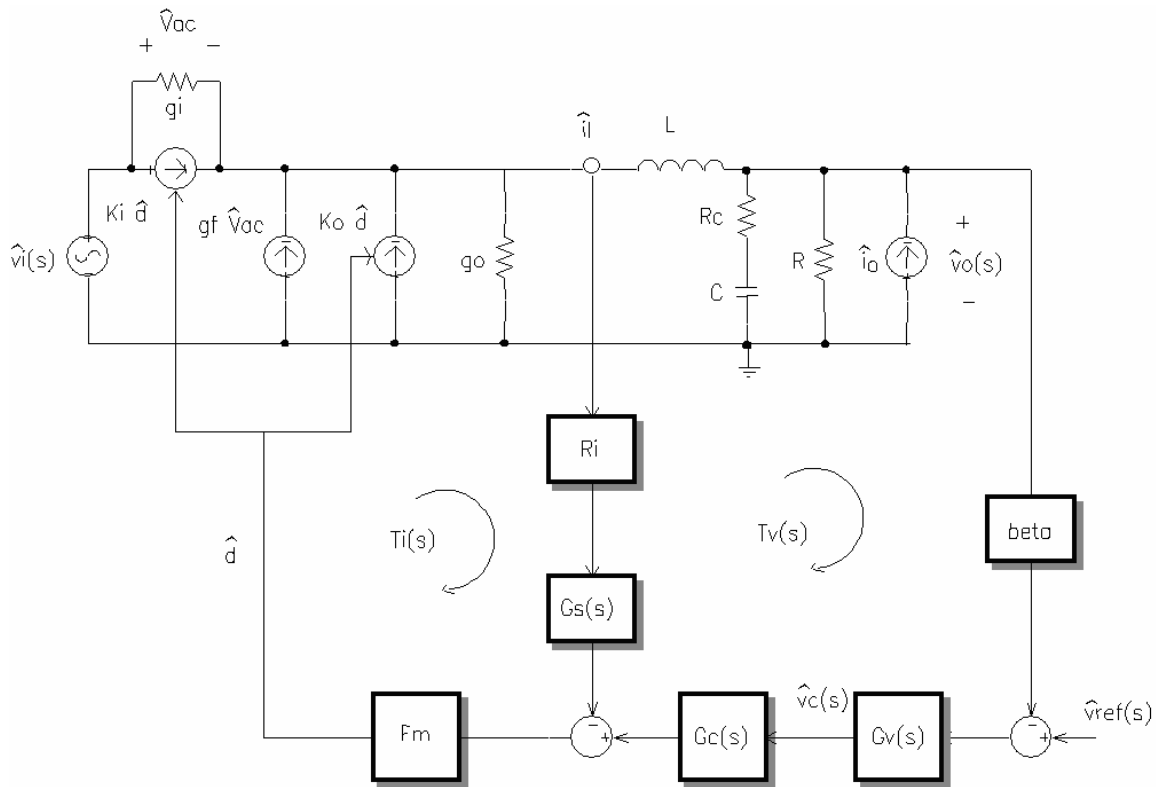


Fig. 1.22: Modelo ACC del convertidor Buck en conducción discontinua.

$$G_{id,DCM}(s) = \left. \frac{\hat{i}_L(s)}{\hat{d}(s)} \right|_{\hat{v}_i = \hat{i}_o = 0} = \frac{2 \cdot M \cdot V_i}{R \cdot D} \cdot \frac{1 - M}{2 - M} \cdot \frac{(1 + s \cdot R \cdot C)}{s^2 \cdot a_2 + s \cdot a_1 + 1} \quad (1.22)$$

$$M = \frac{V_o}{V_i} = \frac{1}{1 + \frac{K \cdot M}{D^2}} = \frac{2}{1 + \sqrt{1 + \frac{4K}{D^2}}} \quad (1.23)$$

$$r_{tot} = \frac{1}{g_i + g_o + g_f} = R \cdot (1 - M)$$

$$a_1 = \frac{L}{r_{tot} + R} + C \cdot (R_c + R // r_{tot}) = \frac{\frac{L}{R} + C \cdot [R_c + R \cdot (1 - M)]}{2 - M} \quad (1.24)$$

$$a_2 = L \cdot C \cdot \frac{R_c + R}{r_{tot} + R} \approx \frac{L \cdot C}{2 - M} \quad (\text{sup. } R_c \ll R)$$

$$T_{iDCM}(s) = F_m \cdot G_{id,DCM}(s) \cdot R_i \cdot G_s(s) \quad (1.25)$$

$$VOC_{DCM}(s) = G_c(s) \cdot \frac{F_m \cdot G_{id,DCM}(s)}{1 + T_{iDCM}(s)} \cdot \frac{R(1 + sR_c C)}{1 + s(R_c + R)C} \quad (1.26)$$

$$T_{vDCM}(s) = \beta \cdot G_v(s) \cdot VOC_{DCM}(s) \quad (1.27)$$

1.3.4. Modelo ACC de un inversor monofásico con modulación PWM unipolar

El modelo de pequeña señal de un inversor monofásico que trabaja con modulación PWM sinusoidal unipolar puede obtenerse fácilmente del modelo del conmutador PWM desarrollado en el apartado 1.2.1.

Aunque un inversor en puente completo puede parecer distinto de un convertidor Buck, en realidad, su topología deriva directamente de la del Buck. Si se analizan las formas de onda del filtro de salida de ambos convertidores cuando trabajan en un punto de operación fijo, se observa que son idénticas. Esto permite afirmar que un convertidor en puente, trabajando con modulación PWM unipolar en un punto de operación fijo, puede reducirse, *desde el punto de vista del filtro de salida*, a un Buck equivalente cuya tensión de entrada es la original y su frecuencia efectiva es el doble de la frecuencia de conmutación de los interruptores. El ciclo de trabajo varía senoidalmente en el intervalo $[0, m_a]$, siendo su valor máximo el índice de modulación en amplitud, m_a . Los valores del filtro de salida son iguales a los originales (véase figura 1.6).

Dado que la dinámica de un convertidor Buck viene determinada por su filtro de salida, y un convertidor en puente completo tiene como circuito equivalente a un Buck con el mismo filtro de salida, la dinámica de ambos convertidores debe ser necesariamente la misma.

No obstante, existe una diferencia fundamental entre ambos. El punto de operación del convertidor Buck permanece fijo en ausencia de perturbaciones, mientras que el del inversor está cambiando continuamente debido a que la tensión de salida es senoidal. Así pues, el modelo lineal del convertidor Buck de la figura 1.10 resulta igualmente válido para describir la dinámica del inversor en un punto de funcionamiento concreto. Únicamente se debe considerar el punto de funcionamiento más desfavorable en el que trabaja el convertidor.

Introduciendo el circuito de pequeña señal del “Buck equivalente” en el esquema general del control ACC para inversores (figura 1.17), se obtiene el modelo ACC de un inversor monofásico con modulación PWM unipolar que muestra la figura 1.23.

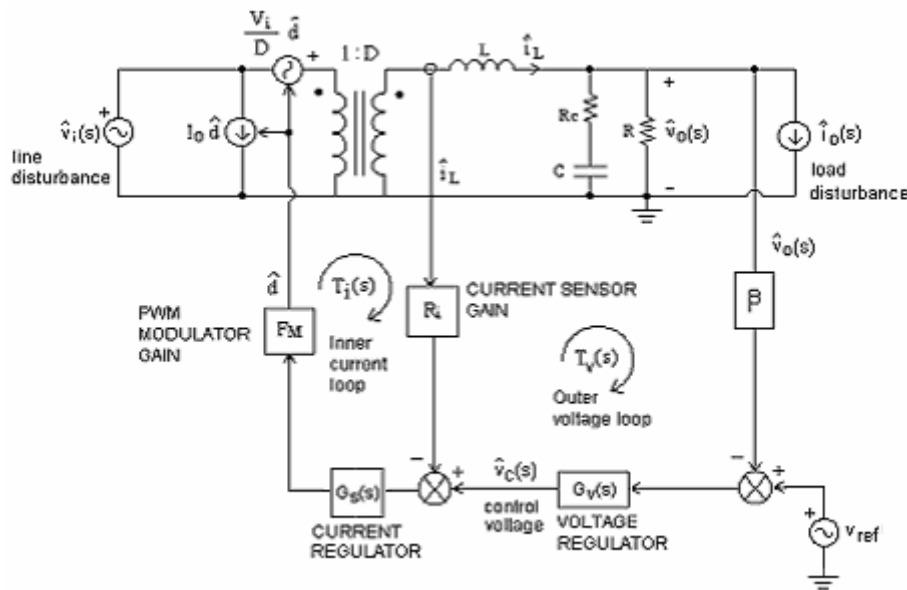


Fig. 1.23: Modelo de pequeña señal del control ACC aplicado a un inversor monofásico con modulación PWM unipolar.

A partir de este esquema se deducen fácilmente las ecuaciones (1.28)-(1.37), que describen el comportamiento dinámico del lazo ACC:

$$T_i(s) = F_m \cdot G_{id}(s) \cdot R_i \cdot G_s(s) \quad (1.28)$$

$$G_{id}(s) = \left. \frac{\hat{i}_l(s)}{\hat{d}(s)} \right|_{\hat{v}_i = \hat{i}_o = 0} = \frac{V_i}{R} \cdot \frac{1 + s(R + R_c)C}{s^2 LC \frac{R + R_c}{R} + s \left(\frac{L}{R} + R_c C \right) + 1} \quad (1.29)$$

$$VOC(s) = \left. \frac{\hat{v}_o(s)}{\hat{v}_c(s)} \right|_{\hat{v}_i=\hat{i}_o=0} = \frac{1}{R_i} \cdot \frac{T_i(s)}{1+T_i(s)} \cdot \frac{R(1+sR_cC)}{1+s(R_c+R)C} \quad (1.30)$$

$$Z_o(s) = \left. \frac{\hat{v}_o(s)}{\hat{i}_o(s)} \right|_{\hat{v}_i=\hat{v}_c=0} = \frac{Ls+K(s)}{Ls+K(s)+Z(s)} \cdot Z(s) \quad (1.31)$$

$$A(s) = \left. \frac{\hat{v}_o(s)}{\hat{v}_i(s)} \right|_{\hat{i}_o=\hat{v}_c=0} = \frac{V_o}{V_i} \cdot \frac{Z(s)}{Ls+Z(s)+K(s)} \quad (1.32)$$

$$Z(s) = R // (R_c + 1/sC) = \frac{R \cdot (1 + sR_cC)}{1 + s(R + R_c)C} \quad (1.33)$$

$$K(s) = V_i \cdot F_m \cdot R_i \cdot G_s(s) \quad (1.34)$$

$$A_{cl}(s) = \left. \frac{\hat{v}_o(s)}{v_i(s)} \right|_{\hat{i}_o=0; \hat{v}_c \neq 0} = \frac{A(s)}{1+T_v(s)} = \frac{A(s)}{1 + \beta \cdot G_v(s) \cdot VOC(s)} \quad (1.35)$$

$$Z_{ocl}(s) = \left. \frac{\hat{v}_o(s)}{\hat{i}_o(s)} \right|_{\hat{v}_i=0; \hat{v}_c \neq 0} = \frac{Z_o(s)}{1+T_v(s)} = \frac{Z_o(s)}{1 + \beta \cdot G_v(s) \cdot VOC(s)} \quad (1.36)$$

$$T_v(s) = \beta \cdot G_v(s) \cdot VOC(s) \quad (1.37)$$

1.4. Sistemas modulares de alimentación

El interés por los sistemas modulares de alimentación [16]-[20] ha crecido notablemente en estos últimos años, dado que estos sistemas presentan una serie de ventajas inherentes a su diseño modular: tolerancia a fallos, redundancia, robustez en el caso del fallo de un módulo, diseño modular de la etapa de potencia,...

Tal como se pone de manifiesto en los numerosos estudios que se han realizado en el pasado sobre la paralelización de convertidores de potencia [3], es necesario que la corriente se reparta de forma equitativa entre los diferentes módulos, siendo deseable al mismo tiempo una rápida respuesta dinámica de la tensión de salida.

El esquema de control ACC constituye una de las soluciones más extendidas para asegurar el reparto de las corrientes entre los módulos. La figura 1.24 muestra el esquema del control ACC aplicado a un sistema multimodular de N convertidores Buck conectados en paralelo.

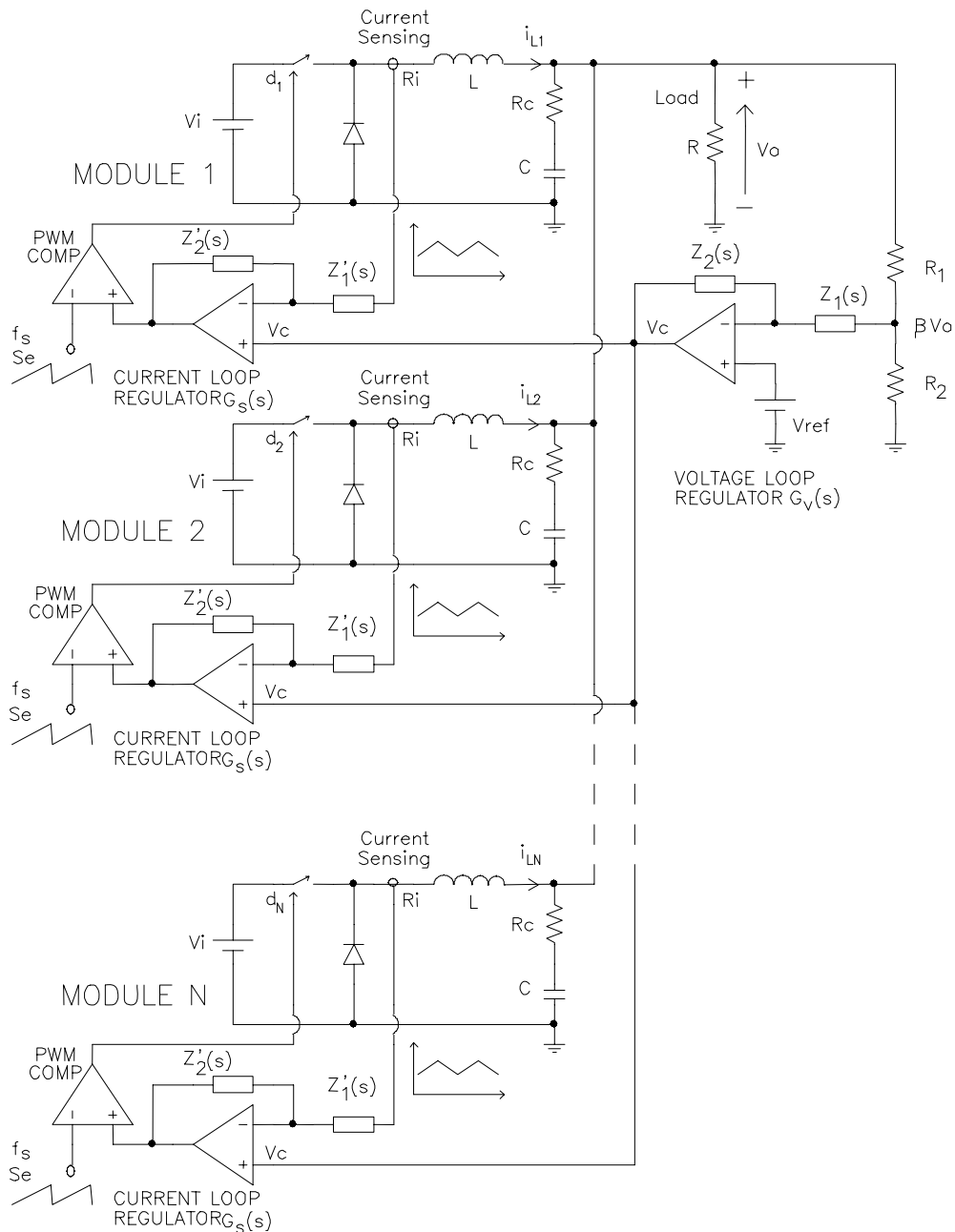


Fig. 1.24: Esquema ACC aplicado a sistema multimodular de convertidores Buck.

Como puede observarse en el esquema, cada módulo dispone de su propio lazo de corriente (con lo que se requieren N reguladores de corriente y N moduladores PWM), cuya tensión de control viene dada por un único regulador de tensión.

La figura 1.25 muestra el esquema ACC aplicado ahora a un sistema multimodular de N inversores PWM conectados en paralelo. De nuevo, cada inversor aparece asociado a su propio lazo interno de corriente con su correspondiente modulador y un único lazo externo de tensión.

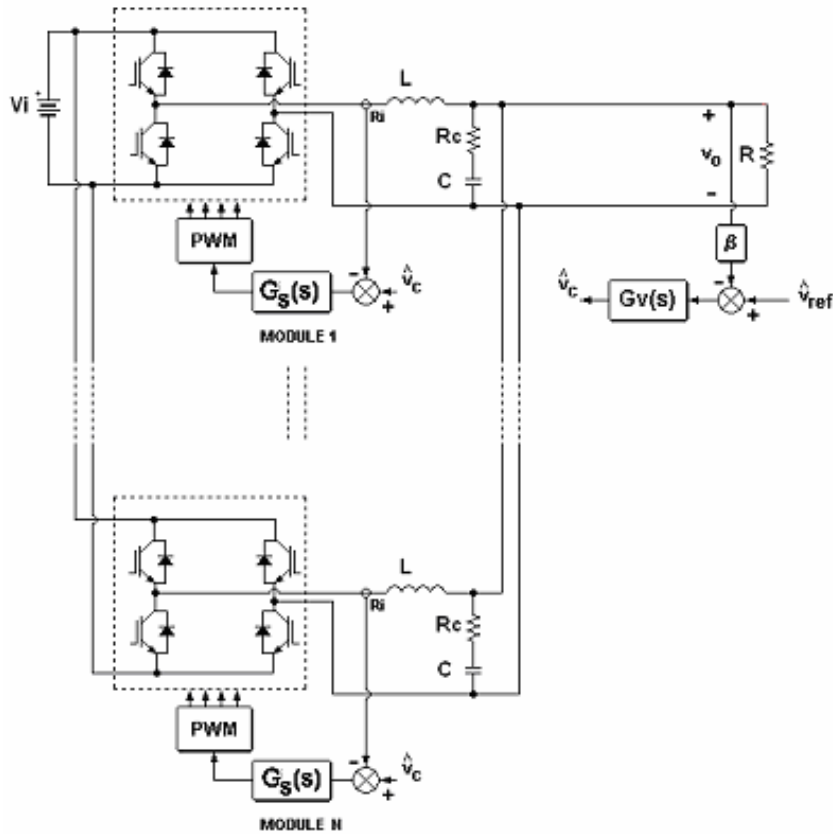


Fig. 1.25: Esquema ACC aplicado a sistema multimodular de inversores PWM.

1.4.1. Modelo de pequeña señal de un sistema DC-DC modular basado en convertidores Buck en paralelo. Circuito Pspice para análisis de Montecarlo

La figura 1.26 muestra el modelo de pequeña señal completo del sistema DC-DC modular basado en el conmutador PWM [17][18]. En este modelo se tienen en cuenta todos los estados del sistema y pueden extraerse todas las funciones de transferencia interesantes para estudiar el comportamiento del lazo: ganancias de lazo, audiosusceptibilidad e impedancia de salida. Sin embargo, el orden del sistema y en consecuencia la complejidad del análisis aumenta de forma considerable con el número de módulos (N).

La figura 1.27 muestra un modelo de pequeña señal simplificado a un único módulo equivalente que resulta útil cuando se analiza la respuesta de la tensión de salida, como es el caso de la audiosusceptibilidad, la impedancia de salida y la ganancia del lazo de tensión. Los valores de los elementos de este modelo dependen del número de módulos conectados según se expresa en la ecuación (1.38) [16].

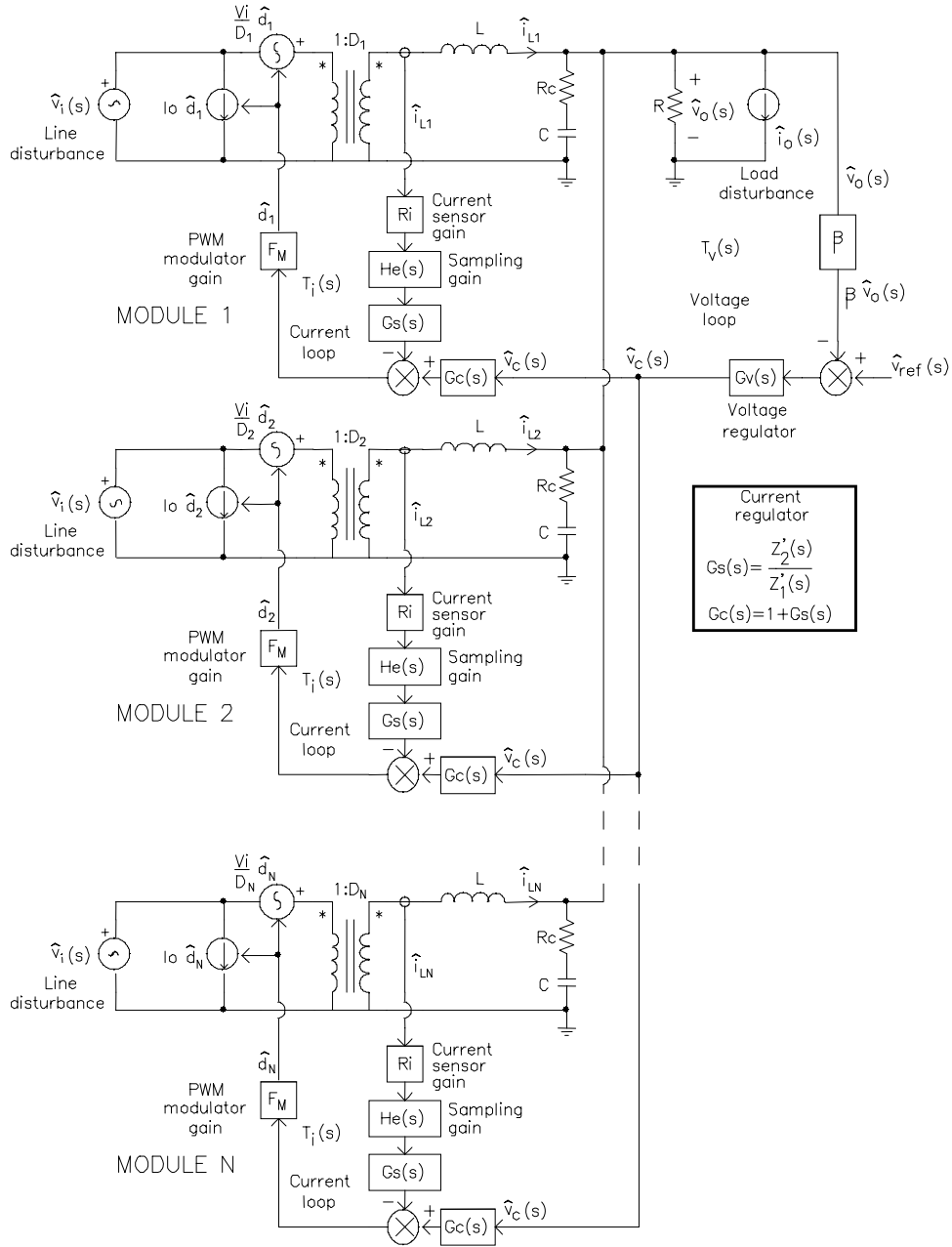


Fig. 1.26: Modelo de pequeña señal completo del lazo ACC aplicado a un sistema DC-DC modular.

$$L_{eq} = \frac{L}{N}, \quad C_{eq} = C \cdot N, \quad R_{c,eq} = \frac{R_c}{N}, \quad R_{i,eq} = \frac{R_i}{N}, \quad i_{L,eq} = N \cdot i_L \quad (1.38)$$

El modelo simplificado no es válido para estudiar la interacción entre módulos, pero sí que resulta extremadamente útil para el diseño del regulador externo de tensión y para el estudio analítico de la audiosusceptibilidad, impedancia de salida, etc. ya que todas las expresiones obtenidas en el epígrafe 1.3.2 son directamente aplicables a un sistema modular sustituyendo L, C, Rc, etc. por sus valores equivalentes (ecuaciones 1-39-1.48).

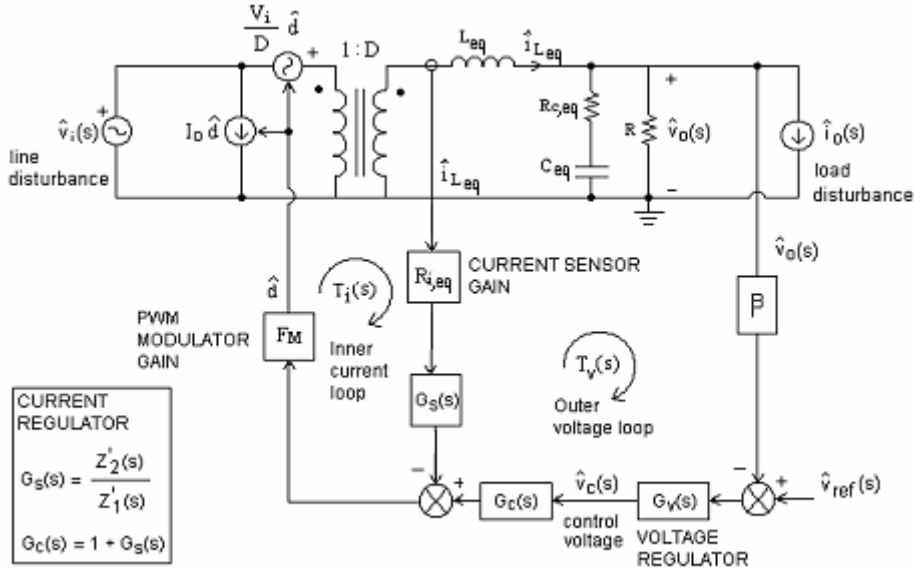


Fig. 1.27: Modelo de pequeña señal simplificado del lazo ACC aplicado a un sistema DC-DC modular.

Por otra parte, de este modelo se deduce que la variación en el número de módulos que se conecte puede ser asimilada a fuertes variaciones de los elementos de la etapa de potencia de un único módulo equivalente, de manera que los lazos RMF que se proponen en esta tesis encuentran un campo de aplicación adecuado a sus características.

$$T_i(s) = F_m \cdot G_{id}(s) \cdot R_{i,eq} \cdot G_s(s) \quad (1.39)$$

$$G_{id}(s) = \left. \frac{\hat{i}_{l,eq}(s)}{\hat{d}(s)} \right|_{\hat{v}_i=\hat{i}_o=0} = \frac{V_i}{R} \cdot \frac{1 + s(R + R_{c,eq})C_{eq}}{s^2 L_{eq} C_{eq} \frac{R + R_{c,eq}}{R} + s \left(\frac{L_{eq}}{R} + R_{c,eq} C_{eq} \right) + 1} \quad (1.40)$$

$$VOC(s) = \left. \frac{\hat{v}_o(s)}{\hat{v}_c(s)} \right|_{\hat{v}_i=\hat{i}_o=0} = G_c(s) \cdot \frac{F_m \cdot G_{id}(s)}{1 + T_i(s)} \cdot \frac{R \cdot (1 + sR_{c,eq}C_{eq})}{1 + s(R_{c,eq} + R)C_{eq}} \quad (1.41)$$

$$Z(s) = R // (R_{c,eq} + 1/sC_{eq}) = \frac{R \cdot (1 + sR_{c,eq}C_{eq})}{1 + s(R_{c,eq} + R)C_{eq}} \quad (1.42)$$

$$K(s) = V_i \cdot F_m \cdot R_{i,eq} \cdot G_s(s) \quad (1.43)$$

$$Z_o(s) = \left. \frac{\hat{v}_o(s)}{\hat{i}_o(s)} \right|_{\hat{v}_i=\hat{v}_c=0} = \frac{L_{eq}s + K(s)}{L_{eq}s + K(s) + Z(s)} \cdot Z(s) \quad (1.44)$$

$$A(s) = \left. \frac{\hat{v}_o(s)}{\hat{v}_i(s)} \right|_{\hat{i}_o=\hat{v}_c=0} = D \cdot \frac{Z(s)}{L_{eq}s + Z(s) + K(s)} \quad (1.45)$$

$$Z_{ocl}(s) = \left. \frac{\hat{v}_o(s)}{\hat{i}_o(s)} \right|_{\hat{v}_i=0; \hat{v}_c \neq 0} = \frac{Z_o(s)}{1 + T_v(s)} = \frac{Z_o(s)}{1 + \beta \cdot G_v(s) \cdot VOC(s)} \quad (1.46)$$

$$A_{cl}(s) = \left. \frac{\hat{v}_o(s)}{v_i(s)} \right|_{\hat{i}_o=0; \hat{v}_c \neq 0} = \frac{A(s)}{1 + T_v(s)} = \frac{A(s)}{1 + \beta \cdot G_v(s) \cdot VOC(s)} \quad (1.47)$$

$$T_v(s) = \beta \cdot G_v(s) \cdot VOC(s) \quad (1.48)$$

El principal problema que presenta el control ACC cuando se aplica a sistemas modulares de alimentación es que todas las funciones de transferencia que se han descrito anteriormente dependen del número de módulos conectados, del valor de los elementos de la etapa de potencia, de la tensión de entrada y de la carga, especialmente cuando el convertidor trabaja en conducción discontinua.

Para demostrar esta problemática, se han realizado varios análisis de Montecarlo del sistema DC-DC modular mediante Orcad-PSice [21], con variaciones simultaneas de todos los parámetros anteriores, tanto en conducción continua (CCM) como en conducción discontinua (DCM). El modelo de pequeña señal utilizado para estos análisis se basa en el modelo del conmutador PWM desarrollado en el apartado 1.2.1, y es capaz de detectar el modo de operación (CCM o DCM) del convertidor. La descripción de este modelo queda fuera del alcance de esta tesis, aunque en la figura 1.28 se presenta el símbolo PSpice de dicho modelo.

Se trata de un subcircuito PSpice con cuatro parámetros “TIPO”, “VO”, “FS” y “L”. “TIPO” sirve para elegir la dinámica del modelo de pequeña señal. Para un convertidor Buck o un derivado del Buck, TIPO será igual a 1. También pueden elegirse dinámicas tipo Boost (TIPO=2) o Buck-Boost (TIPO=3). “VO” corresponde a la tensión de salida del convertidor, que en el caso de un convertidor DC-DC será constante, “FS” es la frecuencia de conmutación y “L” el valor de la bobina del filtro de salida.

Las entradas A, P, C, y D son los terminales del modelo de pequeña señal del conmutador PWM. Vi, y R son entradas que se han dispuesto para realizar el análisis de Montecarlo de la tensión de entrada y la carga dentro de sus correspondientes tolerancias.

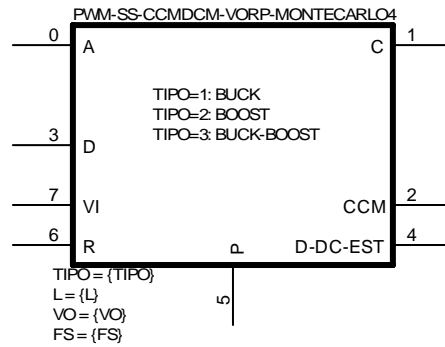


Fig. 1.28: Símbolo del modelo de pequeña señal PSpice.

La salida binaria CCM indica si el convertidor opera en conducción continua (1) o discontinua (0), y D-DC EST es una salida que da el ciclo de trabajo estimado en cada punto de operación.

El circuito PSpice que se utilizará para realizar el análisis de Montecarlo del sistema DC-DC modular con control ACC es el que muestra la figura 1.29.

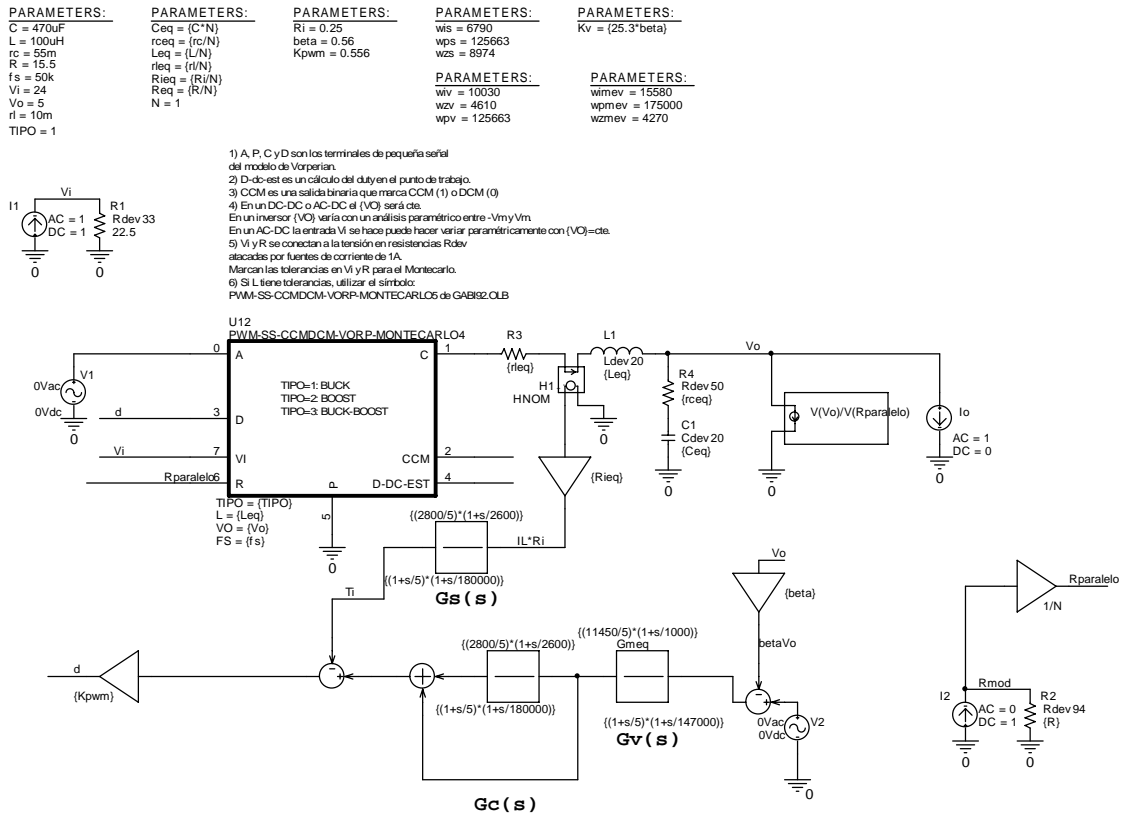


Fig. 1.29: Circuito PSpice para el análisis de Montecarlo de un sistema DC-DC modular.

1.4.2. Modelo de pequeña señal de un sistema DC-AC modular basado en paralelización de inversores. Circuito PSpice para análisis de Montecarlo

El modelo de pequeña señal completo de un sistema DC-AC modular puede obtenerse fácilmente sustituyendo cada inversor del esquema de control ACC (figura 1.25) por su circuito equivalente de pequeña señal. Este modelo, a partir del cual pueden extraerse todas las funciones de transferencia del sistema, resulta poco práctico ya que su complejidad aumenta considerablemente con el número de inversores conectados en paralelo (N).

Resulta mucho más interesante trabajar con el modelo de pequeña señal reducido a un único módulo equivalente que muestra la figura 1.30. Aunque este modelo no es válido para estudiar la interacción entre módulos, resulta muy útil para el diseño del regulador de tensión y para el estudio analítico de la audiosusceptibilidad, impedancia de salida, etc. Los valores de los elementos de este modelo son los siguientes:

$$L_{eq} = \frac{L}{N}, \quad C_{eq} = C \cdot N, \quad R_{c,eq} = \frac{R_c}{N}, \quad R_{i,eq} = \frac{R_i}{N}, \quad R = \frac{R_{mod}}{N}, \quad i_{L,eq} = N \cdot i_L \quad (1.49)$$

Las expresiones obtenidas en el apartado 1.3.4 son directamente aplicables al sistema modular sustituyendo L, C, R_c, etc. por sus valores equivalentes (ecuaciones 1-50-1.59).

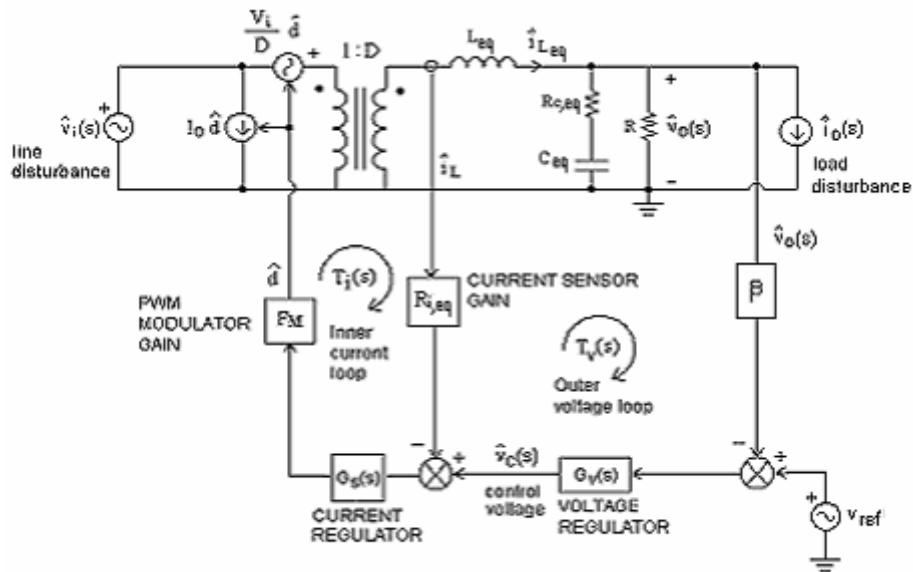


Fig. 1.30: Modelo de pequeña señal simplificado del lazo ACC aplicado a un sistema DC-AC modular.

$$T_i(s) = F_m \cdot G_{id}(s) \cdot R_{i,eq} \cdot G_s(s) \quad (1.50)$$

$$G_{id}(s) = \left. \frac{\hat{i}_l(s)}{\hat{d}(s)} \right|_{\hat{v}_i = \hat{i}_o = 0} = \frac{V_i}{R} \cdot \frac{1 + s(R + R_{c,eq})C_{eq}}{s^2 L_{eq} C_{eq} \frac{R + R_{c,eq}}{R} + s \left(\frac{L_{eq}}{R} + R_{c,eq} C_{eq} \right) + 1} \quad (1.51)$$

$$VOC(s) = \left. \frac{\hat{v}_o(s)}{\hat{v}_c(s)} \right|_{\hat{v}_i = \hat{i}_o = 0} = \frac{1}{R_{i,eq}} \cdot \frac{T_i(s)}{1 + T_i(s)} \cdot \frac{R(1 + sR_{c,eq}C_{eq})}{1 + s(R_{c,eq} + R)C_{eq}} \quad (1.52)$$

$$Z_o(s) = \left. \frac{\hat{v}_o(s)}{\hat{i}_o(s)} \right|_{\hat{v}_i = \hat{v}_c = 0} = \frac{L_{eq}s + K(s)}{L_{eq}s + K(s) + Z(s)} \cdot Z(s) \quad (1.53)$$

$$A(s) = \left. \frac{\hat{v}_o(s)}{\hat{v}_i(s)} \right|_{\hat{i}_o = \hat{v}_c = 0} = \frac{V_o}{V_i} \cdot \frac{Z(s)}{L_{eq}s + Z(s) + K(s)} \quad (1.54)$$

$$Z(s) = R // (R_{c,eq} + 1/sC_{eq}) = \frac{R \cdot (1 + sR_{c,eq}C_{eq})}{1 + s(R + R_{c,eq})C_{eq}} \quad (1.55)$$

$$K(s) = V_i \cdot F_m \cdot R_{i,eq} \cdot G_s(s) \quad (1.56)$$

$$A_{cl}(s) = \left. \frac{\hat{v}_o(s)}{v_i(s)} \right|_{\hat{i}_o = 0; \hat{v}_c \neq 0} = \frac{A(s)}{1 + T_v(s)} = \frac{A(s)}{1 + \beta \cdot G_v(s) \cdot VOC(s)} \quad (1.57)$$

$$Z_{ocl}(s) = \left. \frac{\hat{v}_o(s)}{\hat{i}_o(s)} \right|_{\hat{v}_i = 0; \hat{v}_c \neq 0} = \frac{Z_o(s)}{1 + T_v(s)} = \frac{Z_o(s)}{1 + \beta \cdot G_v(s) \cdot VOC(s)} \quad (1.58)$$

$$T_v(s) = \beta \cdot G_v(s) \cdot VOC(s) \quad (1.59)$$

Obsérvese que las dos únicas funciones de transferencia que dependen de la tensión de salida, V_o (que varía senoidalmente en el tiempo), son la audiosusceptibilidad en lazo abierto y la audiosusceptibilidad en lazo cerrado. Todas las demás funciones de transferencia (lazos de corriente, lazo de tensión e impedancias de salida) vienen determinadas por la tensión de entrada V_i y por la carga R .

No obstante, para realizar el análisis de Montecarlo del sistema DC-AC modular, debe tenerse en cuenta que existen variables que dependen del punto de funcionamiento de los inversores (como V_o , $D(V_o) = V_o/V_i$, $I_C = I_C(V_o) = I_L(V_o) = V_o/R$), por lo que será necesario disponer de *un modelo de pequeña señal dependiente del punto de operación*, en el que

V_o tome un conjunto de valores discretos correspondientes a un cuarto de periodo de la misma, y el resto de variables dependientes de V_o cambien conforme a ésta. Esto puede realizarse fácilmente con el análisis paramétrico de PSpice, utilizando el modelo de la figura 1.28 y tomando V_o como un parámetro que varía en un cierto intervalo $[0, V_m]$, siendo V_m la amplitud de la tensión de salida senoidal.

El circuito PSpice que se utilizará para realizar el análisis de Montecarlo del sistema DC-AC modular con control ACC es el que muestra la figura 1.31.

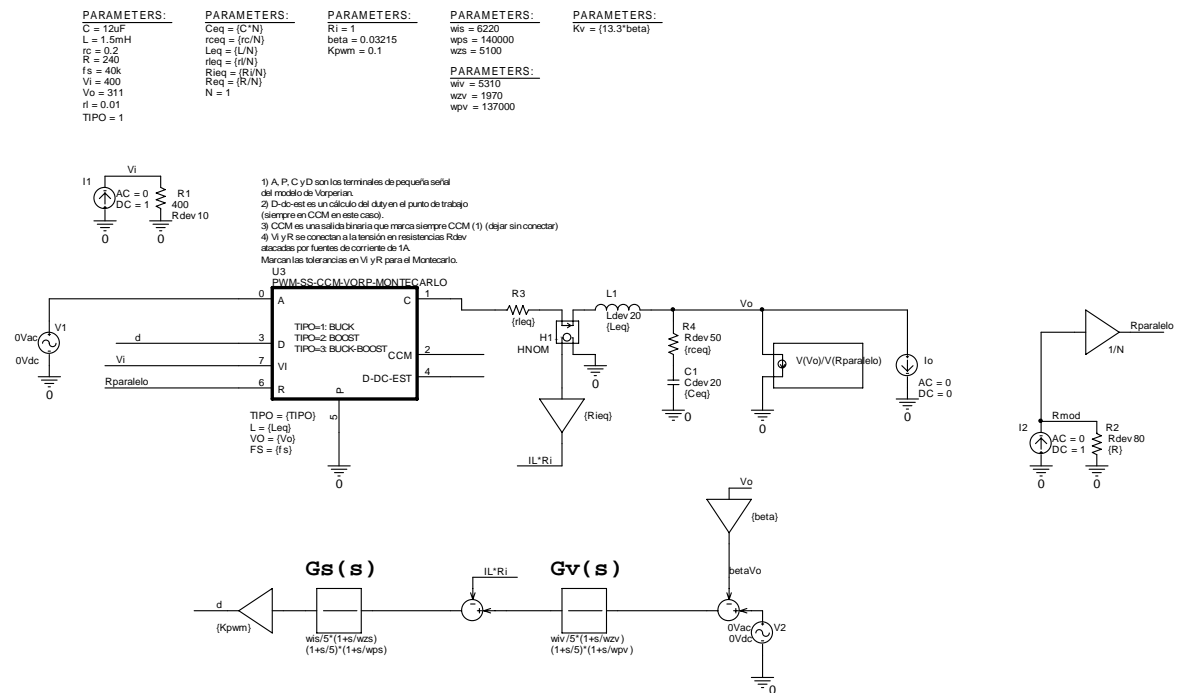


Fig. 1.31: Circuito PSpice para el análisis de Montecarlo de un sistema DC-AC modular.

CAPÍTULO

2

*Problemática del control modo
corriente media de sistemas
modulares de alimentación
DC-DC y DC-AC*

2.1. Introducción

El objetivo de este capítulo es poner de manifiesto la acusada sensibilidad del lazo de control ACC convencional frente a variaciones de los elementos de la etapa de potencia. Se demostrará que las prestaciones dinámicas en lazo cerrado de los sistemas modulares, esto es, la ganancia de lazo, la audiosusceptibilidad y la impedancia de salida, se modifican significativamente cuando se consideran variaciones de los siguientes elementos:

- Resistencia de carga R (en conducción continua y discontinua).
- Tensión de entrada V_i .
- Elementos de filtro: L , C y R_c .
- Número de módulos conectados en paralelo N .

El estudio de la sensibilidad de prestaciones del control ACC convencional frente a las variaciones de los elementos citados se hará mediante los circuitos equivalentes de pequeña señal de los convertidores, basados en el modelo del conmutador PWM, y el programa de simulación electrónica Orcad-PSpice.

2.2. Características dinámicas del sistema DC-DC modular nominal

2.2.1. Descripción de la etapa de potencia

La figura 2.1 muestra el esquema del sistema DC-DC modular con capacidad distribuida para el que se han adoptado los siguientes valores:

- Tensión de entrada $V_i=15V-30V$ (25V nominal).
- Tensión de salida $V_o=5V$.
- Frecuencia de conmutación $f_s=50kHz$.
- Inductancia de filtrado por módulo $L=100\mu H$.
- Capacidad de filtrado por módulo $C=470\mu F$.
- Resistencia serie del condensador por módulo $R_c=55m\Omega$.
- Resistencia de carga por módulo $R_{mod}=1\Omega-30\Omega$.
- Ciclo de trabajo para la carga nominal (conducción continua) $D=20\%$.
- Número de módulos conectados en paralelo $N=1, 2, 4$ y 8

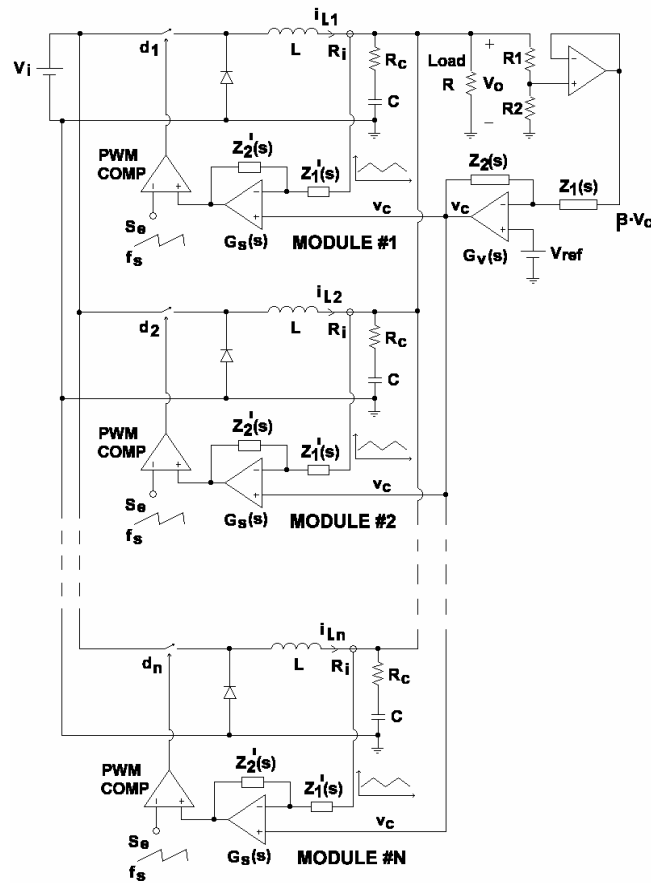


Fig. 2.1: Esquema del sistema DC-DC modular.

Cada convertidor Buck puede suministrar como máximo una corriente de salida $I_{o,mod,max}=5A$ a la carga, por lo que la potencia máxima de salida por módulo es de 25W y la mínima resistencia de carga por módulo es $R_{mod,min}=1\Omega$. Con los valores nominales de las etapas de potencia, el rizado de corriente pico a pico máximo en el inductor de potencia de cada convertidor, ΔI_L , se calcula mediante la ecuación (2.1), resultando:

$$\Delta I_L = \frac{V_o \cdot (1-D)}{L \cdot f_s} = 0,8A \quad (2.1)$$

El rizado de tensión de salida ΔV_o es inferior al 1% del valor DC de la tensión de salida $V_o=5V$, especificación muy común en fuentes de alimentación conmutadas.

$$\Delta V_o = \frac{V_o \cdot (1-D)}{8 \cdot L \cdot C \cdot f_s^2} + \Delta I_L \cdot R_c = 48mV \quad (2.2)$$

En cuanto a las especificaciones para la regulación de carga se ha tomado un $\pm 5\%$ de V_o (dinámica) y un $\pm 0,5\%$ de V_o (estática). La resistencia equivalente serie (ESR) R_C de los condensadores de salida se ha elegido para cumplir con las especificaciones de tolerancia dinámica, considerando escalones de un 90% de la carga completa.

La mínima corriente de salida por módulo $I_{o,mod,min}=0,4A$ para que cada convertidor trabaje en conducción continua se extrae de la ecuación (2.3). Con $V_o=5V$, la máxima resistencia de carga por módulo para tener conducción continua es $R_{mod,max}=12,5\Omega$.

$$I_{o,min} = \frac{\Delta I_L}{2} = \frac{V_o \cdot (1-D)}{2 \cdot L \cdot f_s} = 0,4A \quad (2.3)$$

Los inductores de potencia de $100\mu H$ se han construido con un núcleo ETD39 de ferrita 3C85 de Philips, con un entrehierro ("gap") de $0,63mm$ y $N=20$ vueltas con hilo de $1mm$ de diámetro. La capacidad de filtrado se obtiene con 1 condensador electrolítico de alta frecuencia Philips 136 de $470\mu F$, $63V$ ($ESR=55m\Omega$).

2.2.2. Descripción de la etapa de control ACC convencional.

En la figura 2.1 se puede observar que el sistema DC-DC modular consta de un único lazo de tensión externo y de un lazo de corriente interno por cada módulo de potencia. Los lazos de control se han realizado utilizando amplificadores operacionales y un controlador PWM comercial por cada módulo: el UC3825 de UNITRODE [11]. Este circuito integrado permite implementar lazos de control modo tensión y modo corriente, incorporando además todas las funciones necesarias para realizar un prototipo industrial:

- Protecciones.
- Arranque lento ("soft-start").
- Amplificador interno de error.
- Modulador PWM. Generador de rampas de frecuencia programable.
- Arquitectura interna que permite control modo tensión y modo corriente CIC y ACC.

Para ajustar las señales que provienen de los sensores de corriente en los inductores, al nivel interno de los moduladores PWM de los UC3825A, se ha elegido una relación del sensado de corriente $R_i=0,25\Omega$. Los sensores de corriente se han realizado mediante un shunt de medida de valor $0,1\Omega$ y un amplificador diferencial de ganancia 2,5.

Los valores máximo y mínimo de las rampas de los moduladores PWM son 4,05V y 2,25V, respectivamente, con lo que la ganancia de los moduladores PWM es:

$$F_m \approx \frac{1}{V_{pp}} = \frac{1}{1,8V} = 0,56V^{-1} \quad (2.4)$$

Se ha elegido una tensión de referencia para el amplificador de error $V_{ref} = 2,8V$, lo que exige que la red β de muestreo de la tensión de salida tome el valor de $\beta = V_{ref}/V_o = 0,56$. Se trata por tanto de un simple divisor de tensión de la tensión de salida.

2.2.3. Ganancia de lazo. Frecuencia de cruce y márgenes de estabilidad

El regulador de tensión se diseña a partir de la etapa de potencia $VOC(s)$ que resulta de cerrar los lazos internos de corriente. El número de módulos conectados en paralelo N no afecta a estos lazos, ya que cada módulo posee su propio lazo de corriente y éste no cambia con N . La función de transferencia del regulador de corriente adoptado se muestra en la ecuación (2.5).

$$G_s(s) = \frac{2800 \cdot \left(1 + \frac{s}{2600}\right)}{s \cdot \left(1 + \frac{s}{180000}\right)} \quad (2.5)$$

La etapa de potencia con control ACC, $VOC(s)$, se estudia mediante el circuito OrCAD-PSPICE de la figura 2.2, en la cual el modelo de pequeña señal del conmutador PWM se ha introducido como una “caja negra” con varios terminales que se han detallado en el capítulo anterior. Este subcircuito detecta el funcionamiento del convertidor en conducción continua o discontinua en función del punto de operación, eligiendo el modelo de pequeña señal válido para cada situación.

Efectuando un análisis AC del circuito de la figura 2.2 se consigue fácilmente ajustar los parámetros del regulador de tensión, $G_v(s)$, para obtener la frecuencia de cruce deseada con un buen margen de fase.

PARAMETERS:
 C = 470uF
 L = 100uH
 rc = 55m
 R = 1
 fs = 50k
 Vi = 25
 Vo = 5
 rl = 10m
 TIPO = 1

PARAMETERS:
 Ceq = (C*N)
 rceq = (rc/N)
 Leq = (L/N)
 rleq = (rl/N)
 Rieq = (R/N)
 Req = (R/N)
 N = 1

PARAMETERS:
 Ri = 0.25
 beta = 0.56
 Kpwm = 0.556

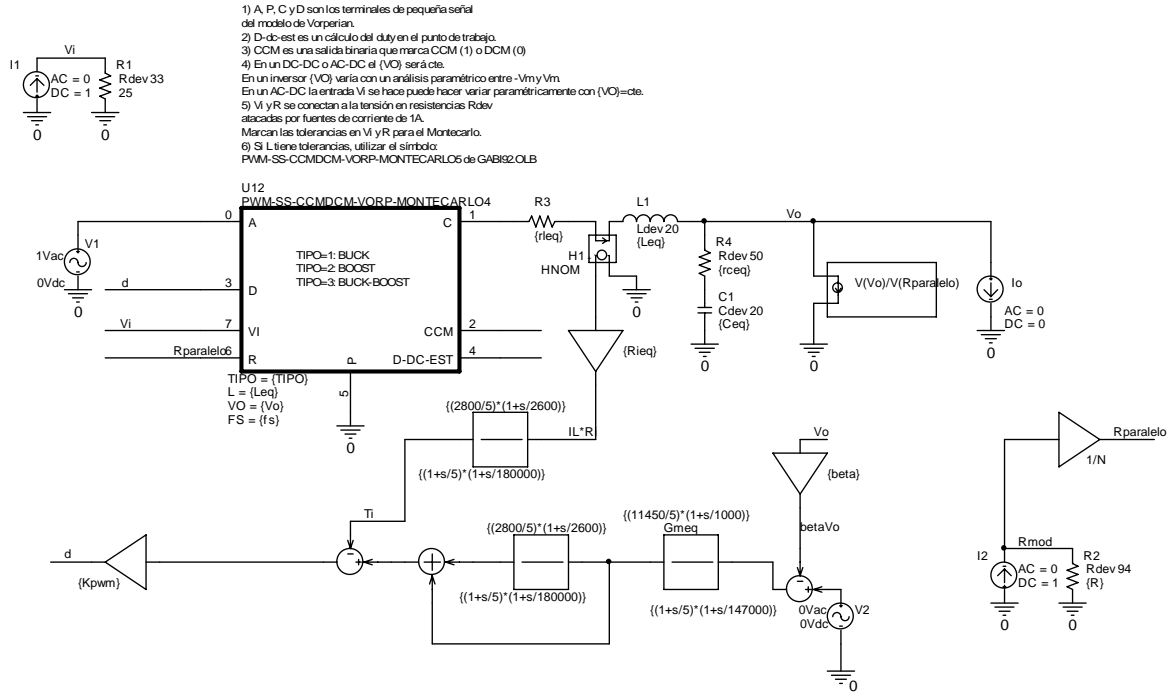


Fig. 2.2: Circuito PSPICE para el análisis de $VOC(s)$ y $T_V(s)$.

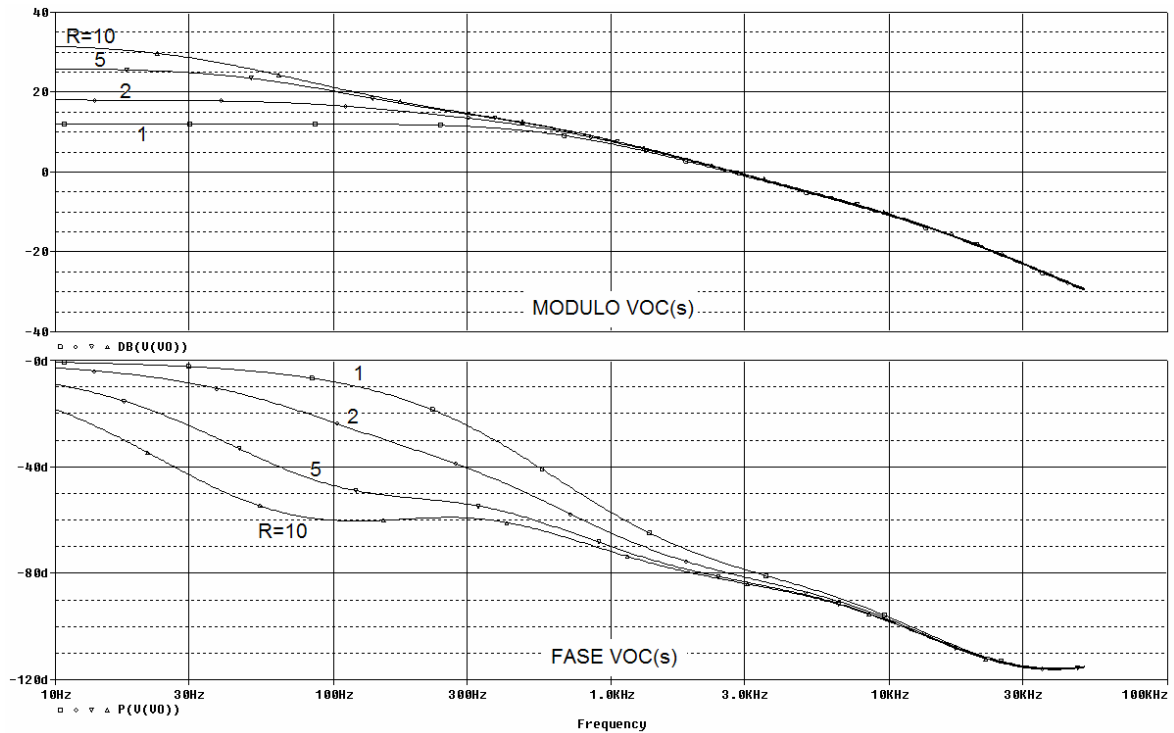


Fig. 2.3: Diagramas de Bode de $VOC(s)$ en conducción continua con R variando entre 1Ω y 10Ω .

La figura 2.3 muestra los diagramas de Bode del módulo y la fase de $VOC(s)$ en conducción continua con R_{mod} como parámetro variando entre 1Ω y 10Ω . Se observa que las curvas difieren bastante en baja frecuencia, pero en alta frecuencia (en torno a la frecuencia de cruce para la que se diseñará el regulador de tensión), las diferencias se hacen mínimas y las curvas prácticamente se solapan. Si se obtienen los diagramas de Bode de $VOC(s)$ haciendo un barrido paramétrico del número de módulos conectados en paralelo N , con $R = 1\Omega$, se observa que la función $VOC(s)$ no depende de N .

A partir de $VOC(s)$ se procede al diseño del regulador de tensión, $G_v(s)$, que “moldea” la ganancia de lazo, $T_v(s)$, para satisfacer las especificaciones deseadas en términos de velocidad de respuesta (ancho de banda) y estabilidad (margen de fase). El circuito de la figura 2.2 también permite el análisis de la ganancia de lazo $T_v(s)$, facilitando así el diseño del regulador de tensión $G_v(s)$. El regulador elegido es el siguiente:

$$G_v(s) = \frac{11450 \cdot \left(1 + \frac{s}{1000}\right)}{s \cdot \left(1 + \frac{s}{147000}\right)} \quad (2.6)$$

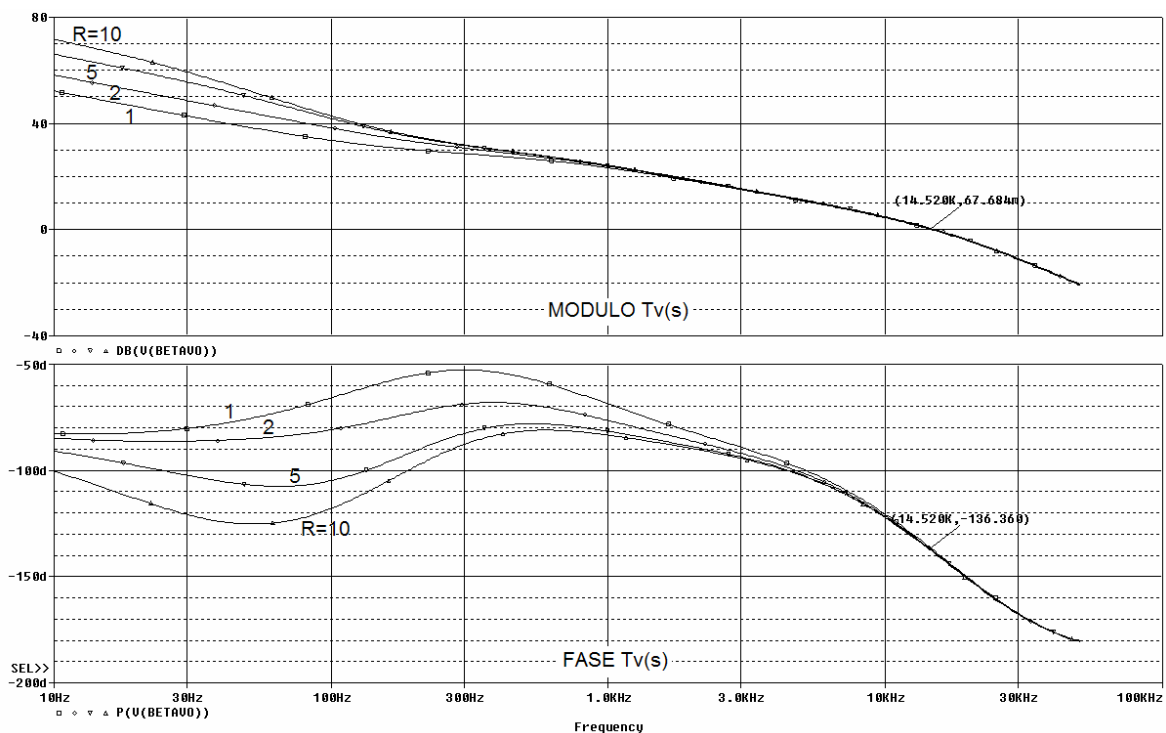


Fig. 2.4: Diagrama de Bode del módulo y la fase de $T_v(s)$ en CCM con R variando entre 1Ω y 10Ω .

La figura 2.4 muestra las curvas de Bode de $T_v(s)$ obtenidas mediante análisis AC de la figura 2.2. La frecuencia de cruce f_c que se obtiene con este regulador está muy próxima a 14,5kHz en cualquier régimen de carga (en conducción continua) con un margen de fase de unos 44°. Más adelante se presentarán las variaciones de la frecuencia de cruce y del margen de fase en conducción discontinua.

Una vez cerrados los lazos de control, las prestaciones dinámicas del sistema DC-DC modular con control ACC convencional se miden mediante tres características principales en pequeña señal: el ancho de banda, la audiosusceptibilidad y la impedancia de salida, todos ellos en lazo cerrado.

2.2.4. Características dinámicas en lazo cerrado del sistema DC-DC modular nominal

2.2.4.1. Audiosusceptibilidad en lazo cerrado

Es la respuesta de la tensión de salida ante perturbaciones en la tensión de entrada, por ejemplo rizado de baja frecuencia o escalones en la tensión de entrada. Efectuando un análisis AC sobre el circuito PSPICE correspondiente se obtienen las curvas de Bode del módulo de audiosusceptibilidad en lazo cerrado del control ACC convencional, $A_{cl}(s)$, mostradas en la figura 2.5. En estas curvas, obtenidas variando R como parámetro entre 1Ω y 10Ω , se observa que la carga tiene poca influencia sobre el aspecto de $A_{cl}(s)$ en conducción continua.

Se ha destacado en las curvas el valor de la audiosusceptibilidad con resistencia de carga nominal ($R=1\Omega$) a 100Hz (-72,37dB) y a 300Hz (-62,39dB). La audiosusceptibilidad a 100Hz es de -72,37dB.

2.2.4.2. Impedancia de salida en lazo cerrado

Es la respuesta de la tensión de salida ante perturbaciones en la carga, por ejemplo escalones en la corriente de carga. Las curvas de Bode del módulo de $Z_{ocl}(s)$ para resistencias de carga variables entre 1Ω y 10Ω se muestran en la figura 2.6. En esta figura se observa que la impedancia de salida en lazo cerrado no varía de forma significativa con la carga en conducción continua. Para $R=10\Omega$ alcanza un pico de baja frecuencia de -32,15dB.

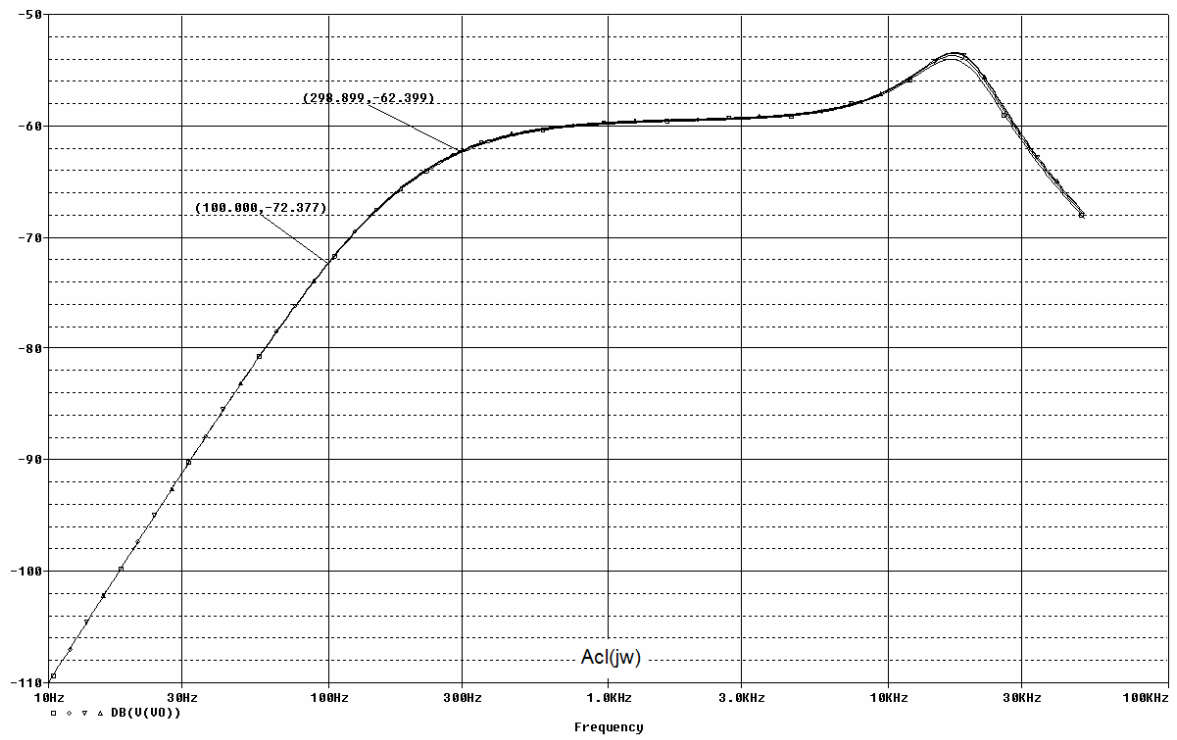


Fig.2.5: Diagrama de Bode del módulo de $A_{cl}(s)$, control ACC convencional.

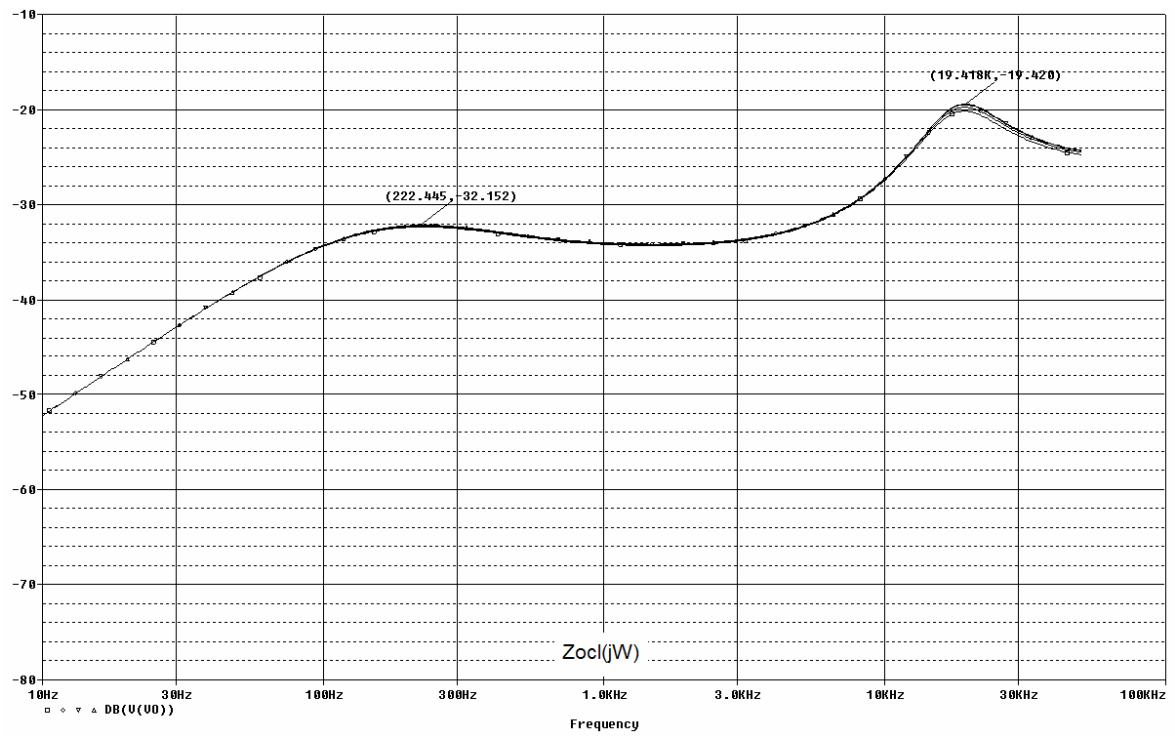


Fig.2.6: Diagrama de Bode del módulo de $Z_{ocl}(s)$, control ACC convencional.

2.2.5. Notas sobre la variación del número de módulos en un sistema DC-DC modular

Para estudiar cómo se ven afectadas las prestaciones dinámicas del lazo ACC convencional cuando varía el número de módulos conectado en paralelo N se analizarán dos casos diferentes:

- 1) Capacidad distribuida de valor $C=470\mu\text{F}$, $R_c=55\text{m}\Omega$ por módulo (figura 2.7a).
- 2) Capacidad de salida común independiente del número de módulos conectados, de valor equivalente a la de 8 módulos con capacidad distribuida: $C=3760\mu\text{F}$, $R_c=7\text{m}\Omega$ (figura 2.7b).

En ambos casos se considerará una resistencia de carga de $R=1\Omega$ y se estudiarán los efectos de la variación del número de módulos sobre las siguientes características: la ganancia de lazo $T_v(s)$, la audiosusceptibilidad en lazo cerrado $A_{cl}(s)$ y la impedancia de salida en lazo cerrado $Z_{ocl}(s)$.

Nótese que no se ha incluido la ganancia de lazo $T_i(s)$ en este estudio, dado que cada módulo dispone de un lazo de corriente propio, y la ganancia de corriente no se modificará en función del número de módulos que se conecten en paralelo.

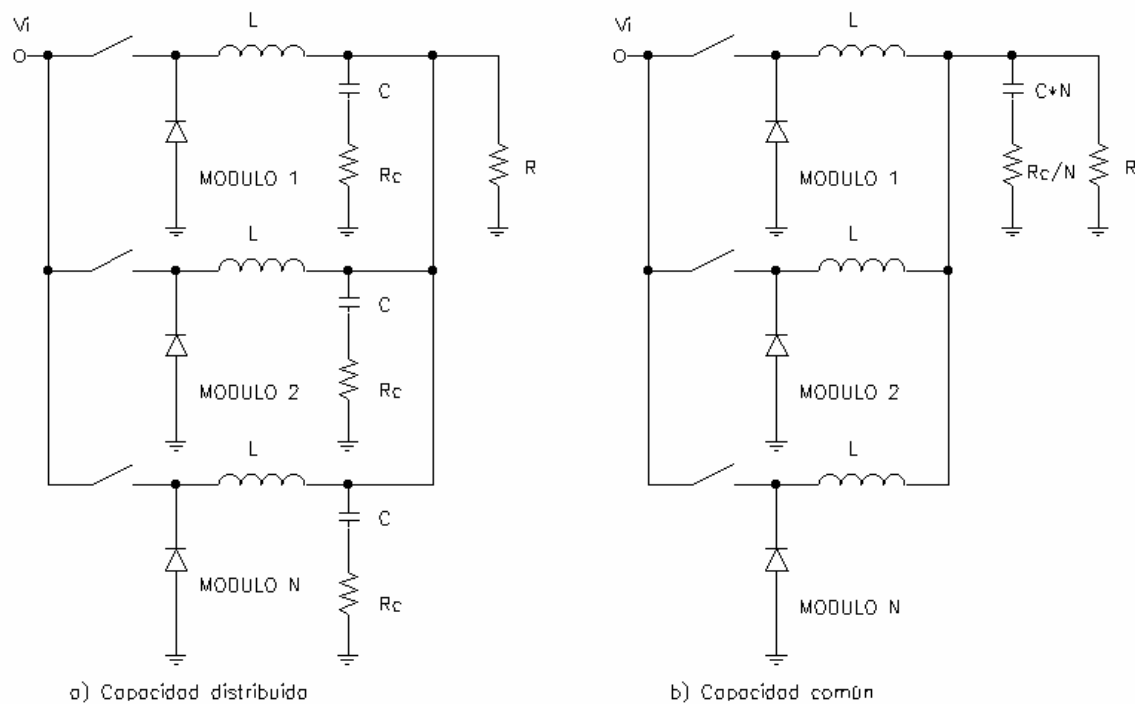


Fig.2.7: Sistema DC-DC modular. a) Capacidad distribuida, b) Capacidad común.

Para realizar el estudio de las funciones de transferencia $T_v(s)$, $A_{cl}(s)$ y $Z_{ocl}(s)$ se utilizarán los mismos circuitos empleados en los análisis de los apartados anteriores, modificando los siguientes parámetros:

- N : número de módulos considerado.
- $C=470\mu\text{F}\cdot N$, $R_c=55\text{m}\Omega/N$ (por módulo) en el caso de capacidad distribuida.
- $C=3760\mu\text{F}$, $R_c=7\text{m}\Omega$ (una única) en el caso de capacidad común.
- $R_i=R_{in\text{om}}/N=0,25/N$.
- $L=L_{nom}/N=100\mu\text{H}/N$.
- $R=1\Omega$.

Las figuras 2.8, 2.9 y 2.10 muestran el efecto que produce la variación del número de módulos sobre la ganancia del lazo de tensión, la audiosusceptibilidad y la impedancia de salida en un sistema DC-DC modular con capacidad de salida distribuida. Las figuras 2.11, 2.12 y 2.13 muestran, a su vez, como cambian estas mismas funciones en un sistema DC-DC modular con capacidad de salida común.

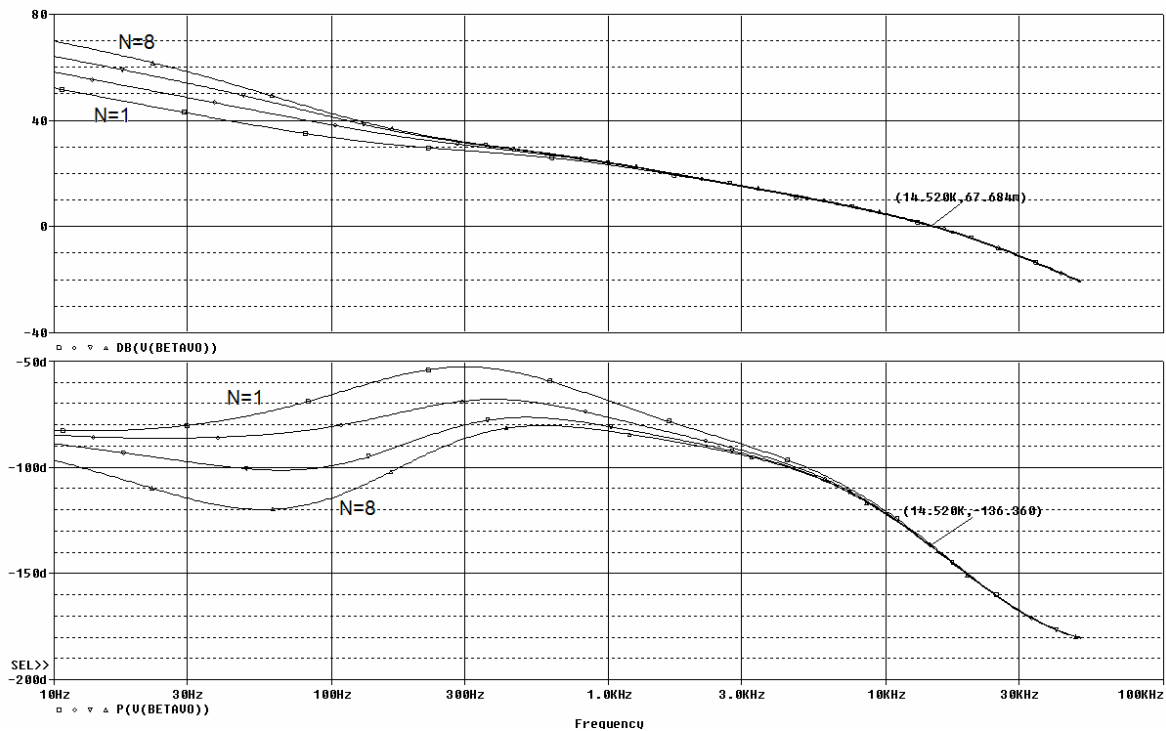


Fig.2.8: Efecto de variar N sobre $T_v(s)$ con capacidad distribuida. Control ACC convencional, CCM.

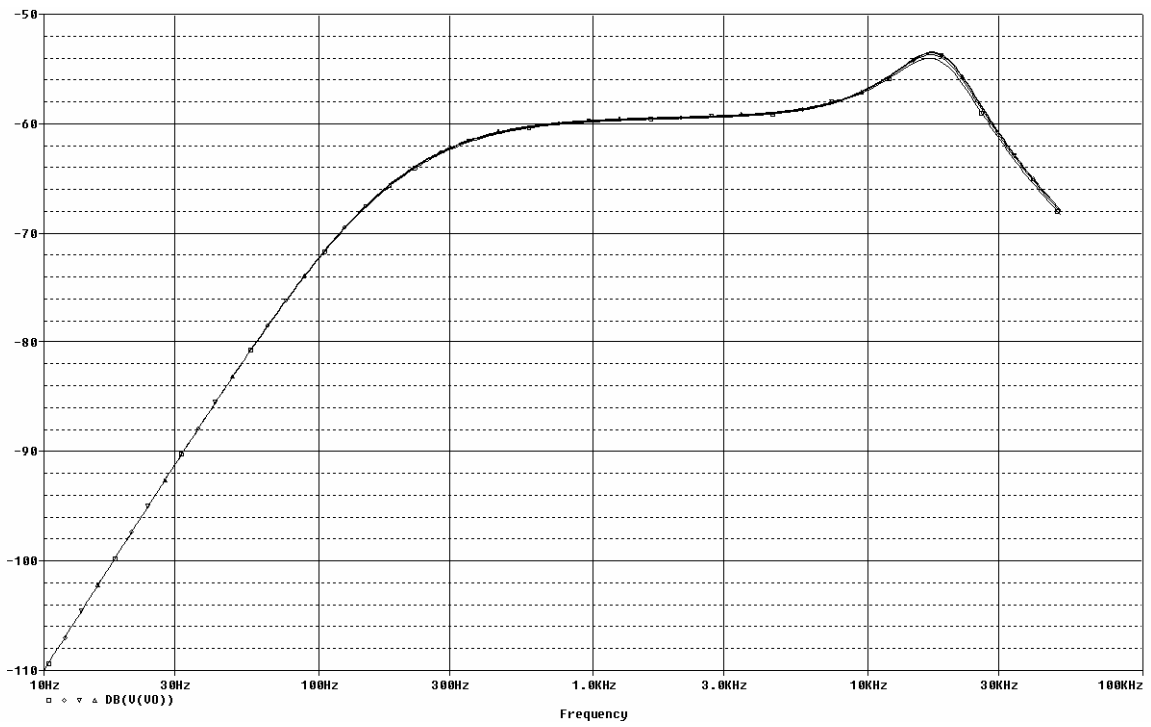


Fig.2.9: Efecto de la variación de N sobre $A_{ci}(s)$ con capacidad distribuida. ACC convencional, CCM.

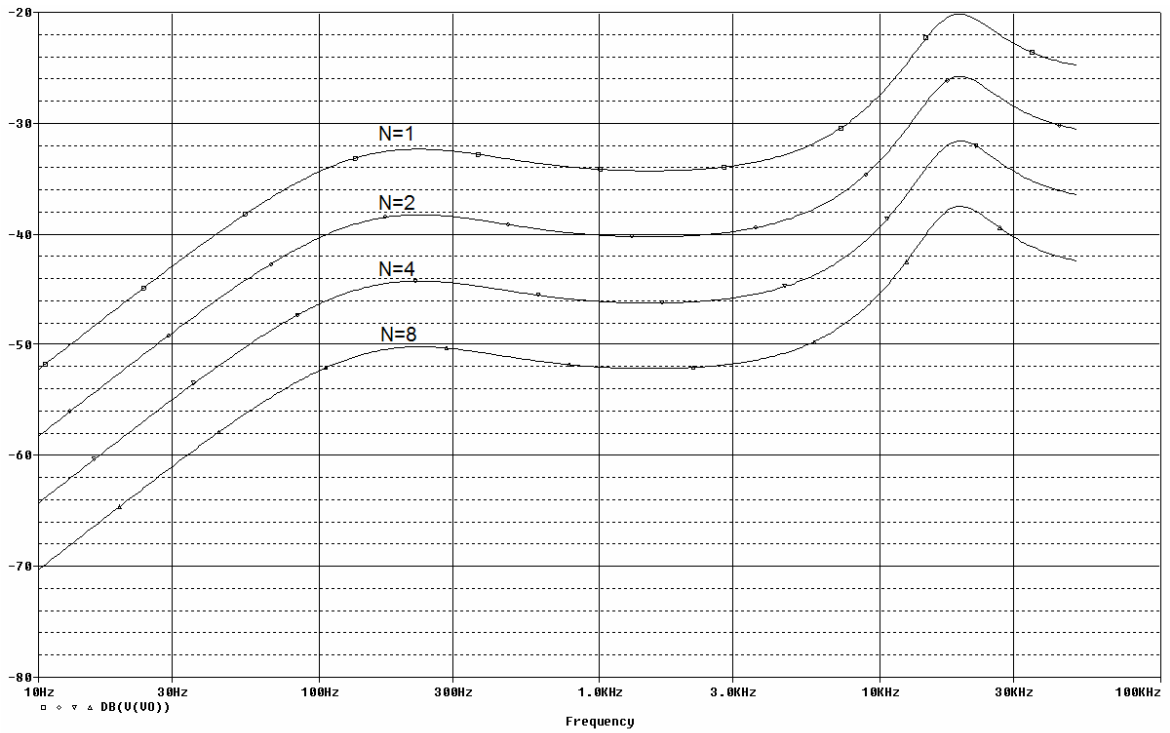


Fig.2.10: Efecto de la variación de N sobre $Z_{oc}(s)$ con capacidad distribuida. ACC convencional, CCM.

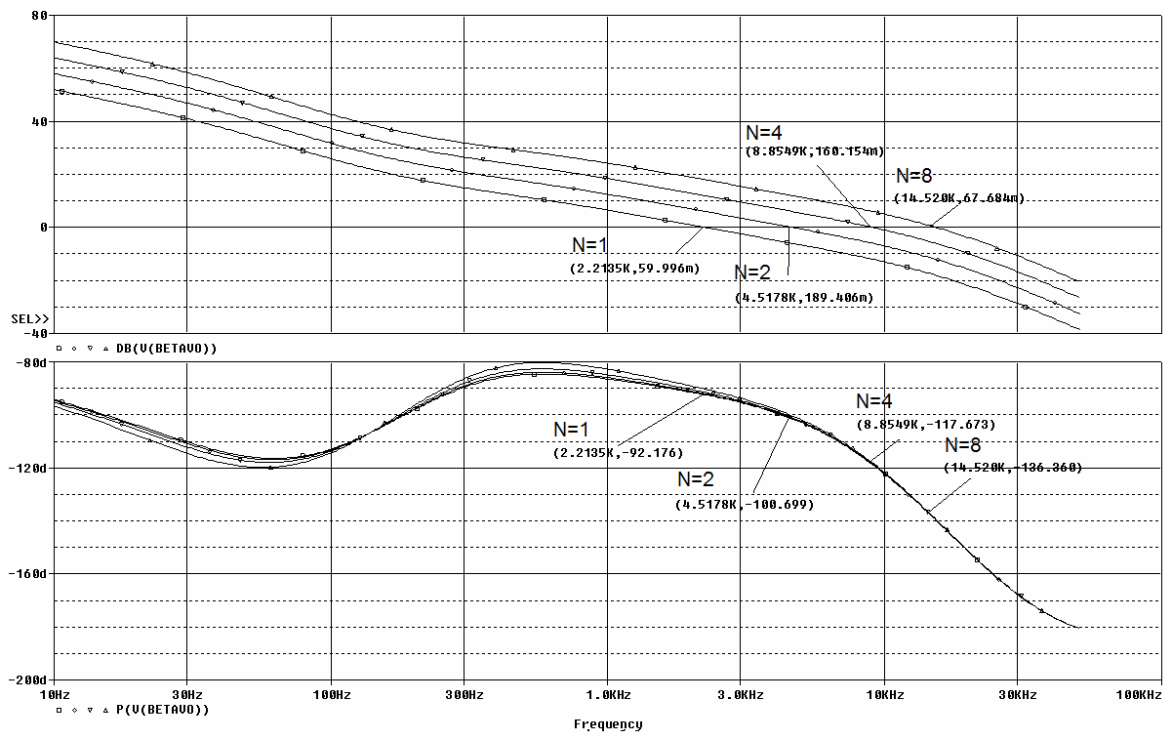


Fig.2.11: Efecto de variar N sobre $T_v(s)$ con capacidad común. Control ACC convencional, CCM.

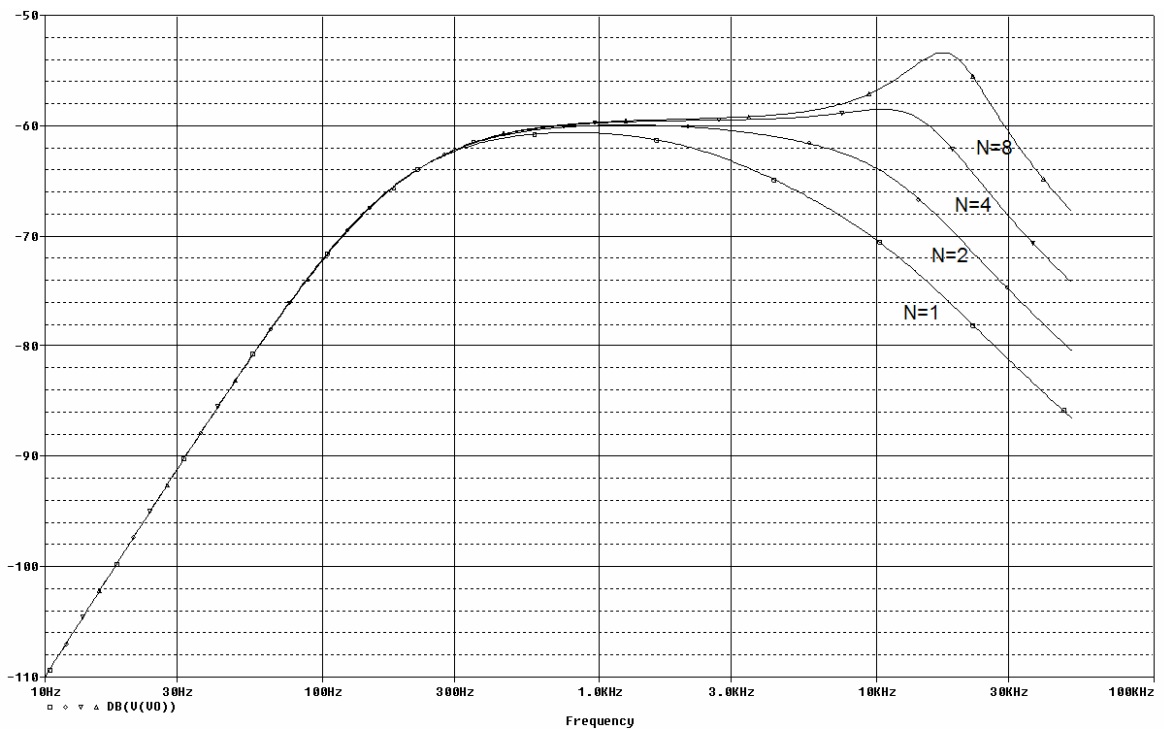


Fig.2.12: Efecto de la variación de N sobre $A_{cl}(s)$ con capacidad común. ACC convencional, CCM.

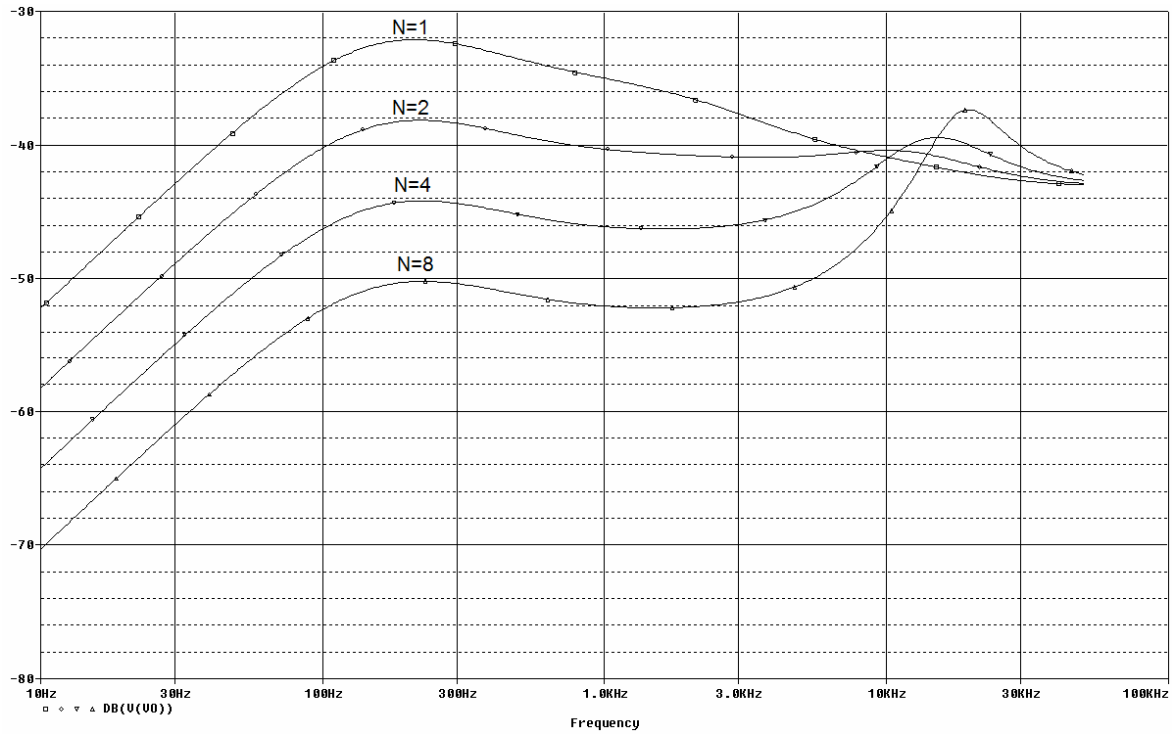


Fig.2.13: Efecto de la variación de N sobre $Z_{oci}(s)$ con capacidad común. ACC convencional, CCM.

Realizando balance, las principales diferencias observadas entre las características dinámicas de un sistema DC-DC modular según se conecte la capacidad de salida (común o distribuida), son las siguientes:

- Ni la velocidad del lazo ni su estabilidad se ven afectadas de manera significativa cuando se varía el número de módulos en funcionamiento en el caso de distribuir la capacidad. Por el contrario, con capacidad común se observa una considerable reducción de la velocidad de respuesta a medida que se reduce el número de módulos, manteniendo los márgenes de estabilidad. La razón es que la inductancia equivalente en este último caso aumenta a medida que N disminuye ($L_{eq}=L/N$), en tanto que la capacidad permanece constante.
- La audiosusceptibilidad en lazo cerrado no se ve prácticamente afectada por las variaciones de N en el caso de capacidad distribuida. Por el contrario, con capacidad común se detecta una mejora importante en alta frecuencia a medida que aumenta el número de módulos conectados.
- La impedancia de salida mejora con valores altos de N en ambos casos, detectándose una mejora adicional en alta frecuencia en el caso de utilizar capacidad de salida común.

Desde el punto de vista de la estabilidad resulta mucho más adecuado trabajar con un sistema DC-DC modular con capacidad de salida distribuida, por lo que se ha optado por este esquema a la hora de realizar los prototipos multimodulares.

2.2.6.1. Escalón en la tensión de entrada

La figura 2.15 muestra los resultados de la respuesta temporal de la tensión de salida ante un escalón de la tensión de entrada de -15V (de 25V a 10V). La curva ha sido obtenida con el convertidor nominal ($R=1\Omega$), un módulo y control ACC convencional. Puede destacarse una leve disminución del rizado de conmutación tras el escalón en la tensión de entrada, como se deduce de la expresión analítica (2.2), en la cual $V_o=D\cdot V_i$. Al disminuir V_i , el término $(1-D)$ disminuye y en consecuencia lo hace el rizado de la tensión de salida. La desviación transitoria máxima de la tensión de salida respecto su punto de operación es de 70mV ($1,4\%$).

2.2.6.2. Escalón en la carga

En la figura 2.16 aparece la respuesta de la tensión de salida del convertidor nominal con un módulo ($V_i=25\text{V}$) ante un escalón de carga de $2,5\text{A}$ a 5A . La desviación transitoria máxima de la tensión de salida respecto su punto de operación es de 150mV (3%), con un tiempo de establecimiento con un error menor del 1% de $600\mu\text{s}$.

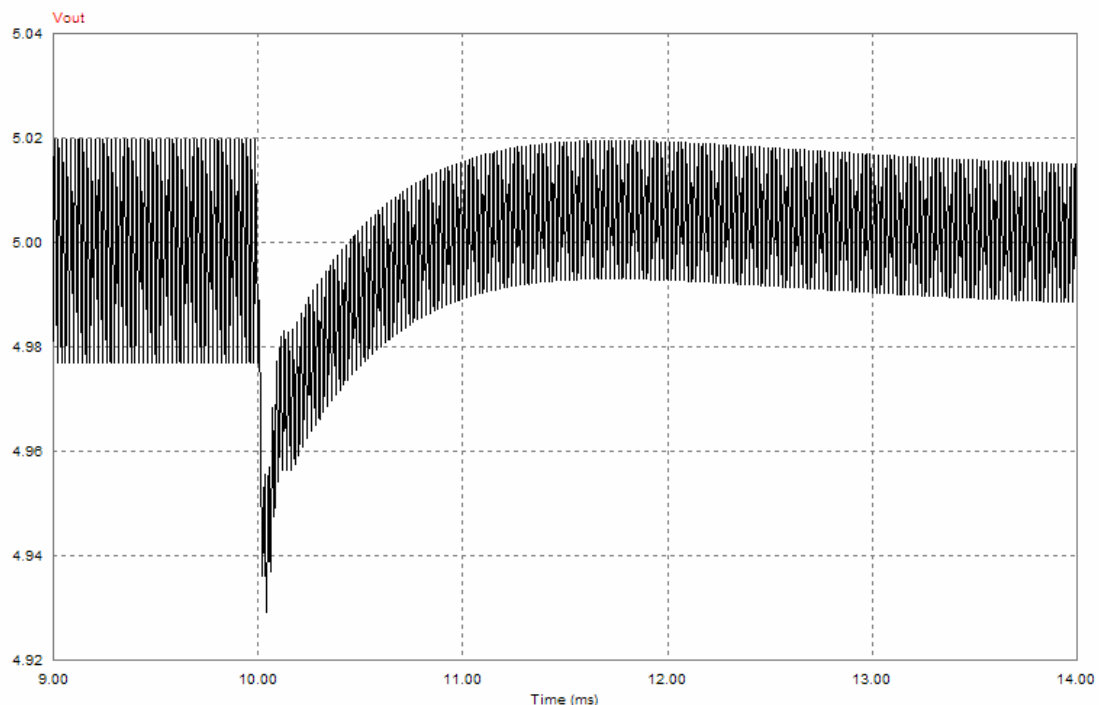


Fig.2.15: Respuesta en gran señal de la tensión de salida ante escalón en V_i . ACC convencional.

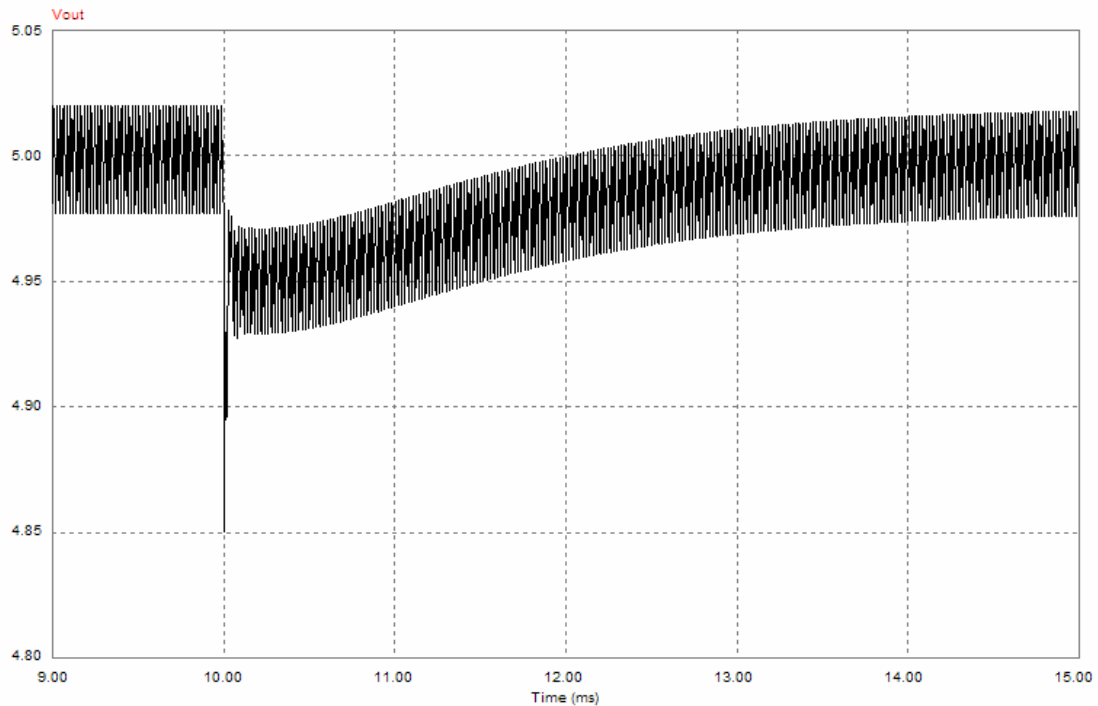


Fig.2.16: Respuesta gran señal de V_o ante escalón de carga. ACC convencional.

2.2.6.3. Conexión-desconexión de módulos

La figura 2.17 muestra la respuesta temporal del sistema modular con dos módulos conectados en paralelo ante la desconexión de uno de ellos. La corriente de salida total del sistema es de 10A. En la figura se ha representado la corriente de salida de cada uno de los módulos y la tensión de salida. Obsérvese que hasta el instante de tiempo $t=10\text{ms}$ los dos módulos comparten la corriente de salida y a partir de $t=10\text{ms}$ el módulo 1 pasa a suministrar toda la corriente, apareciendo un transitorio en la tensión de salida. La desviación transitoria máxima de la tensión de salida respecto su punto de operación es de 250mV (5%), con un tiempo de establecimiento con un error menor del 1% de 1.6ms.

El mayor interés de los resultados obtenidos con estas simulaciones es que el circuito de gran señal se asemeja al que se va a implementar físicamente, y por lo tanto, da una idea más cercana a la realidad sobre las prestaciones dinámicas que pueden esperarse del sistema real en el dominio del tiempo.

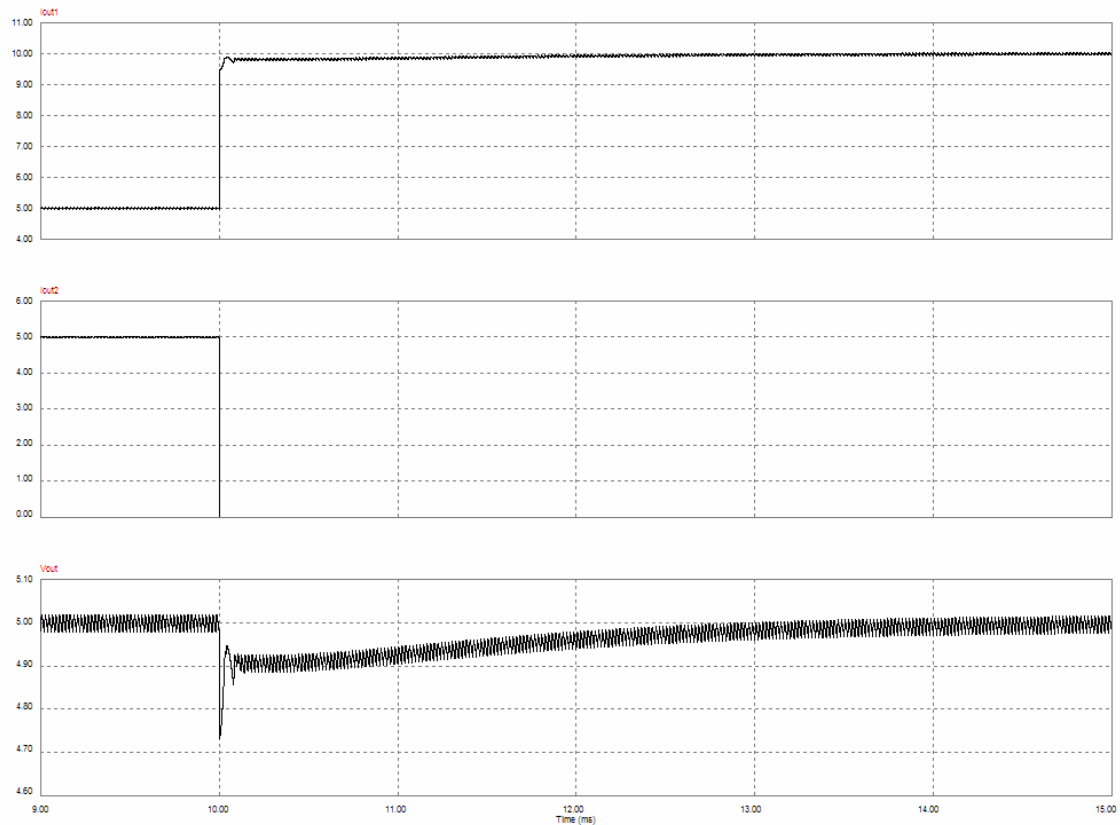


Fig.2.17: Respuesta gran señal de V_o ante la desconexión de un módulo. ACC convencional.

2.3. Características dinámicas del sistema DC-AC modular nominal

2.3.1. Descripción de la etapa de potencia

El sistema DC-AC modular de la figura 2.18 consta de N inversores monofásicos en puente completo con capacidad de salida distribuida para los que se ha adoptado los siguientes valores:

- Tensión de entrada $V_i=400V \pm 10\%$.
- Tensión de salida eficaz $V_{o, RMS}=220V \pm 1\%$.
- Frecuencia de la tensión de salida (fundamental) $f = 50Hz \pm 1Hz$.
- Frecuencia de conmutación $f_s = 20kHz$.
- Potencia aparente nominal por cada módulo $S_{mod} = 500VA$.
- Inductancia de filtrado de cada inversor $L= 1,5mH \pm 20\%$.
- Capacidad de filtrado de cada inversor $C=12\mu F \pm 20\%$.

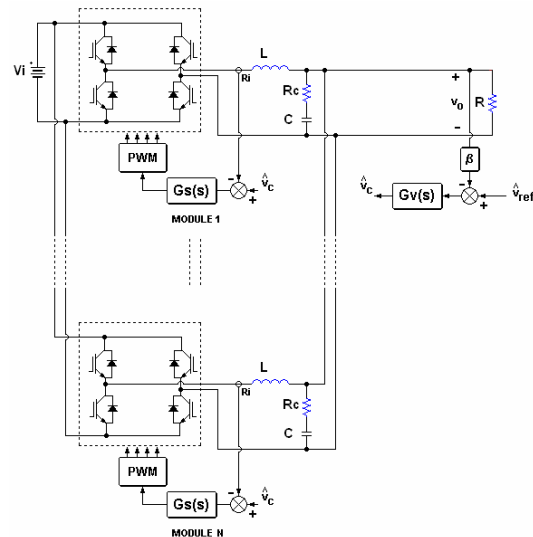


Fig.2.18: Esquema del sistema DC-AC modular.

- Resistencia serie del condensador por módulo $R_c=0,2\Omega \pm 50\%$.
- Resistencia de carga por módulo $R_{mod}=96,8\Omega$ a 500W.
- Número de inversores conectados en paralelo $N=1$ a 4.

Cada inversor puede suministrar como máximo una corriente de salida eficaz $I_{o_{mod,RMS}}=2,28A$ a la carga, por lo que la potencia máxima de salida por módulo es de 500W y la mínima resistencia de carga por módulo es $R_{mod,min}=96,8\Omega$.

Para la realización del puente completo se han empleado cuatro IGBTs de la serie IRG4PH40KD (1200V, 15A). Los inductores de potencia del filtro de salida se han implementado mediante dos bobinas comerciales de $680\mu H$, situando una bobina en el conductor de ida y la otra en el de vuelta, con lo que se consigue reducir ligeramente el nivel de EMI [39]. La capacidad de filtrado de los inversores se obtiene asociando en paralelo 4 condensadores de polipropileno de $3\mu F$ y 400V.

2.3.2. Descripción de la etapa de control modo corriente convencional

El método de control empleado para regular la tensión de los inversores es la modulación PWM senoidal unipolar dado que presenta un menor contenido armónico.

En la figura 2.18 se observa que el sistema DC-AC modular consta de un único regulador de tensión centralizado para todo el sistema y N reguladores de corriente (uno por cada inversor). En

una primera etapa los lazos de control se implementaron utilizando amplificadores operacionales combinados con puertas lógicas y comparadores para los moduladores PWM. Posteriormente, se implementaron los lazos de control en un DSP TMS320F2812 con una frecuencia de muestreo de 40kHz, discretizando los reguladores analógicos mediante transformación bilineal (método de Tustin).

Para ajustar las señales que provienen de los sensores de corriente en los inductores se ha elegido una relación del sensado de corriente $R_i=1\Omega$. Los sensores de corriente se han realizado mediante un transductor de efecto Hall LEM LAH25-NP y un amplificador seguidor.

En la implementación analógica, el valor de pico de la señal triangular (señal portadora) es de 10V, con lo que la ganancia de los moduladores PWM es:

$$F_m = \frac{1}{V_T} = \frac{1}{10V} = 0,1V^{-1} \quad (2.7)$$

Se ha elegido una tensión de referencia senoidal para el amplificador de error V_{ref} de 10 V de amplitud, lo que exige que la red β de muestreo de la tensión de salida tome el valor de $\beta=V_{ref}/V_o=0,03215$. Se trata por tanto de un divisor de tensión de la tensión de salida y un amplificador de aislamiento ISO122.

2.3.3. Ganancia de lazo. Frecuencia de cruce y márgenes de estabilidad

El diseño del regulador de corriente ACC se realiza a partir de la ganancia del lazo de corriente $T_i(s)$. Efectuando un análisis AC sobre el circuito de pequeña señal correspondiente permite ajustar los parámetros del regulador de corriente, $G_s(s)$, para obtener la frecuencia de cruce deseada con un buen margen de fase.

La figura 2.19 muestra los resultados del análisis AC efectuado sobre este circuito con R_{mod} como parámetro variable desde 96,8 Ω hasta 968 Ω .

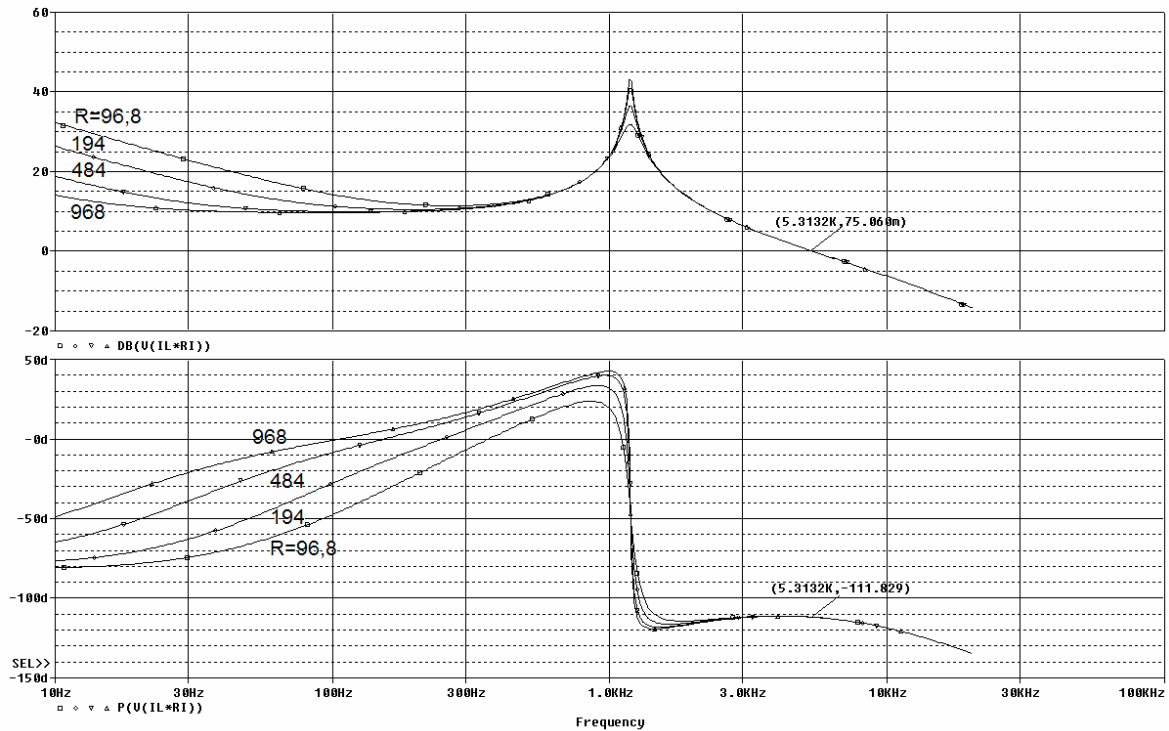


Fig. 2.19: Diagramas de Bode de $T_i(s)$ con R como parámetro.

El número de módulos conectados en paralelo N no afecta al diseño del lazo de corriente $T_i(s)$ ya que cada módulo posee su propio lazo de corriente. Tampoco se ve afectado por la tensión de salida V_o dado que $T_i(s)$ es independiente de V_o . El regulador de corriente adoptado es:

$$G_s(s) = \frac{6220 \cdot \left(1 + \frac{s}{5100}\right)}{s \cdot \left(1 + \frac{s}{140000}\right)} \quad (2.8)$$

Pese a que el valor de la resistencia de carga afecta fuertemente al módulo y a la fase de $T_i(s)$ en baja frecuencia, en alta frecuencia las curvas se solapan, de manera que para todos los valores de R_{mod} la frecuencia de cruce que se mide está en torno a 5,3kHz, con un margen de fase de 68°. Cabe señalar que se ha buscado en todos los lazos márgenes de fase intencionadamente altos para paliar el desfase adicional producido por la digitalización del control.

La figura 2.20 muestra el diagrama de Bode de la función de transferencia en lazo cerrado de la corriente en el inductor respecto la tensión de control (que es la referencia de corriente), es decir, $i_L(s)/v_c(s)$. Nótese que esta función debería tener idealmente 0dB y 0° a una frecuencia de 50Hz. Sobre la figura se ha señalado los valores reales de la ganancia y la fase a 50Hz.

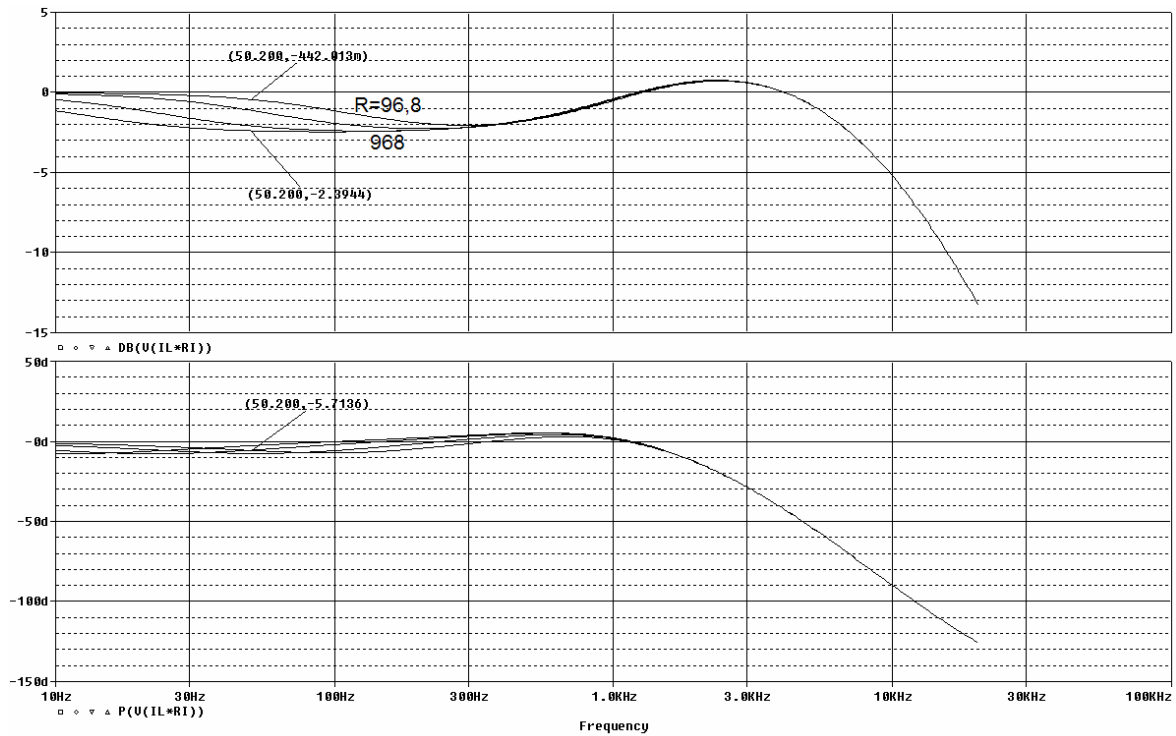


Fig. 2.20: Diagramas de Bode de $i_L(s)/v_c(s)$ con R como parámetro.

Una vez cerrados los lazos de corriente, se obtiene la función de transferencia de la etapa de potencia, $VOC(s)$, cuyos diagramas de Bode aparecen en la figura 2.21. Al igual que en el caso de $T_i(s)$, se observa que las curvas difieren bastante en baja frecuencia, pero en alta frecuencia (en torno a la frecuencia de cruce para la que se diseñará el regulador de tensión, 1kHz), las diferencias son mínimas y las curvas prácticamente se solapan.

La función $VOC(s)$ tampoco depende del número de módulos conectados en paralelo N ni de la tensión de salida V_o . A partir de $VOC(s)$ se procede al diseño del regulador de tensión $G_v(s)$, cuya función de transferencia es la siguiente:

$$G_v(s) = \frac{5310 \cdot \left(1 + \frac{s}{1970}\right)}{s \cdot \left(1 + \frac{s}{137000}\right)} \quad (2.9)$$

Los diagramas de Bode de la figura 2.22 muestran que la frecuencia de cruce f_c que se obtiene con este regulador está muy próxima a 1kHz en cualquier régimen de carga con un margen de fase que varía entre 74° y 79° . De nuevo, la función $T_v(s)$ es independiente del número de módulos N y de la tensión de salida V_o .

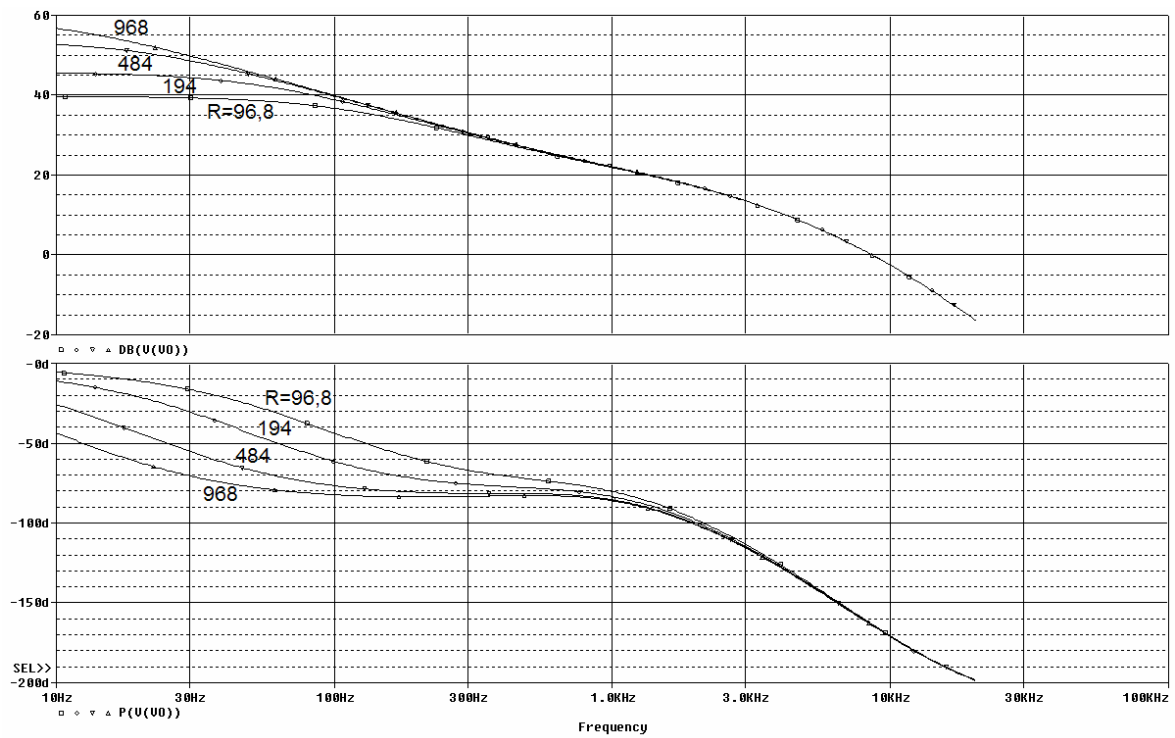


Fig. 2.21: Diagramas de Bode de $VOC(s)$ con R como parámetro.

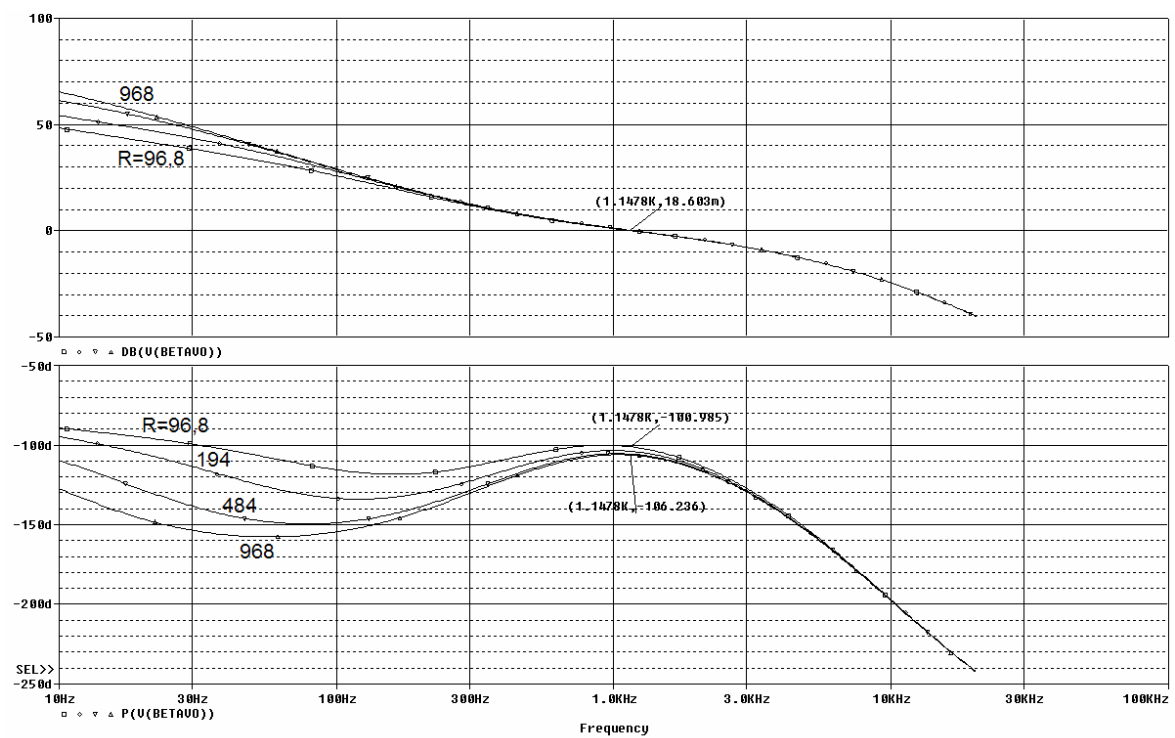


Fig. 2.22: Diagrama de Bode del módulo y la fase de $T_v(s)$ con R variando entre 96,8 Ω y 968 Ω .

2.3.4. Características dinámicas en lazo cerrado del inversor nominal

2.3.4.1. Ancho de banda en lazo cerrado

Es la respuesta de la tensión de salida ante variaciones de la tensión de referencia. Determina la velocidad de seguimiento ante tensiones de referencia variables en el tiempo. La figura 2.23 muestra la curva del módulo de $VOR(s)$ con R_{mod} como parámetro variando entre $96,8\Omega$ y 968Ω . En la curva correspondiente a $R_{mod}=96,8\Omega$, el ancho de banda a $-3dB$ es $1,59kHz$, valor cercano a la frecuencia de cruce de $T_v(s)$.

Por otra parte debe recordarse que el sistema DC-AC modular es una aplicación de seguimiento de consigna variable en el tiempo de frecuencia $50Hz$. Sobre la figura 2.23 se han señalado los valores del módulo y la fase de $VOR(s)$ a $50Hz$, los cuales coinciden prácticamente con los valores ideales ($29,858dB$ y 0°) para tener un buen seguimiento de la señal de consigna.

2.3.4.2. Audiosusceptibilidad en lazo cerrado

Las curvas de Bode del módulo de la audiosusceptibilidad en lazo cerrado aparecen reflejadas en la figura 2.24. En estas curvas, obtenidas variando R_{mod} como parámetro entre $96,8\Omega$ y 968Ω , se observa que la carga tiene poca influencia sobre el aspecto de $A_{cl}(s)$.

Se ha destacado en las curvas el valor de la audiosusceptibilidad a máxima potencia ($R_{mod}=96,8\Omega$) a las frecuencias de $100Hz$ y $300Hz$.

2.3.4.3. Impedancia de salida en lazo cerrado

La figura 2.25 muestra las curvas de Bode de la impedancia de salida $Z_{ocl}(s)$ en lazo cerrado. Realizando un barrido paramétrico de la resistencia de carga entre $96,8\Omega$ y 968Ω se observa que $Z_{ocl}(s)$ no varía de forma significativa con R_{mod} .

El máximo de la impedancia de salida en lazo cerrado se encuentra alrededor de la frecuencia de cruce del lazo de tensión, siendo aproximadamente de unos $20 dB$ (10Ω).

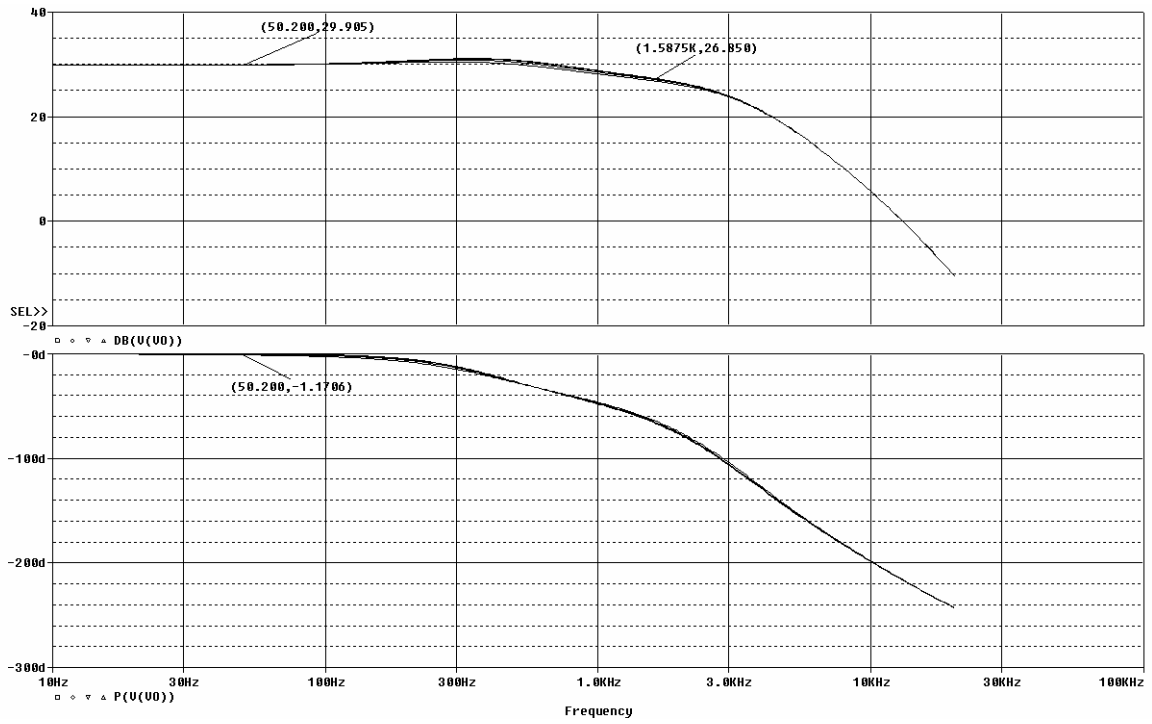


Fig. 2.23: Diagrama de Bode del módulo de $VOR(s)$ con R variando entre $96,8\Omega$ y 968Ω .

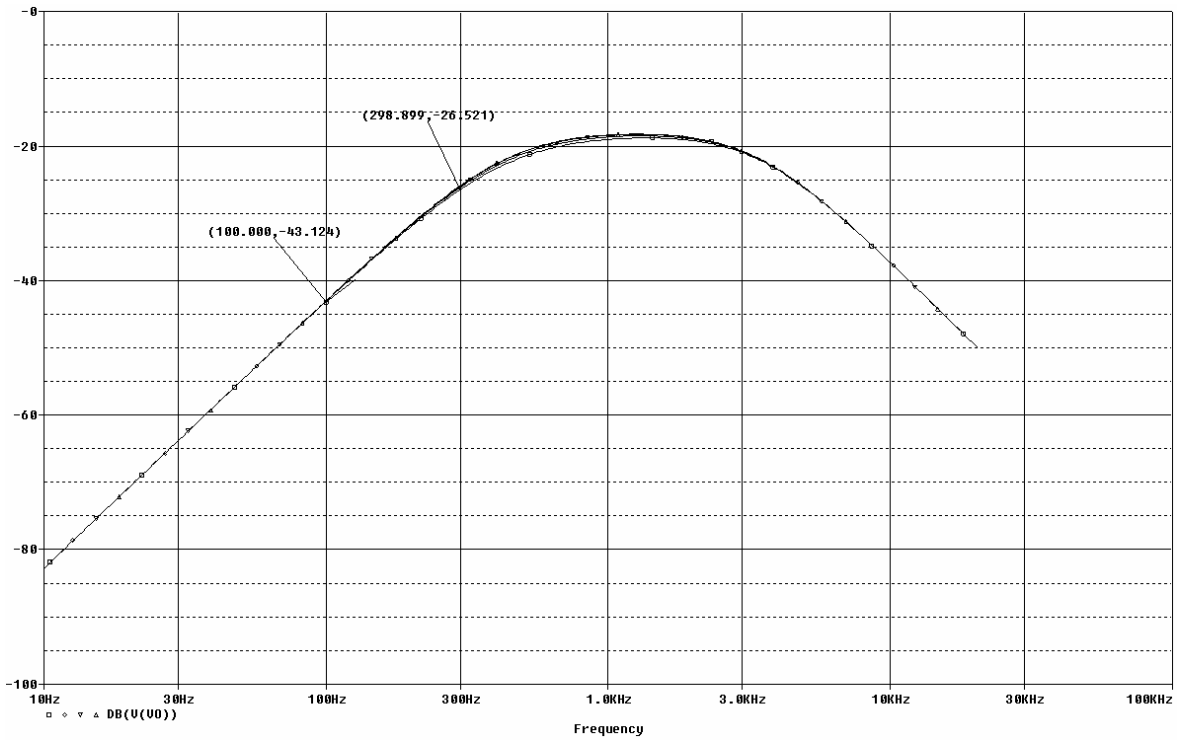


Fig. 2.24: Diagrama de Bode del módulo de $A_c(s)$ con R variando entre $96,8\Omega$ y 968Ω .

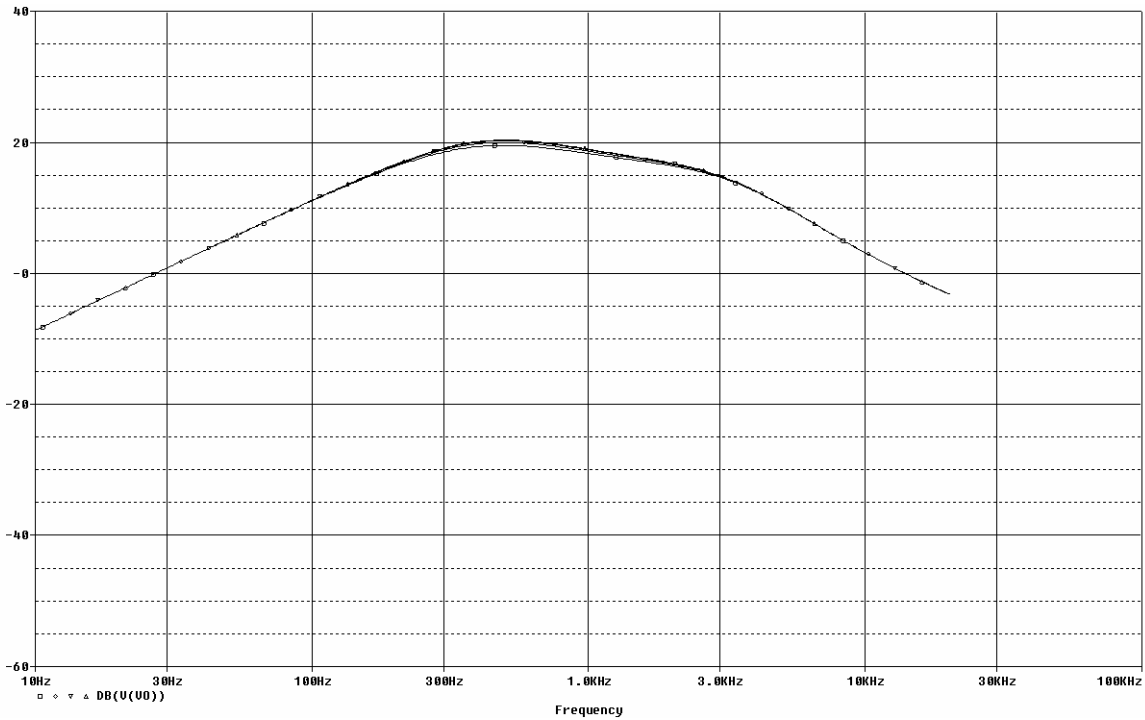


Fig. 2.25: Diagrama de Bode del módulo de $Z_{oc}(s)$ con R variando entre $96,8\Omega$ y 968Ω .

2.3.5. Notas sobre la variación de módulos en un sistema DC-AC modular

El estudio realizado en el apartado 2.2.4. sobre la variación de módulos en un sistema DC-DC modular (con capacidad de salida concentrada y distribuida), es válido también para un sistema DC-AC modular, dado que ambos sistemas presentan una dinámica similar, derivada del convertidor Buck.

Recuérdese que en este estudio se llegó a la conclusión de que, desde el punto de vista de la estabilidad, resulta mucho más adecuado trabajar con un sistema modular con capacidad de salida distribuida, por lo que se ha optado por repartir la capacidad entre los diferentes módulos a la hora de construir los prototipos multimodulares.

Es por esto por lo que en este apartado solo se realizará el estudio del efecto que produce la variación del número de módulos sobre las principales funciones de transferencia del sistema DC-AC modular con capacidad de salida distribuida. Dicho efecto aparece reflejado en las figuras 2.26, 2.27 y 2.28, en las que se ha representado la ganancia de lazo $T_v(s)$, la audiosusceptibilidad en lazo

cerrado $A_{cl}(s)$ y la impedancia de salida en lazo cerrado $Z_{oc}(s)$ para $N=1, 2$ y 4 , con una resistencia de carga de $R=96,8\Omega$.

Las conclusiones que se pueden extraer del estudio son idénticas a las que se han obtenido en el apartado 2.2.4.:

- La frecuencia de cruce del lazo de tensión y su estabilidad no cambian al variar el número de módulos conectados en paralelo N en un sistema con capacidad de salida distribuida.
- La audiosusceptibilidad en lazo cerrado varía poco cuando cambia el número de módulos N .
- La impedancia de salida en lazo cerrado mejora a medida que N aumenta.

Recuérdese también que la ganancia del lazo de corriente no cambia con N , ya que cada inversor dispone de su propio lazo de corriente.

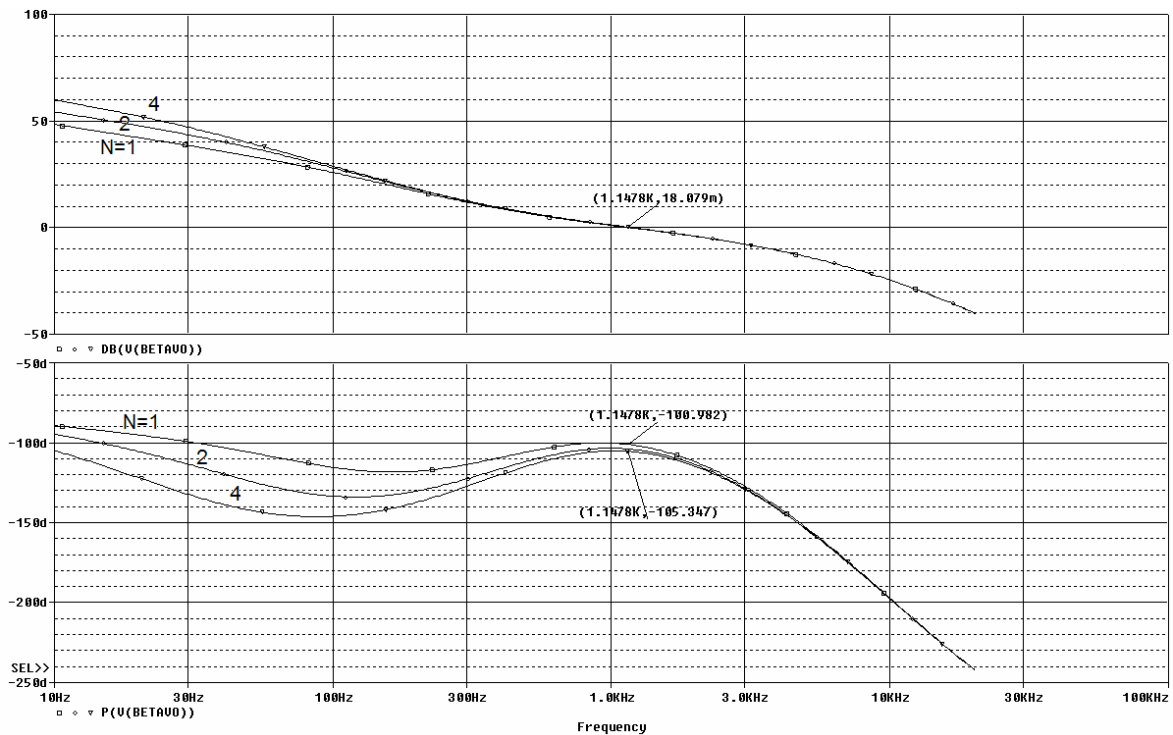


Fig. 2.26: Efecto de la variación de N sobre $T_v(s)$ con capacidad distribuida.

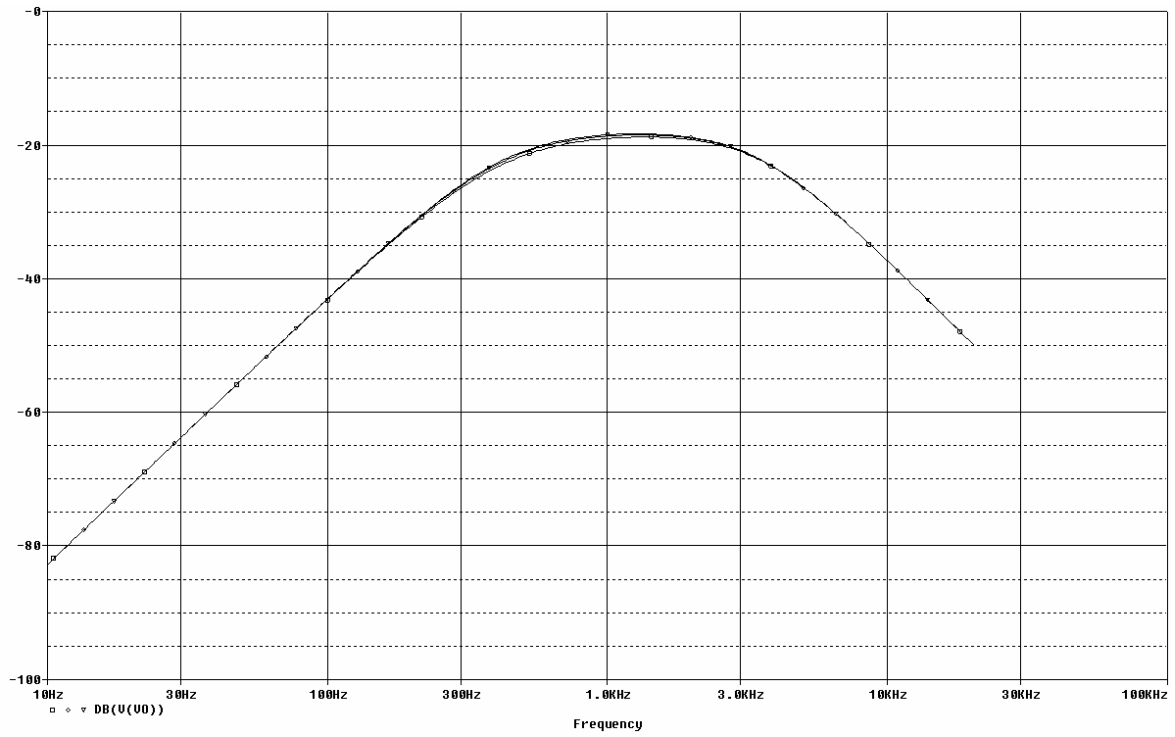


Fig. 2.27: Efecto de la variación de N sobre $A_c(s)$ con capacidad distribuida.

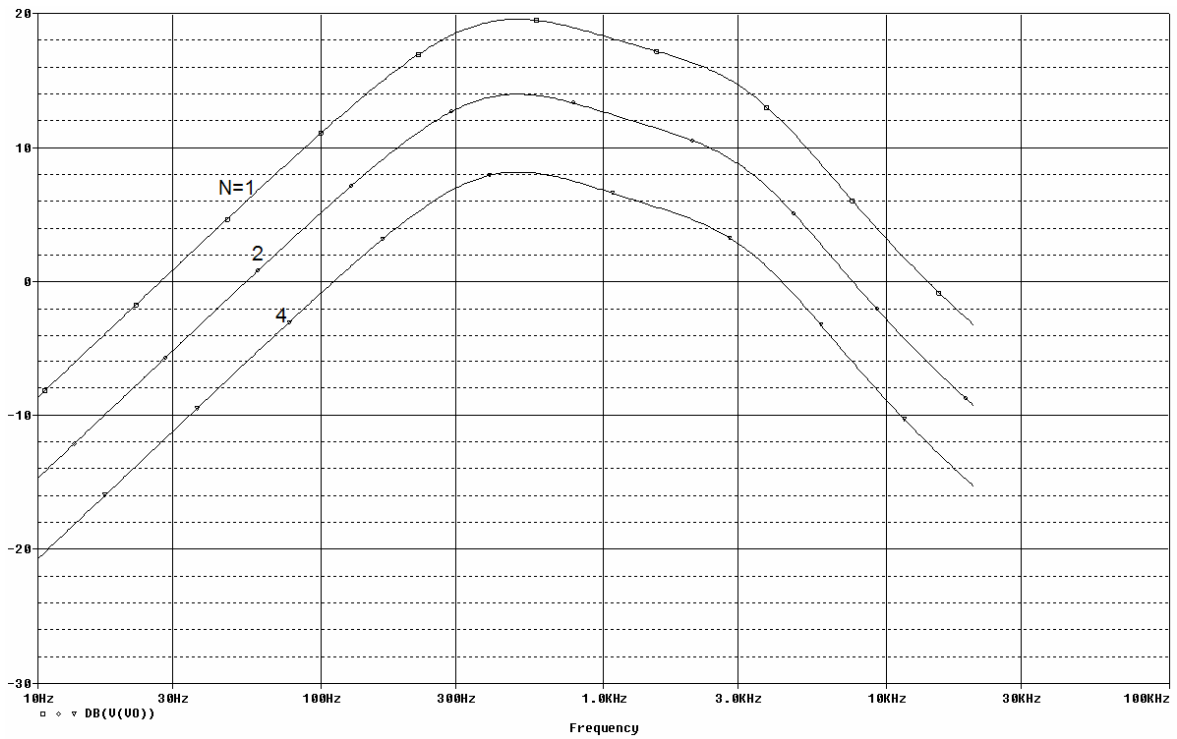


Fig. 2.28: Efecto de la variación de N sobre $Z_{ocl}(s)$ con capacidad distribuida.

2.3.6. Notas sobre el efecto de la variación de la tensión de salida

V_o

En apartados anteriores se ha puesto de manifiesto que la dinámica de los sistemas modulares DC-DC (tipo Buck) y la de los sistemas modulares DC-AC (inversores) es muy similar. La diferencia más importante que existe entre ellos es que el punto de trabajo de los convertidores DC-DC es fijo mientras que el de los inversores está continuamente variando, dado que la tensión de salida es senoidal.

Podría pensarse entonces que esta variación continua de la tensión de salida puede afectar a las funciones de transferencia del sistema. No obstante, cuando se ha presentado el modelo de pequeña señal del sistema DC-AC modular, se ha visto que todas las funciones de transferencia, salvo la audiosusceptibilidad, son independientes de V_o .

Dado que el circuito de pequeña señal que se ha empleado para realizar el análisis del sistema DC-AC modular admite también variaciones de V_o , resulta sencillo comprobar el efecto de la tensión de salida sobre todas las funciones de transferencia, haciendo un barrido paramétrico de la variable V_o desde 0 hasta su valor máximo de pico $V_{o,pico} = 220 \cdot \sqrt{2} = 311V$.

Los resultados obtenidos confirman la independencia respecto V_o de todas las funciones de transferencia salvo la audiosusceptibilidad. La figura 2.29 muestra el análisis realizado para ésta última, en lazo cerrado. La curva de máxima audiosusceptibilidad corresponde a la tensión de pico de V_o , lo que constituye el caso más desfavorable, y por tanto, el que se considerará siempre.

2.3.7. Notas sobre la impedancia de salida en lazo cerrado con carga no lineal

Es bastante habitual que los inversores monofásicos alimenten cargas no lineales, siendo un ejemplo muy típico aquellas cargas cuya etapa de entrada está formada por un rectificador monofásico con filtro capacitivo. En estos casos, la corriente que absorbe la carga no es senoidal, presentando una elevada distorsión armónica.

El circuito de pequeña señal que se ha utilizado anteriormente para el estudio del sistema modular con carga resistiva no resulta adecuado cuando la carga es no lineal.

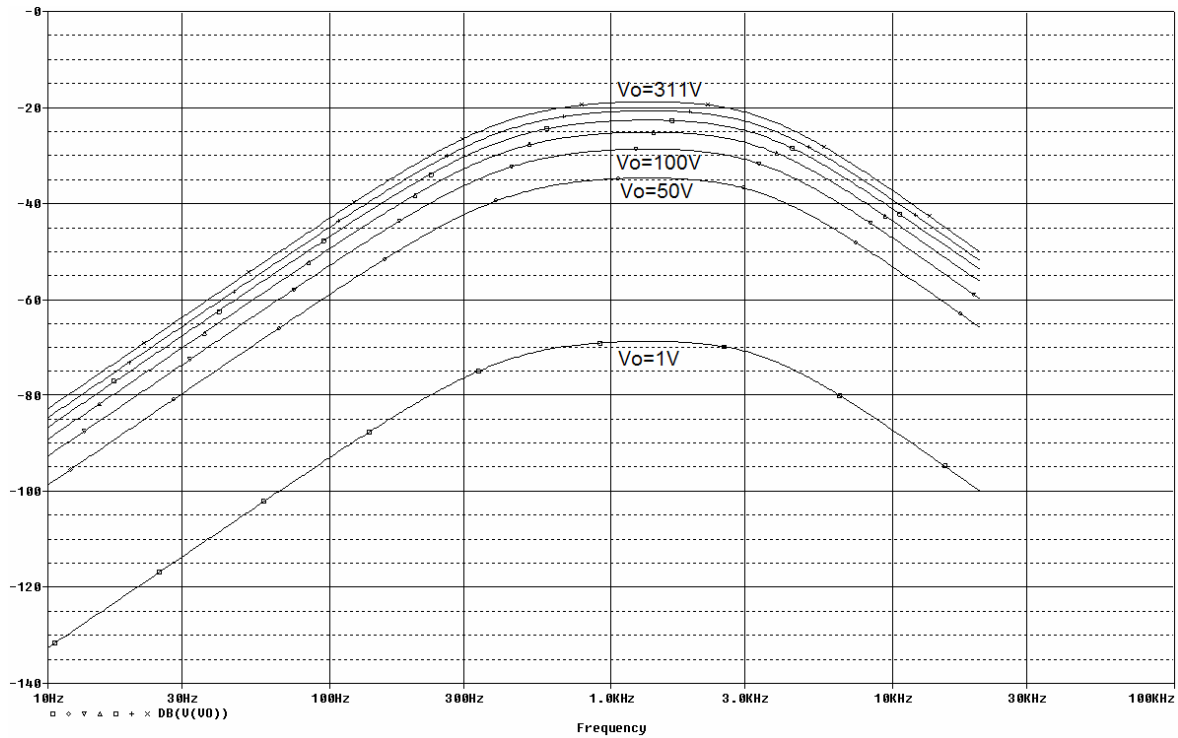


Fig. 2.29: Efecto de la variación de V_o sobre $A_{oci}(s)$.

No obstante, se puede conocer el comportamiento del sistema modular con carga no lineal utilizando este mismo circuito con carga resistiva y analizando la impedancia de salida en lazo cerrado $Z_{oci}(s)$ a las frecuencias de los principales armónicos de la carga no-lineal. Para ello, será necesario realizar previamente un análisis de Fourier de la corriente que absorbe la carga.

2.3.8. Simulación en gran señal del sistema DC-AC modular nominal

Una vez diseñados los reguladores del sistema DC-AC modular y determinadas las prestaciones dinámicas de los lazos de control, conviene complementar los resultados obtenidos a partir del modelo de pequeña señal con un estudio en gran señal que tenga en cuenta el carácter no lineal del convertidor.

La figura 2.30 muestra el circuito PSIM que se ha utilizado para el estudio en gran señal de las prestaciones del lazo ACC convencional diseñado. Este circuito permite obtener la respuesta en gran señal de la tensión de salida ante escalones en la tensión de referencia, en la tensión de entrada y en la carga, así como estudiar la respuesta del sistema ante la conexión-desconexión de uno o varios módulos, sin más que añadir más inversores con sus correspondientes lazos de corriente.

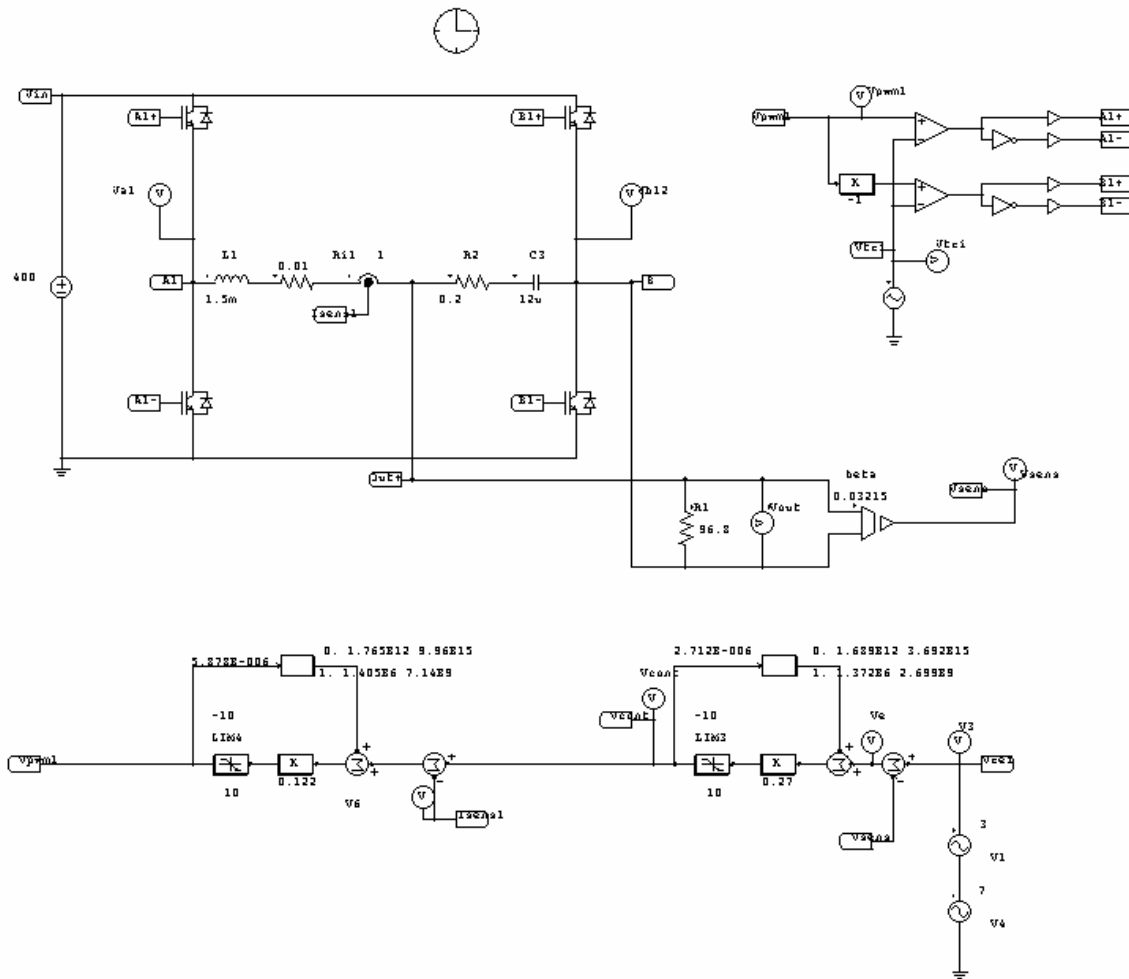


Fig.2.30: Circuito PSIM para la simulación en gran señal, ACC convencional.

2.3.8.1. Escalón en la tensión de referencia senoidal

Las figuras 2.31a y 2.31b muestran la respuesta en gran señal del convertidor ($R=96,8\Omega$) con un único inversor y control ACC convencional ante un escalón de 3V en la tensión de referencia (de 7V a 10V). Obsérvese que el escalón se produce cuando la tensión de salida está a su nivel máximo.

2.3.8.2. Escalón en la tensión de entrada

Las figuras 2.32a y 2.32b muestran los resultados de la respuesta temporal de la tensión de salida ante un escalón de la tensión de entrada de +80V (de 360V a 440V). La curva ha sido obtenida con el inversor nominal ($R=96,8\Omega$), un módulo y control ACC convencional. Nótese que el escalón se ha producido a la máxima tensión de salida, punto de máxima audiosusceptibilidad.

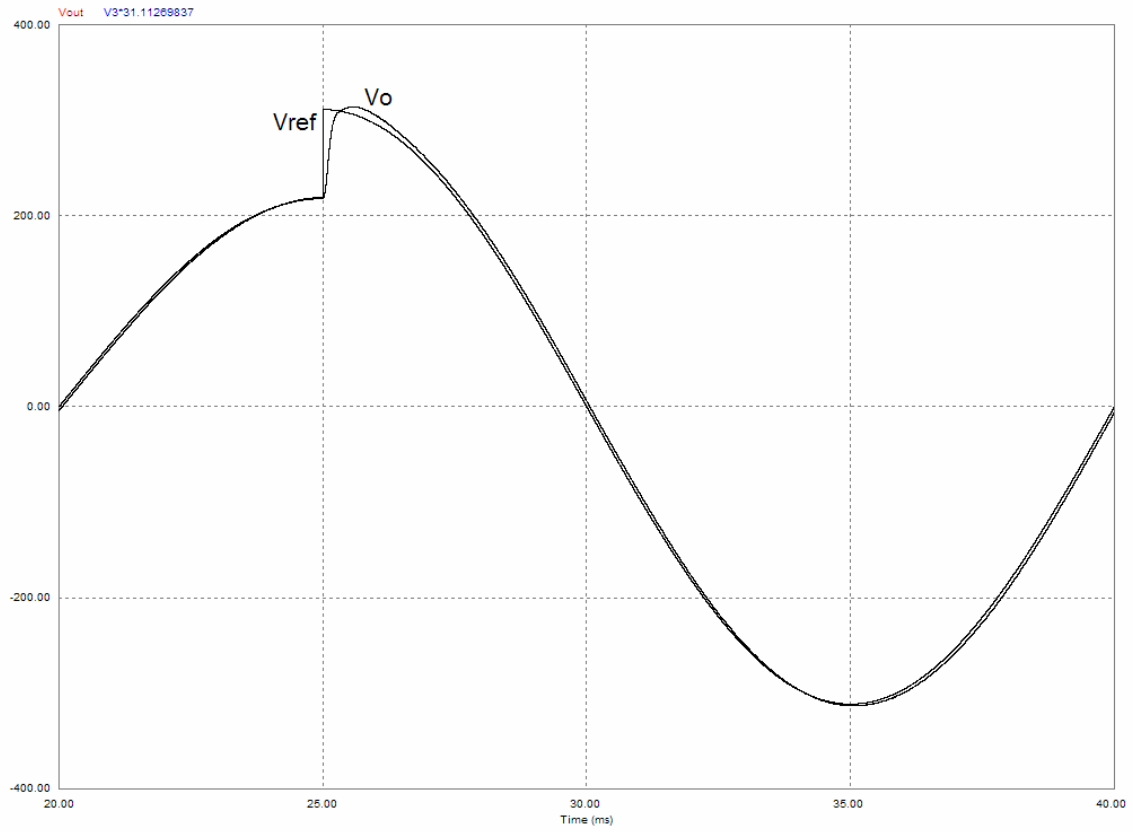


Fig.2.31a: Respuesta en gran señal ante escalón en Vref. ACC convencional, $N=1$ y $R=96,8\Omega$.

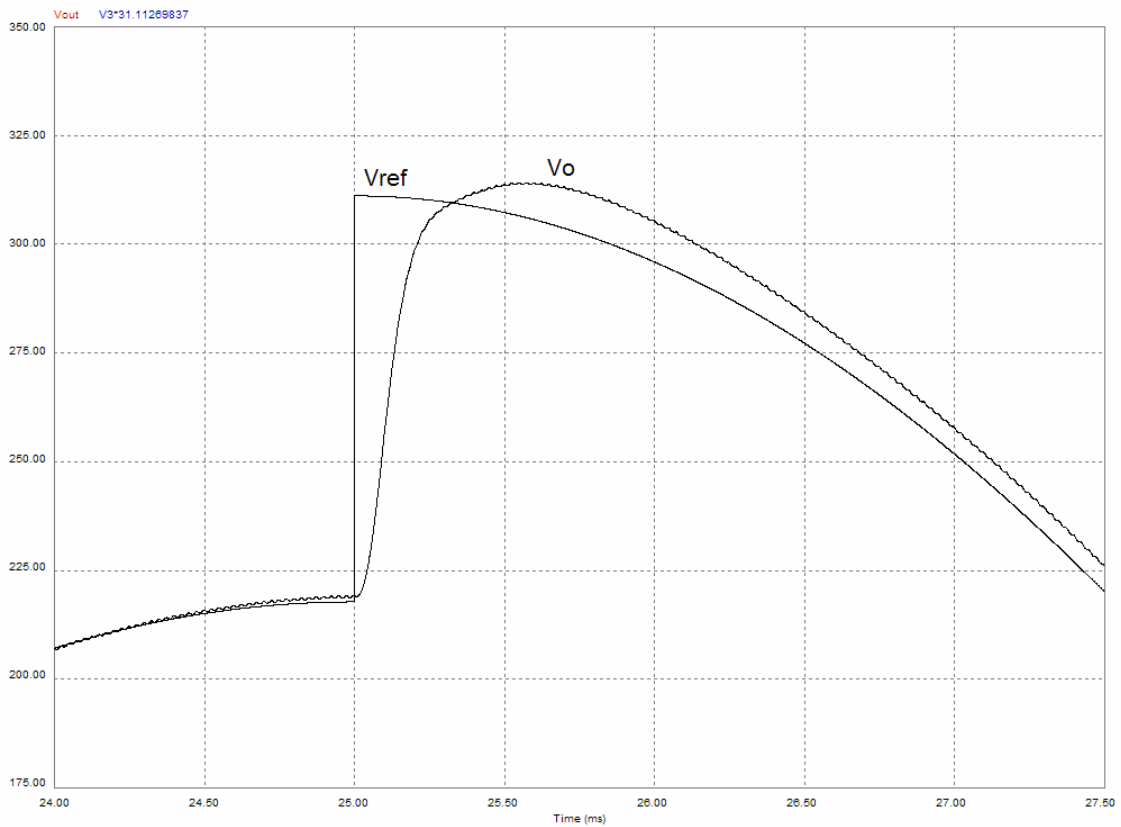


Fig.2.31b: Ampliación respuesta en gran señal ante escalón en Vref. ACC convencional, $N=1$ y $R=96,8\Omega$.

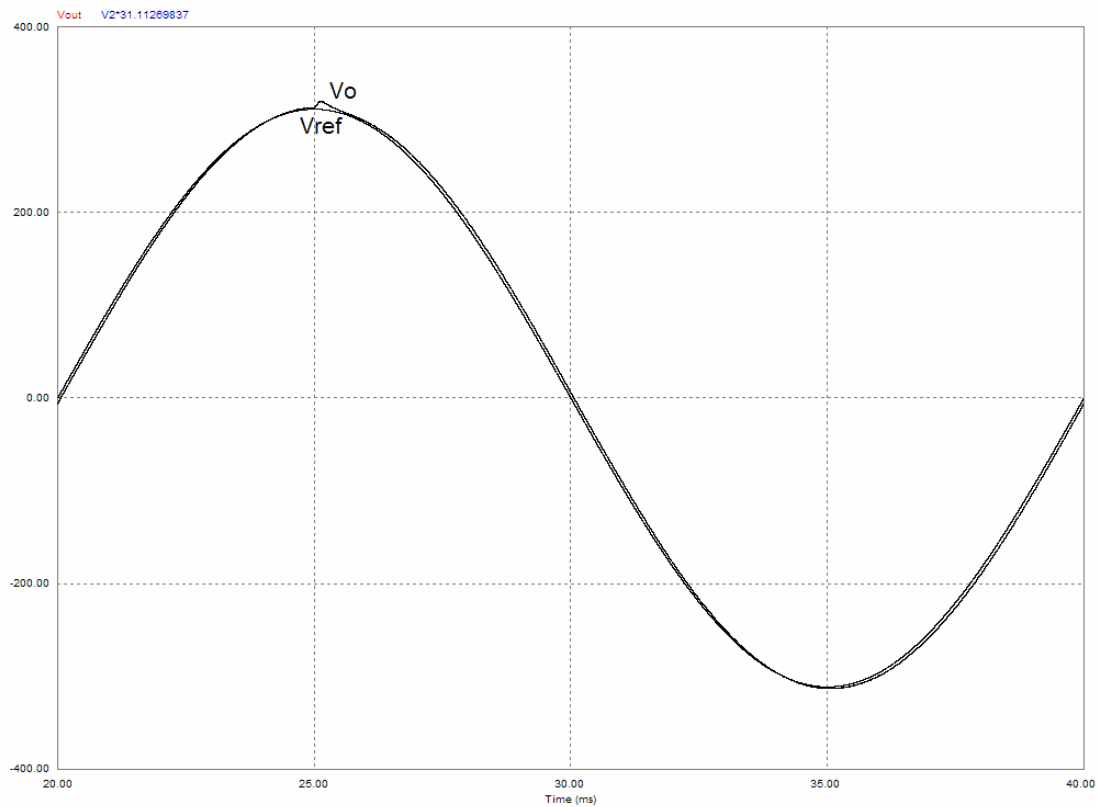


Fig.2.32a: Respuesta en gran señal ante escalón en V_i . ACC convencional, $N=1$ y $R=96,8\Omega$.

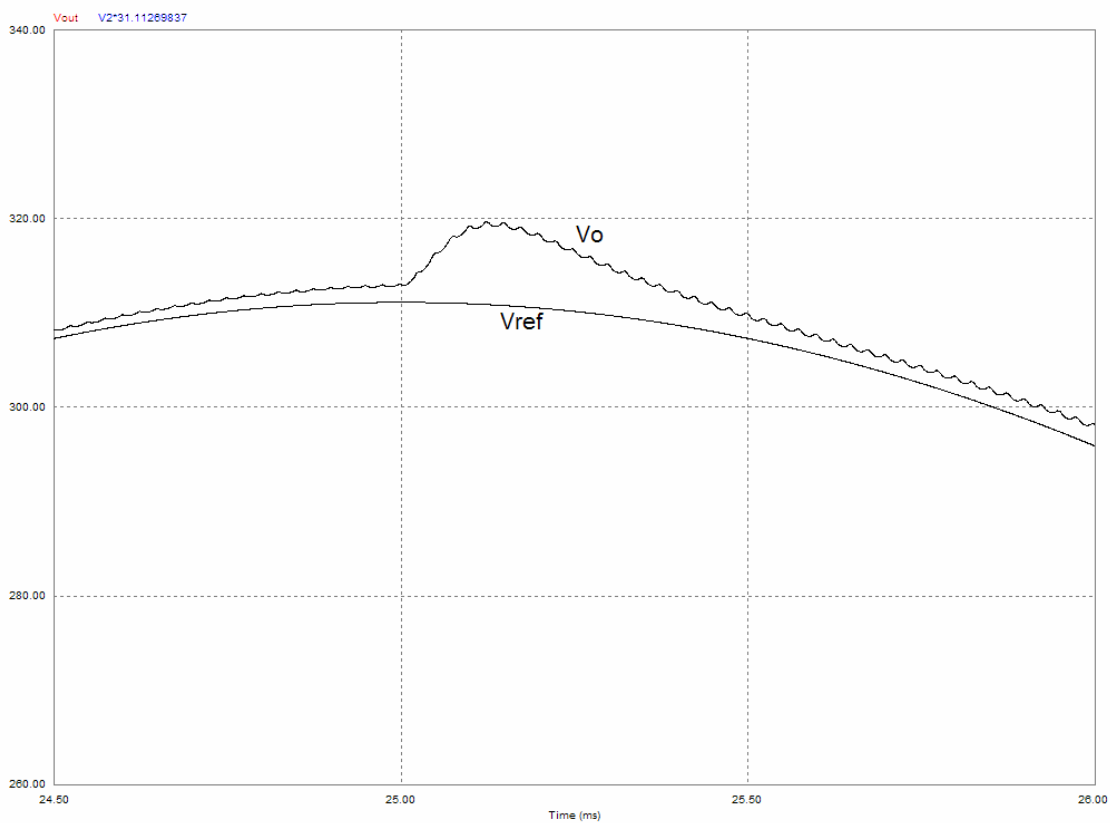


Fig.2.32b: Ampliación respuesta en gran señal ante escalón en V_i . ACC convencional, $N=1$ y $R=96,8\Omega$.

2.3.8.3. Escalón de carga resistiva

En las figuras 2.33a y 2.33b aparece la respuesta de la tensión de salida del convertidor nominal (con un módulo) ante un escalón de carga de 50W($R=968\Omega$) a 500W($R=96,8\Omega$). Nótese que el escalón se ha producido justo en el instante de tiempo en el que la tensión de salida está a su nivel máximo.

2.3.8.4. Carga no-lineal

La figura 2.34 muestra la respuesta del sistema modular nominal con un módulo y una carga no-lineal, formada por un rectificador monofásico con filtro capacitivo de $450\mu\text{F}$ y una resistencia en paralelo de 400Ω . Obsérvese que el rectificador utilizado es una carga fuertemente no lineal ya que no posee inductancia en el lado de alterna, por lo que se tiene una carga con un factor de cresta de $CF=4,39$, un factor de potencia $PF=0,42$ y un $\text{THDi}=209,45\%$ cuando se conecta a una fuente de tensión ideal de 220V eficaces. Se ha representado la tensión de salida y la corriente de salida del convertidor. Cabe destacar la distorsión que presenta V_o cuando la carga es no-lineal.

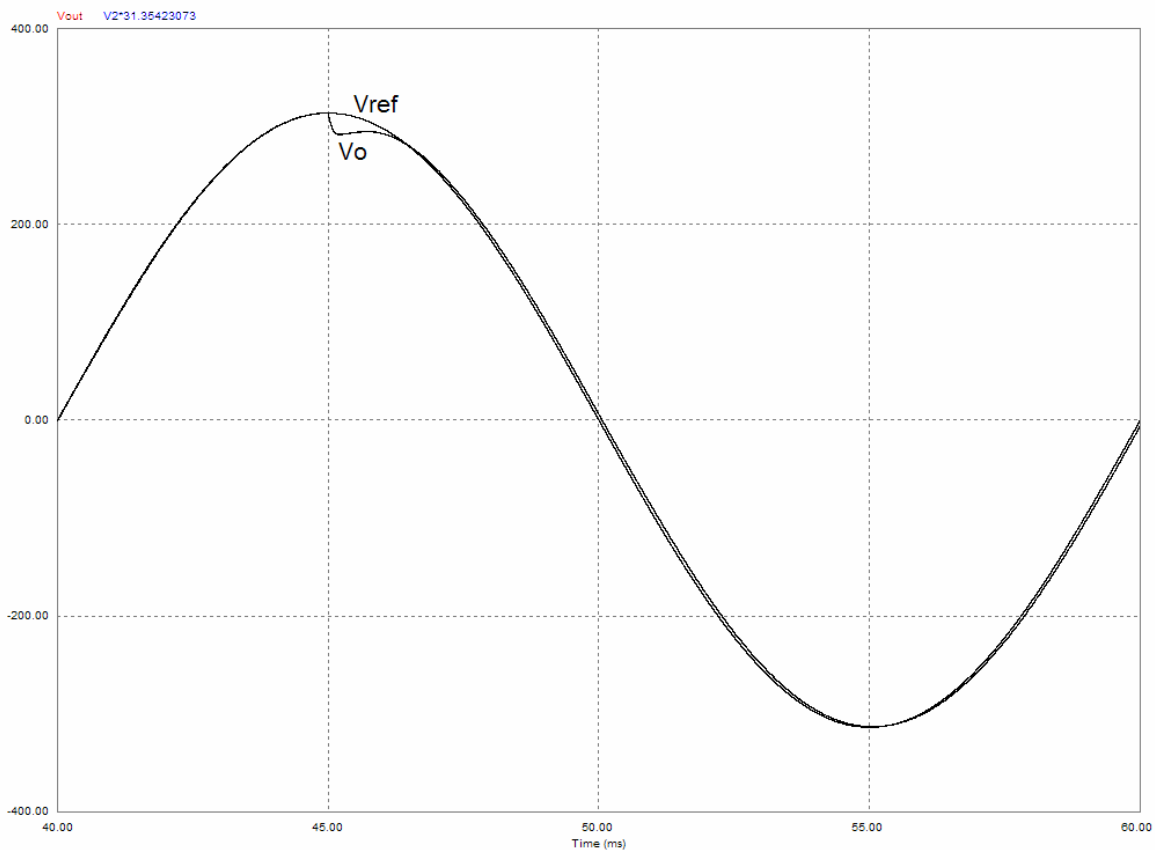


Fig.2.33a: Respuesta gran señal de V_o ante escalón de carga. ACC convencional.

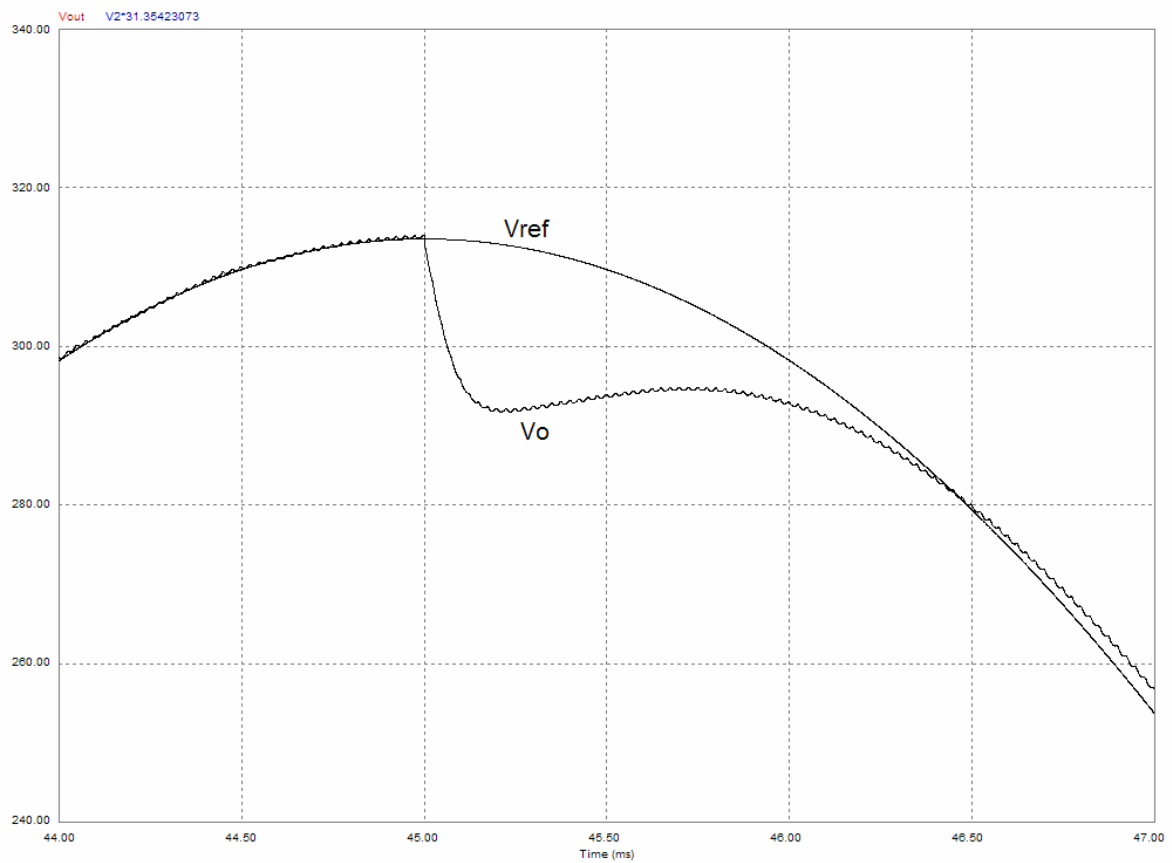


Fig.2.33b: Ampliación respuesta gran señal de V_o ante escalón de carga. ACC convencional.

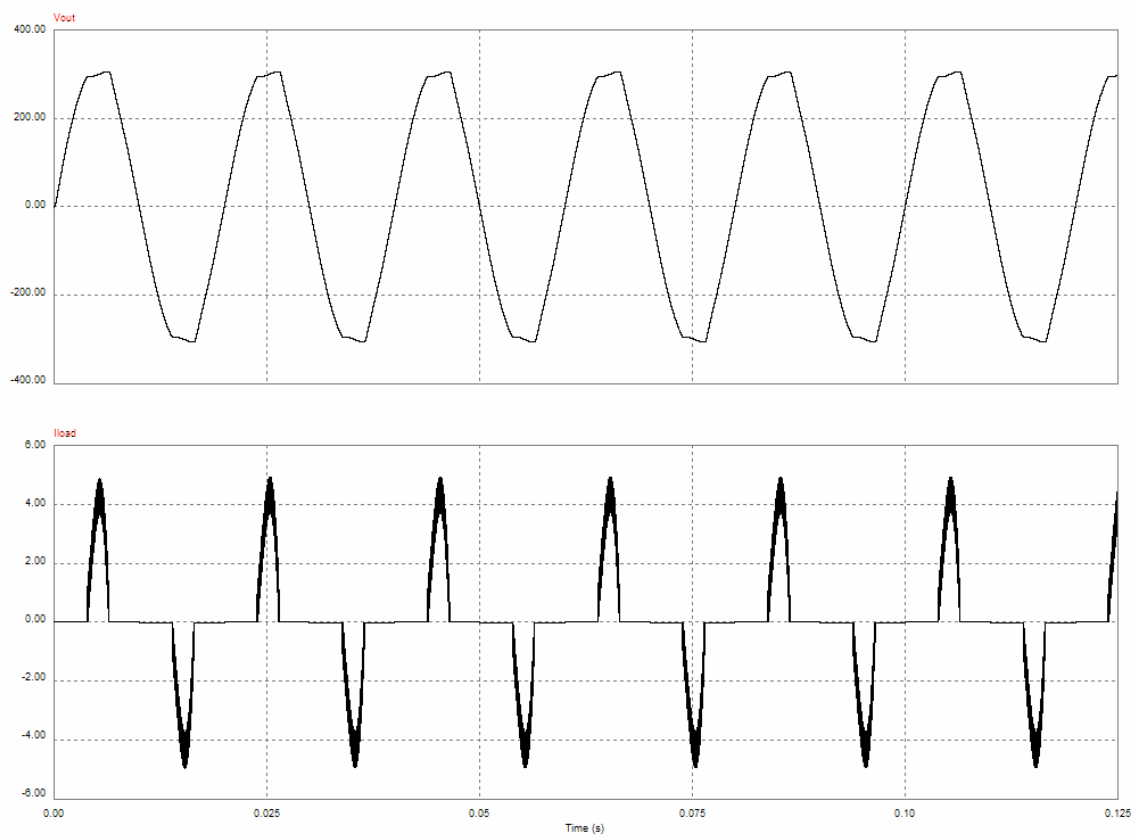


Fig.2.34: Respuesta gran señal de V_o e I_o ante carga no-lineal. ACC convencional.

2.3.8.5. Conexión-desconexión de módulos

En las figuras 2.35a y 2.35b aparece reflejada la respuesta temporal del sistema modular con dos módulos conectados en paralelo ante la desconexión del segundo de ellos en $t = 45\text{ms}$.

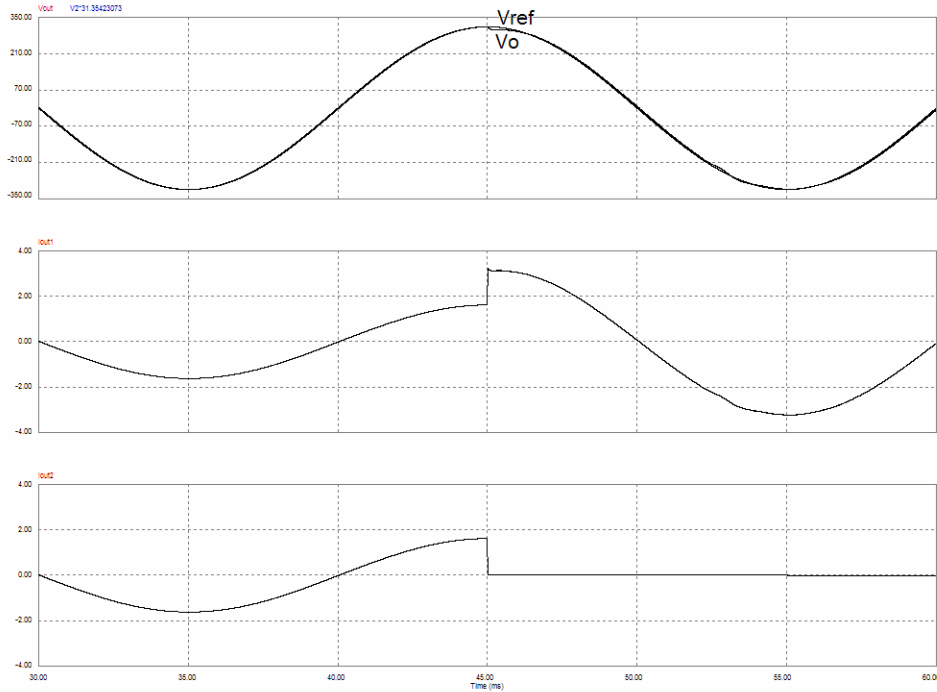


Fig.2.35a: Respuesta gran señal de V_o ante la desconexión de un módulo. ACC convencional.

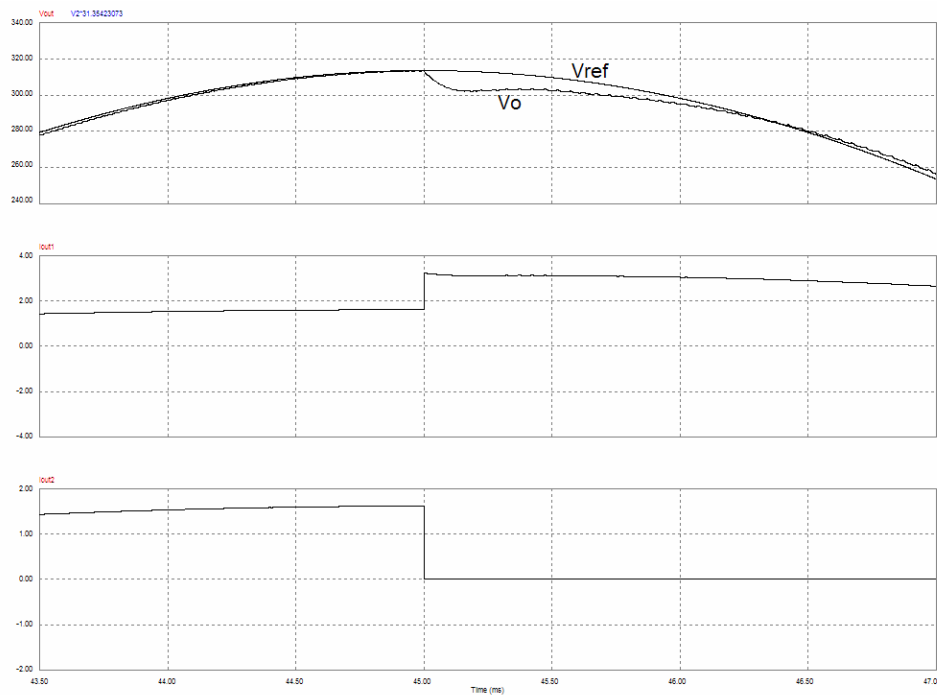


Fig.2.35b: Ampliación respuesta gran señal de V_o ante la desconexión de un módulo. ACC convencional.

2.4. Análisis de Montecarlo del sistema DC-DC modular. Prestaciones dinámicas ante cambios en la etapa de potencia.

En apartados anteriores se ha estudiado las prestaciones dinámicas que cabe esperar de los sistemas modulares nominales con control ACC convencional. A partir del modelo de pequeña señal se ha procedido al diseño y análisis de los lazos de regulación, y posteriormente se han validado los resultados mediante modelos de gran señal que tiene en cuenta las no linealidades de los convertidores. Sin embargo, del estudio anterior sólo puede deducirse que las prestaciones dinámicas son satisfactorias si los valores de los elementos del convertidor real son iguales a los nominales adoptados en el modelo, situación absolutamente irreal, debido a una variedad de razones tales como las variaciones de la tensión de entrada, la carga, la tolerancia de los componentes, el número de módulos conectados en paralelo, etc.

En este apartado se va a proceder al estudio de cómo varían las prestaciones dinámicas del sistema DC-DC modular en pequeña señal cuando se consideran variaciones de los elementos de la etapa de potencia. Para ello se realizarán simulaciones de las principales funciones de transferencia con Orcad-PSpice combinado el análisis AC con el paramétrico y el de Montecarlo. Éste último permite estudiar todas las variaciones simultáneamente aplicando tolerancias a aquellos elementos y variables del convertidor que pueden cambiar de valor. Se utilizará el circuito de pequeña señal que se ha presentado en el apartado 1.4.1.

2.4.1. Descripción de las variaciones de la etapa de potencia (N, R, V_i , L, C...) del sistema DC-DC modular.

Las variaciones que se va a considerar para el sistema DC-DC modular son las siguientes:

- Resistencia de carga $R = 15,5\Omega \pm 94\%$.
- Tensión de entrada $V_i = 22,5V \pm 33\%$.
- Inductancia de filtrado $L = 100\mu H \pm 20\%$.
- Capacidad de filtrado $C = 470\mu F \pm 20\%$ y resistencia serie equivalente $R_c = 55m\Omega \pm 50\%$.
- Número de módulos conectados en paralelo $N = 1, 2, 4$ y 8 .

2.4.2. Análisis de Montecarlo de las funciones de transferencia más importantes.

Las características dinámicas que se va a examinar son las siguientes:

- Función de transferencia de la etapa de potencia $VOC(s)$.
- Ganancia en lazo abierto (ganancia de lazo) $T_v(s)$. Frecuencia de cruce y margen de fase.
- Impedancia de salida en lazo cerrado $Z_{oc}(s)$.
- Audiosusceptibilidad en lazo cerrado $A_{cl}(s)$.

2.4.2.1. Función de transferencia de la etapa de potencia $VOC(s)$.

La figura 2.36 muestra los diagramas de Bode de la función de transferencia de la etapa de potencia, $VOC(s)$, en los que se puede diferenciar perfectamente aquellas curvas correspondientes al funcionamiento del sistema modular en conducción continua (CCM) de aquellas que corresponden al funcionamiento en conducción discontinua (DCM). Téngase en cuenta que la función $VOC(s)$ es la que se utiliza para diseñar el regulador de tensión, por lo que las prestaciones del lazo de tensión cambiarán considerablemente cuando el sistema modular pase de CCM a DCM.

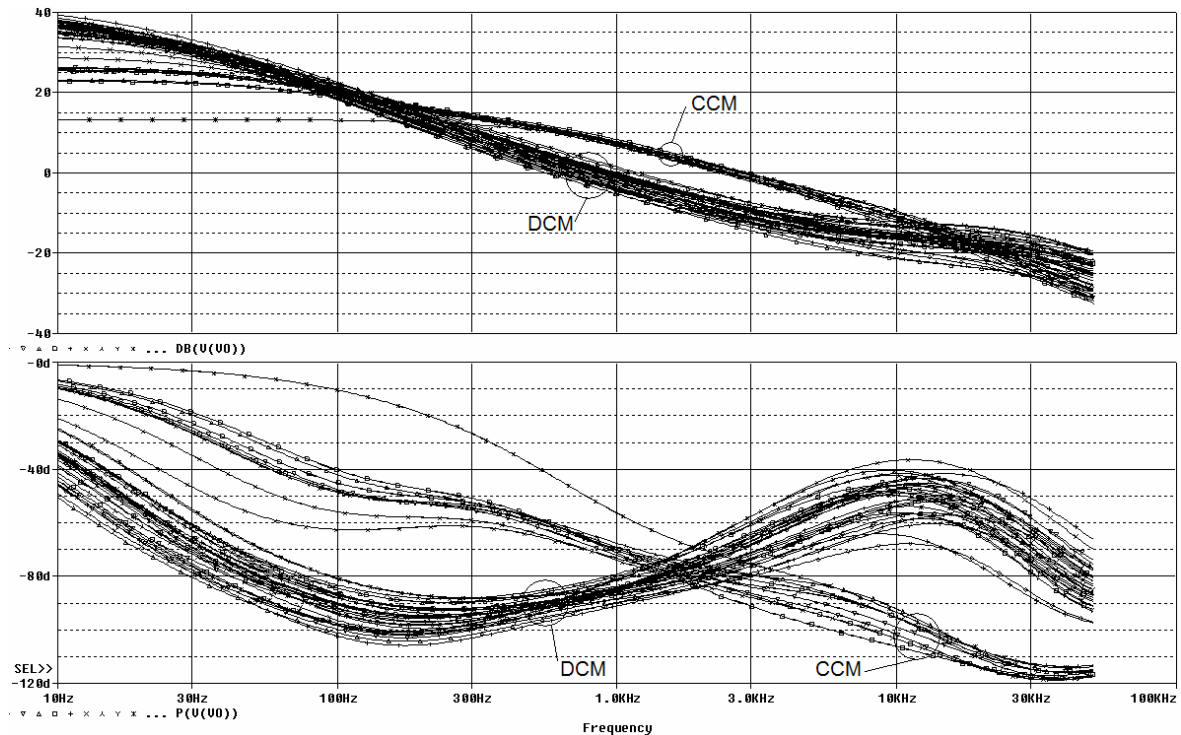


Fig.2.36: Análisis de Montecarlo de la función de transferencia $VOC(s)$.

2.4.2.2. Ganancia de lazo $T_v(s)$.

En la figura 2.37 se presentan los diagramas de Bode de la ganancia del lazo de tensión $T_v(s)$. Al igual que ocurría con $VOC(s)$, el funcionamiento en CCM del sistema modular queda claramente diferenciado del funcionamiento en DCM.

La frecuencia de cruce del lazo de tensión puede variar entre 12kHz y 15kHz en conducción continua, mientras que en conducción discontinua oscila entre 3,7kHz y 11,8kHz. En ambos casos se consigue un margen de fase superior a los 40°, salvo en algún caso muy extremo. De esto se deduce que la frecuencia de cruce disminuye considerablemente cuando el sistema modular entra en conducción discontinua, mientras que el margen de fase no se ve sensiblemente afectado.

2.4.2.3. Audiosusceptibilidad en lazo cerrado $A_{cl}(s)$.

El análisis de Montecarlo de la audiosusceptibilidad en lazo cerrado (figura 2.38) revela que esta característica no cambia significativamente con las variaciones que se han aplicado mediante el análisis de Montecarlo. Tampoco se aprecia ningún cambio importante cuando el sistema modular pasa de conducción continua a conducción discontinua o viceversa, siendo imposible discernir en la gráfica 2.38 que curvas corresponden a DCM y cuáles a CCM.

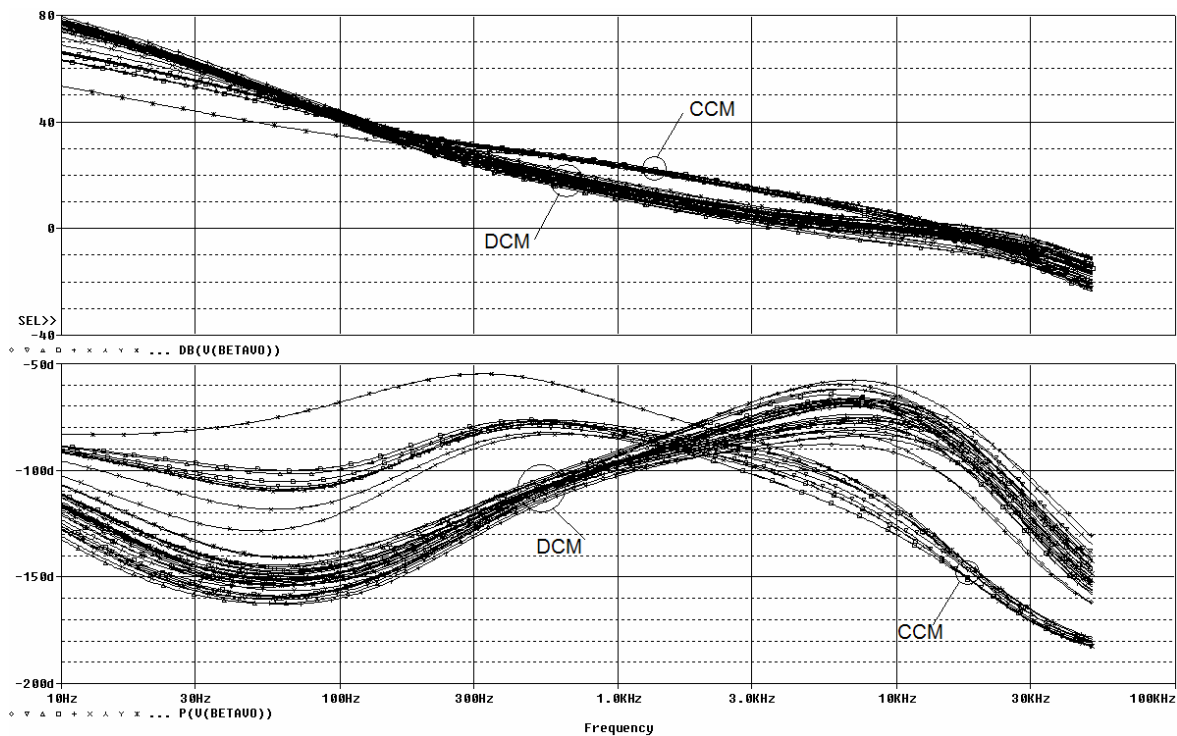


Fig.2.37: Análisis de Montecarlo de la ganancia de lazo $T_v(s)$.

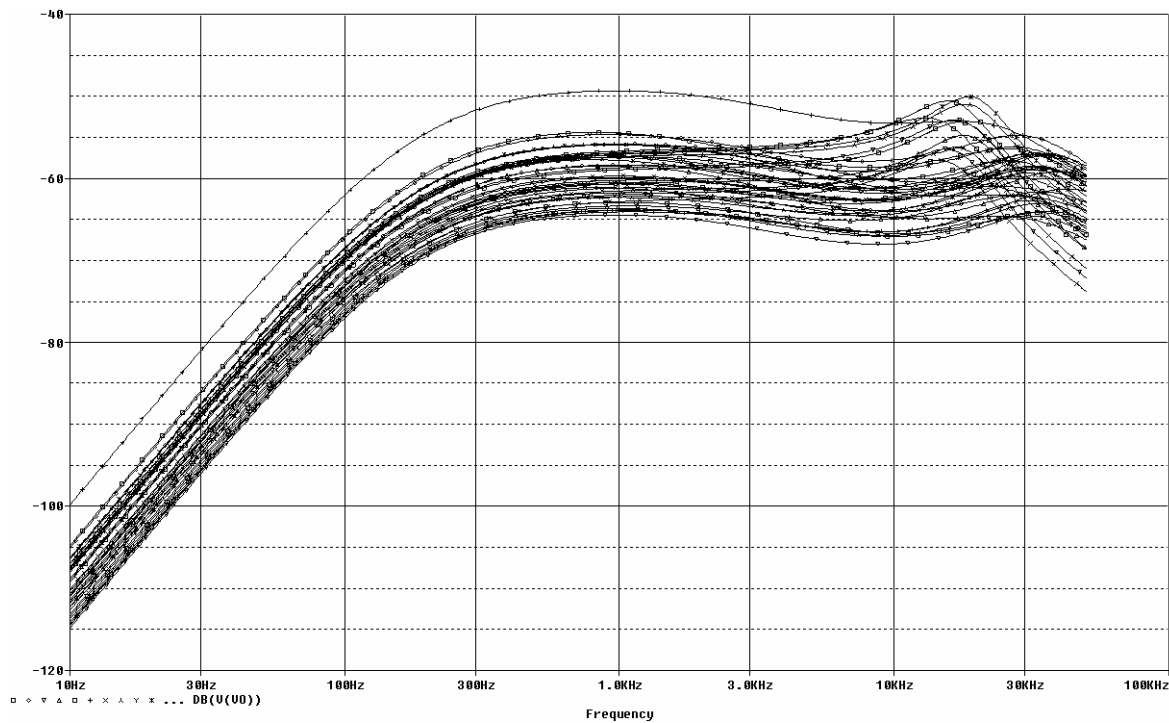


Fig.2.38: Análisis de Montecarlo de la audiosusceptibilidad en lazo cerrado $A_c(s)$.

2.4.2.4. Impedancia de salida en lazo cerrado $Z_{oc}(s)$.

La figura 2.39 muestra el análisis de Montecarlo del módulo de la impedancia de salida en lazo cerrado, del que pueden extraerse dos conclusiones muy evidentes:

- La impedancia de salida mejora considerablemente cuando aumenta el número de módulos conectados en paralelo N . Esta mejora es constante en todo el rango de frecuencias y puede estimarse aproximadamente en unos 6dB cuando se dobla N .
- Para un N determinado, las curvas de $Z_{oc}(s)$ se separan en dos grupos claramente diferenciados: uno más compacto correspondiente al funcionamiento en CCM y otro mucho más disperso que corresponde al funcionamiento en DCM. De esto se deduce que la impedancia de salida empeora cuando el sistema modular entra en conducción discontinua.

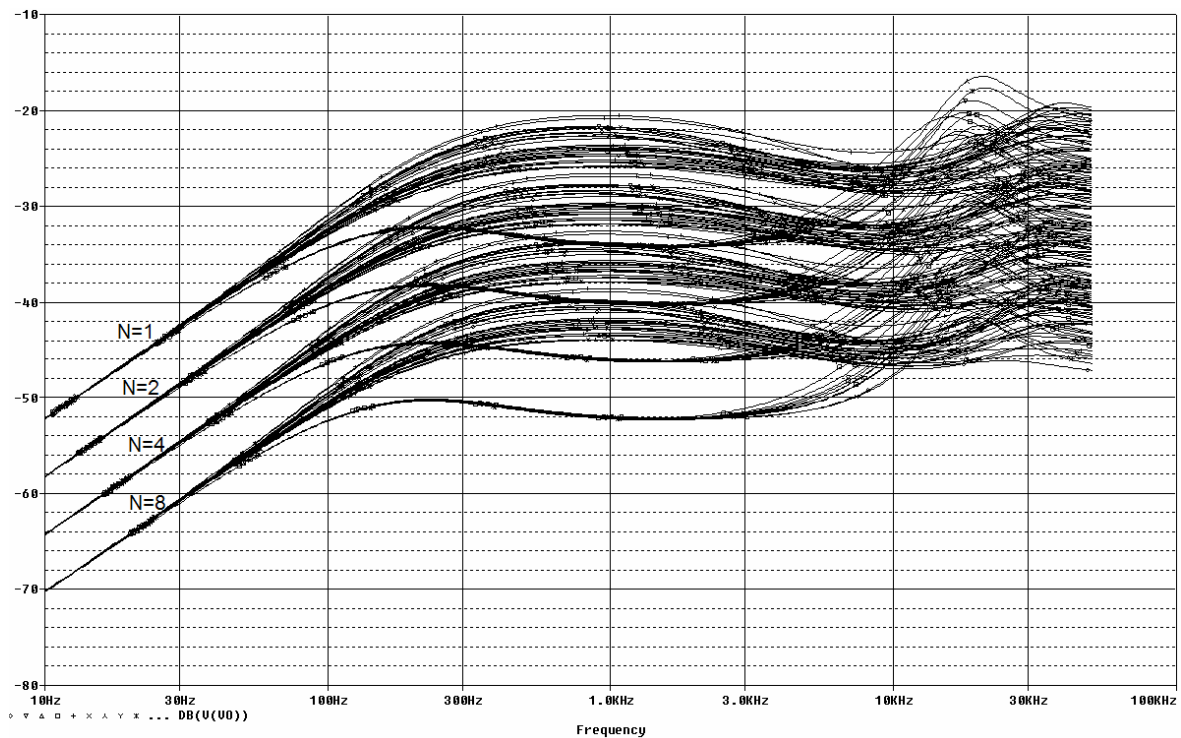


Fig.2.39: Análisis de Montecarlo de la impedancia de salida en lazo cerrado $Z_{oci}(s)$.

2.5. Análisis de Montecarlo del sistema DC-AC modular. Prestaciones dinámicas ante cambios en la etapa de potencia.

En este apartado se va a estudiar cómo varían las prestaciones dinámicas del sistema DC-AC modular en pequeña señal cuando se consideran variaciones de los elementos de la etapa de potencia. Para ello se realizarán simulaciones de las principales funciones de transferencia con Orcad-PSpice combinado el análisis AC con el paramétrico y el de Montecarlo. Se utilizará el circuito de pequeña señal que se ha presentado en el apartado 1.4.2.

2.5.1. Descripción de las variaciones de la etapa de potencia (N, R, V_i , L, C, V_o ...) del sistema DC-DC modular.

Las variaciones que se va a considerar para el sistema DC-AC modular son las siguientes:

- Resistencia de carga por módulo $R = 240\Omega \pm 80\%$ (desde 100W hasta 1kW por módulo).
- Tensión de entrada $V_i = 400V \pm 10\%$.
- Inductancia de filtrado $L = 1,5mH \pm 20\%$.

- Capacidad de filtrado $C = 12\mu\text{F} \pm 20\%$ y resistencia serie equivalente $R_c = 0,2\Omega \pm 50\%$.
- Número de módulos conectados en paralelo $N = 1, 2 \text{ y } 4$
- Tensión de salida $V_o = [1\text{V}, 50\text{V}, 100\text{V}, 150\text{V}, 200\text{V}, 250\text{V}, 311\text{V}]$.

En el mismo análisis de Montecarlo no se podrá combinar variaciones simultáneas de los parámetros N y V_o ya que Orcad-PSpice sólo admite un único barrido paramétrico. Así pues, en cada análisis se indicara qué variable es la que está realizando el barrido.

2.5.2. Análisis de Montecarlo de las funciones de transferencia más importantes.

2.5.2.1. Función de transferencia de la etapa de potencia $VOC(s)$.

La figura 2.40 muestra los diagramas de Bode de la función de transferencia de la etapa de potencia, $VOC(s)$, haciendo un barrido paramétrico de N . Se observa que las curvas difieren bastante en baja frecuencia, pero a frecuencias medias (en torno a la frecuencia de cruce para la que se diseñará el regulador de tensión) las diferencias se hacen más pequeñas y las curvas aparecen mucho más agrupadas.

No se observan diferencias importantes cuando el barrido paramétrico lo hace V_o , lo que demuestra que la función $VOC(s)$ es independiente de la tensión de salida.

2.5.2.2. Ganancia de lazo $T_v(s)$.

En la figura 2.41 se presentan los diagramas de Bode de la ganancia del lazo de tensión, $T_v(s)$, siendo N la variable que realiza el barrido paramétrico. Como ya se ha observado con $VOC(s)$, las curvas están más grupadas a frecuencias medias. La frecuencia de cruce del lazo de tensión puede variar entre 870Hz y 1,6kHz con unos márgenes de fase siempre superiores a 70° , salvo en algún caso muy extremo. El margen de ganancia en todos los casos es superior a 15dB.

Al hacer un barrido paramétrico de V_o se llega a la conclusión de que la función $T_v(s)$ también es independiente de la tensión de salida.

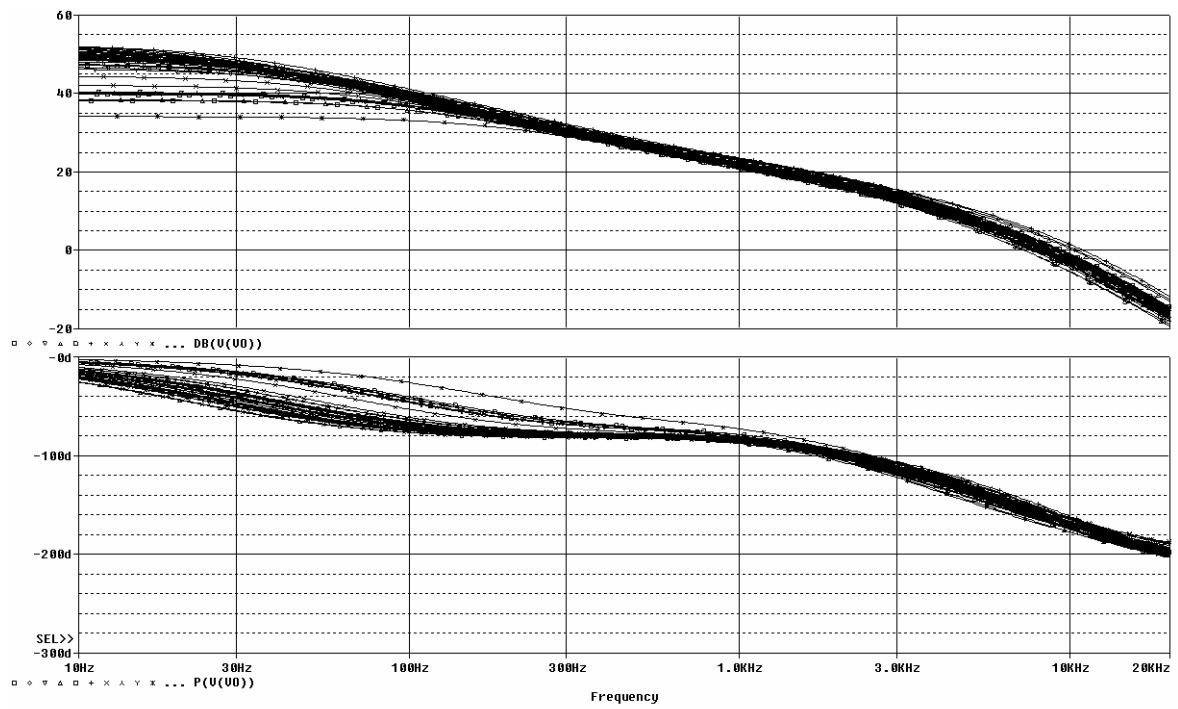


Fig.2.40: Análisis de Montecarlo de $VOC(s)$ con barrido paramétrico de N .

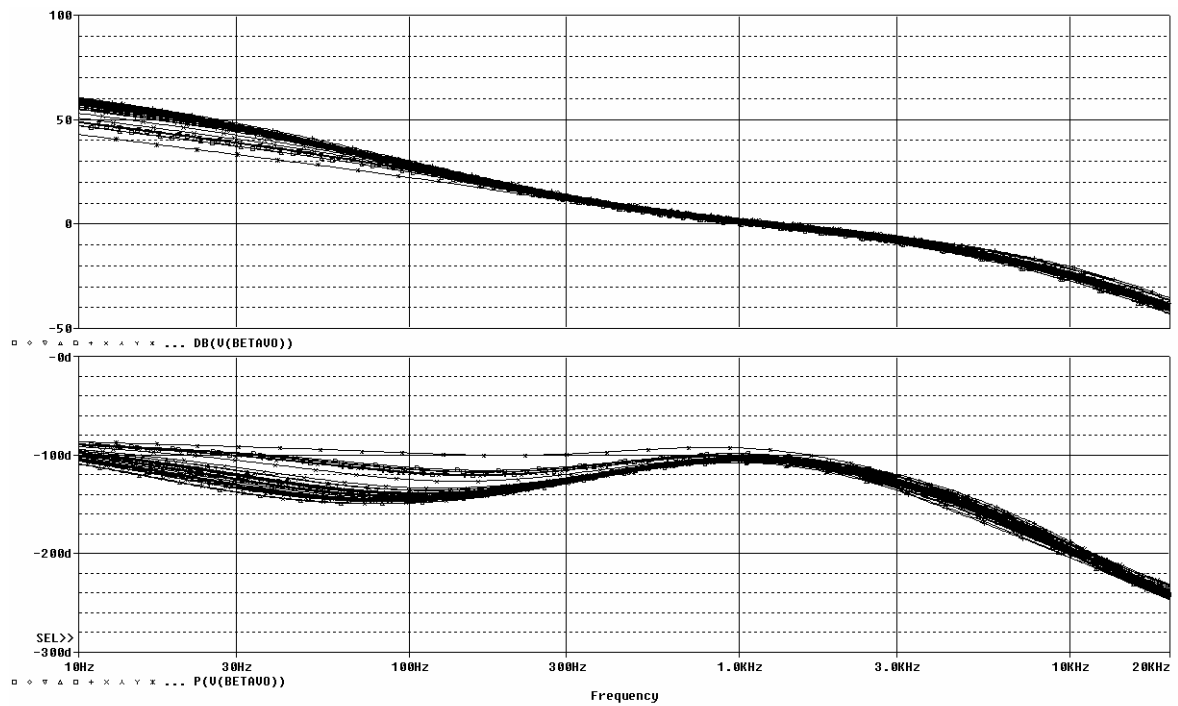


Fig.2.41: Análisis de Montecarlo de $T_v(s)$ con barrido paramétrico de N .

2.5.2.3. Función de transferencia en lazo cerrado VOR(s).

En la figura 2.42 se ha representado el diagrama de Bode del módulo de la función de transferencia VOR(s) con un barrido paramétrico de la variable N. Nótese que el ancho de banda a -3dB oscila entre 1,28kHz y 2,6kHz. De aquí se deduce que el ancho de banda en lazo cerrado, y en consecuencia, la velocidad de respuesta del sistema modular ante cambios en la consigna, no experimenta cambios considerables ante variaciones importantes de los elementos de la etapa de potencia. Con un barrido paramétrico de la tensión se deduce que la función VOR(s) es independiente de V_o . Obsérvese que tanto el módulo como la fase a 50Hz son los adecuados para tener un buen seguimiento de consigna.

2.5.2.4. Audiosusceptibilidad en lazo cerrado $A_{cl}(s)$.

La figuras 2.43 y 2.44 muestran el módulo de la audiosusceptibilidad en lazo cerrado con un barrido paramétrico de las variables N y V_o respectivamente. De la primera figura, en la que se observa poca dispersión de las curvas, se deduce que las variaciones de los elementos de la etapa de potencia (así como del número de módulos conectados en paralelo) tienen poca influencia sobre el aspecto de $A_{cl}(s)$. En la segunda figura, la dispersión de las curvas al variar V_o es mucho mayor, correspondiendo a la tensión V_o de pico la curva de máxima audiosusceptibilidad.

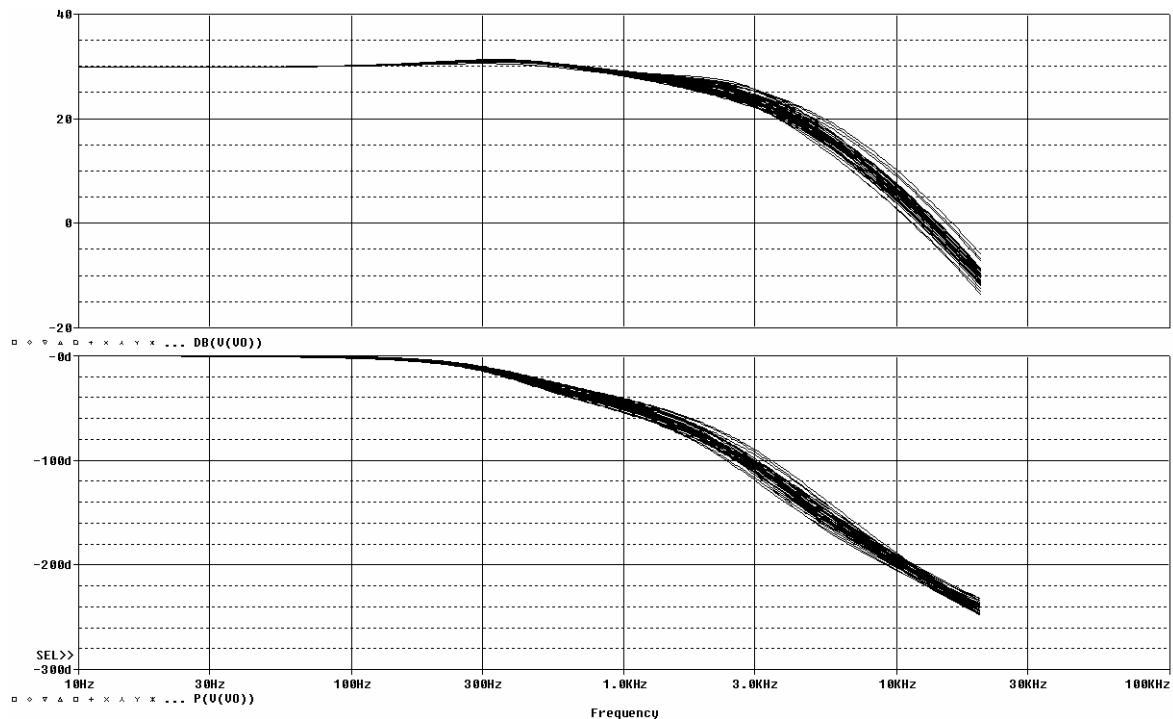


Fig.2.42: Análisis de Montecarlo de VOR(s) con barrido paramétrico de N.

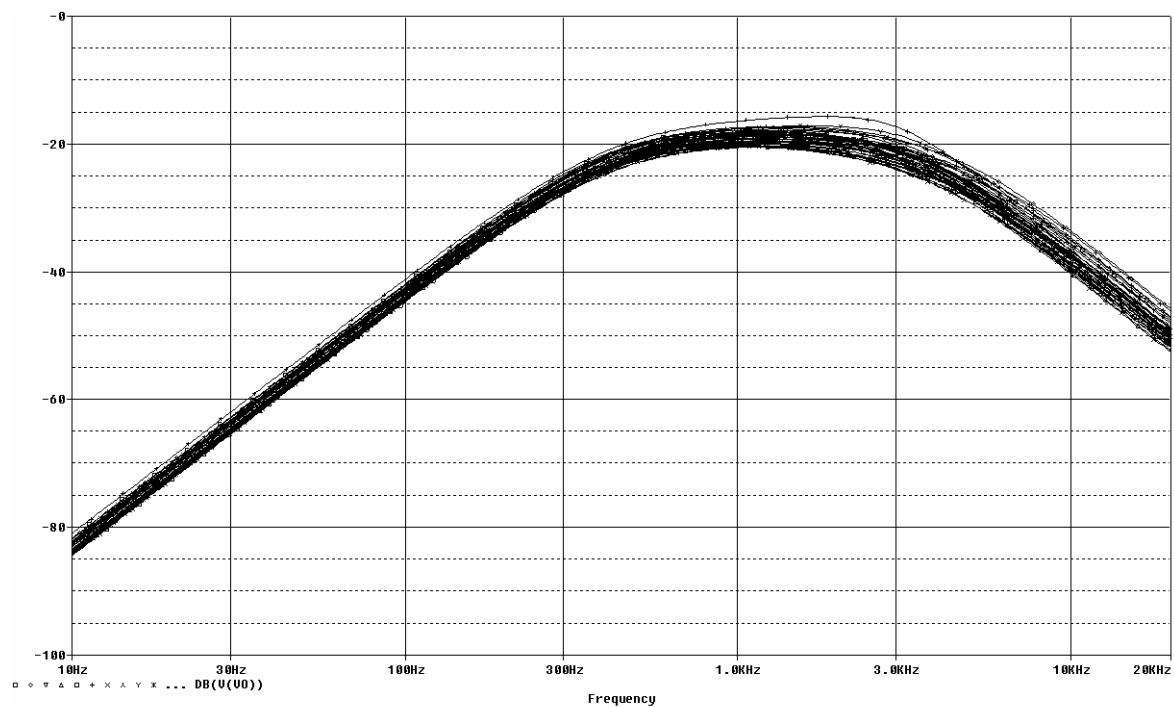


Fig.2.43: Análisis de Montecarlo de $A_c(s)$ con barrido paramétrico de N .

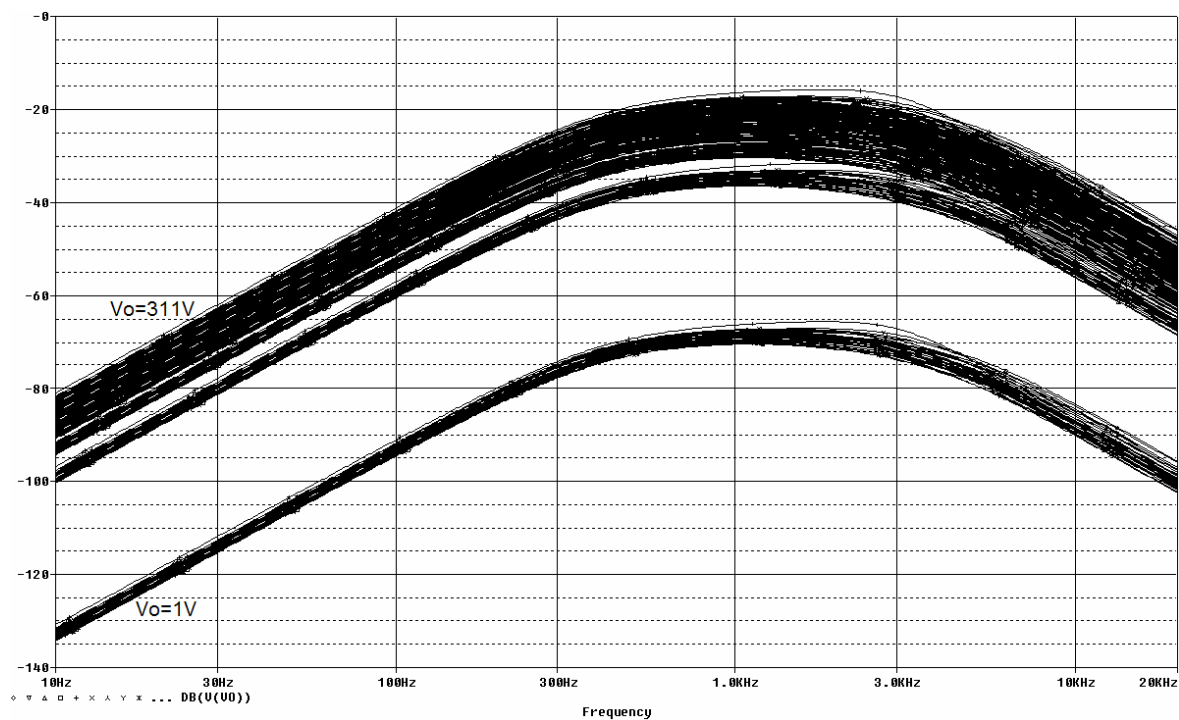


Fig.2.44: Análisis de Montecarlo de $A_c(s)$ con barrido paramétrico de V_o .

2.5.2.5. Impedancia de salida en lazo cerrado $Z_{ocl}(s)$.

Las curvas de Bode de $Z_{ocl}(s)$ para $N = 1, 2$ y 4 se muestran en la figura 2.45, en las que se observa claramente que la impedancia de salida en lazo cerrado mejora considerablemente cuando aumenta el número de módulos conectados en paralelo. Esta mejora es del orden de 6dB cada vez que se dobla N .

Para un N determinado, las curvas aparecen muy solapadas a baja frecuencia aumentando la dispersión de las mismas a partir de la frecuencia de cruce del lazo de tensión $T_v(s)$.

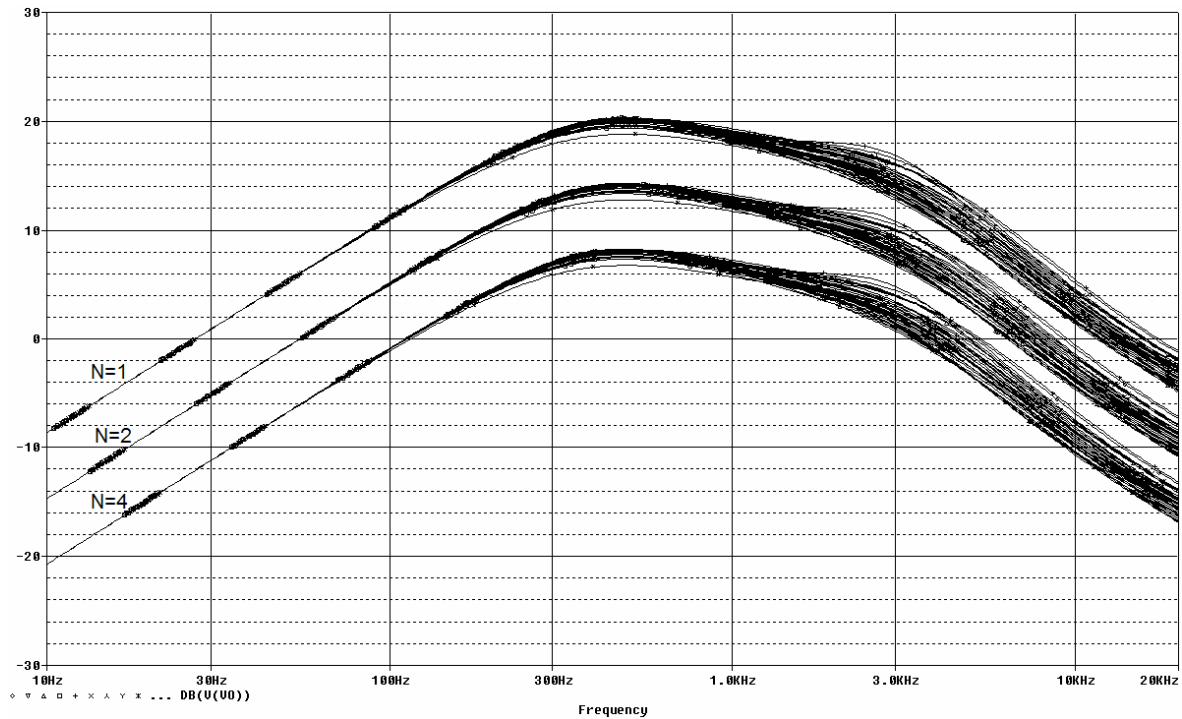


Fig.2.45: Análisis de Montecarlo de $Z_{ocl}(s)$ con barrido paramétrico de N .

2.6. Conclusiones sobre el control convencional de sistemas modulares de alimentación.

En este capítulo se ha diseñado los lazos de control ACC convencionales de un sistema DC-DC modular y de un sistema DC-AC modular. Mediante simulaciones en pequeña y gran señal se ha verificado que los reguladores diseñados mantienen satisfactoriamente la estabilidad de los lazos en condiciones nominales, tras lo cual se ha procedido a estudiar cómo se ven afectadas las

prestaciones dinámicas de los lazos (velocidad de respuesta, estabilidad, etc.) ante variaciones de los elementos de la etapa de potencia.

Del estudio efectuado pueden extraerse las siguientes conclusiones:

- Las variaciones de la resistencia de carga no afectan significativamente a las prestaciones dinámicas siempre que el sistema modular permanezca en conducción continua. Sin embargo, en el caso de convertidores DC-DC el paso a conducción discontinua sí que afecta sensiblemente a dichas prestaciones, destacando la gran reducción de la velocidad de respuesta del lazo y el empeoramiento de la impedancia de salida.
- Las variaciones de los elementos pasivos y de la tensión de entrada, si se mantienen dentro de las tolerancias que se han considerado en el estudio anterior, modifican ligeramente las características dinámicas del sistema modular, sin llegar a ser peligrosas para la estabilidad del conjunto. En el caso de convertidores DC-DC se observa que el efecto de las variaciones es mucho más evidente en conducción discontinua.
- La variación del número de módulos del sistema modular afecta a las prestaciones dinámicas de forma diferente según se utilice capacidad de salida común o distribuida. Ni la velocidad del lazo ni su estabilidad se ven afectadas de manera significativa cuando se varía el número de módulos en funcionamiento en el caso de distribuir la capacidad. Por el contrario, con capacidad común se observa una considerable reducción de la velocidad de respuesta a medida que se reduce el número de módulos, manteniendo los márgenes de estabilidad. Es por esto por lo que se ha optado por distribuir la capacidad en los dos prototipos multimodulares.
- La audiosusceptibilidad en lazo cerrado no se ve prácticamente afectada por las variaciones de N . En el caso de convertidores DC-AC, la variación de la tensión de salida afecta exclusivamente a $A_{cl}(s)$, coincidiendo la curva de máxima audiosusceptibilidad con el valor de pico de la tensión de salida.
- La impedancia de salida mejora con valores altos de N en ambos casos, observándose en el caso de sistemas DC-DC un empeoramiento de $Z_{ocl}(s)$ cuando el sistema entra en conducción discontinua.

CAPÍTULO

3

Objetivos de la tesis

Los objetivos que se pretende alcanzar en la tesis son los siguientes:

- 1) Aplicar los principios del control robusto basado en modelo de referencia (RMF), al control modo corriente media de sistemas modulares de alimentación (tanto convertidores DC-DC derivados de la topología BUCK como inversores monofásicos en puente completo con modulación PWM sinusoidal unipolar), obteniendo reguladores lineales ACC avanzados con prestaciones robustas, de fácil implementación y bajo coste.
- 2) Demostrar analíticamente que a través del diseño de varios reguladores sencillos se llega a la expresión de un regulador equivalente de elevado orden en serie con la etapa de potencia a compensar. Se demostrará que el regulador equivalente tiene prestaciones robustas similares a las de un regulador H_∞ , pero el procedimiento de diseño es más sencillo y sistemático, evitando el proceso de prueba y error típico del control H_∞ debido a la selección de funciones de peso [23]-[32], [40]. Se estudiará el efecto sobre los lazos RMF de variaciones significativas de los elementos de la etapa de potencia (L , C y R_c), de la tensión de entrada V_i , de la carga R (incluyendo DCM en sistemas DC-DC modulares) y del número de módulos conectados en paralelo N .
- 3) Justificar la mejora que se consigue en las características de rechazo a perturbaciones (audiosusceptibilidad e impedancia de salida en lazo cerrado) con los lazos RMF-ACC propuestos.
- 4) Presentar recomendaciones que simplifiquen el procedimiento de diseño de los controles RMF-ACC.
- 5) Efectuar análisis comparativos de la robustez de los lazos RMF-ACC propuestos frente a los reguladores usados comúnmente con control ACC mediante el análisis de Montecarlo de Orcad-Pspice, demostrando la superioridad de los lazos propuestos en cuanto a rechazo de perturbaciones y seguimiento de consigna variable en el tiempo (en el caso de inversores), considerando variaciones simultáneas de todos los elementos que integran la etapa de potencia.
- 6) Realizar un estudio comparativo entre los controles RMF paso-alto y RMF paso-bajo con el sistema DC-DC modular que permita obtener conclusiones sobre cuál de ellos es el que resulta más adecuado para ser aplicado posteriormente a los lazos de tensión y de corriente del sistema DC-AC modular.
- 7) Implementar los lazos RMF paso-alto y RMF paso-bajo para un sistema DC-DC modular.

- 8) Implementar el lazo RMF que se considere más adecuado para un sistema DC-AC modular.
- 9) Construir dos sistemas de alimentación modulares prototipo basados en los diseños efectuados, que permitan verificar experimentalmente la validez de los resultados analíticos obtenidos.

CAPÍTULO

4

Desarrollo del control modo corriente robusto con seguimiento de modelo (RMF) tipo paso alto para el control de convertidores DC-DC modulares

4.1. Introducción

En este capítulo se describen las características más destacables del lazo de control modo corriente media robusto con seguimiento de modelo tipo paso alto para el control de convertidores DC-DC modulares. El nuevo lazo, bautizado RMF (“*Robust Model-Following*”) paso-alto, resulta de una sencilla modificación del esquema ACC convencional.

El lazo RMF paso-alto que se propone se obtiene añadiendo un lazo interno adicional a los lazos de corriente y de tensión del control ACC convencional, resultando una configuración fácil de implementar analógicamente y de bajo coste.

Con el control RMF paso-alto se reduce la sensibilidad del lazo externo de tensión ante variaciones de la tensión de entrada V_i , de la carga R y del número de módulos conectados en paralelo N . Además, las características de rechazo de perturbaciones externas del sistema modular (audiosusceptibilidad e impedancia de salida) mejoran apreciablemente.

4.2. Diagrama de bloques completo del control modo corriente robusto con seguimiento de modelo tipo paso alto para el control de convertidores DC-DC modulares

La figura 4.1 muestra el diagrama de bloques completo del control ACC convencional, en el que se han incluido las perturbaciones externas que entran al lazo de control, que en el caso de sistemas modulares de alimentación son la perturbación de línea y la perturbación de carga. La expresión matemática exacta de la función de transferencia de la etapa de potencia ($VOC(s)$) en conducción continua y discontinua, así como de la impedancia de salida y de la audiosusceptibilidad tanto en lazo abierto como cerrado, fueron obtenidas en el capítulo 1.

La figura 4.2 muestra, a su vez, el diagrama de bloques del control RMF paso-alto propuesto, en el que puede apreciarse perfectamente el lazo interno adicional con sus dos reguladores: $G_1(s)$ y $G_2(s)/\beta$.

Los lazos de corriente del control RMF paso-alto son idénticos a los del control ACC convencional por lo que se ha utilizado los mismos reguladores de corriente $G_s(s)$ en ambos controles. Esta es la razón por la que no se ha representado $T_i(s)$ en ninguna de las dos figuras.

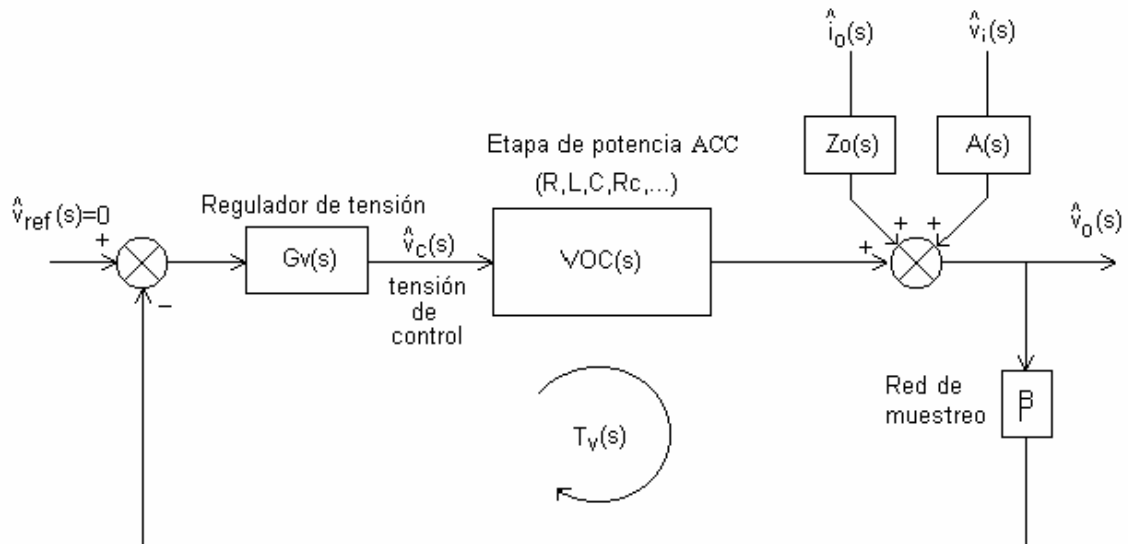


Fig.4.1: Diagrama de bloques completo del control ACC convencional.

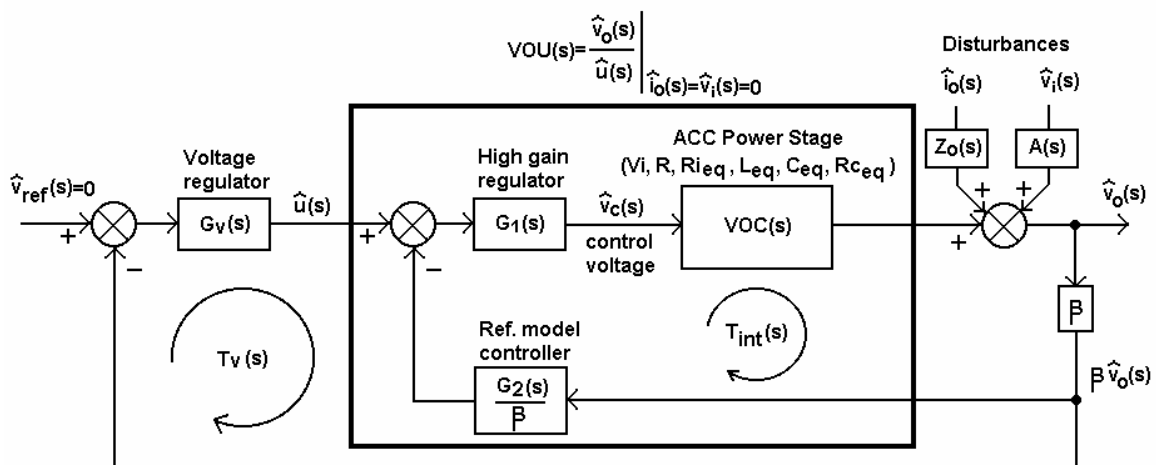


Fig.4.2: Diagrama de bloques del control RMF paso-alto.

4.3. Descripción del lazo RMF basado en modelo de referencia paso-alto

Con ayuda de la figura 4.2 se puede entender fácilmente el principio de funcionamiento del control RMF paso-alto:

El regulador $G_2(s)$ se diseña con una función de transferencia que es la inversa de una cierta etapa de potencia de referencia, $VOC_{ref}(s)$, aproximada a un sistema de primer orden (aproximación válida en los controles modo corriente)[9][10]. De esta manera, en la salida del controlador del

modelo de referencia se obtiene una estimación de la tensión de control que se tendría en el caso de que la etapa de potencia fuese exactamente igual a la adoptada como modelo de referencia y sin perturbaciones externas. Esta señal se resta a la de salida del regulador de tensión, $\hat{u}(s)$, obteniendo una señal de error de estimación que actúa como entrada del segundo regulador, $G_1(s)$. A la salida de $G_1(s)$ se tiene la señal de control $v_c(s)$ que actúa sobre la etapa de potencia, $VOC(s)$.

Como se demostrará a lo largo del capítulo, el resultado es que si se cumple la “condición de robustez” que se detallará más adelante, la función de transferencia de la etapa de potencia modificada por la acción del lazo robusto, $VOU(s)$, se parece mucho a $VOC_{ref}(s)$ a pesar de que existan grandes diferencias con la función $VOC(s)$ real, de manera que si se diseña $G_v(s)$ para estabilizar la etapa de potencia del modelo de referencia, se logra mantener las prestaciones cerca de las deseadas incluso con grandes variaciones de los parámetros de la etapa de potencia. De la misma forma, la influencia de las perturbaciones externas se ve atenuada por la acción del lazo auxiliar.

A continuación se procederá a realizar el estudio de todas las funciones de transferencia del nuevo control con el fin de demostrar su robustez y valorar su bondad.

4.3.1. Lazo robusto interno: $T_{int}(s)$

Como puede deducirse de las figuras 4.1 y 4.2, la única diferencia que existe entre el control ACC convencional y el control RMF paso-alto es el lazo robusto interno, $T_{int}(s)$. Este lazo presenta dos reguladores: uno de alta ganancia para “moldear” el lazo, $G_1(s)$, y otro que contiene el modelo de referencia, $G_2(s)$. La expresión general de $G_2(s)$ viene dada por (4.1):

$$G_2(s) = \frac{1}{VOC_{ref}(s) \cdot \left(1 + \frac{s}{\omega_{p-ref}}\right)} = \frac{s + a_{ref}}{b_{ref} \cdot \left(1 + \frac{s}{\omega_{p-ref}}\right)} \quad (4.1)$$

en la que $VOC_{ref}(s)$ es una función de transferencia de primer orden correspondiente a la etapa de potencia de referencia. El polo adicional ω_{p-ref} es necesario para atenuar el ruido de conmutación en el lazo interno. Nótese que la función de transferencia $G_2(s)$ es prácticamente la inversa de $VOC_{ref}(s)$, presentando una característica tipo paso-alto que es la que da nombre al control.

Cuando se cumple cierta condición de robustez (estudiada posteriormente en el apartado 4.3.3), la función de transferencia que “ve” el regulador de tensión, $G_v(s)$, en un cierto rango de frecuencias bajas es muy similar a $1/G_2(s)$.

El regulador $G_1(s)$ se diseña para moldear adecuadamente $T_{int}(s)$, cumpliendo la condición de robustez y dando una ganancia muy alta a baja frecuencia para mejorar el rechazo de perturbaciones del lazo de control. La expresión general de $G_1(s)$ aparece en (4.2):

$$G_1(s) = \frac{K \cdot \left(1 + \frac{s}{\omega_{z1}}\right)}{\left(1 + \frac{s}{\omega_{p1}}\right) \cdot \left(1 + \frac{s}{\omega_{p2}}\right)} \quad (4.2)$$

La ganancia del lazo $T_{int}(s)$ vendrá dada por (4.3):

$$T_{int}(s) = G_1(s) \cdot G_2(s) \cdot VOC(s) = G_1(s) \cdot \frac{VOC(s)}{VOC_{ref}(s)} \cdot \frac{1}{\left(1 + \frac{s}{\omega_{p-ref}}\right)} \quad (4.3)$$

4.3.2. Función de transferencia “vista” por el regulador de tensión: $VOU(s)$

$VOU(s)$ es la función de transferencia que “ve” el regulador $G_v(s)$, o función de transferencia de la etapa de potencia modificada por el lazo robusto. Su expresión, dada por la ecuación (4.4), se puede deducir fácilmente de la figura 4.2.

$$VOU(s) = \left. \frac{\hat{v}_o(s)}{\hat{u}(s)} \right|_{\hat{v}_i = \hat{i}_o = 0} = \frac{G_1(s) \cdot VOC(s)}{1 + G_1(s) \cdot G_2(s) \cdot VOC(s)} = \frac{G_1(s) \cdot VOC(s)}{1 + T_{int}(s)} \quad (4.4)$$

Nótese que la función de transferencia de la etapa de potencia modificada, $VOU(s)$, depende de la función de transferencia de la etapa de potencia real, $VOC(s)$, y de las funciones de transferencia de los dos reguladores del lazo robusto, $G_1(s)$ y $G_2(s)$.

4.3.3. Condición de robustez: Elección de $VOC_{ref}(s)$ y diseño del lazo $T_{int}(s)$

A partir de la expresión de $VOU(s)$ dada en (4.4) se puede deducir fácilmente la condición de robustez del lazo RMF paso-alto:

$$Si \quad |T_{int}(j\omega)| \gg 1 \quad \Rightarrow \quad VOU(s) \approx \frac{1}{G_2(s)} = VOC_{ref}(s) \cdot \left(1 + \frac{s}{\omega_{p-ref}} \right) \quad (4.5)$$

Si la ganancia del lazo robusto interno, $T_{int}(s)$, es mucho mayor que 1 en un cierto rango de frecuencias bajas, la función de transferencia de la etapa de potencia modificada, $VOU(s)$, será muy similar a una función de transferencia constante $1/G_2(s) = VOC_{ref}(s) \cdot (1 + s/\omega_{p-ref})$ en este mismo rango de frecuencias, aunque se produzcan cambios importantes en la tensión de entrada V_i , la carga R y el número de módulos conectados en paralelo N . Así pues, la ecuación (4.5) constituirá la “condición de robustez” del lazo interno.

Desde el punto de vista de “robustez” interesa que la frecuencia de cruce de $T_{int}(s)$ sea lo mayor posible, de manera que la condición de robustez (4.5) se cumpla en un mayor rango de frecuencias. Por otra parte, cuanto más grande sea la frecuencia de cruce del lazo $T_{int}(s)$, más se amplificará el rizado de conmutación de la tensión de salida del sistema modular en el propio lazo, lo que puede llevar a inestabilizar dicho lazo. No olvidemos que el regulador $G_2(s)$ se diseña prácticamente con la función de transferencia inversa de $VOC_{ref}(s)$, presentando una ganancia elevada en alta frecuencia que amplifica el ruido de conmutación y tiende a inestabilizar el lazo robusto. Así pues, es evidente que existe un compromiso entre robustez y estabilidad con el lazo RMF paso-alto.

El “moldeado” del lazo robusto interno, $T_{int}(s)$, se lleva a cabo con un diseño adecuado de los reguladores $G_1(s)$ y $G_2(s)$. Tal y como se ha comentado anteriormente, es deseable obtener una frecuencia de cruce de $T_{int}(s)$, f_{C-int} , tan alta como sea posible, de manera que el módulo del lazo interno, $|T_{int}(s)|$, sea lo suficientemente grande a la frecuencia de cruce, f_{C-v} , del lazo de tensión $T_v(s)$. De esta manera, $VOU(s)$ será muy similar a la función de transferencia constante dada por (4.5) cerca de f_{C-v} , por lo que su compensación mediante $G_v(s)$ será muy sencilla.

Por otra parte, el límite superior de f_{C-int} viene dado por dos factores: el rizado de conmutación a la salida del sistema modular, que debe estar suficientemente atenuado en el lazo interno, y la estabilidad de dicho lazo.

Las estructuras que se proponen para los reguladores del lazo interno $G_1(s)$ y $G_2(s)$ son las que aparecen en (4.1) y (4.2). Los polos ω_{p1} y ω_{p2} de $G_1(s)$ y el polo ω_{p-ref} de $G_2(s)$ se han colocado para atenuar el ruido de conmutación. En el apartado 4.3.4 se proporcionarán unas consideraciones importantes relativas al ruido de conmutación. Una buena solución de compromiso entre ruido y prestaciones robustas es elegir $f_{C-int} \approx 2f_{C-v} - 4f_{C-v}$, habiendo tomado $f_{C-int} < f_s/3$.

La elección de la etapa de potencia de referencia $VOC_{ref}(s)$ depende del polo dominante, $a=1/(R_{mod} \cdot C)$, de la etapa de potencia $VOC(s)$ en conducción continua (CCM). La figura 4.3(a) muestra el diagrama de Bode del módulo de $VOC(s)$, en el que el área sombreada representa la variación de la etapa de potencia en función de la carga por módulo, R_{mod} .

Si $VOC_{ref}(s)$ se elige de acuerdo a (4.6), la representación del módulo del término VOC/VOC_{ref} de la expresión (4.3) será la que aparece en la figura 4.3(b). VOC/VOC_{ref} tiene un polo variable de baja frecuencia en $a=1/(R_{mod} \cdot C)$ y un cero fijo en $a_{ref}=1/(R_{mod-min} \cdot C)$. La ganancia en baja frecuencia es $R_{mod}/R_{mod-min}$ y la ganancia en alta frecuencia es uno (0dB).

$$VOC_{ref}(s) = \frac{R_{mod-min}}{1 + s \cdot R_{mod-min} \cdot C} = \frac{\frac{b_{ref}}{a_{ref}}}{1 + \frac{s}{a_{ref}}}; \quad a_{ref} = \frac{1}{R_{mod-min} \cdot C}, \quad b_{ref} = \frac{1}{R_i \cdot C} \quad (4.6)$$

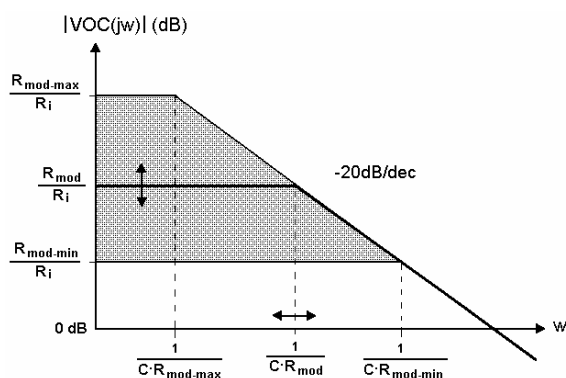


Fig.4.3 (a): Módulo de $VOC(s)$ en dB.

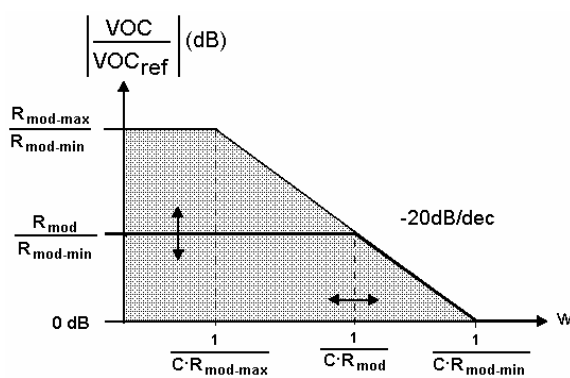


Fig.4.3 (b): Módulo de $VOC(s)/VOC_{ref}(s)$ en dB.

Una vez elegida la función $VOC_{ref}(s)$ según (4.6), se deben diseñar los valores de ω_{p-ref} , K , ω_{z1} , ω_{p1} y ω_{p2} para conseguir un “moldeado” adecuado del lazo $T_{int}(s)$ con $f_{C-int} \approx 2f_{C-v} - 4f_{C-v}$ y con un margen de estabilidad aceptable.

Para moldear el lazo $T_{int}(s)$ se propone el siguiente procedimiento de diseño:

- 1) Elegir $f_{C-int} \approx f_s/3$ y $f_{C-v} \approx f_{C-int}/4 - f_{C-int}/2$, por lo que $f_{C-v} \approx f_s/12 - f_s/6$.
- 2) Elegir VOC_{ref} de acuerdo a (4.6).
- 3) Elegir $\omega_{p1} = a_{ref} = 1/(R_{mod-min} \cdot C)$ para cancelar el cero fijo de VOC/VOC_{ref} .
- 4) Elegir un polo de alta frecuencia $\omega_{p2} \approx \omega_s/2$ para filtrar el ruido de conmutación en T_{int} .
- 5) Elegir $\omega_{z1} \leq \omega_{C-int}/10$ para obtener un adelanto de fase máximo a f_{C-int} .
- 6) Elegir $\omega_{z1} < \omega_{p-ref} < \omega_{C-int}$ a la menor frecuencia posible para atenuar el ruido de conmutación, de manera que se obtenga un margen de fase para T_{int} mayor de 50° . La pendiente de $|T_{int}|$ (dB) a la frecuencia deseada f_{C-int} debería ser de -20dB/dec .
- 7) Ajustar la ganancia K para obtener la frecuencia de cruce deseada, f_{C-int} , verificando que a la frecuencia deseada de f_{C-v} la ganancia de T_{int} es al menos de 10dB .
- 8) Verificar si se cumplen las consideraciones relativas al ruido de conmutación que se presentarán en el apartado 4.3.4. Si no es así, reduzca los valores de las frecuencias deseadas de f_{C-int} y f_{C-v} y vuelva a empezar con el procedimiento de diseño.

La figura 4.4 ilustra el procedimiento de diseño propuesto para el lazo T_{int} . Como se desprende de los puntos 7 y 8 este procedimiento es iterativo.

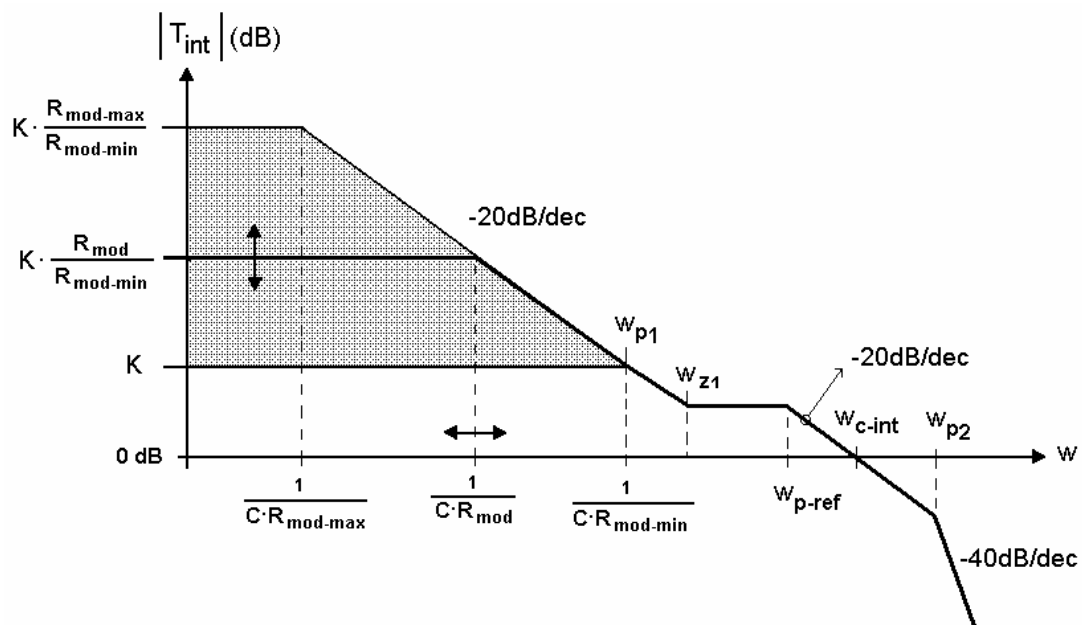


Fig.4.4: Módulo de $T_{int}(s)$ en dB.

Por último, debe tenerse en cuenta que a altas frecuencias la función de transferencia $VOC(s)$ depende de la tensión de entrada V_i , por lo que si se desea una frecuencia de cruce f_{C-int} muy alta, debe estudiarse el peor caso de estabilidad para $T_{int}(s)$, que vendrá dado por la máxima tensión de entrada.

4.3.4. Consideraciones relativas al ruido de conmutación en el diseño del lazo $T_{int}(s)$

Un diseño adecuado del lazo $T_{int}(s)$ debe limitar la amplificación del rizado de la tensión de salida ΔV_o tanto en la salida del regulador $G_2(s)$ como en la salida de $G_1(s)$, esto es, el rizado presente en la tensión de control v_c .

Siendo muy conservadores, se puede considerar que el valor de pico a pico del primer armónico (a la frecuencia de conmutación) de la tensión de salida es igual al rizado ΔV_o . En este caso, un buen criterio para limitar la ganancia de $G_1(s) \cdot G_2(s)$ a la frecuencia de conmutación es que el ruido de conmutación que hay en v_c , procedente de la tensión de salida, sea menor de un 10% de la tensión de pico a pico de la rampa PWM, V_{pp} , tal como aparece en (4.7). Esta limitación debe comprobarse durante el proceso de diseño de los reguladores $G_1(s)$ y $G_2(s)$, cuando se determine el valor máximo de f_{C-int} que se puede conseguir.

$$\Delta V_{o-max} \cdot |G_1(j\omega) \cdot G_2(j\omega)| \Big|_{\omega = 2 \cdot \pi \cdot f_s} \leq \frac{V_{pp}}{10} \quad (4.7)$$

4.3.5. Diseño del regulador de tensión $G_v(s)$

El regulador $G_v(s)$ se diseña para compensar la función de transferencia $VOU(s)$ en el caso de peor estabilidad, esto es, con la máxima tensión de entrada V_i . Esta compensación es relativamente sencilla dado que $VOU(s)$ es prácticamente constante hasta la frecuencia de cruce deseada, f_{C-v} , del lazo de tensión $T_v(s)$, cuya expresión viene dada por (4.8).

$$T_v(s) = \beta \cdot G_v(s) \cdot VOU(s) \approx \beta \cdot G_v(s) \cdot \frac{b_{ref}}{s + a_{ref}} \cdot \left(1 + \frac{s}{\omega_{p-ref}} \right) \quad (4.8)$$

La aproximación que aparece en (4.8) es únicamente válida para el rango de frecuencias en el que se cumple la condición de robustez. La frecuencia de cruce del lazo de tensión, $T_v(s)$, se ajustará para un valor de $f_{C-v} \approx f_{C-int}/4 - f_{C-int}/2$.

Para el regulador de tensión $G_v(s)$ se considera adecuada la estructura que aparece en (4.9), formada por dos ceros, dos polos y un integrador. Obsérvese que $G_v(s)$ contiene un polo en ω_{p-ref} para cancelar el cero que presenta $VOU(s)$ en la expresión (4.8)

$$G_V(s) = \frac{\omega_{iv} \cdot \left(1 + \frac{s}{\omega_{zv1}}\right) \cdot \left(1 + \frac{s}{\omega_{zv2}}\right)}{s \cdot \left(1 + \frac{s}{\omega_{pv1}}\right) \cdot \left(1 + \frac{s}{\omega_{p-ref}}\right)} \quad (4.9)$$

4.3.6. Regulador de tensión equivalente $G_{v,eq}(s)$ y lazo de tensión equivalente $T_{v,eq}(s)$

Desde una perspectiva diferente, el diagrama de bloques del lazo RMF paso-alto que aparece en la figura 4.2 puede modificarse como se indica en la figura 4.5, en la que el lazo externo de tensión y el lazo robusto interno se han combinado para introducir los conceptos de regulador de tensión equivalente $G_{v,eq}(s)$ y lazo de tensión equivalente $T_{v,eq}(s)$.

Las expresión analítica de $G_{v,eq}(s)$ se deduce fácilmente aplicando álgebra de bloques en la figura 4.2, obteniéndose la ecuación (4.10). La ganancia del lazo de tensión equivalente vendrá dada por (4.11).

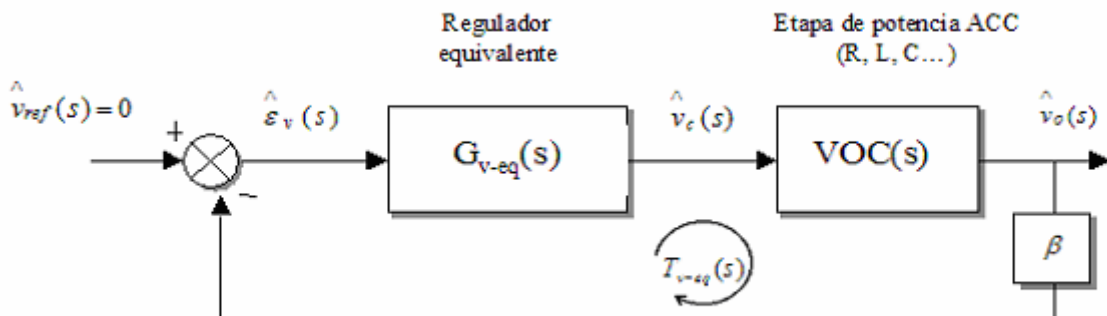


Fig.4.5: Diagrama de bloques del control RMF paso-alto introduciendo el concepto de $G_{v,eq}(s)$.

$$G_{v-eq}(s) = \left[\frac{G_1(s) \cdot G_2(s)}{\beta} + G_1(s) \cdot G_v(s) \right] \quad (4.10)$$

$$T_{v-eq}(s) = \beta \cdot G_{v-eq}(s) \cdot VOC(s) \quad (4.11)$$

El interés de este nuevo enfoque reside fundamentalmente en los siguientes puntos que se enumeran a continuación:

- El diagrama de bloques de la figura 4.5 permite obtener algunas funciones de transferencia del control RMF paso-alto (por ejemplo la audiosusceptibilidad y la impedancia de salida en lazo cerrado) sin necesidad de realizar prácticamente álgebra de bloques.
- El análisis del lazo de tensión equivalente, $T_{v,eq}(s)$, permite conocer la estabilidad global del control RMF paso-alto y la frecuencia de cruce equivalente a efectos de comparar con los conseguidos con un controlador de tensión ACC convencional. A partir del conocimiento de las frecuencias de cruce y márgenes de fase de los lazos individuales $T_{int}(s)$ y $T_v(s)$ no se puede deducir los valores correspondientes de $T_{v,eq}(s)$, que es la función de transferencia que se debe comparar con la $T_v(s)$ de un control convencional.
- El lazo de tensión equivalente permite realizar comparaciones directamente con el lazo ACC convencional, obteniendo conclusiones interesantes. Así, por ejemplo, con este nuevo enfoque resulta evidente que una de las propiedades del control RMF paso-alto es que realizando el diseño de tres reguladores simples se obtiene un regulador equivalente de orden elevado. El diseño en este caso tiene más grados de libertad que con un control ACC convencional.
- De (4.10) se observa que el regulador equivalente se parece en baja frecuencia al producto $G_1(s) \cdot G_v(s)$, es decir, al producto de dos reguladores de alta ganancia en baja frecuencia. Por ello, la ganancia en baja frecuencia de $T_{v,eq}(s)$ es mucho mayor que con un regulador convencional, lo que resulta en una mejora del rechazo de perturbaciones de baja frecuencia.

4.3.7. Mejora del rechazo a perturbaciones

Partiendo de los diagramas de bloques de las figuras 4.2 y 4.5, se pueden obtener las expresiones en lazo cerrado de la audiosusceptibilidad (4.12) e impedancia de salida (4.13) del sistema modular con control RMF paso-alto.

$$A_{cl}(s) = \left. \frac{\hat{v}_o(s)}{\hat{v}_i(s)} \right|_{\hat{i}_o = 0; \hat{v}_c \neq 0} = \frac{A(s)}{1 + T_{int}(s) + G_1(s) \cdot \beta \cdot G_V(s) \cdot VOC(s)} = \frac{A(s)}{1 + T_{v-eq}(s)} \quad (4.12)$$

$$Z_{ocl}(s) = \left. \frac{\hat{v}_o(s)}{\hat{i}_o(s)} \right|_{\hat{v}_i = 0; \hat{v}_c \neq 0} = \frac{Z_o(s)}{1 + T_{int}(s) + G_1(s) \cdot \beta \cdot G_V(s) \cdot VOC(s)} = \frac{Z_o(s)}{1 + T_{v-eq}(s)} \quad (4.13)$$

Si se comparan estas expresiones con respecto a sus homónimas obtenidas con el control ACC convencional se aprecia una mejora considerable. Esta mejora es debida, en primer lugar, a una reducción de la ganancia en baja frecuencia de las dos funciones de transferencia por dos motivos: 1) la aparición del término $T_{int}(s)$ en el denominador, lo que ocasiona una disminución de A_{cl} y Z_{ocl} en todo el rango de frecuencias que va desde 0Hz hasta la frecuencia de cruce del lazo robusto interno, f_{C-int} , y 2) el término $G_1(s)$ multiplicando a $G_V(s)$, que incrementa la ganancia del “regulador virtual” $G_1(s) \cdot G_V(s)$ a bajas frecuencias. Este “regulador virtual” aparece en serie con $\beta \cdot VOC(s)$ en el denominador de las funciones de transferencia de rechazo a perturbaciones, mientras que en la expresión de la ganancia del lazo externo $T_v(s)$ (expresión 4.8), sólo aparece el regulador $G_V(s)$ multiplicando a $\beta \cdot VOU(s)$. De donde puede concluirse que el lazo de tensión externo se ha “desacoplado” en un cierto grado de las funciones de transferencia de rechazo de perturbaciones.

Desde otra perspectiva, basta observar las expresiones (4.10)-(4.13) para apreciar la reducción del módulo de $A_{cl}(s)$ y $Z_{ocl}(s)$ en baja frecuencia debida a la superior ganancia de $G_{v-eq}(s)$ en baja frecuencia comparada con la de un regulador convencional.

Como demostrarán más adelante los resultados de simulación y experimentales, la mejora en el rechazo de perturbaciones aparece incluso si ninguno de los lazos del control RMF paso-alto, $T_v(s)$ y $T_{int}(s)$, tiene una frecuencia de cruce mayor que $T_v(s)$ con control ACC convencional. La frecuencia de cruce y el margen de fase de $T_{v-eq}(s)$ son similares a los de $T_v(s)$ con un regulador convencional.

4.4. Implementación del control RMF paso-alto en un sistema DC-DC modular Buck

En este apartado se va aplicar el lazo de control RMF paso-alto al sistema DC-DC modular que se presentó en el capítulo 2. Con objeto de comparar sus propiedades de robustez frente al

control ACC convencional, se efectúa un estudio análogo al realizado en el citado capítulo, modificando los circuitos equivalentes Orcad-PSpice y Psim con la introducción del lazo robusto.

4.4.1. Etapa de potencia nominal

El sistema DC-DC modular al que se ha aplicado el control RMF paso-alto es el mismo del capítulo 2, cuyos valores nominales se recuerdan a continuación:

$$V_i=25V, V_o=5V, f_s=50kHz, L_{mod}=100\mu H, C_{mod}=470\mu F, R_{c,mod}=55m\Omega, R_{mod}=1\Omega, N=1-8$$

En el diseño el lazo $T_i(s)$ se ha utilizado el mismo regulador de corriente, cuya expresión era:

$$G_s(s) = \frac{2800 \cdot \left(1 + \frac{s}{2600}\right)}{s \cdot \left(1 + \frac{s}{180000}\right)}$$

Con estos valores, la función de transferencia de la etapa de potencia nominal que se obtiene después de cerrar el lazo de corriente es la misma que con control ACC convencional, siendo su ecuación (4.14).

$$VOC(s) = \frac{7,246 \cdot 10^3 s^3 + 2,9859 \cdot 10^9 s^2 + 1,0835 \cdot 10^{14} s + 1,4115 \cdot 10^{17}}{s^4 + 1,826 \cdot 10^5 s^3 + 7,2196 \cdot 10^9 s^2 + 3,4763 \cdot 10^{13} s + 3,5355 \cdot 10^{16}} \quad (4.14)$$

Esta función de transferencia, que presenta cuatro polos y tres ceros, puede aproximarse a un sistema de primer orden en baja frecuencia según [9][10]. La expresión genérica de esta aproximación viene dada por (4.15), en la que $a=1/R_{mod} \cdot C$ y $b=1/R_i \cdot C$.

$$VOC(s) = \frac{\hat{v}_o(s)}{\hat{v}_c(s)} \Big|_{\hat{v}_i = \hat{i}_o = 0} \approx \frac{\frac{R(N)}{R_{i-eq}(N)}}{1 + s \cdot R(N) \cdot C_{eq}(N)} = \frac{R_{mod}/R_i}{1 + s \cdot R_{mod}C} = \frac{b/a}{1 + \frac{s}{a}} \quad (4.15)$$

Esta misma aproximación se ha utilizado en el apartado 4.3.3 para obtener la función de transferencia de la etapa de potencia de referencia (expresión 4.6).

Sustituyendo los valores nominales del sistema DC-DC modular se obtiene la función de transferencia de la etapa de potencia nominal:

$$VOC(s) = \frac{4}{1 + \frac{s}{3973}} \quad (4.16)$$

La figura 4.6 muestra la validez de la aproximación efectuada dentro del rango de frecuencias de interés.

4.4.2. Diseño de los controladores auxiliares

El lazo de control RMF paso-alto se ha diseñado siguiendo el procedimiento que se ha propuesto en el apartado 4.3.3. Para diseñar el lazo robusto interno $T_{int}(s)$ se ha elegido el peor caso de estabilidad, que corresponde a una tensión de entrada $V_i=V_{i-max}=30V$ en conducción continua (CCM). Las frecuencias de cruce que se han adoptado son las siguientes: $f_{c-int} = f_{c-int-max} \approx 15kHz$ y $f_{c-v} = f_{c-v-max} \approx 5kHz$.

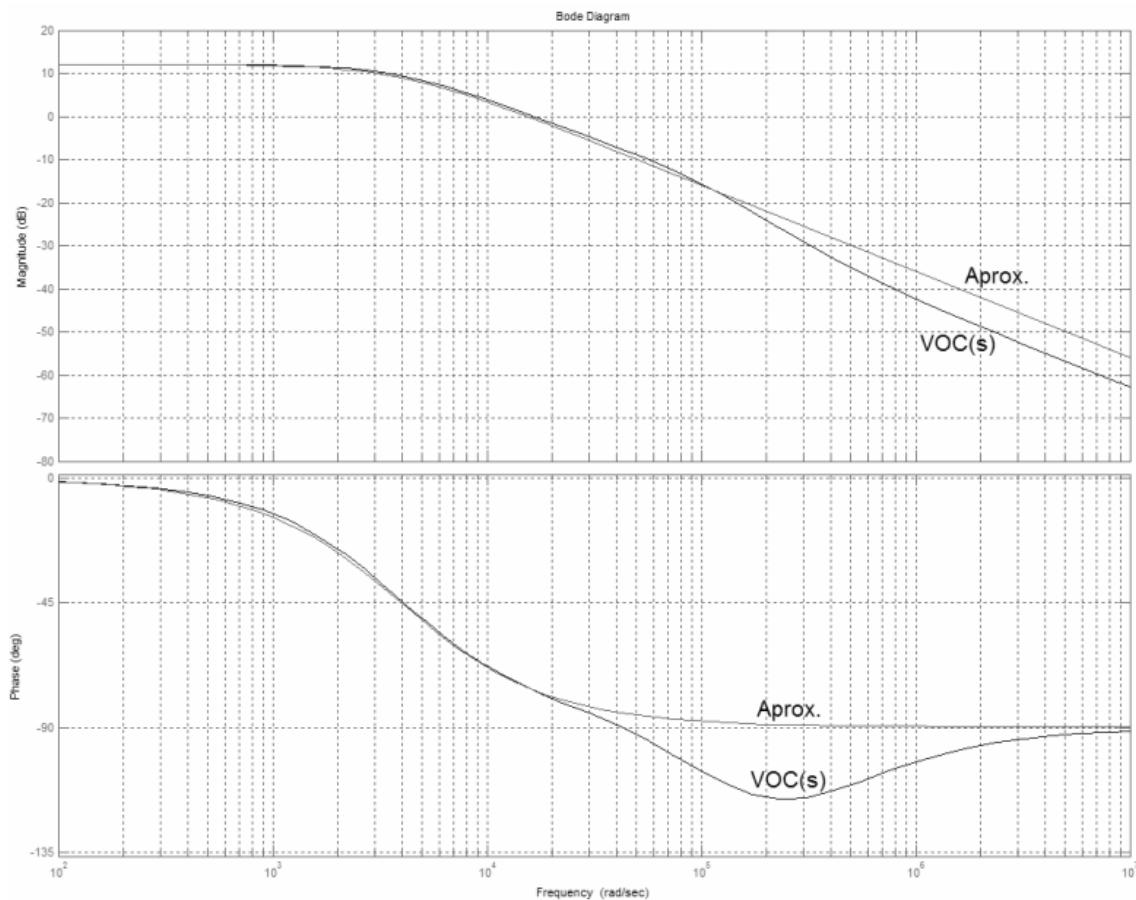


Fig.4.6: Diagrama de Bode de $VOC(s)$ y de su aproximación de primer orden.

A efectos comparativos con el control ACC convencional, se ha buscado que la frecuencia de cruce del lazo más rápido del control RMF paso-alto en el peor caso de estabilidad ($V_i = V_{i-\max} = 30V$), f_{c-int} , fuera similar a la frecuencia de cruce del lazo de tensión con control ACC convencional, f_{c-v} .

La función de transferencia de la etapa de potencia de referencia, $VOC_{ref}(s)$, es la que aparece en (4.17). Los reguladores del lazo robusto interno $T_{int}(s)$ vienen dados por (4.18) y (4.19).

$$VOC_{ref}(s) = \frac{4}{1 + \frac{s}{2128}} \quad (4.17)$$

$$G_1(s) = \frac{14 \cdot \left(1 + \frac{s}{5000}\right)}{\left(1 + \frac{s}{2128}\right) \cdot \left(1 + \frac{s}{190000}\right)} \quad (4.18)$$

$$G_2(s) = \frac{1}{VOC_{ref}(s)} \cdot \frac{1}{1 + \frac{s}{\omega_{p3}}} = 0.25 \cdot \frac{1 + \frac{s}{2128}}{\left(1 + \frac{s}{10000}\right)} \quad (4.19)$$

Con estos reguladores $T_{int}(s)$ presenta una frecuencia de cruce de unos 15kHz con unos márgenes de estabilidad $PM=50^\circ$ y $GM>20dB$ (véase la figura 4.7). A la frecuencia de cruce deseada para el lazo de tensión, $f_{c-v} \approx 5kHz$, la ganancia de $T_{int}(s)$ es aproximadamente de unos 10dB en el peor caso y su ganancia en baja frecuencia de unos 23dB.

Finalmente, se ha verificado que se cumplen las consideraciones relativas al ruido de conmutación que se han presentado en el apartado 4.3.4. Así, el máximo rizado de la tensión de salida del sistema DC-DC modular es de $\Delta V_{o-\max} = 50 \text{ mV}$. La ganancia de los reguladores del lazo robusto interno a la frecuencia de conmutación es:

$$\left|G_1(s)\right|_{f_s} = 7,3dB \quad \left|G_2(s)\right|_{f_s} = 1,4dB$$

por lo que el máximo ruido esperado en la tensión de control v_c a la frecuencia de conmutación está alrededor de unos 8,7dB (2,72 lineal) por encima del rizado, esto es, $\Delta V_{c-\max} = 2,72 \cdot 50mV = 136mV$. Este valor es inferior a $V_{pp}/10 = 180mV$, límite establecido por (4.7)

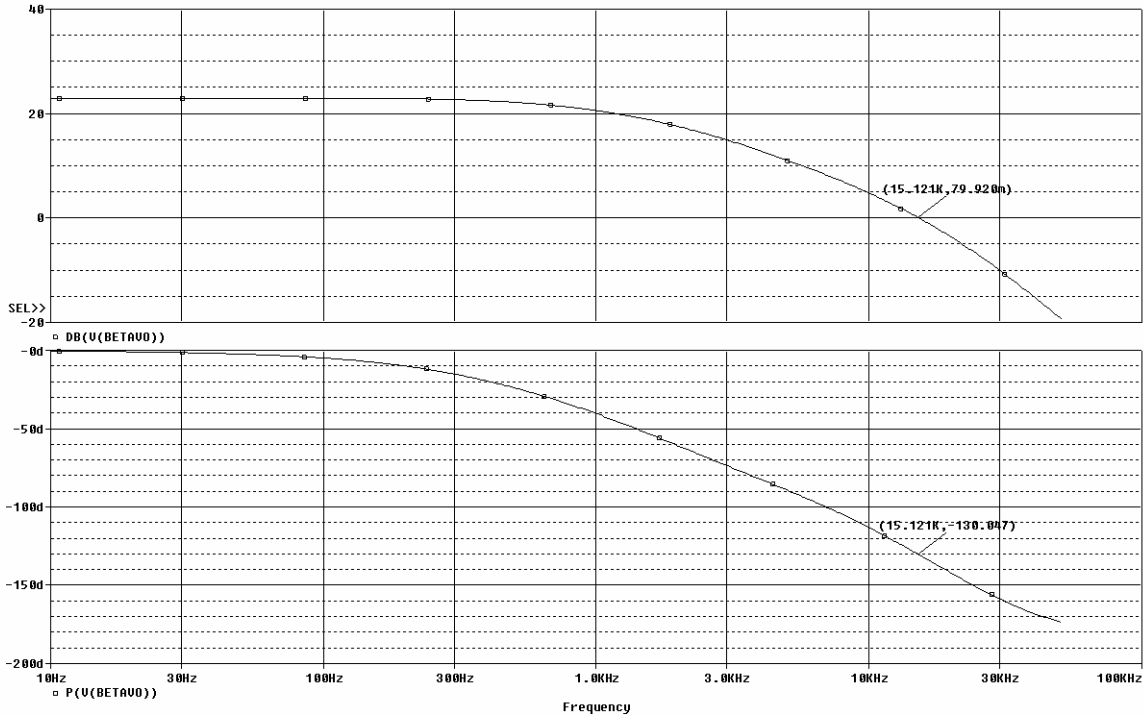


Fig.4.7: Diagrama de Bode de $T_{im}(s)$.

La función de transferencia de la etapa de potencia modificada por el lazo robusto, $VOU(s)$, se obtiene a partir de (4.4). El diseño del regulador de tensión, $G_v(s)$, cuya expresión aparece en (4.20), se ha realizado para “moldear” adecuadamente el lazo de tensión $T_v(s)$ en el peor caso de estabilidad.

$$G_v(s) = \frac{20000 \cdot \left(1 + \frac{s}{3000}\right) \cdot \left(1 + \frac{s}{80000}\right)}{s \cdot \left(1 + \frac{s}{10000}\right) \cdot \left(1 + \frac{s}{400000}\right)} \quad (4.20)$$

La figura 4.8 muestra las curvas de Bode del $T_v(s)$ obtenidas con valores de la resistencia de carga por módulo R_{mod} comprendidas entre 1Ω y 10Ω . Los resultados del análisis muestran que la frecuencia de cruce permanece prácticamente constante en todos los casos e igual a $f_{c-v} \approx 5\text{kHz}$, con un margen de fase de $PM \approx 90^\circ$ y un margen de ganancia de $GM \approx 10\text{dB}$.

Cabe destacar que la frecuencia de cruce del lazo de tensión con control RMF paso-alto es aproximadamente la tercera parte de la frecuencia de cruce del lazo de tensión con control ACC convencional.

Comparando con los resultados que se obtuvieron con control ACC convencional (véase figura 2.4) se observa una menor dispersión de las curvas al utilizar RMF paso-alto, especialmente

en bajas frecuencias. La frecuencia de cruce es considerablemente menor, hecho que ya se ha justificado anteriormente, y el margen de fase es mayor, lo que puede explicarse por haber utilizado una frecuencia de cruce bastante más baja.

4.4.3. Ganancia de lazo equivalente. Frecuencia de cruce y márgenes de estabilidad

La figura 4.9 muestra el diagrama de Bode de la ganancia de lazo equivalente, $T_{v-eq}(s)$, para el esquema de control RMF paso-alto. Esta función presenta una frecuencia de cruce de unos 12,45 kHz con un margen de fase de 40° aproximadamente.

En la figura 4.10 puede verse una comparativa entre la ganancia de lazo del control ACC convencional, $T_v(s)$, y la ganancia del lazo equivalente del control RMF paso-alto, $T_{v-eq}(s)$, en la que se aprecia la mayor ganancia de esta última a baja frecuencia, lo que justifica la mejora del rechazo de perturbaciones de baja frecuencia.

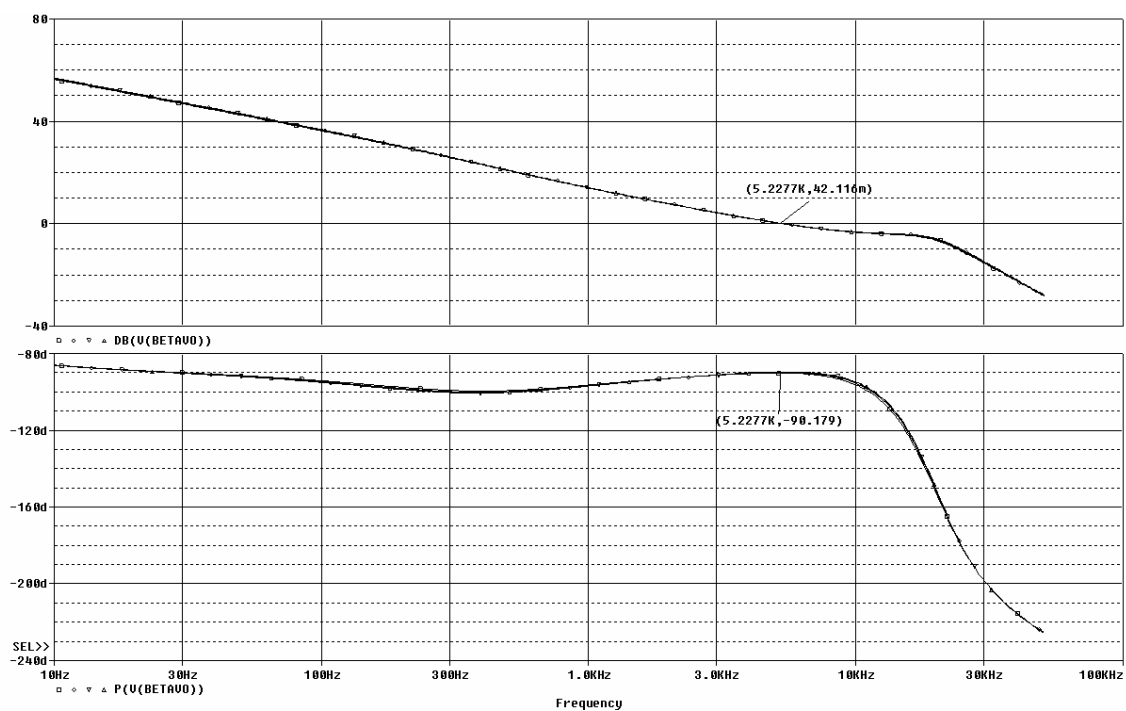


Fig.4.8: Diagrama de Bode de $T_v(s)$ con control RMF paso-alto y R variando entre 1Ω y 10Ω .

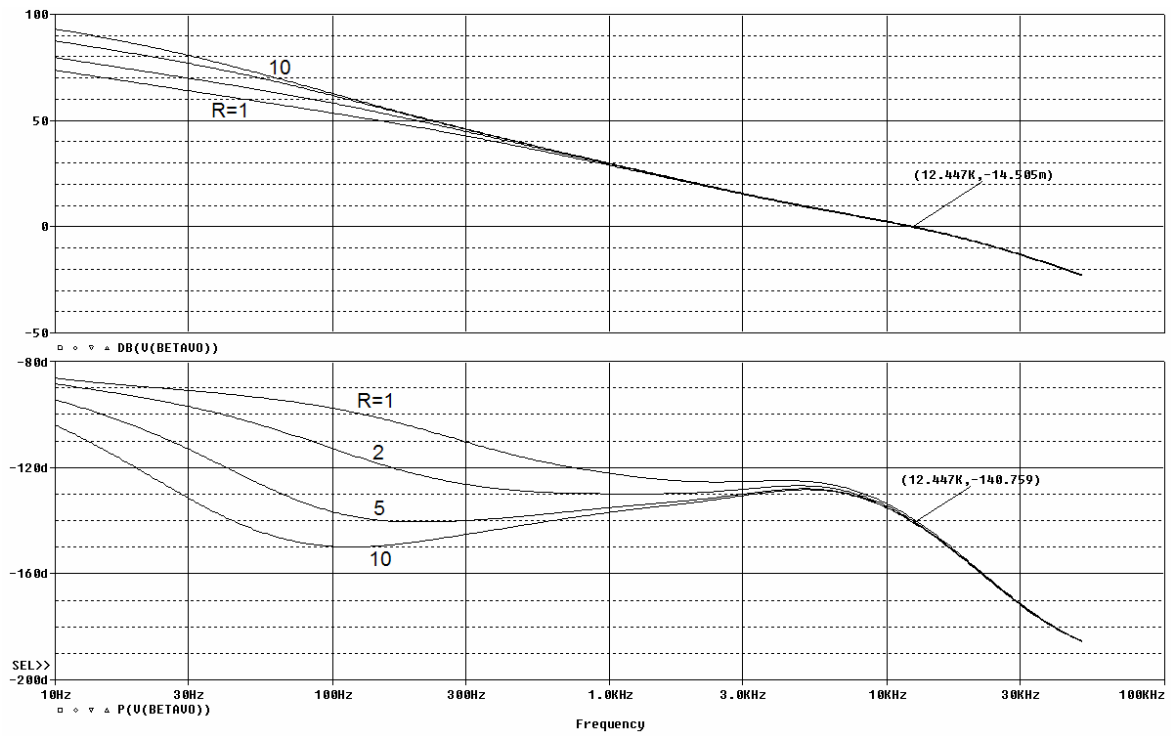


Fig.4.9: Diagrama de Bode de $T_{v-eq}(s)$ con control RMF paso-alto y R variando entre 1Ω y 10Ω .

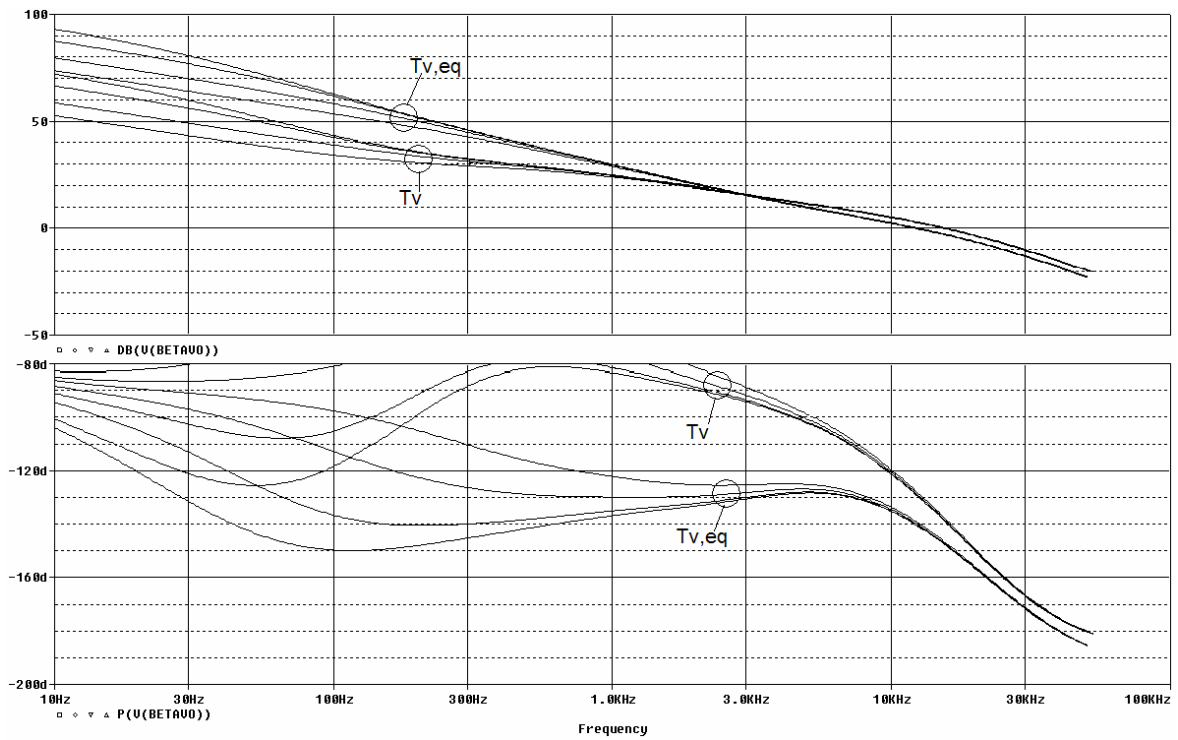


Fig.4.10: Comparativa entre T_v (dB) del control ACC convencional y T_{v-eq} (dB) del control RMF.

4.4.4. Estudio de las prestaciones dinámicas obtenidas con control RMF paso-alto

El objetivo de este apartado es el estudio de la estabilidad y de las prestaciones dinámicas en lazo cerrado que se obtienen al aplicar el lazo de control propuesto al sistema DC-DC modular. Se pone de manifiesto la mejora en el rechazo de perturbaciones respecto al esquema convencional.

4.4.4.1. Características dinámicas en lazo cerrado del sistema DC-DC con control RMF paso-alto

4.4.4.1.1. Audiosusceptibilidad en lazo cerrado

En la figura 4.11 pueden verse las curvas de Bode del módulo de la audiosusceptibilidad en lazo cerrado con R_{mod} variando entre 1Ω y 10Ω , en las que se ha señalado el valor de $A_{\text{cl}}(s)$ a las frecuencias de 100Hz y 300Hz. Comparando con las que se obtuvieron con ACC convencional (figura 2.5), se aprecia una importante mejora (aproximadamente 26dB a 100Hz y 20dB a 300Hz) en el rechazo de la perturbación de la tensión de entrada. La figura 4.12 muestra la comparativa del módulo de la audiosusceptibilidad que se obtiene con control ACC convencional y la que se obtiene con control RMF paso-alto, en donde se observa claramente la reducción que se consigue en baja frecuencia con el esquema de control propuesto.

4.4.4.1.2. Impedancia de salida en lazo cerrado

La figura 4.13 muestra el diagrama de Bode del módulo de $Z_{\text{ocl}}(s)$ variando R_{mod} entre 1Ω y 10Ω . En esta figura puede apreciarse una importante mejora de la impedancia de salida (superior a 20dB), especialmente en baja frecuencia, aunque el pico de la impedancia empeora ligeramente (unos 4dB aproximadamente). En la figura 4.14 puede verse la comparativa entre la impedancia de salida en lazo cerrado que se obtiene con control ACC convencional y la que se obtiene con control RMF paso-alto. Obsérvese que el esquema de control propuesto mejora $Z_{\text{ocl}}(s)$ en casi todo el rango de frecuencias, exceptuando un pequeño margen de las mismas correspondientes al máximo de la función de transferencia. La figura 4.15 muestra, a su vez, el diagrama de Bode del módulo de $Z_{\text{ocl}}(s)$ variando N entre 1 y 8. Comprando con las que se obtuvieron con ACC convencional se observa de nuevo una mejora en baja frecuencia (superior a 20dB) para cualquier número de módulos. El pico de la impedancia de salida empeora ligeramente (4dB).

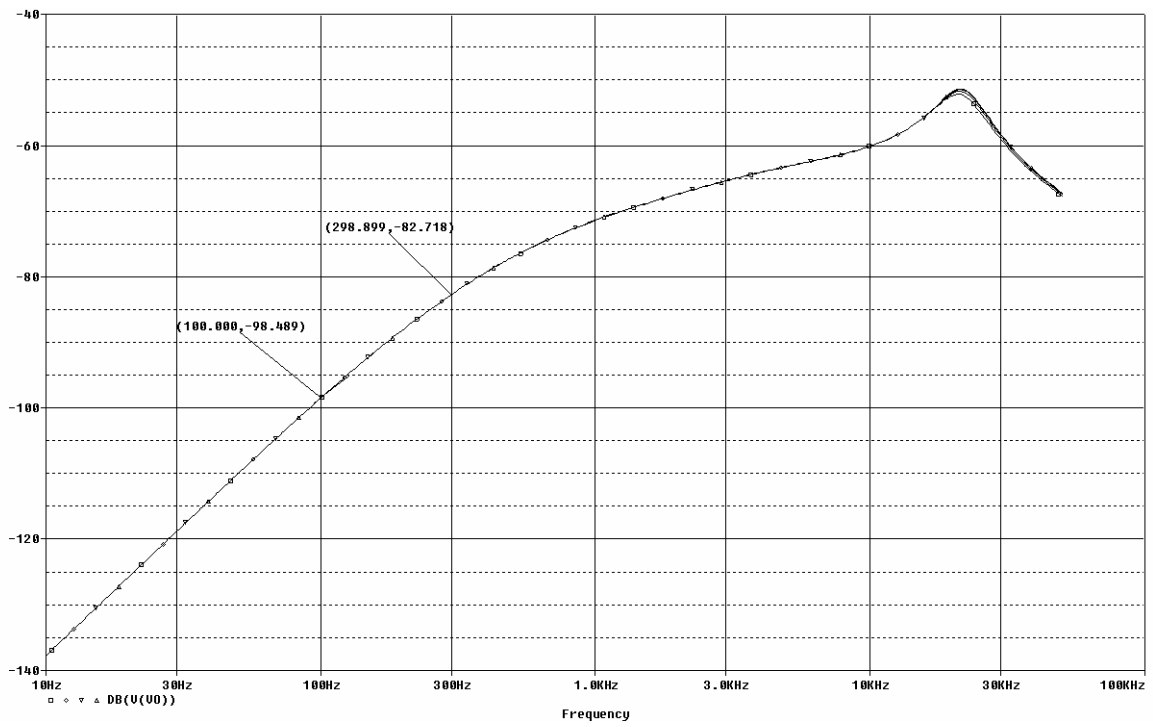


Fig.4.11: Diagrama de Bode de $A_{cl}(s)$ (dB) con control RMF paso-alto y R variando entre 1Ω y 10Ω .

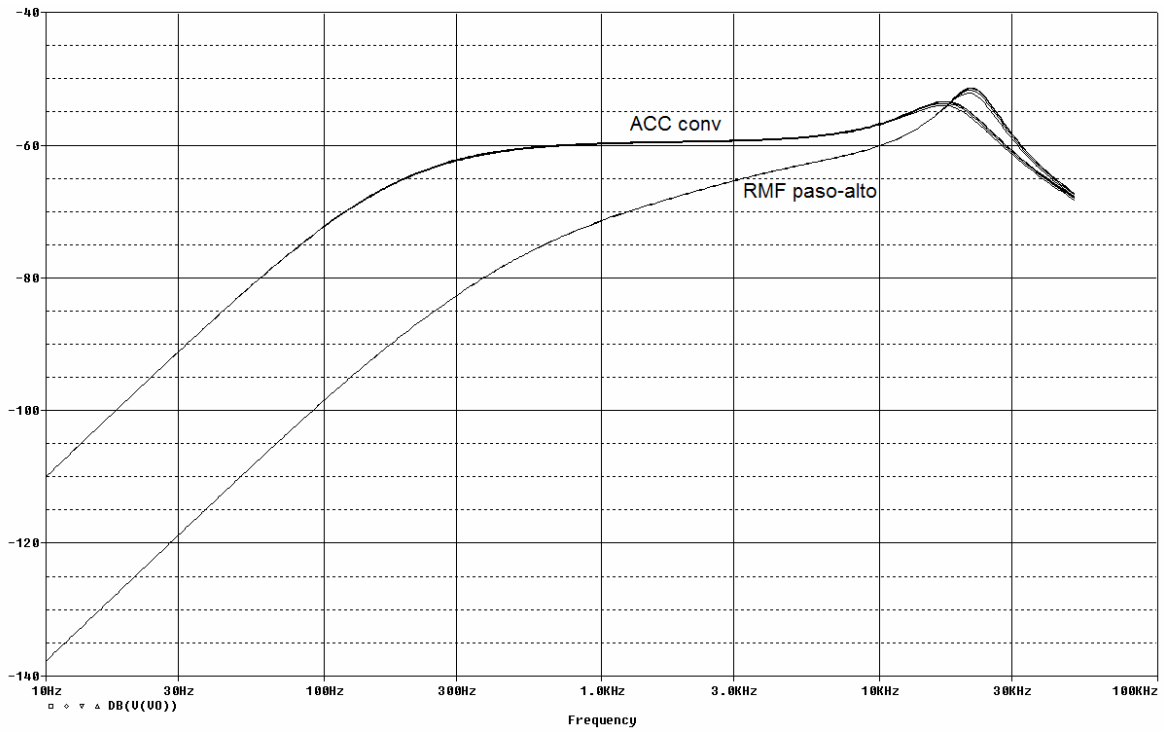


Fig.4.12: Comparativa entre $A_{cl}(s)$ del control ACC convencional y $A_{cl}(s)$ del control RMF.

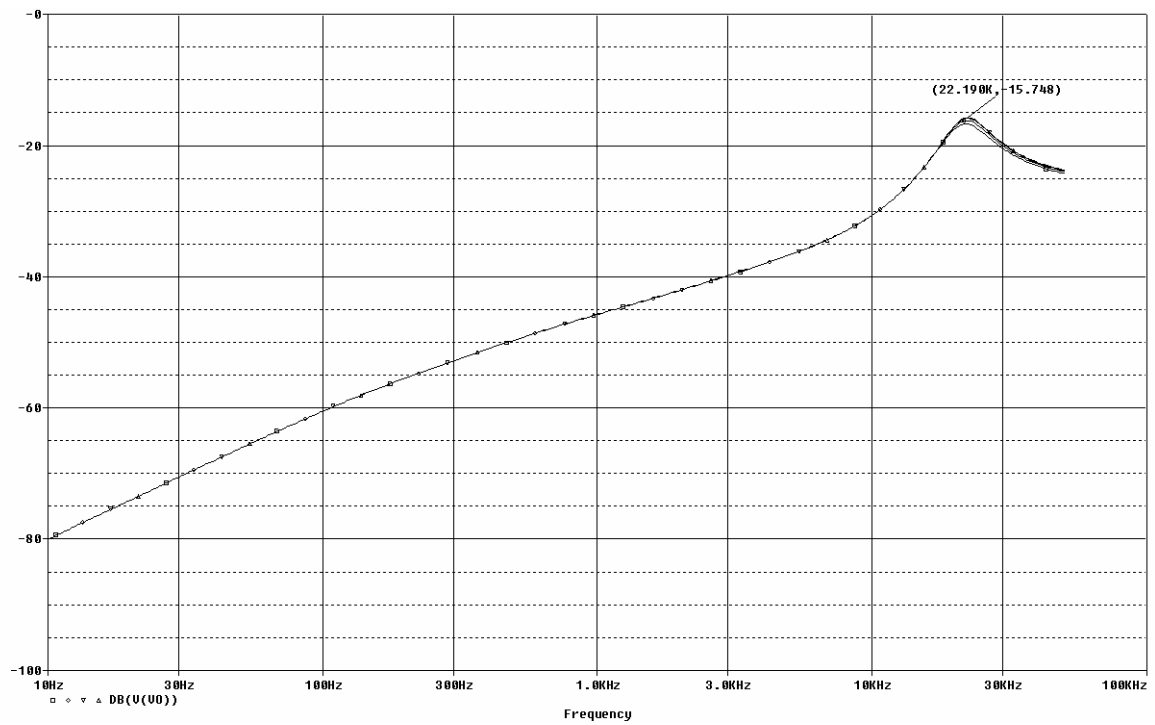


Fig.4.13: Diagrama de Bode de $Z_{oci}(s)$ (dB) con control RMF paso-alto y R variando entre 1Ω y 10Ω .

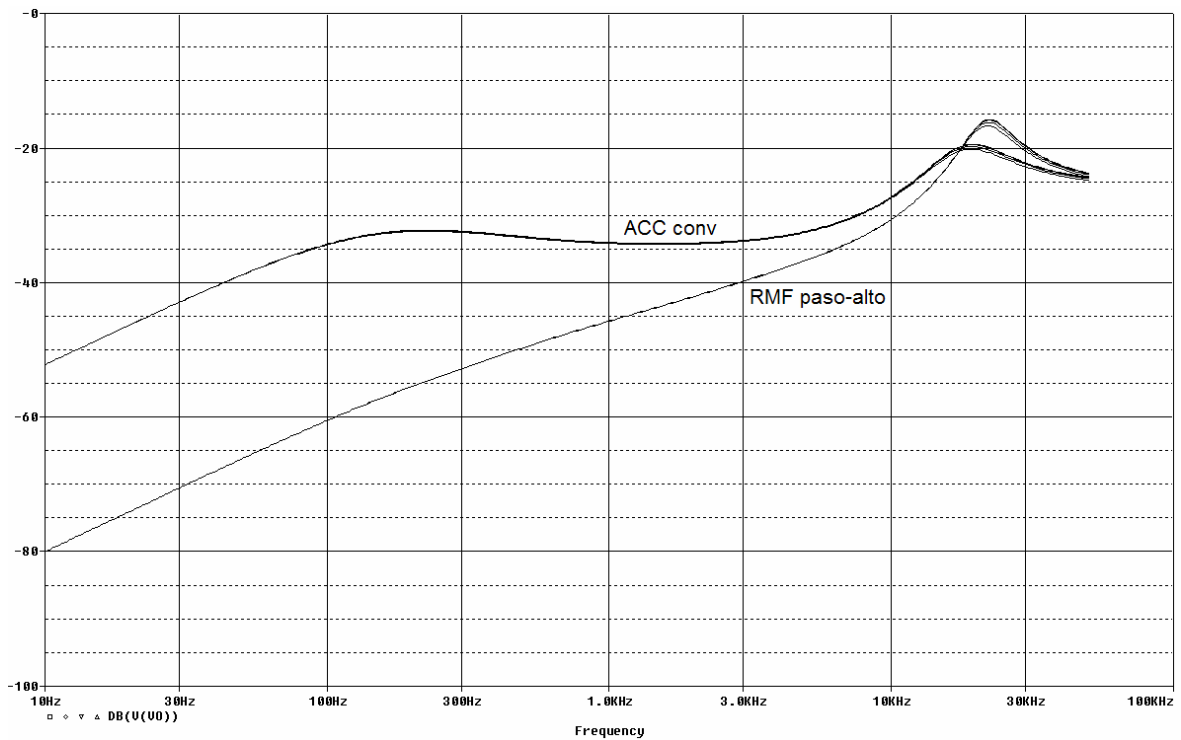


Fig.4.14: Comparativa entre $Z_{oci}(s)$ del control ACC convencional y $Z_{oci}(s)$ del control RMF.

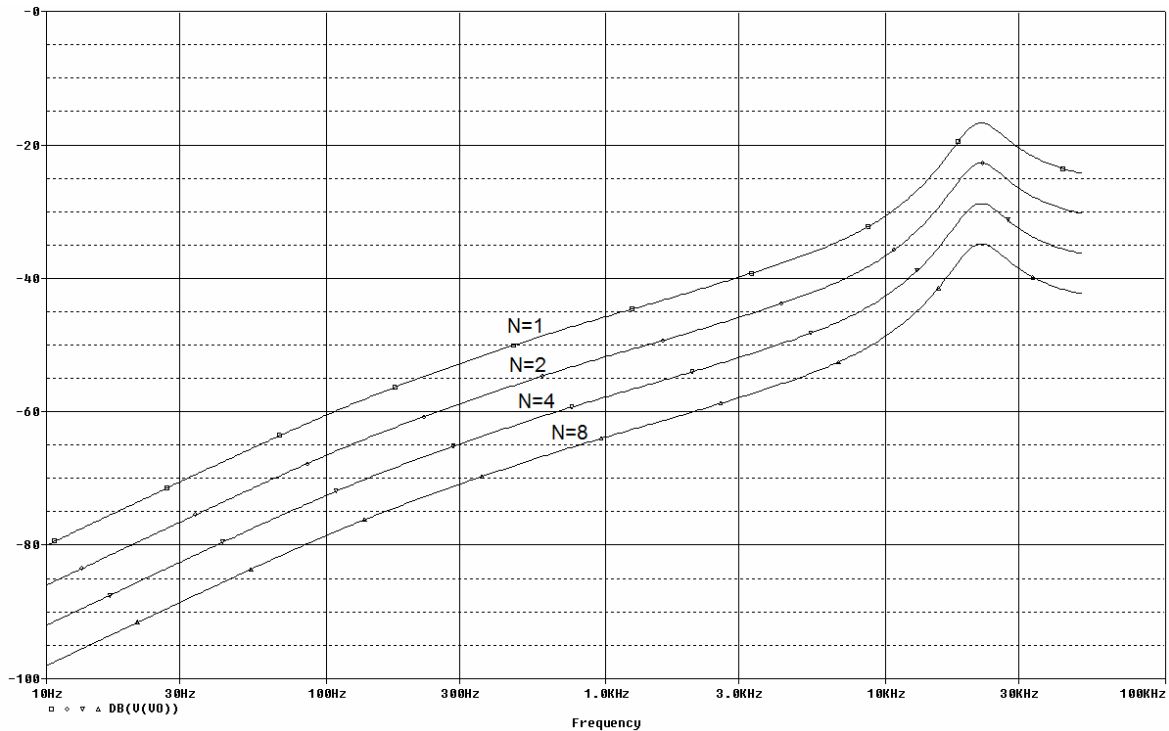


Fig.4.15: Diagrama de Bode de $Z_{oci}(s)$ (dB) con control RMF paso-alto y N variando entre 1 y 8.

4.4.4.2. Simulación en gran señal del sistema DC-DC modular con control RMF paso-alto

En este apartado se realizará el estudio en gran señal del sistema DC-DC modular con control RMF paso-alto con el fin de validar los resultados que se han obtenido a partir del modelo de pequeña señal.

4.4.4.2.1. Escalón en la tensión de entrada

La figura 4.16 muestra los resultados de la respuesta temporal de la tensión de salida ante un escalón de la tensión de entrada de $-15V$ (de $25V$ a $10V$). La curva ha sido obtenida con el convertidor nominal ($R=1\Omega$), un módulo y control RMF paso-alto. Si se compara esta respuesta con la que se obtienen con control ACC convencional se observa una recuperación más rápida de la tensión de salida. La desviación transitoria máxima de la tensión de salida respecto su punto de operación es de $40mV$ ($0,8\%$), con un tiempo de establecimiento con un error menor del 1% de $85\mu s$.

4.4.4.2.2. Escalón en la carga

En la figura 4.17 aparece la respuesta de la tensión de salida del convertidor nominal con un módulo ($V_i=25V$) ante un escalón de carga de 2,5A a 5A. De nuevo, en la comparativa de esta respuesta frente a la que se obtiene con control ACC convencional se observa que la tensión de salida es mucho más rápida a la hora de recuperar su valor original. La desviación transitoria máxima de la tensión de salida respecto su punto de operación es de 150mV (3%), con un tiempo de establecimiento con un error menor del 1% de 225 μ s.

4.4.4.2.3. Conexión-desconexión de módulos

En último lugar se ha obtenido la respuesta temporal del sistema modular con dos módulos conectados en paralelo ante la desconexión de uno de ellos. En la figura 4.18 se ha representado la corriente de salida de cada uno de los módulos y la tensión de salida. La comparativa con ACC convencional vuelve a confirmar que el sistema DC-DC modular con control RMF paso-alto es mucho más rápido a pesar de que en el diseño se ha elegido una frecuencia de cruce del lazo externo de tensión muy inferior y del lazo de tensión equivalente similar. El tiempo de establecimiento de la tensión de salida con un error menor del 1% es de 320 μ s.

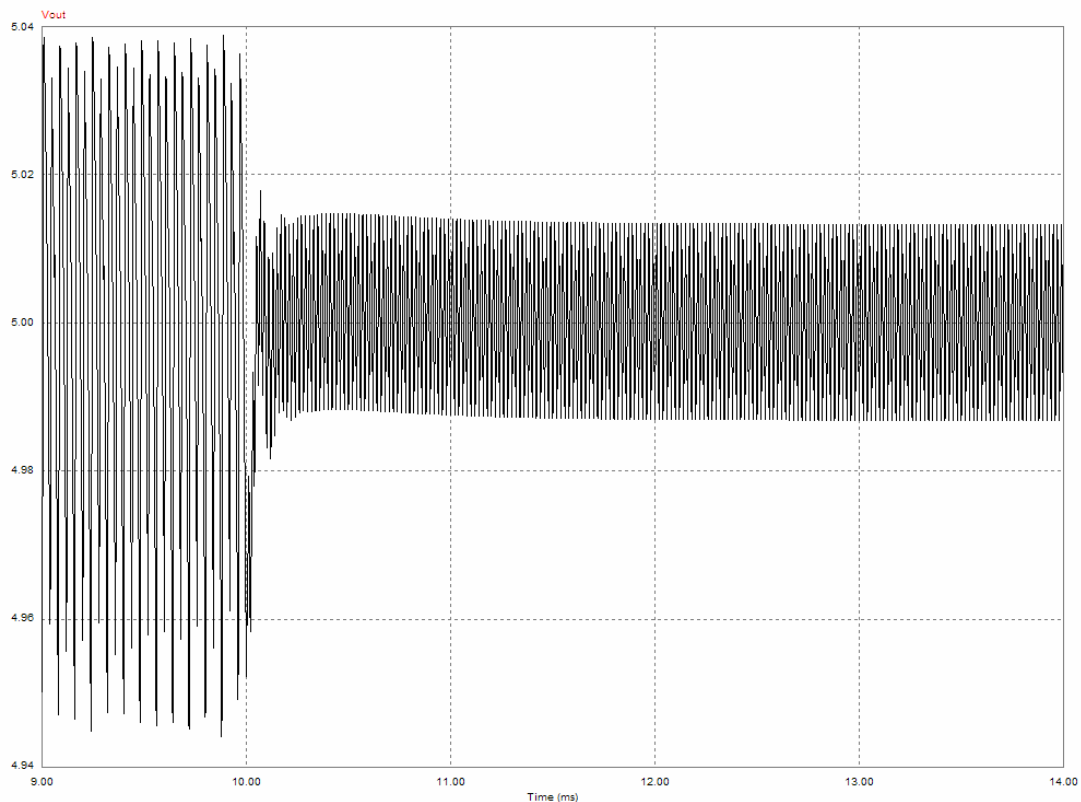


Fig.4.16: Respuesta temporal en gran señal ante escalón en V_i . RMF paso-alto $R=1\Omega$.

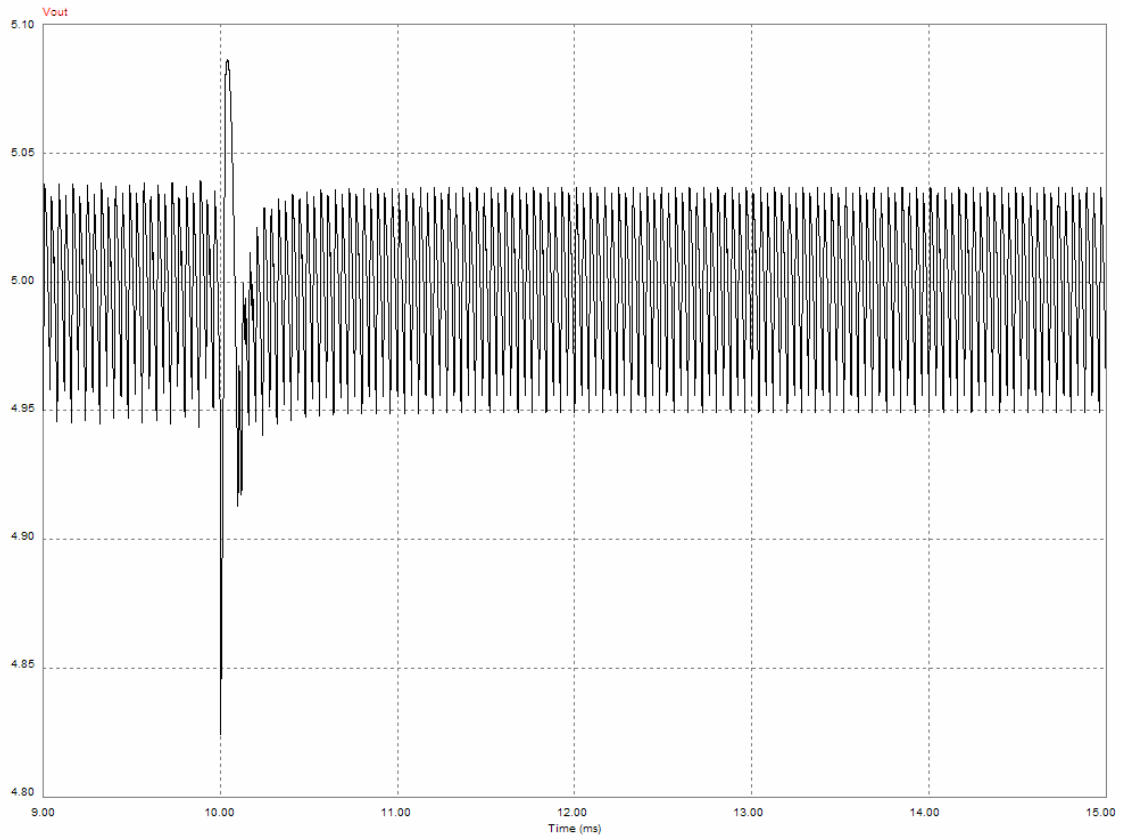


Fig.4.17: Respuesta temporal en gran señal ante escalón de carga. RMF paso-alto $R=1\Omega$.

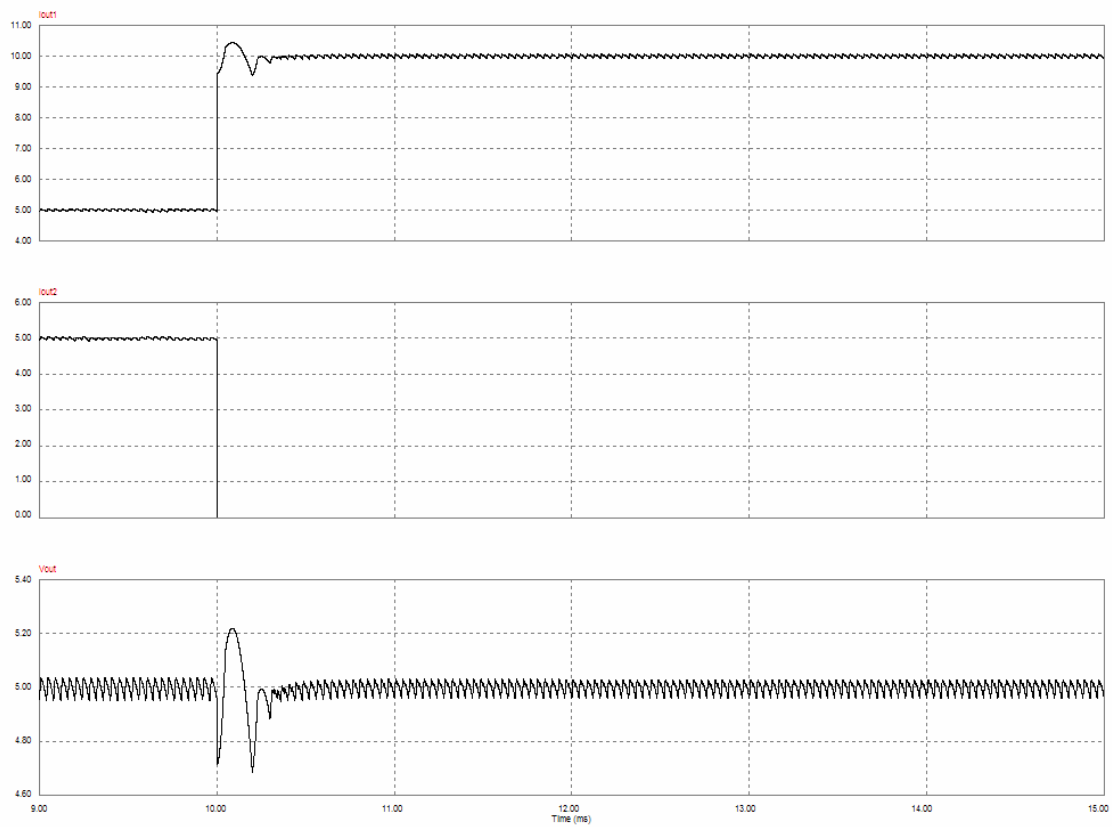


Fig.4.18: Respuesta gran señal de V_o ante la desconexión de un módulo. RMF paso-alto $R=1\Omega$.

4.5. Análisis de Montecarlo de las funciones de transferencia más importantes

En este apartado se estudia mediante el análisis de Montecarlo cómo cambian las prestaciones dinámicas del sistema DC-DC modular con control RMF paso-alto cuando se consideran variaciones simultáneas de los elementos de la etapa de potencia. Se utiliza el mismo circuito de pequeña señal que se ha presentado en el apartado 1.4.1. añadiéndole el lazo interno robusto del control RMF paso-alto. A efectos comparativos se consideran las mismas variaciones que con control ACC convencional (véase apartado 2.4.1.).

4.5.1. Función de transferencia de la etapa de potencia modificada $VOU(s)$

La figura 4.19 muestra los diagramas de Bode de $VOU(s)$ haciendo además un barrido paramétrico de N .

Si se comparan estas curvas con las que se obtuvieron en idénticas condiciones con control ACC convencional, se observa que el control RMF paso-alto hace que $VOU(s)$ se parezca mucho a $VOC_{ref}(s)$ en baja frecuencia incluso en conducción discontinua, lo que facilita el diseño del regulador externo de tensión $G_v(s)$.

4.5.2. Ganancia de lazo $T_v(s)$

En la figura 4.20 aparecen las curvas de Bode de la ganancia de lazo $T_v(s)$ con RMF paso-alto haciendo de nuevo un barrido paramétrico de N . En estas curvas se observa que la frecuencia de cruce del lazo de tensión en conducción continua se mantiene muy próxima a la frecuencia de cruce deseada (5kHz), mientras que en conducción discontinua aumenta la dispersión hasta caer a un valor mínimo de unos 3,1kHz. Por otra parte, la dispersión de $T_v(s)$ hasta la frecuencia de 1kHz es mínima, para cualquier modo de funcionamiento del sistema modular (CCM o DCM). El margen de fase que se mide es ampliamente satisfactorio en todos los casos. Si se compran estos resultados con los obtenidos con control ACC convencional, se pone de manifiesto la clara superioridad del control propuesto frente al convencional.

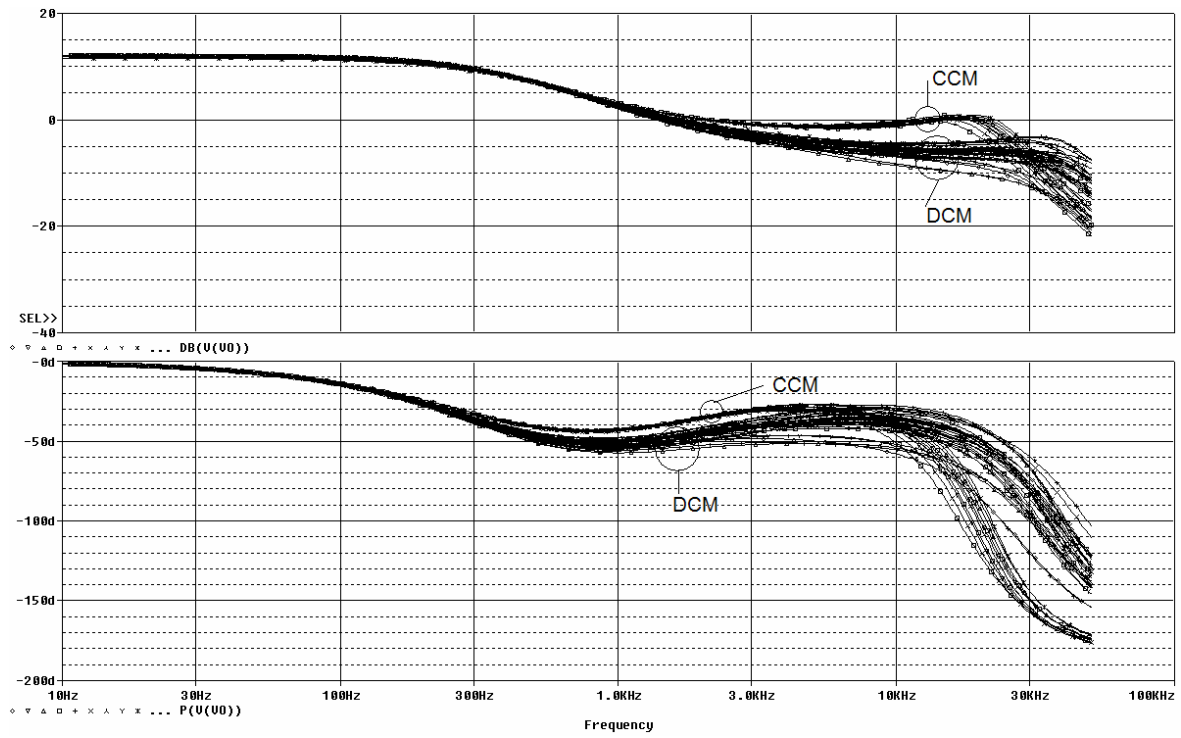


Fig.4.19: Análisis de Montecarlo de $V_{OU}(s)$ con barrido paramétrico de N .

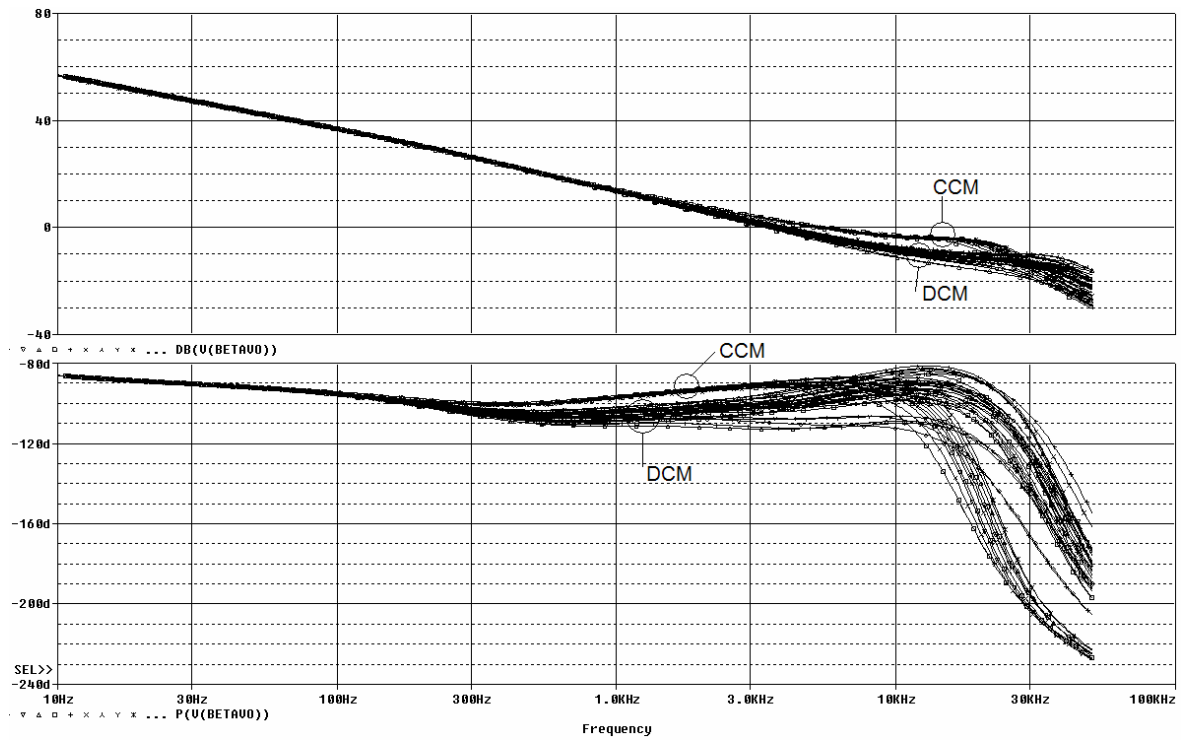


Fig.4.20: Análisis de Montecarlo de $T_v(s)$ con barrido paramétrico de N .

4.5.3. Ganancia de lazo equivalente $T_{v\text{-eq}}(s)$

La figura 4.21 muestra el diagrama de Bode de la ganancia del lazo equivalente de tensión, $T_{v\text{-eq}}(s)$, con control RMF paso-alto realizando simultáneamente un barrido paramétrico de N . La frecuencia de cruce del lazo equivalente varía entre 3,37 kHz y 14,87 kHz aproximadamente con un margen de fase que es siempre superior a 31°.

4.5.4. Audiosusceptibilidad en lazo cerrado $A_{cl}(s)$

La figura 4.22 muestra el módulo de la audiosusceptibilidad en lazo cerrado $A_{cl}(s)$ con control RMF paso-alto. Se aprecia una mejora superior a 20 dB en baja frecuencia al comparar este resultado con el obtenido con control ACC convencional en las mismas condiciones.

4.5.5. Impedancia de salida en lazo cerrado $Z_{ocl}(s)$

La figura 4.23 muestra el módulo de $Z_{ocl}(s)$ con control RMF paso-alto. De nuevo se observa una mejora superior a 20dB en baja frecuencia respecto a los resultados obtenidos con control ACC convencional y las mismas condiciones de funcionamiento.

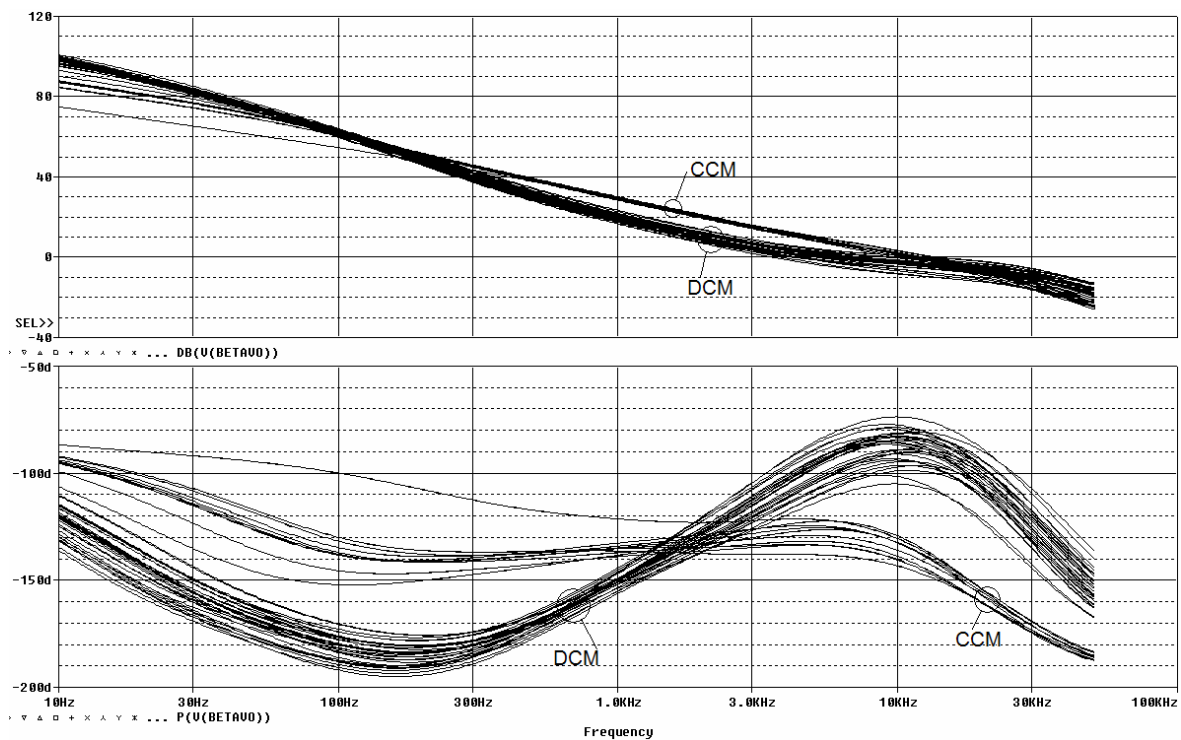


Fig.4.21: Análisis de Montecarlo de $T_{v\text{-eq}}(s)$ con barrido paramétrico de N .

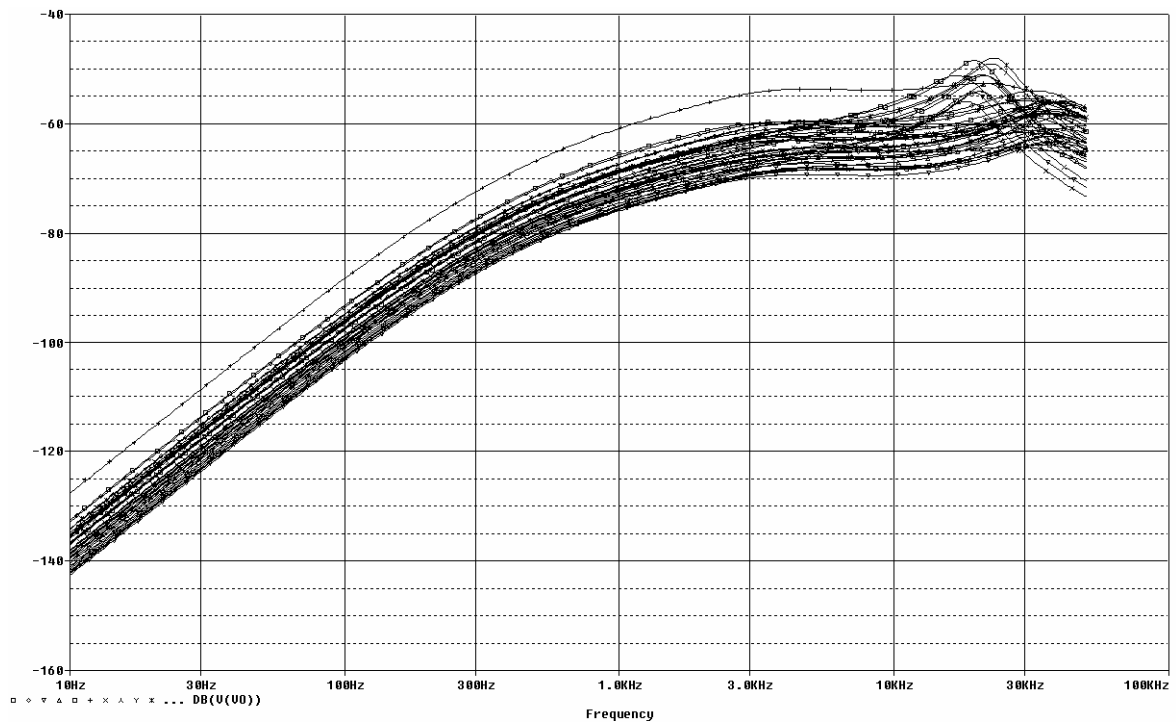


Fig.4.22: Análisis de Montecarlo de $A_c(s)$ con barrido paramétrico de N .

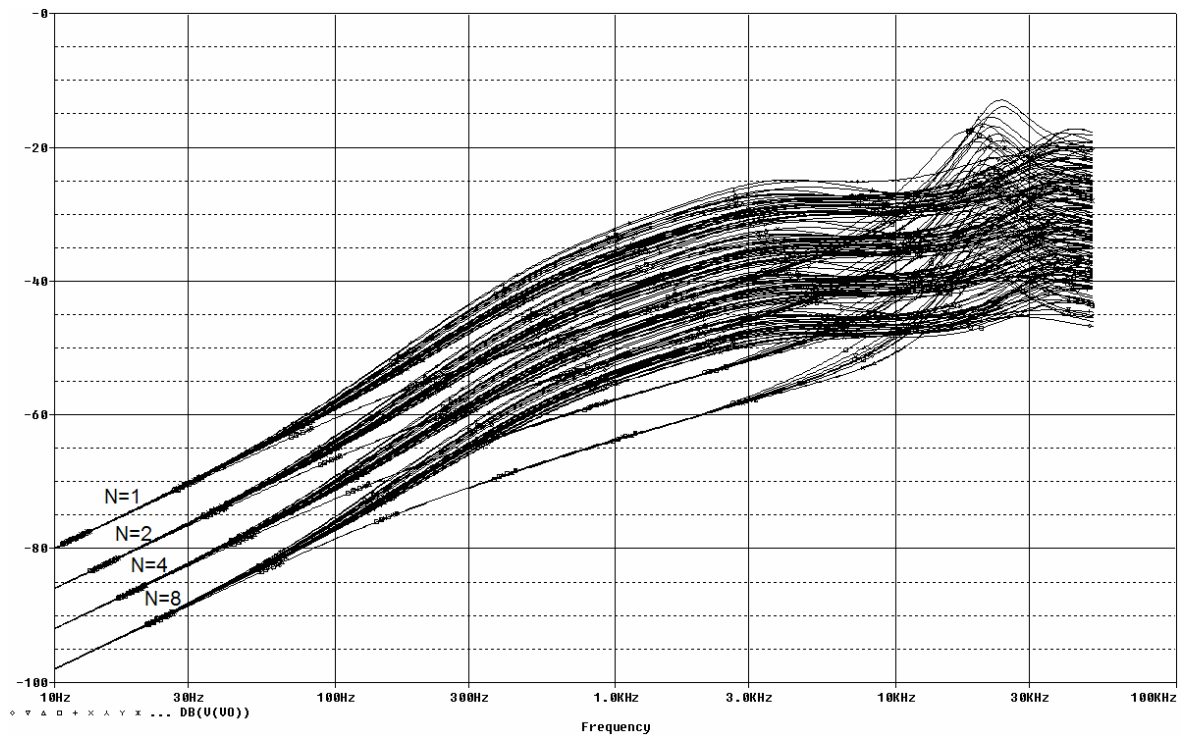


Fig.4.23: Análisis de Montecarlo de $Z_{oci}(s)$ con barrido paramétrico de N .

4.6. Conclusiones sobre el control RMF paso-alto

En este capítulo se ha presentado un nuevo esquema de control robusto con seguimiento de modelo tipo paso alto para el control de sistemas DC-DC modulares tipo Buck. La realización práctica de este control es relativamente sencilla, sin más que añadir un lazo adicional entre el lazo interno de corriente y el lazo externo de tensión. Este “lazo robusto interno” consta de dos reguladores: uno que contiene el modelo de referencia tipo paso alto y otro con alta ganancia a bajas frecuencias.

Se ha proporcionado un procedimiento de diseño sistemático para el control RMF paso-alto en el que se deben tener en cuenta una serie de consideraciones relativas al ruido de conmutación.

Se ha demostrado que con el control RMF paso-alto, si se verifica la condición de robustez expuesta en el apartado 4.3.3., el ancho de banda en pequeña señal y la estabilidad del lazo externo de tensión son poco sensibles a variaciones de la tensión de entrada, la carga y el número de módulos conectados en paralelo, lo que facilita el diseño del regulador externo $G_v(s)$. También se ha demostrado que el rechazo de perturbaciones del sistema modular mejora considerablemente a bajas frecuencias si se compara con el control ACC convencional.

A diferencia de otros lazos de control convencionales, como ACC, con RMF paso-alto el rechazo de perturbaciones mejora sin necesidad de aumentar la frecuencia de cruce, f_{c-v} , del lazo externo de tensión, $T_v(s)$. La frecuencia de cruce del lazo interno, f_{c-int} , puede ser similar a la frecuencia de cruce, f_{c-v} , del lazo de tensión con controlador ACC convencional, mientras que la frecuencia de cruce del lazo externo de tensión con control RMF paso-alto puede ser inferior. Por otro lado, la frecuencia de cruce y margen de fase del lazo equivalente, $T_{v-eq}(s)$, son similares a los de $T_v(s)$ con controladores convencionales, mientras que la ganancia en baja frecuencia de $T_{v-eq}(s)$ es claramente superior, lo cual justifica la mejora del rechazo de perturbaciones. Del diseño a partir de lazos sencillos de los reguladores $G_v(s)$ y $G_1(s)$ y del modelo de referencia paso-alto $G_2(s)$ resulta un regulador equivalente de elevado orden, $G_{v-eq}(s)$, que consigue moldear una $T_{v-eq}(s)$ de frecuencia de cruce y estabilidad similares a las de un controlador convencional, pero con mayor ganancia en baja frecuencia y con muchos grados de libertad.

La principal limitación del lazo RMF paso-alto es el carácter tipo paso alto del regulador que contiene el modelo de referencia, $G_2(s)$, ya que su diseño parte de la función de transferencia inversa de una etapa de potencia de referencia $VOC_{ref}(s)$, que es un sistema de primer orden. En consecuencia, en la salida del regulador $G_2(s)$ se amplifica el rizado de la tensión de salida del

sistema modular y si el rizado alcanza valores muy elevados, el lazo robusto interno puede llegar a hacerse inestable. Este hecho limita la frecuencia de cruce máxima del lazo robusto interno, por lo que existe un compromiso entre estabilidad y robustez de prestaciones (rechazo de perturbaciones).

CAPÍTULO

5

*Desarrollo del control modo
corriente robusto con
seguimiento de modelo (RMF)
tipo paso bajo para el control de
convertidores DC-DC
modulares*

5.1. Introducción

En este capítulo se describen las características principales del lazo de control modo corriente media robusto con seguimiento de modelo tipo paso bajo para el control de convertidores DC-DC modulares.

A este nuevo esquema de control se le ha dado el nombre RMF paso-bajo y, al igual que RMF paso-alto, resulta de una sencilla modificación del esquema ACC convencional, sin más que añadirle un lazo de control adicional a los lazos de corriente y de tensión.

Una propiedad común de los controles RMF paso-alto y RMF paso-bajo es que la etapa de potencia vista por el regulador externo de tensión es modificada por los lazos internos, de manera que sufre poca dispersión ante grandes variaciones de los parámetros de la etapa de potencia (N , V_i , $R...$), ya que sigue la dinámica de un modelo de referencia. Esto facilita el diseño del lazo externo de tensión.

Mediante el control RMF paso-bajo se obtiene un regulador de tensión equivalente, G_{v-eq} , que tiene el carácter de un doble integrador a baja frecuencia, con lo que el lazo de tensión equivalente, T_{v-eq} , presenta mucha más ganancia en baja frecuencia que la de un lazo de tensión ACC convencional de mayor o igual frecuencia de cruce. Esto mejora notablemente el rechazo de perturbaciones de baja frecuencia sin precisar de un lazo de tensión equivalente rápido, lo cual redundará en la robustez del sistema.

En el caso de aplicaciones con tensión de referencia variable de baja frecuencia, el aumento de la ganancia en baja frecuencia del lazo de tensión equivalente disminuye el error de seguimiento. Por ello, la técnica RMF paso-bajo se estudiará más adelante aplicada a sistemas de inversores conectados en paralelo.

A diferencia de lo que ocurre con RMF paso-alto, con el control RMF paso-abajo las limitaciones por ruido de conmutación son muy similares a las del control ACC convencional, ya que se utiliza un modelo de referencia de primer orden tipo paso bajo que no añade problemas de ruido al lazo de control.

5.2. Diagrama de bloques completo del control modo corriente robusto con seguimiento de modelo tipo paso bajo para el control de convertidores DC-DC modulares

En la figura 5.1 se presenta el diagrama de bloques completo del control RMF paso-bajo propuesto y en la figura 5.2 una simplificación del mismo después de aplicar álgebra de bloques.

Obsérvese en la figura 5.1 la ubicación de los dos reguladores adicionales: $G_{mc}(s)$ y $\beta \cdot VOC_{ref}(s)$, así como el lazo interno adicional, $T_{int}(s)$, que también puede apreciarse en la figura 5.2.

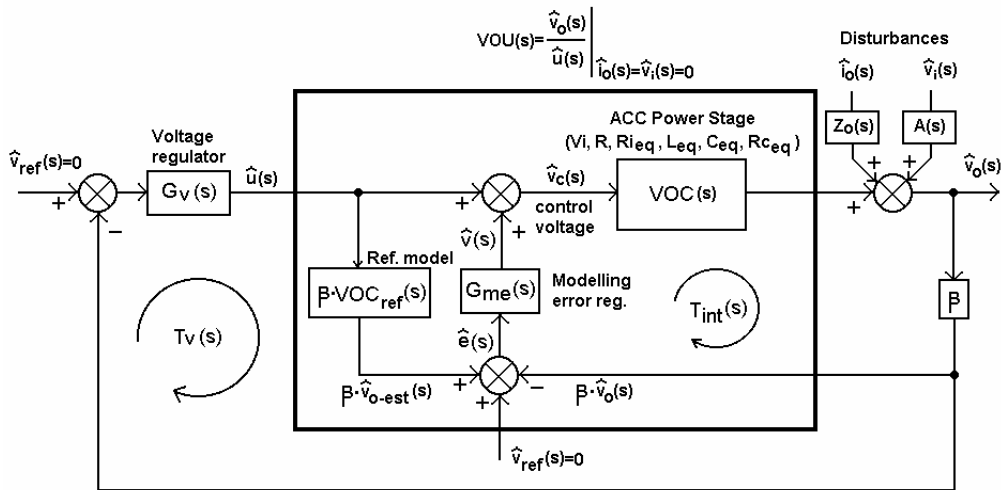


Fig.5.1: Diagrama de bloques del control RMF paso-bajo.

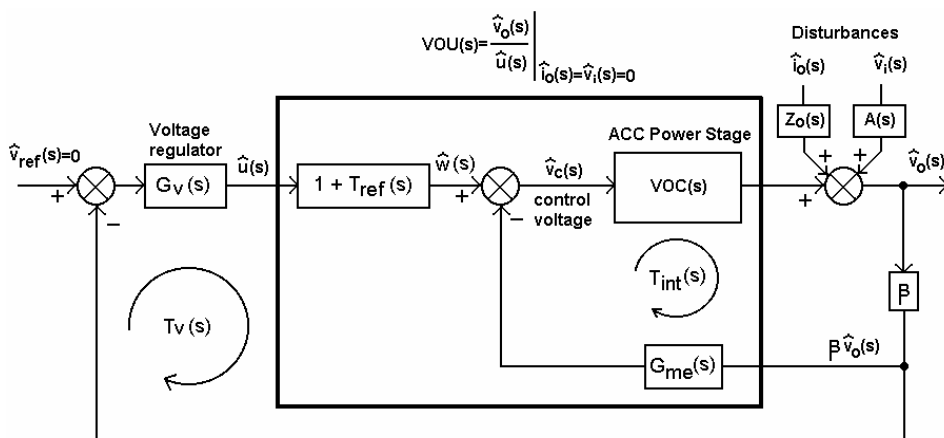


Fig.5.2: Diagrama de bloques simplificado del control RMF paso-bajo.

Los lazos de corriente del control RMF paso-bajo son idénticos a los del control ACC convencional y contienen los mismos reguladores de corriente $G_s(s)$, por lo que no se ha representado $T_i(s)$ en ninguna de las dos figuras.

5.3. Descripción del lazo RMF basado en modelo de referencia paso-bajo

5.3.1. Lazo interno $T_{int}(s)$ y lazo de referencia $T_{ref}(s)$

La realización del control RMF paso-bajo, al igual que la del control RMF paso-alto, se basa en la adición de un lazo interno adicional, $T_{int}(s)$ (que presenta un efecto de seguimiento del modelo), antes de cerrar el lazo externo de tensión, $T_v(s)$, con el regulador de tensión $G_v(s)$.

Obsérvese en la figura 5.1 que el lazo interno, $T_{int}(s)$, contiene dos bloques: un regulador PI de “modelado del error”, $G_{me}(s)$, y la función de transferencia del modelo de referencia, $\beta \cdot VOC_{ref}(s)$, que presenta una característica tipo paso-bajo de primer orden similar a la etapa de potencia ACC convencional [9][10]. La expresión general de la función de transferencia del modelo de referencia viene dada por (5.1):

$$VOC_{ref}(s) = \frac{K}{\left(1 + \frac{s}{a_{ref}}\right)} \quad (5.1)$$

Su salida, $\beta \cdot v_{o-est}$, es una estimación del sentido de la tensión de salida si la función de transferencia de la etapa de potencia $VOC(s)$ es igual a $VOC_{ref}(s)$ en ausencia de perturbaciones, por lo que la señal $e(s)$ es el error de estimación.

El regulador $G_{me}(s)$ se diseña para “moldear” adecuadamente el lazo $T_{int}(s)$ con una frecuencia de cruce, $f_{c-int} = \omega_{c-int}/2\pi$. La ganancia de lazo del lazo interno, $T_{int}(s)$, viene dada por (5.2):

$$T_{int}(s) = \beta \cdot VOC(s) \cdot G_{me}(s) \quad (5.2)$$

Las funciones $VOW(s)$ y $T_{ref}(s)$, definidas en (5.3) y (5.4) respectivamente, son funciones de transferencia intermedias que se usan para poder obtener la función de transferencia de la etapa de potencia modificada, $VOU(s)$, que será presentada en el apartado 5.3.2.

$$VOW(s) = \left. \frac{\hat{v}_o(s)}{\hat{w}(s)} \right|_{\hat{i}_o = \hat{v}_i = 0} = \frac{VOC(s)}{1 + T_{int}(s)} \quad (5.3)$$

$$T_{ref}(s) = \beta \cdot VOC_{ref}(s) \cdot G_{me}(s) \quad (5.4)$$

Nótese que $T_{ref}(s)$ es una función de transferencia fija que puede definirse como la “ganancia del lazo de referencia”, ya que coincide con $T_{int}(s)$ cuando $VOC(s) = VOC_{ref}(s)$.

5.3.2. Función de transferencia “vista” por el regulador de tensión: $VOU(s)$

$VOU(s)$ es la función de transferencia que “ve” el regulador $G_v(s)$, o función de transferencia de la etapa de potencia modificada por el lazo robusto. Su expresión viene dada por (5.5):

$$VOU(s) = \left. \frac{\hat{v}_o(s)}{\hat{u}(s)} \right|_{\hat{i}_o = \hat{v}_i = 0} = VOW(s) \cdot (1 + T_{ref}(s)) = VOC(s) \cdot \frac{(1 + T_{ref}(s))}{(1 + T_{int}(s))} \quad (5.5)$$

Nótese que para el rango de frecuencias en el que se cumple $|T_{int}(s)| \gg 1$ y $|T_{ref}(s)| \gg 1$, $VOU(s) \approx VOC_{ref}(s)$. Para ese rango de frecuencias la función de transferencia que “ve” el regulador de tensión es fija y coincide con $VOC_{ref}(s)$. Esto constituye la base de la acción de seguimiento del modelo que se consigue con el lazo interno adicional $T_{int}(s)$.

5.3.3. Diseño del lazo $T_{int}(s)$ y elección de $VOC_{ref}(s)$

El “moldeado” del lazo $T_{int}(s)$ se lleva a cabo mediante una simple compensación en cascada de la etapa de potencia convencional $VOC(s)$ y la ganancia del sensado de tensión β con el regulador PI $G_{me}(s)$. Téngase en cuenta que el “moldeado” de $T_{int}(s)$ es similar al de $T_v(s)$ con control ACC convencional, con la ventaja de que sólo resulta necesaria una frecuencia de cruce moderada del lazo interno, f_{c-int} , para obtener un buen rechazo de perturbaciones, tal y como se demostrará en el apartado 5.3.6.

El regulador $G_{me}(s)$ puede ajustarse para una frecuencia de cruce de $T_{int}(s)$ de aproximadamente una décima parte de la frecuencia de conmutación, esto es, $f_{c-int} \approx f_s/10$ en conducción continua (CCM). No obstante, habrá una pequeña dispersión en f_{c-int} debido a las

variaciones de la etapa de potencia. Obviamente, en conducción discontinua (DCM) cabe esperar una reducción de f_{c-int} .

Conviene remarcar (véase figura 5.2) que el regulador $G_{me}(s)$ está situado en el camino de realimentación en vez de estar situado en el camino directo de $VOC(s)$. La expresión general de una estructura adecuada para $G_{me}(s)$ aparece en (5.6):

$$G_{me}(s) = \frac{\omega_{ie} \cdot \left(1 + \frac{s}{\omega_{ze}}\right)}{s \cdot \left(1 + \frac{s}{\omega_{pe}}\right)} \quad (5.6)$$

El polo ω_{pe} se sitúa a alta frecuencia para atenuar el ruido de conmutación, $\omega_{pe} \approx \omega_s/2$.

El lazo interno $T_{int}(s)$ tiene la propiedad de que a frecuencias menores que f_{c-int} , en las que $|T_{int}(s)| \gg 1$, la función de transferencia $VOW(s)$ es constante y no depende de las variaciones ni de las tolerancias de la etapa de potencia. Despreciando el polo de alta frecuencia de $G_{me}(s)$, $VOW(s)$ adopta la expresión que aparece en (5.7):

$$Si \ \omega \ll \omega_{C-int} \Rightarrow VOW(s) \approx \frac{1}{\beta \cdot G_{me}(s)} = \frac{s}{\beta \cdot \omega_{ie}} \cdot \frac{1}{\left(1 + \frac{s}{\omega_{ze}}\right)} \quad (5.7)$$

La frecuencia de cruce de $T_{ref}(s)$, $f_{c-ref} = \omega_{c-ref}/2\pi$, es constante porque no depende de la etapa de potencia real, pero sí de la etapa de potencia de referencia, tal y como se deduce de (5.4). En la expresión (5.5), la función de transferencia $(1+T_{ref}(s))$ se aproxima a la expresión $T_{ref}(s) \cdot (1+s/\omega_{c-ref})$, teniendo en cuenta que $T_{ref}(s)$ presenta un carácter integrador, esto es, $T_{ref}(s) \approx \omega_{c-ref}/s$. En consecuencia, (5.8) constituye una buena aproximación de $VOU(s)$ a frecuencias menores que f_{c-int} , en las que $|T_{int}(s)| \gg 1$.

$$\begin{aligned} Si \ \omega \ll \omega_{C-int} \Rightarrow VOU(s) &\approx VOC(s) \cdot \frac{T_{ref}(s) \cdot \left(1 + \frac{s}{\omega_{C-ref}}\right)}{T_{int}(s)} = \\ &= VOC_{ref}(s) \cdot \left(1 + \frac{s}{\omega_{C-ref}}\right) = \frac{K}{\left(1 + \frac{s}{a_{ref}}\right)} \cdot \left(1 + \frac{s}{\omega_{C-ref}}\right) \end{aligned} \quad (5.8)$$

Una vez diseñado el regulador $G_{me}(s)$, se elige $VOC_{ref}(s)$ para que la ganancia del lazo de referencia, $T_{ref}(s)$, sea estable. Si se obtiene un $T_{ref}(s)$ con un margen de estabilidad insuficiente, la función de transferencia $(1+T_{ref}(s))$ de la figura 5.2 presenta una resonancia negativa poco atenuada que puede dar lugar a muchas dificultades a la hora de estabilizar el lazo externo de tensión, $T_v(s)$. La elección de $VOC_{ref}(s)$ determina la frecuencia de cruce del lazo de referencia, f_{c-ref} , que es constante porque tanto $VOC_{ref}(s)$ como $T_{ref}(s)$ son fijos.

Un punto muy interesante para los diseñadores es que $VOC_{ref}(s)$ se elige independientemente de la función de transferencia de la etapa de potencia real $VOC(s)$, dependiendo su elección únicamente de $G_{me}(s)$. El valor de la frecuencia de cruce del lazo de referencia, f_{c-ref} , puede ser, en principio, mayor o menor que f_{c-int} , aunque más adelante se demostrará que conviene maximizar f_{c-ref} para mejorar el rechazo de perturbaciones.

5.3.4. Diseño del regulador de tensión $G_v(s)$

El regulador $G_v(s)$ se diseña para compensar en cascada la función de transferencia $VOU(s)$, moldeando así el lazo $T_v(s)$ con una frecuencia de cruce $f_{c-v} = \omega_{c-v}/2\pi$. Si f_{c-v} es menor que f_{c-int} , la compensación es relativamente sencilla dado que $VOU(s)$ es muy poco sensible a los parámetros variables de la etapa de potencia hasta la frecuencia de cruce deseada, f_{c-v} .

La ganancia del lazo externo de tensión, $T_v(s)$, viene dada por (5.9), siendo la aproximación que aparece en la última parte de esta expresión válida para frecuencias $f < f_{c-int}$.

$$T_v(s) = \beta \cdot G_v(s) \cdot VOU(s) \approx \beta \cdot G_v(s) \cdot \frac{K}{1 + \frac{s}{a_{ref}}} \cdot \left(1 + \frac{s}{\omega_{C-ref}} \right) \quad (5.9)$$

El lazo $T_v(s)$ puede ajustarse para una frecuencia de cruce de $f_{c-v} \approx f_s/20$, habiendo elegido previamente $f_{c-int} \approx f_s/10$. La estructura general que se muestra en (5.10), formada por un cero, un polo y un integrador, resulta adecuada para $G_v(s)$, aunque también se pueden utilizar expresiones más complejas.

$$G_v(s) = \frac{\omega_{iv} \cdot \left(1 + \frac{s}{a_{ref}} \right)}{s \cdot \left(1 + \frac{s}{\omega_{C-ref}} \right)} \quad (5.10)$$

La frecuencia angular de cruce que resulta en este caso para el lazo de tensión viene dada por (5.11).

$$\omega_{C-v} \approx \beta \cdot K \cdot \omega_{iv} \quad (5.11)$$

5.3.5. Regulador de tensión equivalente $G_{v,eq}(s)$ y lazo de tensión equivalente $T_{v,eq}(s)$

El diagrama de bloques del lazo RMF paso-bajo de la figura 5.1 puede modificarse como se indica en la figura 5.3 para introducir los conceptos de regulador de tensión equivalente $G_{v,eq}(s)$ y lazo de tensión equivalente $T_{v,eq}(s)$. Las expresión analítica de $G_{v,eq}(s)$ se deduce fácilmente aplicando álgebra de bloques en la figura 5.1, obteniéndose la expresión (5.12). La ganancia del lazo de tensión equivalente vendrá dada por (5.13).

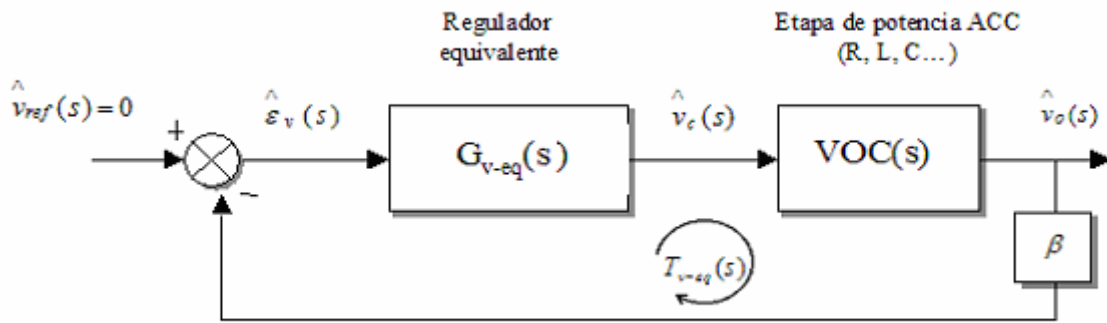


Fig.5.3: Diagrama de bloques del control RMF paso-bajo introduciendo el concepto de $G_{v,eq}(s)$.

$$G_{v,eq}(s) = G_{me}(s) + G_v(s) \cdot (1 + T_{ref}(s)) = G_{me} + G_v + G_v \cdot \beta \cdot VOC_{ref} \cdot G_{me} \quad (5.12)$$

$$T_{v,eq}(s) = \beta \cdot G_{v,eq}(s) \cdot VOC(s) = T_{int}(s) + \beta \cdot VOC(s) \cdot G_v(s) \cdot (1 + T_{ref}(s)) \quad (5.13)$$

Las ventajas de este nuevo enfoque son: 1) Da un procedimiento de diseño sistemático de los tres reguladores en juego, resultando indirectamente un regulador de alto orden muy difícil de diseñar directamente por tener muchos grados de libertad. 2) El regulador equivalente tiene muy alta ganancia a baja frecuencia pero una frecuencia de cruce moderada, lo que aporta un buen rechazo de perturbaciones de baja frecuencia con robustez de estabilidad por no precisar de grandes frecuencia de cruce. 3) El modelo de referencia es paso bajo por lo que no hay problemas de ruido en el lazo de control.

El desarrollo de la expresión (5.12) a partir la estructura general de los reguladores empleados conduce a la expresión genérica del regulador equivalente, $G_{v-eq}(s)$, con control RMF paso-bajo, que aparece en (5.14):

$$G_{v-eq}(s) = \frac{\omega_{i-eq} \cdot \left(1 + \frac{s}{\omega_{z1}}\right) \cdot \left(1 + \frac{s}{\omega_{z2}}\right) \cdot \left(1 + \frac{s}{\omega_{z3}}\right) \cdot \left(1 + \frac{s}{\omega_{z4}}\right)}{s^2 \cdot \left(1 + \frac{s}{\omega_{c-ref}}\right) \cdot \left(1 + \frac{s}{a_{ref}}\right) \cdot \left(1 + \frac{s}{\omega_{pe}}\right)} \quad (5.14)$$

De (5.14) se deduce que el comportamiento en baja frecuencia del regulador equivalente con control RMF paso-bajo es el de un doble integrador, con lo que se mejora apreciablemente el seguimiento de señales de referencia de baja frecuencia variables en el tiempo (aplicable a inversores) y se reduce la sensibilidad de lazo ante perturbaciones externas como cambios en la carga o en la tensión de entrada.

5.3.6. Mejora del rechazo a perturbaciones

Una cuestión importante a tener en cuenta a la hora de elegir $VOC_{ref}(s)$ y f_{c-ref} son las funciones de transferencia de rechazo a perturbaciones resultantes, esto es, audiosusceptibilidad e impedancia de salida en lazo cerrado, cuya expresiones aparecen en (5.15) y (5.16) respectivamente.

$$A_{cl}(s) = \left. \frac{\hat{v}_o(s)}{\hat{v}_i(s)} \right|_{\hat{i}_o = 0; \hat{v}_c \neq 0} = \frac{A(s)}{1 + T_{int}(s) + \beta \cdot VOC(s) \cdot G_v(s) \cdot (1 + T_{ref}(s))} = \frac{A(s)}{1 + T_{v-eq}} \quad (5.15)$$

$$Z_{ocl}(s) = \left. \frac{\hat{v}_o(s)}{\hat{i}_o(s)} \right|_{\hat{v}_i = 0; \hat{v}_c \neq 0} = \frac{Z_o(s)}{1 + T_{int}(s) + \beta \cdot VOC(s) \cdot G_v(s) \cdot (1 + T_{ref}(s))} = \frac{Z_o(s)}{1 + T_{v-eq}} \quad (5.16)$$

Para frecuencias menores que f_{c-int} y f_{c-ref} ambas ecuaciones pueden simplificarse un poco más, quedando como muestran (5.17) y (5.18).

$$A_{cl}(s) \approx \frac{A(s)}{T_{int}(s) + \beta \cdot VOC(s) \cdot G_v(s) \cdot T_{ref}(s)} = \frac{A(s)}{T_{int}(s) + \beta^2 \cdot VOC(s) \cdot VOC_{ref}(s) \cdot G_v(s) \cdot G_{me}(s)} \quad (5.17)$$

$$Z_{ocl}(s) \approx \frac{Z_o(s)}{T_{int}(s) + \beta \cdot VOC(s) \cdot G_v(s) \cdot T_{ref}(s)} = \frac{Z_o(s)}{T_{int}(s) + \beta^2 \cdot VOC(s) \cdot VOC_{ref}(s) \cdot G_v(s) \cdot G_{me}(s)} \quad (5.18)$$

De las expresiones anteriores se deduce que para reducir ambas funciones de transferencia se deben elegir unos valores de f_{c-int} y f_{c-ref} tan altos como se posible, así como una ganancia elevada de $G_v(s)$ en baja frecuencia. De esta manera, se adoptarán unos valores para $VOC_{ref}(s)$ y f_{c-ref} tales que hagan que $|T_{ref}(s)|$ sea grande en el rango de frecuencias en el que se quiere mejorar el rechazo de perturbaciones ($A_{cl}(s)$ y $Z_{ocl}(s)$).

Recuérdese que con control ACC convencional, para reducir las funciones $A_{cl}(s)$ y $Z_{ocl}(s)$ en baja frecuencia se tienen que utilizar frecuencias de cruce elevadas en el lazo de tensión, $T_v(s)$, con las problemas que esto supone.

La mejora de las funciones de transferencia de rechazo de perturbaciones que se consigue con el esquema de control RMF paso-bajo se deduce del último miembro de las ecuaciones 5.15 y 5.16., al obtenerse una T_{v-eq} con mucha mayor ganancia a baja frecuencia que con un controlador convencional. Sin necesidad de aumentar la frecuencia de cruce se reducen A_{cl} y Z_{ocl} sin comprometer el margen de estabilidad. Obsérvese que la pendiente de T_{v-eq} a baja frecuencia es de -40dB/dec (doble integrador), lo que produce que la pendiente de $|A_{cl}(s)|$ y $|Z_{ocl}(s)|$ a baja frecuencia sea de +40dB/dec.

Con control ACC convencional, $G_v(s)$ es la única función de transferencia que presenta alta ganancia en baja frecuencia en el denominador de $A_{cl}(s)$ y $Z_{ocl}(s)$. Nótese que con el control RMF paso-bajo, el incremento que introduce $G_{me}(s)$ en la ganancia de baja frecuencia de $G_v(s)$ afecta únicamente a las funciones $A_{cl}(s)$ y $Z_{ocl}(s)$, pero no a $T_v(s)$, por lo que la estabilidad del lazo de tensión no se ve afectada por $G_{me}(s)$. El efecto de “desacoplo” que se ha comentado anteriormente no se conseguiría adoptando una expresión más compleja para el regulador de tensión con control ACC convencional, ya que un cambio en $G_v(s)$ afectaría directamente a la estabilidad de $T_v(s)$.

5.3.7. Procedimiento de diseño del control RMF paso-bajo

El procedimiento de diseño que se propone para los reguladores del control RMF paso-bajo es el siguiente:

- 1) Elegir un controlador PI para $G_{me}(s)$, con la estructura que aparece en (5.6), para la compensación en cascada de $VOC(s)$ con una frecuencia de cruce en conducción continua de: $f_{c-int} \leq f_s/10$.
- 2) Elegir el modelo de referencia, $VOC_{ref}(s)$, con la estructura que aparece en (5.1), para conseguir que el lazo $T_{ref}(s)$ sea estable con el regulador $G_{me}(s)$ que se ha diseñado en el punto 1. La frecuencia de cruce f_{c-ref} que se obtiene es fácil de maximizar dado que $T_{ref}(s)$ está compuesto por funciones de transferencia constantes. Nótese que para el diseño de $VOC_{ref}(s)$ se dispone de dos grados de libertad, K y a_{ref} .
- 3) Elegir $G_v(s)$, de acuerdo a (5.10), para una frecuencia de cruce de $T_v(s)$ de: $f_{c-v} < f_{c-int}/2$. Obsérvese que: $f_{c-v} \approx \beta \cdot K \cdot \omega_{iv} / 2\pi$, por lo que la elección de ω_{iv} es muy sencilla.

5.4. Implementación del control RMF paso-bajo en un sistema DC-DC modular Buck

En este apartado se aplicará la teoría del control RMF paso-bajo al sistema DC-DC modular del capítulo 2. Con objeto de comparar sus propiedades de robustez frente al control ACC convencional se efectuará un estudio análogo a los realizados en los capítulos 2 y 4, modificando los circuitos equivalentes Orcad-PSpice y Psim con la introducción del lazo de control propuesto.

5.4.1. Etapa de potencia nominal

Los valores nominales del sistema DC-DC modular al que se ha aplicado el control RMF paso-bajo son los siguientes:

$$V_i=25V, V_o=5V, f_s=50kHz, L_{mod}=100\mu H, C_{mod}=470\mu F, R_{c,mod}=55m\Omega, R_{mod}=1\Omega, N=1-8$$

Se ha vuelto a utilizar el mismo regulador de corriente en el diseño el lazo $T_i(s)$, cuya expresión se recuerda a continuación:

$$G_s(s) = \frac{2800 \cdot \left(1 + \frac{s}{2600}\right)}{s \cdot \left(1 + \frac{s}{180000}\right)}$$

Con estos valores, la función de transferencia de la etapa de potencia nominal que se obtiene después de cerrar el lazo de corriente es la misma que con control ACC convencional. En el capítulo 4 se vio que esta función de transferencia se podía aproximar en baja frecuencia a un sistema de primer orden, cuya expresión era:

$$VOC(s) = \frac{7,246 \cdot 10^3 s^3 + 2,9859 \cdot 10^9 s^2 + 1,0835 \cdot 10^{14} s + 1,4115 \cdot 10^{17}}{s^4 + 1,826 \cdot 10^5 s^3 + 7,2196 \cdot 10^9 s^2 + 3,4763 \cdot 10^{13} s + 3,5355 \cdot 10^{16}} \approx \frac{4}{1 + \frac{s}{3973}}$$

5.4.2. Diseño de los controladores auxiliares

El lazo de control RMF paso-bajo se ha diseñado siguiendo el procedimiento que se ha expuesto en el apartado 5.3.7. Para diseñar el lazo interno $T_{int}(s)$ se ha elegido el peor caso de estabilidad que corresponde a una tensión de entrada de $V_i = V_{i-max} = 30V$ en conducción continua (CCM). La frecuencia de cruce deseada para este lazo es: $f_{c-int} \approx 5kHz$. El regulador $G_{me}(s)$ que se ha obtenido se muestra en (5.19).

$$G_{me}(s) = \frac{7100 \cdot \left(1 + \frac{s}{1260}\right)}{s \cdot \left(1 + \frac{s}{157000}\right)} \quad (5.19)$$

Con este regulador, el lazo $T_{int}(s)$, cuando se le aplica un barrido de la resistencia de carga comprendido entre $R_{mod} = 1\Omega$ y $R_{mod} = 10\Omega$, presenta una frecuencia de cruce de unos 5,1kHz con un margen de fase en el peor caso de $PM = 50^\circ$ y un margen de ganancia más que suficiente (véase la figura 5.4).

Para la etapa de potencia de referencia $VOC_{ref}(s)$ se ha elegido la función de transferencia que aparece en (5.20), con lo que el diagrama de Bode resultante para $T_{ref}(s)$ es el que puede observarse en la figura 5.5.

$$VOC_{ref}(s) = \frac{4}{1 + \frac{s}{266}} \quad (5.20)$$

Con este modelo de referencia el lazo $T_{ref}(s)$ presenta una frecuencia de cruce de unos 557Hz con un margen de fase $PM = 74^\circ$.

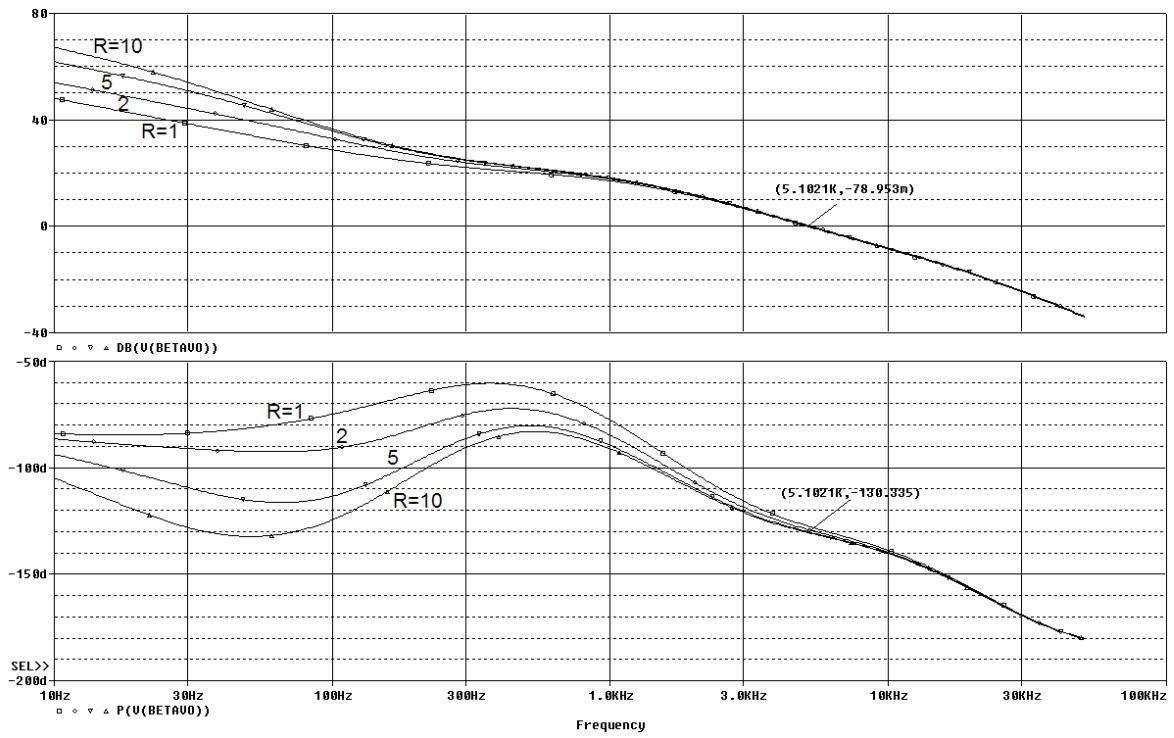


Fig.5.4: Diagrama de Bode de $T_{int}(s)$ y R variando entre 1Ω y 10Ω .

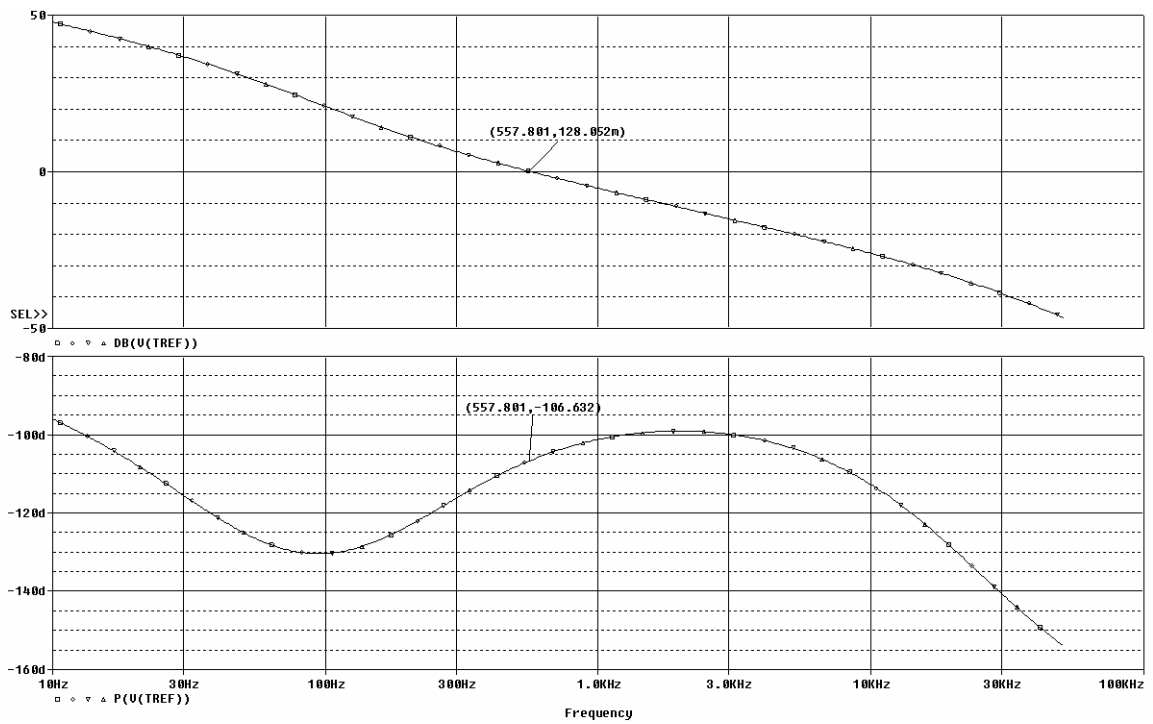


Fig.5.5: Diagrama de Bode de $T_{ref}(s)$.

Partiendo de la función de transferencia de la etapa de potencia modificada por el lazo robusto $V_{OU}(s)$, se realiza el diseño del regulador de tensión, $G_v(s)$, cuya expresión final aparece en (5.21).

$$G_v(s) = \frac{7300 \cdot \left(1 + \frac{s}{266}\right)}{s \cdot \left(1 + \frac{s}{3600}\right)} \quad (5.21)$$

La figura 5.6 muestra las curvas de Bode del $T_v(s)$ obtenidas para valores de la resistencia de carga R_{mod} comprendidas entre 1Ω y 10Ω . Los resultados del análisis muestran que la frecuencia de cruce permanece constante para todos los valores de R_{mod} e igual a $f_{c-v} \approx 2,52\text{kHz}$, con un margen de fase de $PM \approx 84^\circ$ y un margen de ganancia superior a 20dB.

Si se comparan estos resultados con los que se obtuvieron con control ACC convencional (véase figura 2.4) lo que más llama la atención es la baja dispersión de las curvas al utilizar RMF paso-bajo. La frecuencia de cruce del lazo de tensión externo es considerablemente menor con RMF paso-bajo que con el controlador ACC convencional, aproximadamente la sexta parte, y el margen de fase es mayor, lo que puede explicarse por el hecho de haber utilizado una frecuencia de cruce bastante más baja.

5.4.3. Ganancia de lazo equivalente. Frecuencia de cruce y márgenes de estabilidad

Por otra parte, la figura 5.7 muestra los diagramas de Bode del lazo de tensión equivalente, $T_{v-eq}(s)$, para el esquema de control RMF paso-bajo realizando también un barrido de la resistencia de carga comprendido entre 1Ω y 10Ω . Obsérvese que $T_{v-eq}(s)$ presenta una frecuencia de cruce de unos 10 kHz con un margen de fase de 47° .

En la figura 5.8 puede verse una comparativa entre la ganancia de lazo del control ACC convencional, $T_v(s)$, y la ganancia del lazo equivalente del control RMF paso-alto, $T_{v-eq}(s)$, en la que se aprecia la mayor ganancia de esta última a baja frecuencia, lo que justifica la mejora del rechazo de perturbaciones de baja frecuencia.

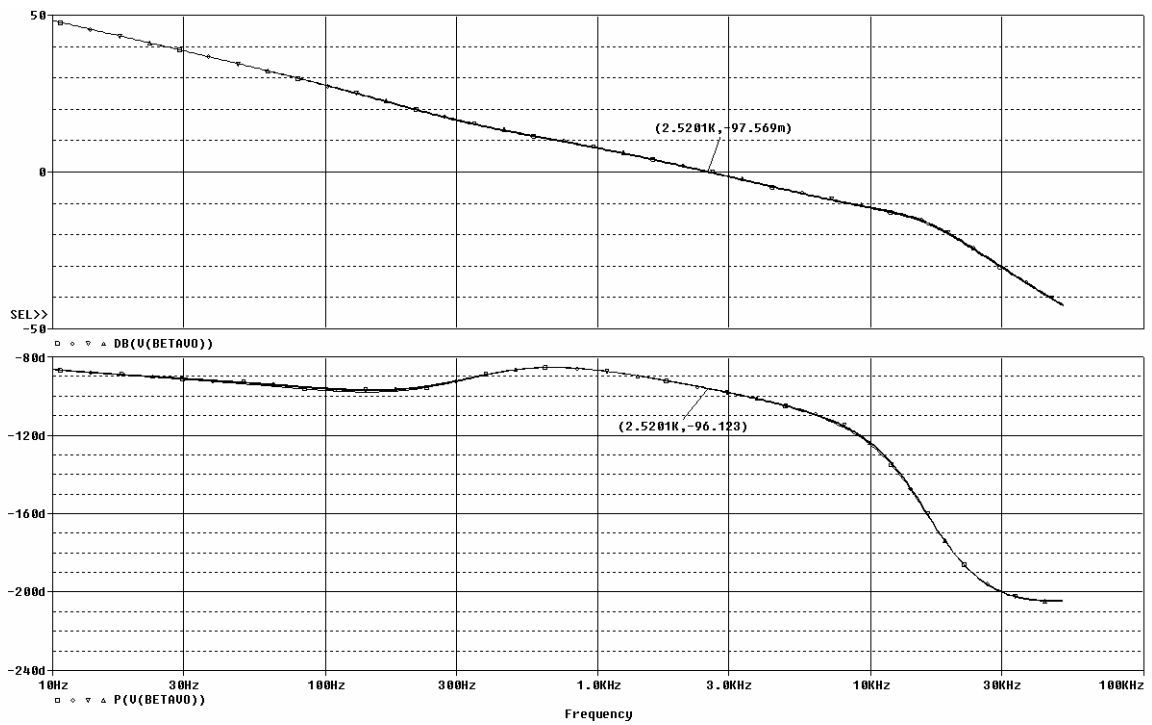


Fig.5.6: Diagrama de Bode de $T_v(s)$ con control RMF paso-bajo y R variando entre 1Ω y 10Ω .

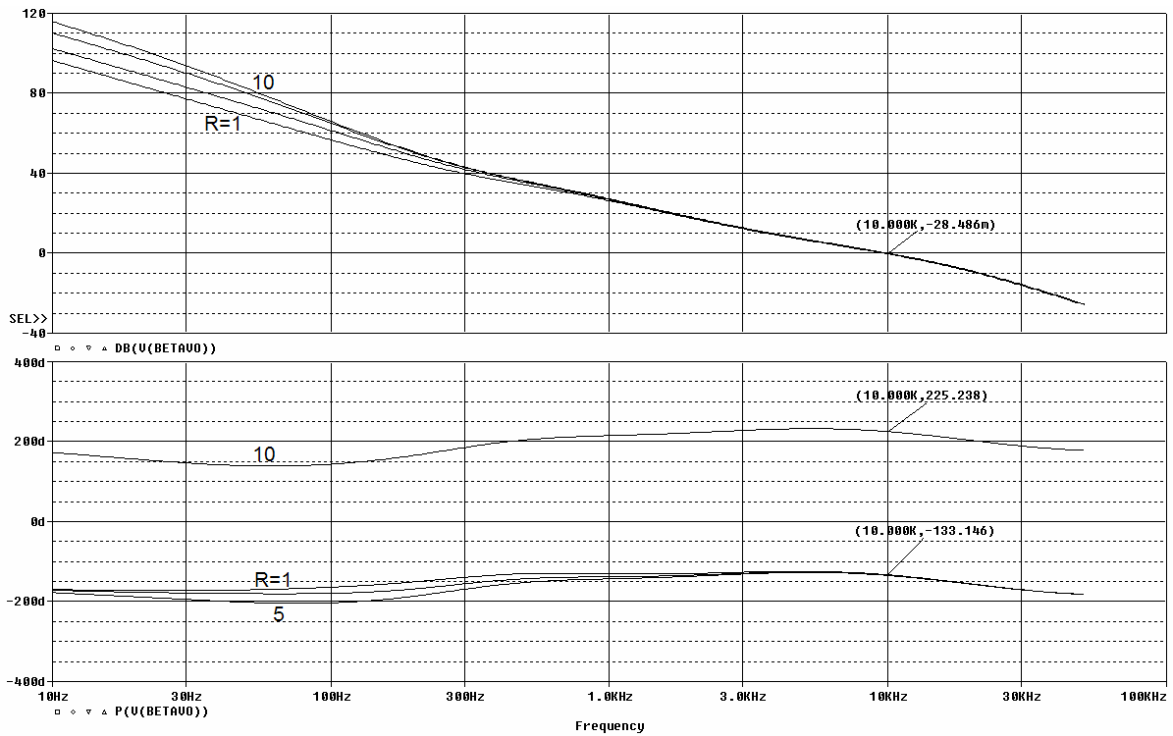


Fig.5.7: Diagrama de Bode de $T_{v-eq}(s)$ con control RMF paso-bajo y R variando entre 1Ω y 10Ω .

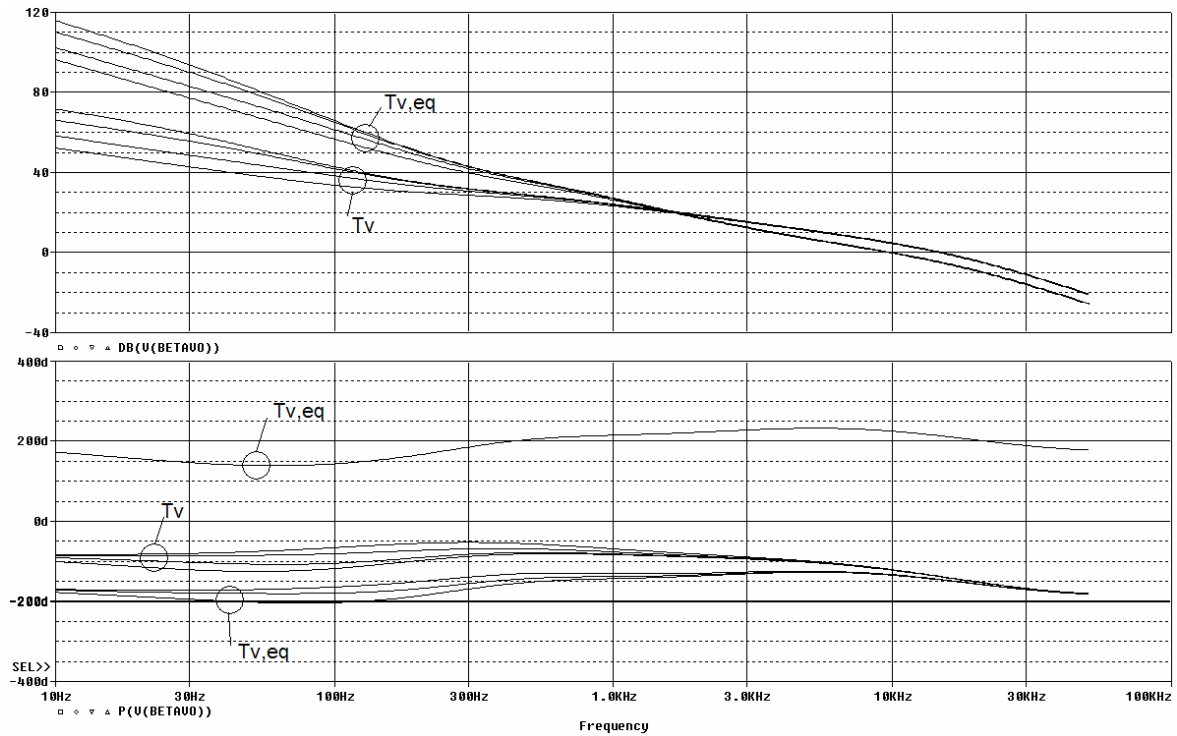


Fig.5.8: Comparativa entre T_v (dB) del control ACC convencional y $T_{v,eq}$ (dB) del control RMF.

5.4.4. Estudio de las prestaciones dinámicas obtenidas con control RMF paso-bajo

El objetivo de este apartado es el estudio de la estabilidad y las prestaciones dinámicas en lazo cerrado que se obtienen al aplicar el lazo de control RMF paso-bajo al sistema DC-DC modular. Se pone de manifiesto la mejora que se consigue en las funciones de transferencia de rechazo de perturbaciones respecto al esquema convencional.

5.4.4.1. Características dinámicas en lazo cerrado del sistema DC-DC con control RMF paso-bajo

5.4.4.1.1. Audiosusceptibilidad en lazo cerrado

En la figura 5.9 pueden verse las curvas de Bode correspondientes a la audiosusceptibilidad en lazo cerrado con R_{mod} variando entre 1Ω y 10Ω , en las que se ha señalado el valor de $A_{cl}(s)$ a las frecuencias de 100Hz y 300Hz.

Comparando con las que se obtuvieron con ACC convencional, se aprecia una mejora significativa (aproximadamente 23dB a 100Hz y 11dB a 300Hz) en el rechazo de la perturbación de línea, a pesar de haber diseñado el lazo de referencia con una frecuencia de cruce muy baja.

La figura 5.10 muestra la comparativa del módulo de la audiosusceptibilidad que se obtiene con control ACC convencional y la que se obtiene con control RMF paso-bajo, en donde se observa claramente la reducción que se consigue en baja frecuencia con el esquema de control propuesto.

5.4.4.1.2. Impedancia de salida en lazo cerrado

La figura 5.11 muestra el diagrama de Bode de $Z_{oc}(s)$ variando R_{mod} entre 1Ω y 10Ω . En esta figura puede apreciarse una mejora muy importante de la impedancia de salida, especialmente en baja frecuencia, aunque $Z_{oc}(s)$ empeora ligeramente a alta frecuencia (unos 5 dB).

El la figura 5.12 puede verse la comparativa entre la impedancia de salida en lazo cerrado que se obtiene con control ACC convencional y la que se obtienen con RMF paso-alto. Obsérvese que el esquema de control propuesto mejora $Z_{oc}(s)$ considerablemente a bajas frecuencias.

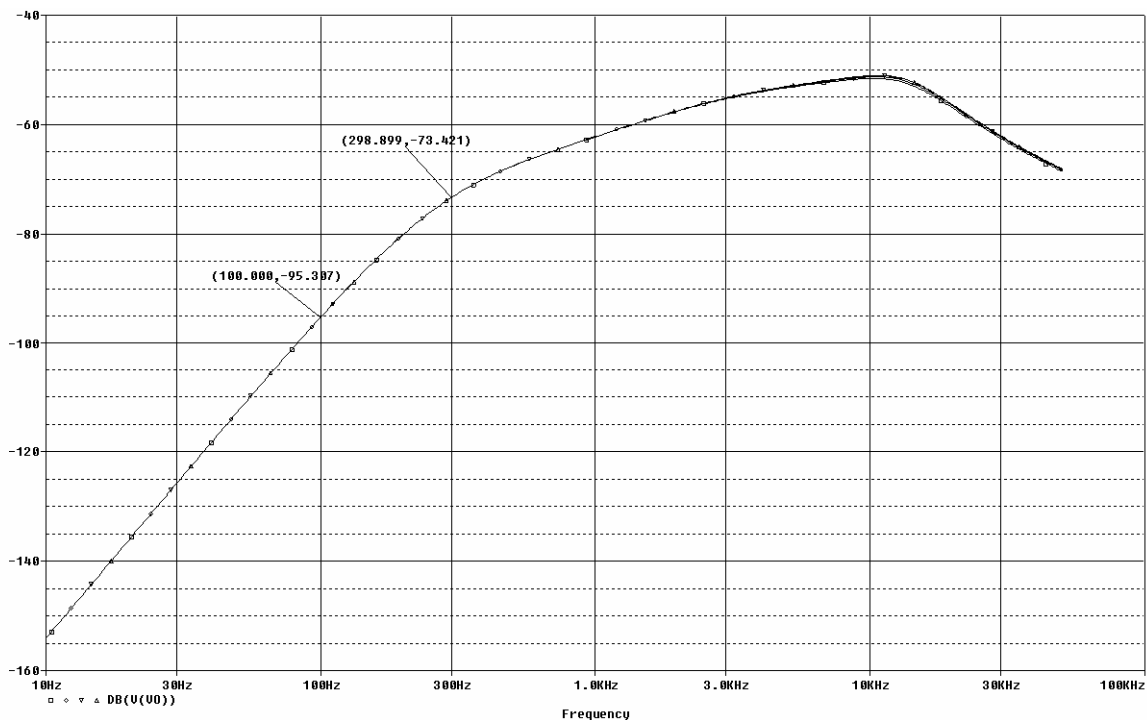


Fig.5.9: Diagrama de Bode de $A_c(s)$ con control RMF paso-bajo y R variando entre 1Ω y 10Ω .

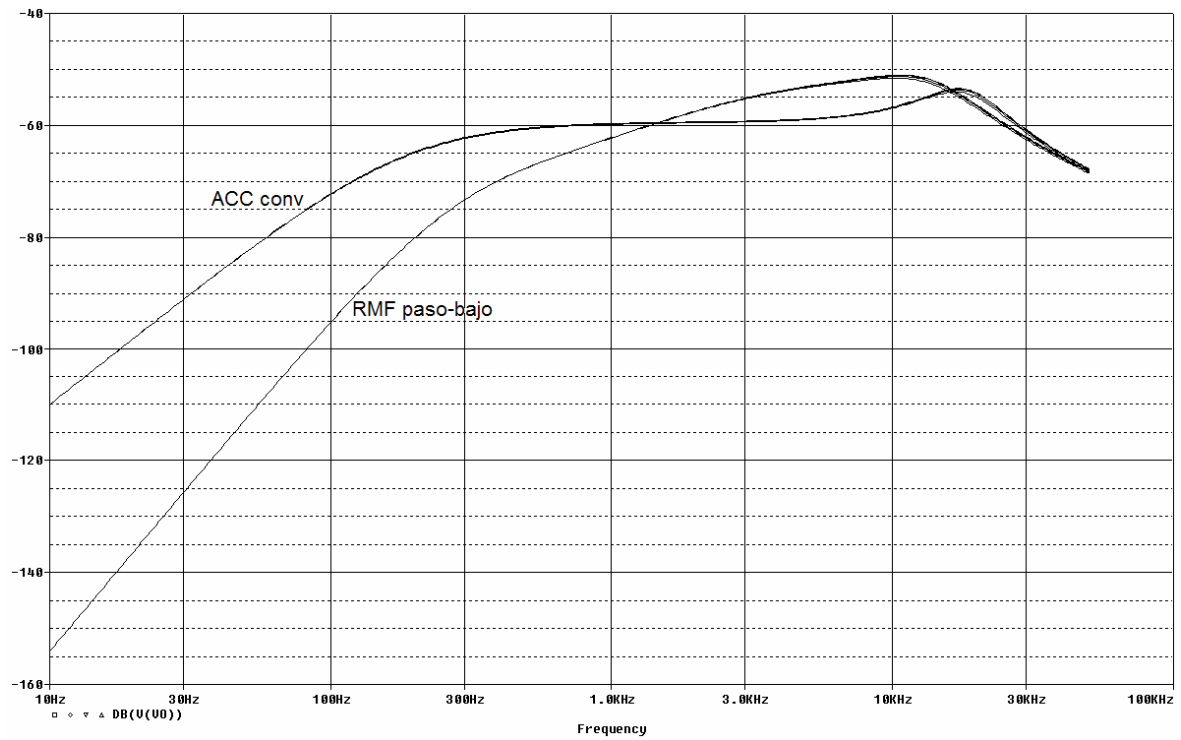


Fig.5.10: Comparativa entre $A_{cl}(s)$ del control ACC convencional y $A_{cl}(s)$ del control RMF.

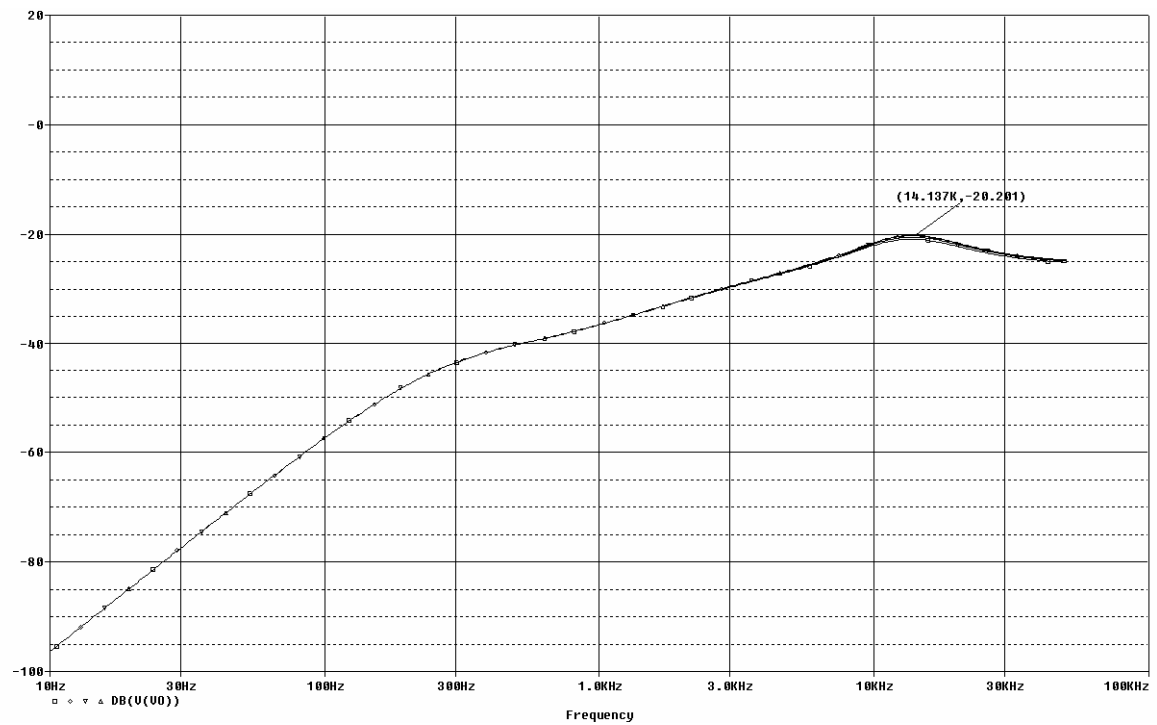


Fig.5.11: Diagrama de Bode de $Z_{oci}(s)$ con control RMF paso-bajo y R variando entre 1Ω y 10Ω .

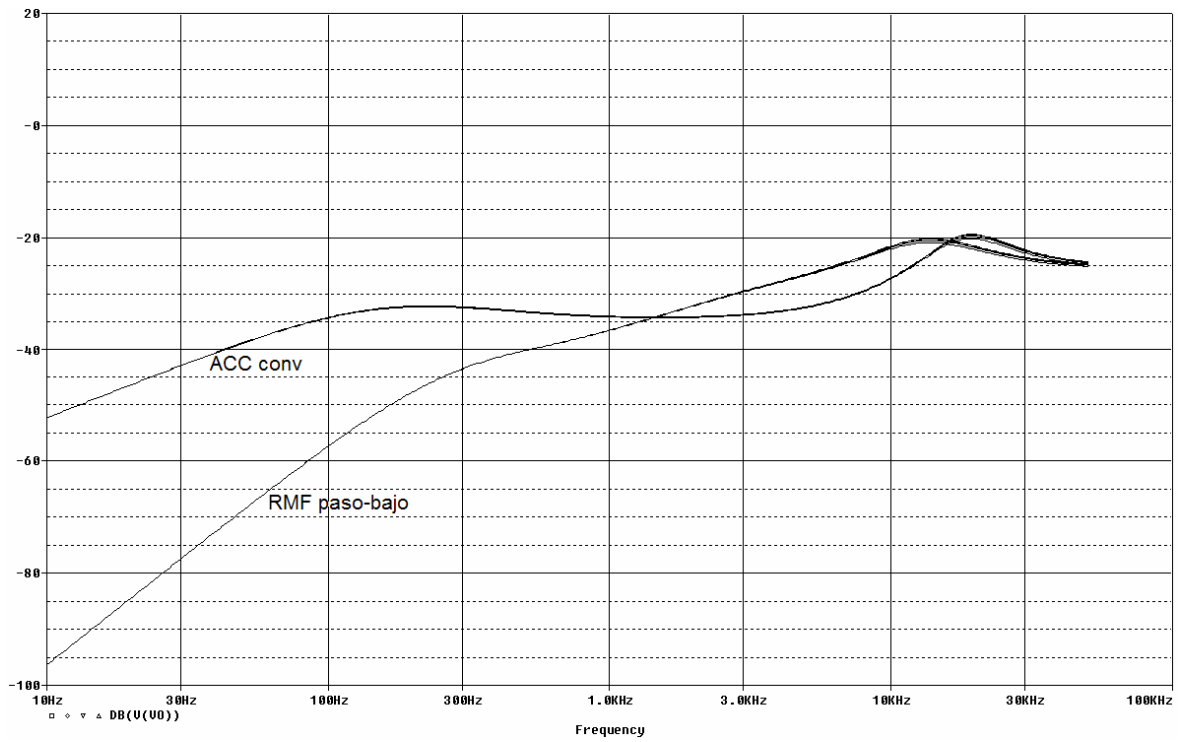


Fig.5.12: Comparativa entre $Z_{oci}(s)$ del control ACC convencional y $Z_{oci}(s)$ del control RMF.

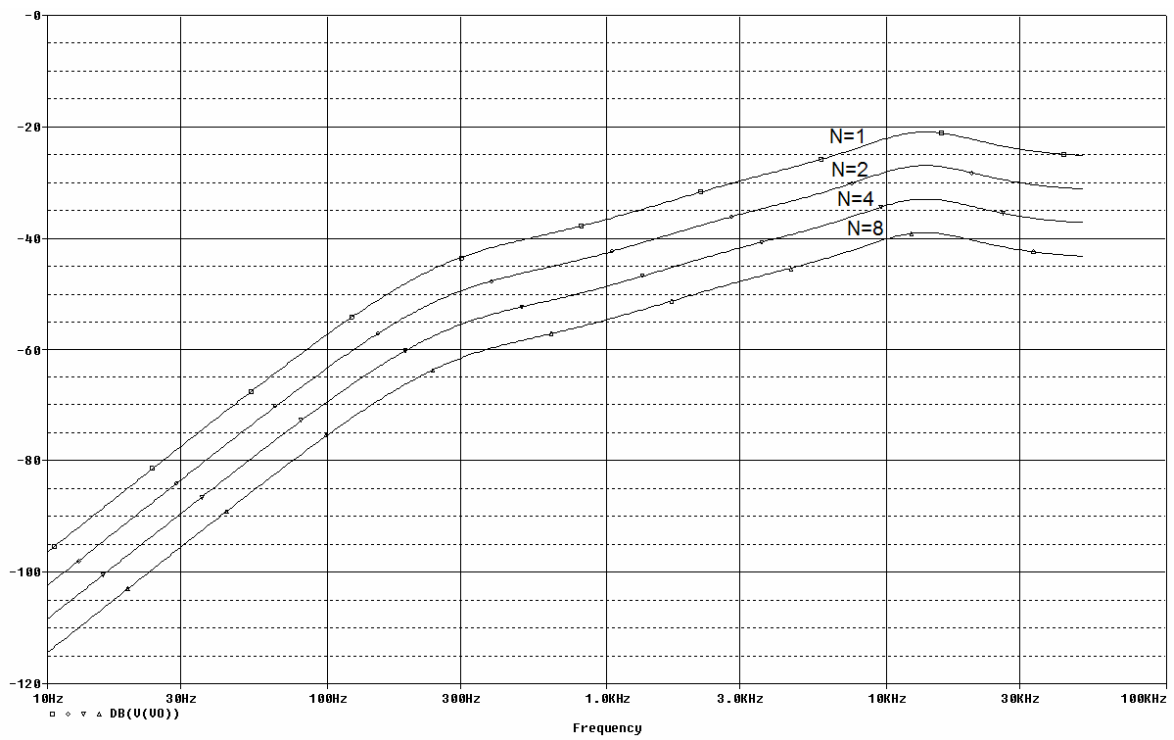


Fig.5.13: Diagrama de Bode de $Z_{oci}(s)$ con control RMF paso-bajo y N variando entre 1 y 8.

En la figura 5.13 se muestra de nuevo el diagrama de Bode de $Z_{oc}(s)$ pero variando ahora N entre 1 y 8. Comparativamente frente a ACC convencional se observa una mejora en baja frecuencia para cualquier número de módulos. A altas frecuencias, en torno al máximo de la curva, $Z_{oc}(s)$ empeora ligeramente.

5.4.4.2. Simulación en gran señal del sistema DC-DC modular con control RMF paso-bajo

En este apartado se realizará el estudio en gran señal del sistema DC-DC modular con control RMF paso-bajo con el fin de validar los resultados que se han obtenido a partir del modelo de pequeña señal.

5.4.4.2.1. Escalón en la tensión de entrada

La figura 5.14 muestra los resultados de la respuesta temporal de la tensión de salida ante un escalón de la tensión de entrada de $-15V$ (de $25V$ a $10V$). La curva ha sido obtenida con el convertidor nominal ($R=1\Omega$), un módulo y control RMF paso-bajo. Si se compara esta respuesta con la que se obtiene con control ACC convencional se observa una recuperación más rápida de la tensión de salida. La desviación transitoria máxima de la tensión de salida respecto su punto de operación es de $80mV$ ($1,6\%$), con un tiempo de establecimiento con un error menor del 1% de $85\mu s$.

5.4.4.2.2. Escalón en la carga

En la figura 5.15 aparece la respuesta de la tensión de salida del convertidor nominal con un módulo ($V_i=25V$) ante un escalón de carga de $2,5A$ a $5A$. De nuevo, en la comparativa de esta respuesta frente a la que se obtiene con control ACC convencional se observa que la tensión de salida es mucho más rápida a la hora de recuperar su valor original. La desviación transitoria máxima de la tensión de salida respecto su punto de operación es de $160mV$ ($3,2\%$), con un tiempo de establecimiento con un error menor del 1% de $7\mu s$.

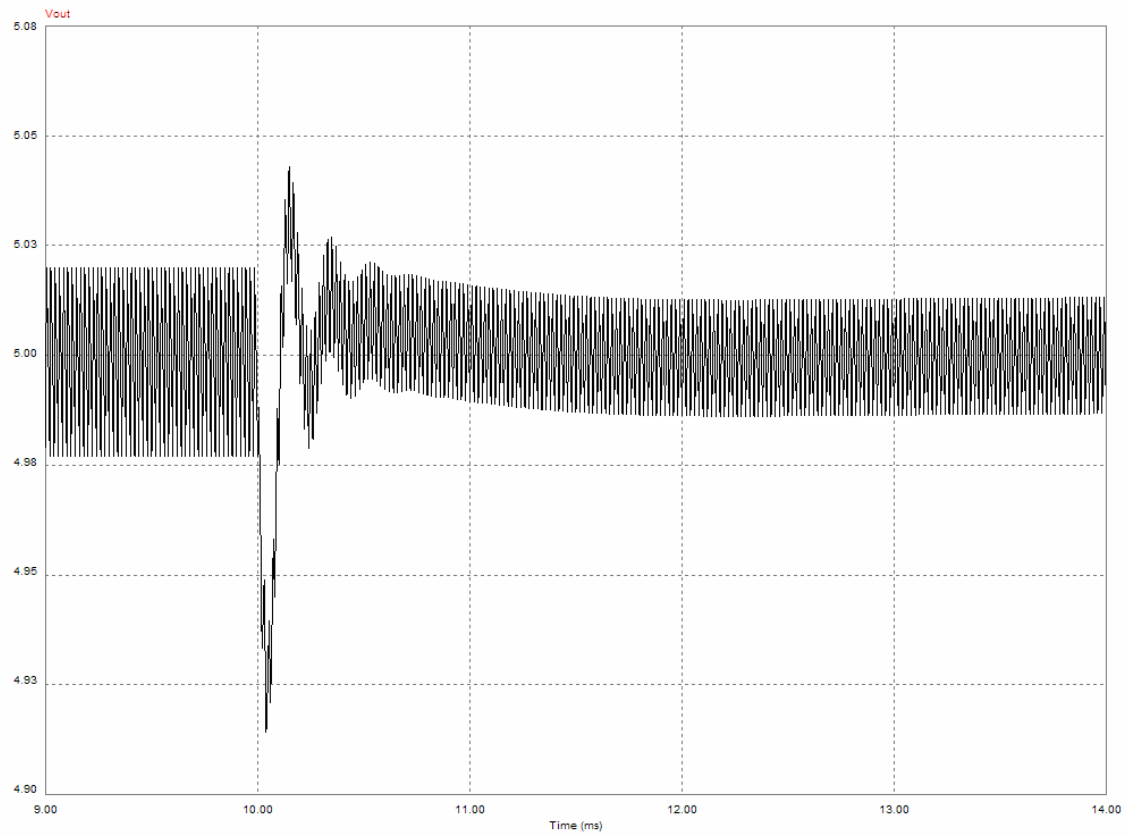


Fig.5.14: Respuesta temporal en gran señal ante escalón en V_i . RMF paso-bajo $R=1\Omega$.

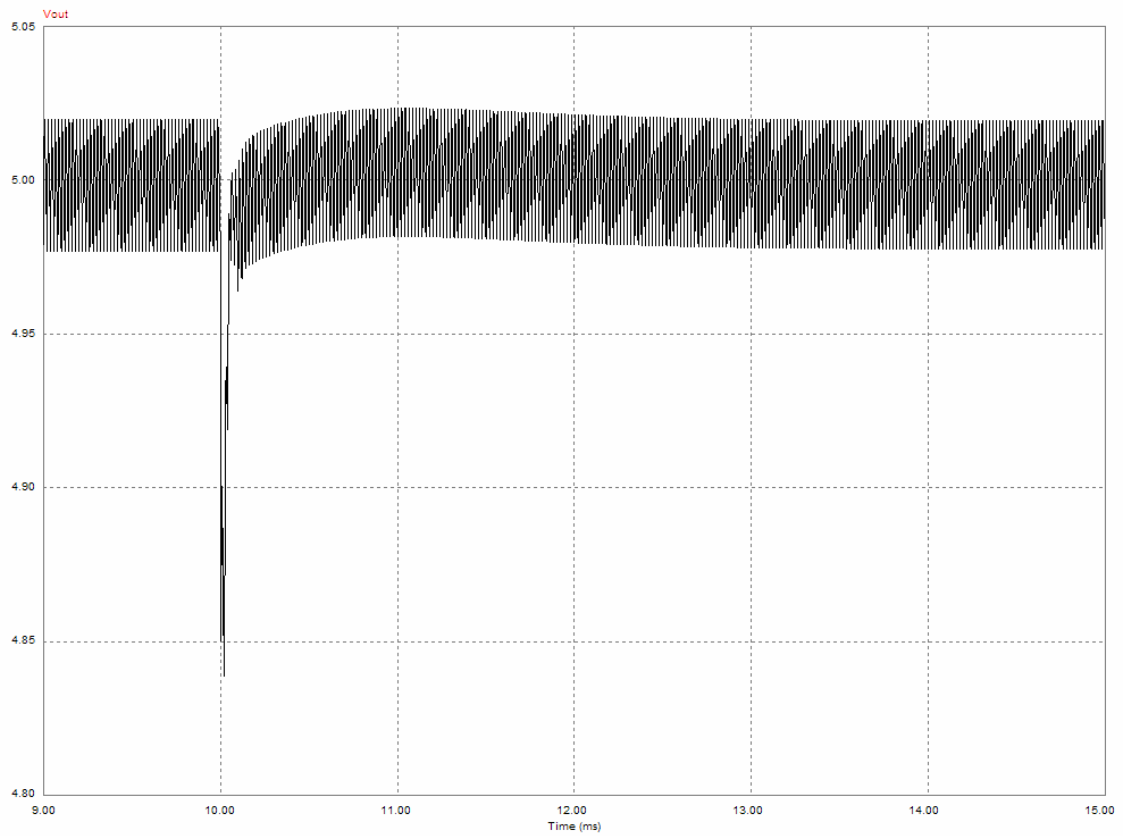


Fig.5.15: Respuesta temporal en gran señal ante escalón de carga. RMF paso-bajo $R=1\Omega$.

5.4.4.2.3. Conexión-desconexión de módulos

En último lugar se ha obtenido la respuesta temporal del sistema modular con dos módulos conectados en paralelo ante la desconexión de uno de ellos. En la figura 5.16 se ha representado la corriente de salida de cada uno de los módulos y la tensión de salida.

La comparativa frente a ACC convencional vuelve a confirmar que el sistema DC-DC modular es mucho más rápido con control RMF paso-bajo a pesar de que en el diseño se han adoptado unas frecuencias de cruce del lazo externo de tensión y del lazo de tensión equivalente inferiores a la frecuencia de cruce del lazo de tensión con control ACC convencional.

La desviación transitoria máxima de la tensión de salida respecto su punto de operación es de 250mV (5%), con un tiempo de establecimiento con un error menor del 1% de 7,4 μ s.

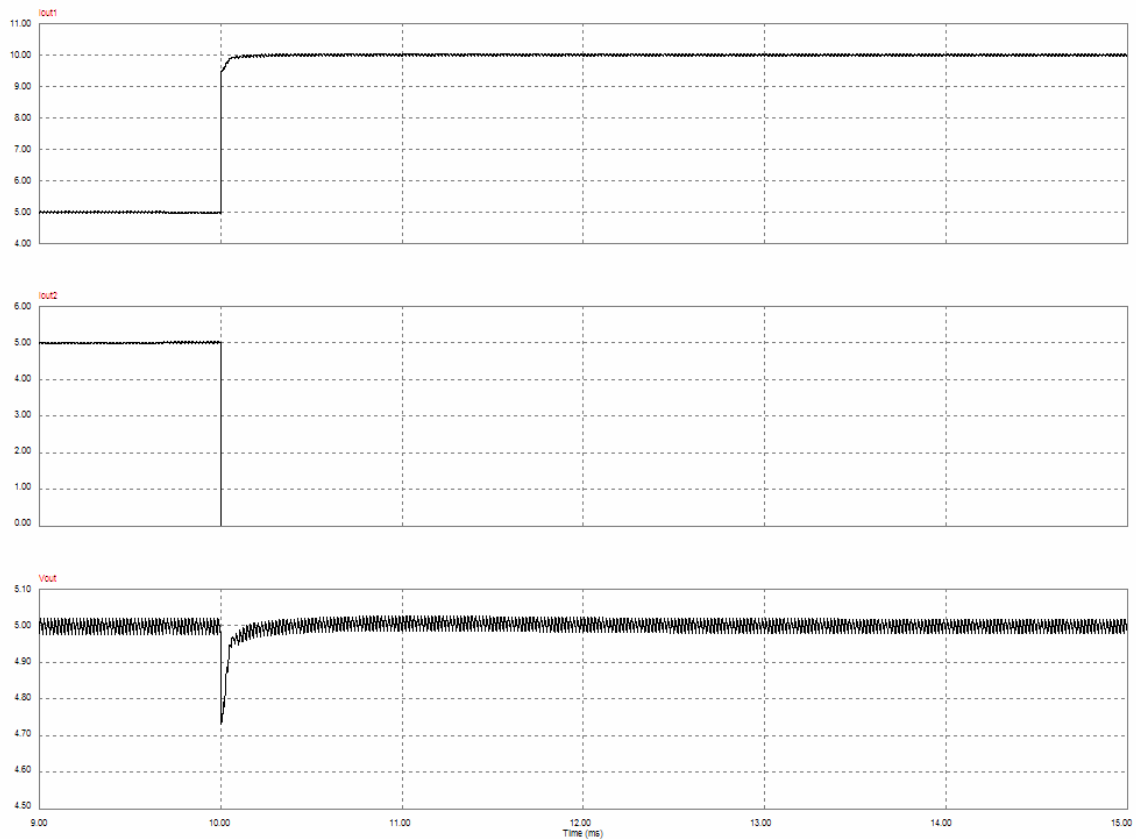


Fig.5.16: Respuesta gran señal de V_o ante la desconexión de un módulo. RMF paso-bajo $R=1\Omega$.

5.5. Análisis de Montecarlo de las funciones de transferencia más importantes

En este apartado se estudia cómo cambian las prestaciones dinámicas del sistema DC-DC modular con control RMF paso-bajo cuando se consideran variaciones simultáneas de los elementos de la etapa de potencia. Se utiliza el mismo circuito de pequeña señal del control ACC convencional añadiéndole el lazo de control RMF paso-bajo. A efectos comparativos se consideran las mismas variaciones que las de los capítulos 2 y 4 (véase apartado 2.4.1.).

5.5.1. Función de transferencia de la etapa de potencia modificada $VOU(s)$

La figura 5.17 muestra los diagramas de Bode del análisis de Montecarlo de la función de transferencia de la etapa de potencia modificada, $VOU(s)$, añadiendo un barrido paramétrico del número de módulos conectados en paralelo N . Si se comparan estas curvas con las que se obtuvieron con el control ACC convencional en idénticas condiciones, se observa que con RMF paso-bajo $VOU(s)$ se parece mucho a $VOC_{ref}(s)$ en baja frecuencia, incluso en conducción discontinua. A alta frecuencia las curvas se dispersan considerablemente especialmente en conducción discontinua.

5.5.2. Ganancia del lazo externo $T_v(s)$

En la figura 5.18 aparecen las curvas de Bode de la ganancia del lazo, $T_v(s)$, con RMF paso-bajo añadiendo de nuevo un barrido paramétrico de N . En estas curvas se observa que la frecuencia de cruce del lazo de tensión en conducción continua se mantiene muy próxima a la frecuencia de cruce deseada (2,5kHz), mientras que en conducción discontinua aumenta la dispersión (1,8kHz – 2,25kHz) hasta caer a un valor mínimo de unos 1,8kHz. La dispersión de $T_v(s)$ es muy baja hasta una frecuencia ligeramente superior a 1kHz, tanto en conducción continua (CCM) como en conducción discontinua (DCM). El margen de fase que se mide es ampliamente satisfactorio en CCM empeorando ligeramente en DCM.

Si se compran estos resultados con los obtenidos con control ACC convencional, se pone de manifiesto la clara superioridad del control RMF paso-bajo frente al ACC convencional.

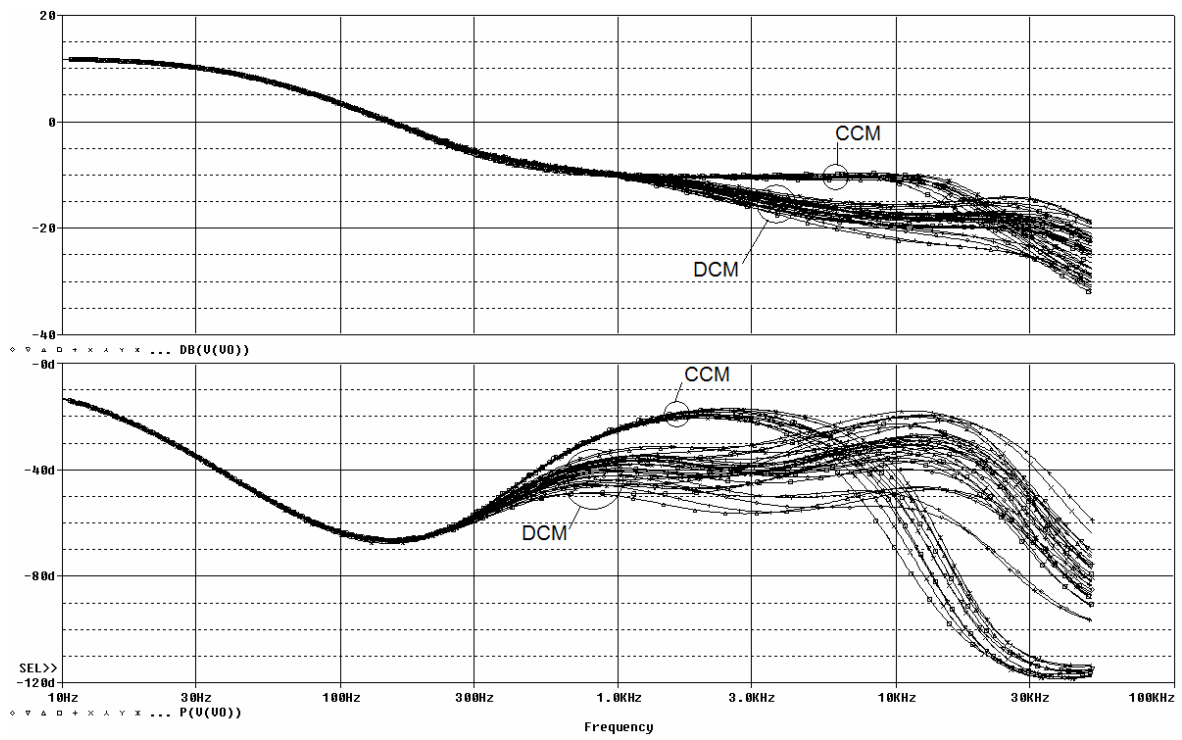


Fig.5.17: Análisis de Montecarlo de $VOU(s)$ añadiendo barrido paramétrico de N .

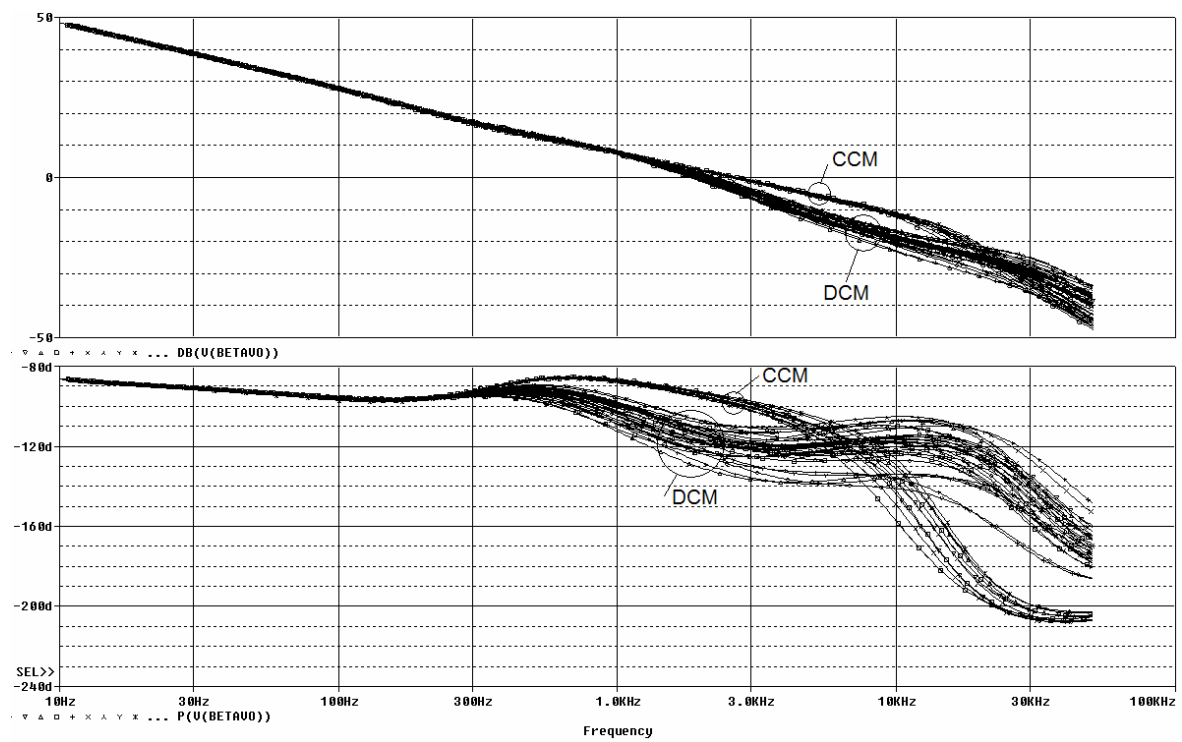


Fig.5.18: Análisis de Montecarlo de $T_v(s)$ añadiendo barrido paramétrico de N .

5.5.3. Ganancia de lazo equivalente $T_{v-eq}(s)$

La figura 5.19 muestra el diagrama de Bode con análisis de Montecarlo de la ganancia del lazo equivalente de tensión, $T_{v-eq}(s)$, con control RMF paso-bajo realizando simultáneamente un barrido paramétrico de N entre 1 y 8 módulos. La frecuencia de cruce del lazo equivalente varía entre 2,624kHz y 11,11kHz con un margen de fase que es siempre superior a 35°.

Si se compara $T_{v-eq}(s)$ con la ganancia de lazo $T_v(s)$ con el controlador ACC convencional (figura 2.37), se observa que $T_{v-eq}(s)$ presenta una ganancia en baja frecuencia muy superior a la de $T_v(s)$, hecho que puede explicarse por el efecto del doble integrador que introduce el regulador equivalente en baja frecuencia en el lazo de tensión equivalente.

5.5.4. Audiosusceptibilidad en lazo cerrado $A_{cl}(s)$

La figura 5.20 muestra el módulo de la audiosusceptibilidad en lazo cerrado $A_{cl}(s)$ con control RMF paso-bajo. La mejora es muy evidente en bajas frecuencia aunque el máximo de $A_{cl}(s)$ empeora ligeramente si se compara con los resultados obtenidos con control ACC convencional en las mismas condiciones.

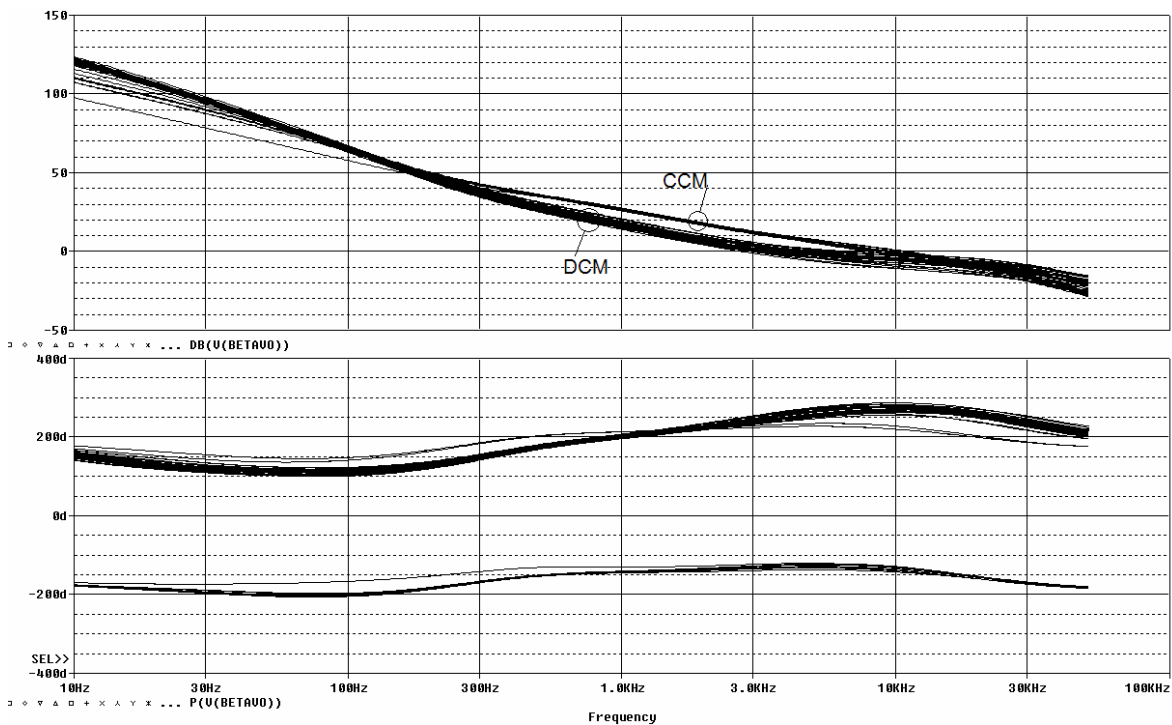


Fig.5.19: Análisis de Montecarlo de $T_{v-eq}(s)$ con barrido paramétrico de N .

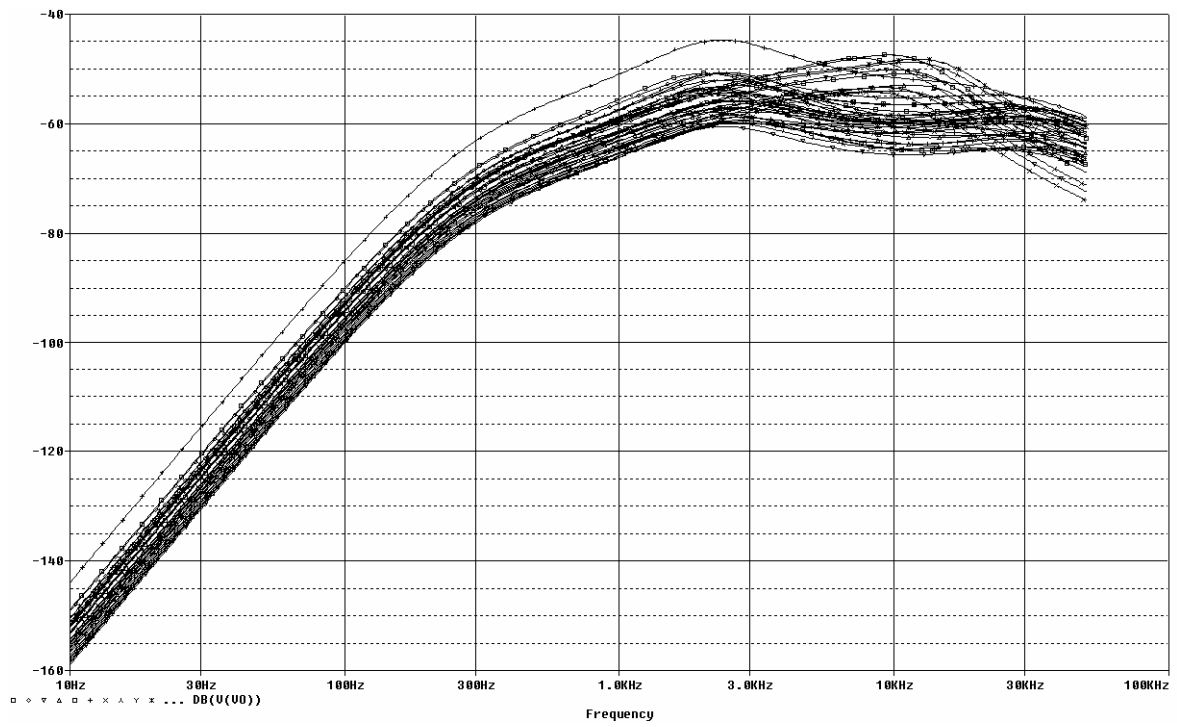


Fig.5.20: Análisis de Montecarlo de $A_{cl}(s)$ con barrido paramétrico de N .

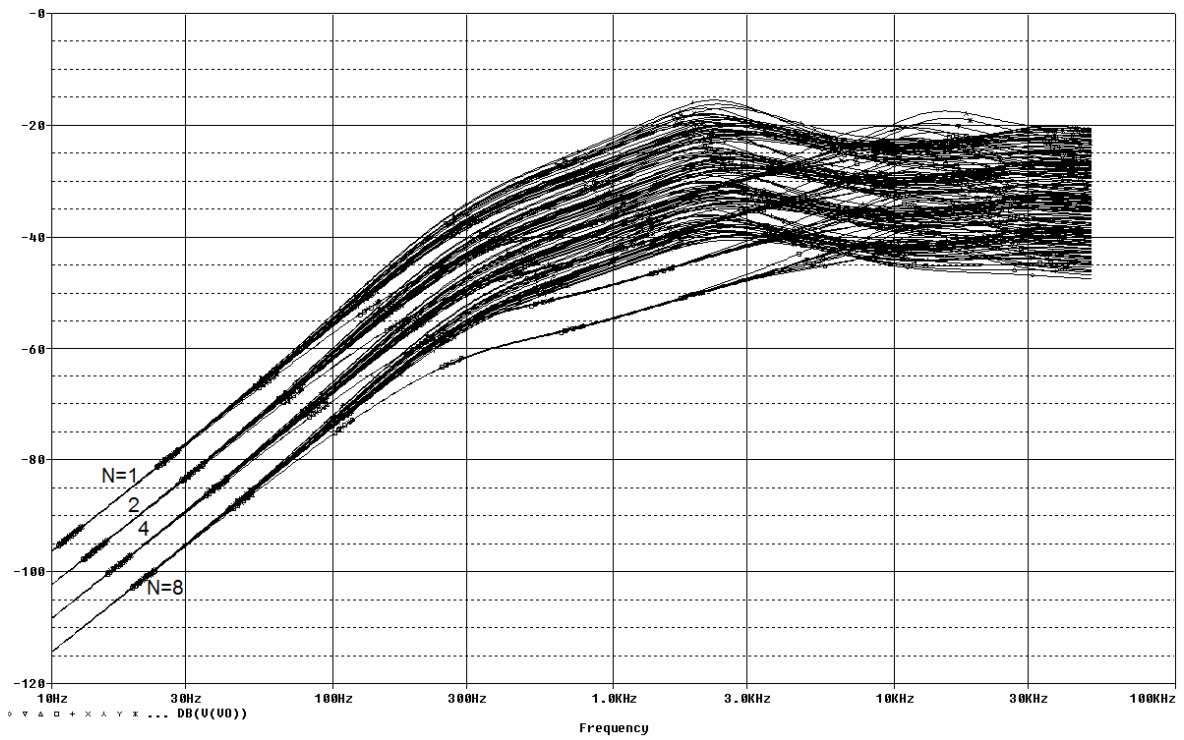


Fig.5.21: Análisis de Montecarlo de $Z_{oci}(s)$ con barrido paramétrico de N .

5.5.5. Impedancia de salida en lazo cerrado $Z_{ocl}(s)$

La figura 5.21 muestra el módulo de $Z_{ocl}(s)$ con control RMF paso-bajo. De nuevo se observa una mejora abrumadora en bajas frecuencias aunque el máximo de la impedancia de salida vuelve a ser ligeramente superior que el que se obtiene con control ACC convencional.

5.6. Conclusiones sobre el control RMF paso-bajo.

En este capítulo se ha presentado un esquema de control robusto con seguimiento de modelo tipo paso bajo (RMF paso-bajo) para el control de sistemas DC-DC modulares tipo Buck.

Para la implementación práctica de este esquema de control tan sólo hay que añadir algunos amplificadores operacionales al esquema de control ACC básico, aprovechando el mismo número de circuitos integrados de control PWM, dado que para su realización únicamente se añade un lazo interno basado en un modelo de referencia tipo paso bajo de primer orden y un regulador PI convencional.

Se ha visto que una de las propiedades del esquema de control RMF paso-bajo es que la etapa de potencia vista por el regulador externo de tensión sufre poca dispersión ante grandes variaciones de los parámetros de la etapa de potencia, ya que sigue la dinámica de un modelo de referencia. Reacuérdate que si se elige una frecuencia de cruce del lazo externo de tensión inferior a la del lazo interno, esto es, $f_{c-v} < f_{c-int}$, el diseño de $T_v(s)$ depende muy poco de $VOC(s)$. Este hecho facilita considerablemente el diseño del lazo externo de tensión.

Mediante el control RMF paso-bajo se obtiene un regulador de tensión equivalente, G_{v-eq} , que tiene el carácter de un doble integrador a baja frecuencia, con lo que el lazo de tensión equivalente, T_{v-eq} , presenta mucha más ganancia en baja frecuencia que la de un lazo de tensión ACC convencional de mayor o igual frecuencia de cruce.

También se ha demostrado que con RMF paso-bajo las características de rechazo a perturbaciones del sistema, esto es, audiosusceptibilidad e impedancia de salida en lazo cerrado, mejoran apreciablemente aunque se disponga de lazos bastante más lentos que los del control ACC convencional.

Una ventaja del RMF paso-bajo frente a otros métodos basados también en un modelo de referencia, como el RMF paso-alto estudiado en el capítulo 4, es la naturaleza tipo paso-bajo del modelo de referencia, que no añade limitaciones en cuanto a ruido de conmutación en el diseño. De ahí la sencillez del procedimiento de diseño del control RMF paso-bajo frente al del esquema de control RMF paso-alto.

5.7. Comparativa RMF paso-alto vs. RMF paso-bajo.

En este capítulo no se ha realizado en ningún momento una comparativa directa entre RMF paso-alto y RMF paso-bajo, aunque resulta evidente que una característica común de ambos controles es que con ellos la etapa de potencia vista por el regulador externo de tensión sufre poca dispersión ante grandes variaciones en el número de módulos conectados, la tensión de entrada y la carga, incluso en conducción discontinua (DCM), dado que ambos siguen la dinámica de un modelo de referencia.

También se ha visto que con los dos controles se mejora de forma importante el rechazo de perturbaciones del sistema multi-modular, al obtenerse una T_{v-eq} con mucha mayor ganancia a baja frecuencia que con un controlador convencional. Así, sin necesidad de aumentar la frecuencia de cruce se reducen A_{cl} y Z_{ocl} manteniendo unos buenos márgenes de estabilidad, a diferencia de lo que ocurre con ACC convencional, en el que para mejorar $A_{cl}(s)$ y $Z_{ocl}(s)$ hay que aumentar la frecuencia de cruce de $T_v(s)$.

No obstante, el estudio realizado también demuestra que RMF paso-bajo presenta ciertas ventajas importantes frente a RMF paso-alto:

El control RMF paso-bajo utiliza un modelo de referencia tipo paso bajo de primer orden, que no añade problemas de ruido al lazo de control, por lo que las limitaciones en cuanto a ruido de conmutación son similares a las del control ACC convencional. Además, el modelo de referencia con RMF paso-bajo trabaja a partir de la salida del regulador de tensión, a diferencia de lo que ocurre con RMF paso-alto en el que el modelo de referencia se conecta a la salida del convertidor.

Dado que las limitaciones en cuanto a ruido de conmutación son menores con control RMF paso-bajo, la mejora que se puede conseguir en el rechazo de perturbaciones es superior, alcanzándose valores mayores de 20dB en baja frecuencia con respecto al control ACC convencional. Consecuentemente, frente a escalones importantes en la carga, RMF paso-bajo

presenta unos tiempos de estabilización en la tensión de salida bastante menores que los de un lazo de control ACC convencional con un lazo de tensión algo más rápido que el T_{v-eq} .

En resumen, el control RMF paso-bajo aplicado a sistemas DC-DC modulares de alimentación tipo Buck presenta e incluso mejora ligeramente las ventajas del control RMF paso-alto frente a un esquema de control ACC convencional. Al mismo tiempo, carece de las limitaciones por ruido de conmutación del RMF paso-alto, lo que facilita considerablemente su procedimiento de diseño. Todo esto hace que RMF paso-bajo sea el esquema de control elegido para ser aplicado a los sistemas DC-AC modulares de alimentación, que constituyen el siguiente objetivo de este trabajo (capítulo 6).

CAPÍTULO

6

Desarrollo del control modo corriente RMF paso-bajo para el control de inversores modulares

6.1. Introducción

En este capítulo se aplica el esquema de control RMF paso-bajo que se ha introducido en el capítulo anterior a un sistema modular UPS (“Uninterruptible Power Supply”) de inversores monofásicos conectados en paralelo.

Este tipo de sistemas requieren una baja distorsión de la tensión de salida, incluso con cargas no lineales, y una buena ecualización de las corrientes que proporciona cada módulo, siendo también deseable que la tensión de salida presente una rápida respuesta dinámica ante transitorios de carga y tensión de entrada.

El control RMF paso-bajo, ensayado con éxito en sistemas modulares de convertidores DC-DC tipo Buck, constituye un buen candidato para ser aplicado a los sistemas multimodulares de inversores monofásicos en puente completo, ya que la dinámica de estos últimos coincide plenamente con la de los convertidores DC-DC tipo Buck.

El objetivo que se persigue con la aplicación del esquema de control RMF paso-bajo a los sistemas DC-AC modulares es doble: por un lado, mejorar la respuesta de la tensión de salida frente a escalones de carga y a corrientes muy distorsionadas (cargas no-lineales), y por otra parte, mejorar el reparto de corrientes entre los distintos módulos, asegurando así una ecualización muy precisa de la potencia que suministra cada módulo. Para alcanzar ambos objetivos se aplicará RMF paso-bajo tanto al lazo de externo tensión como a los lazos internos de corriente de cada inversor. Recuérdese que en el capítulo 5 sólo se ha aplicado RMF paso-bajo al lazo de tensión de convertidores DC-DC modulares conectados en paralelo.

Una de las propiedades fundamentales del control RMF paso-bajo es que requiere unas frecuencias de cruce moderadas en las ganancias de lazo de cada uno de los lazos de control implicados, así como del lazo equivalente. Las frecuencias de cruce moderadas aseguran la robustez de estabilidad frente a variaciones del punto de operación y a las tolerancias de los valores de los componentes de la etapa de potencia. Por otro lado, se mejora la impedancia de salida y la audiosusceptibilidad en lazo cerrado.

Al igual que en los dos capítulos anteriores, se realizará un estudio comparativo entre las prestaciones dinámicas que se consiguen con el esquema de control propuesto y aquellas que se obtienen con el esquema de control ACC convencional que se ha presentado en el apartado 2.3 del capítulo 2. Dado que RMF paso-bajo se aplicará tanto al lazo externo de tensión como a los lazos

internos de corriente, todo el estudio teórico inicial del esquema de control propuesto se hará de forma genérica independientemente del lazo considerado.

6.2. Diagrama de bloques completo del control modo corriente robusto con seguimiento de modelo tipo paso bajo para el control de convertidores DC-AC modulares

En la figura 6.1 se representa el esquema de un lazo de control clásico en el que $H(s)$ es la función de transferencia del controlador, $P(s)$ la función de transferencia de la etapa de potencia a compensar por $H(s)$ y K_{sense} la ganancia del sensor. Según este esquema la función de transferencia de la ganancia de lazo vendrá dada por (6.1):

$$T(s) = H(s) \cdot P(s) \cdot K_{sense} \quad (6.1)$$

En este mismo esquema $r(s)$, $e(s)$, $x(s)$ e $y(s)$ serán las señales de referencia, error, acción de control y salida respectivamente.

La figura 6.2 muestra ahora el esquema de control RMF paso-bajo propuesto, en el que se definen además otras nuevas funciones de transferencia, ya analizadas en el capítulo 5:

- $G_{me}(s)$: regulador de modelado del error.
- $G_{ref}(s)$: regulador que contiene el modelo de referencia de la etapa de potencia.
- $G(s)$: regulador externo.
- $T_{int}(s)$: ganancia del lazo interno.
- $T_{ref}(s)$: ganancia del lazo de referencia.
- $T_{ext}(s)$: ganancia del lazo externo.

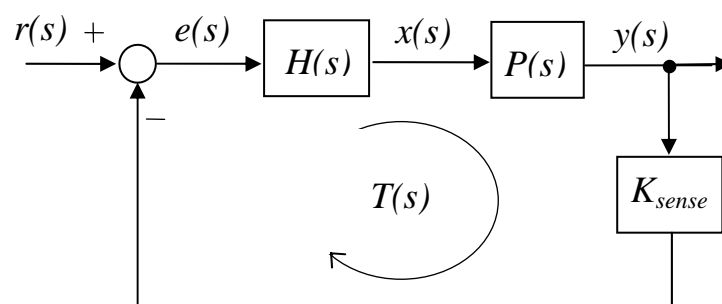


Fig.6.1: Diagrama de bloques de un lazo de control clásico.

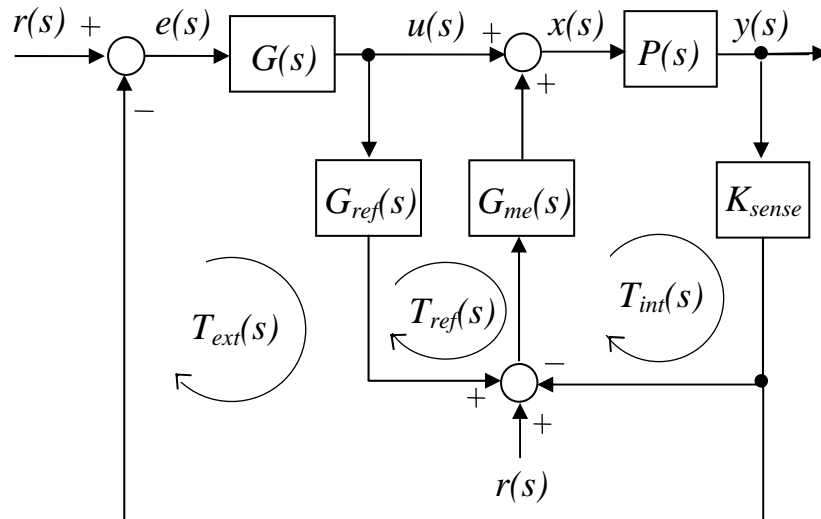


Fig.6.2: Diagrama de bloques del control RMF paso-bajo propuesto.

Nótese que el esquema de control propuesto contiene tres reguladores individuales con tres ganancias de lazo asociadas. De la figura 6.2 se obtendrán las expresiones genéricas de todas las funciones de transferencia importantes del control RMF paso-bajo.

Al aplicar el esquema de control propuesto a los lazos de tensión y de corriente de un sistema DC-AC modular se obtiene el diagrama de bloques que aparece en la figura 6.3. Este, aunque más complejo, permite obtener las funciones de transferencia particularizadas para cada uno de los lazos.

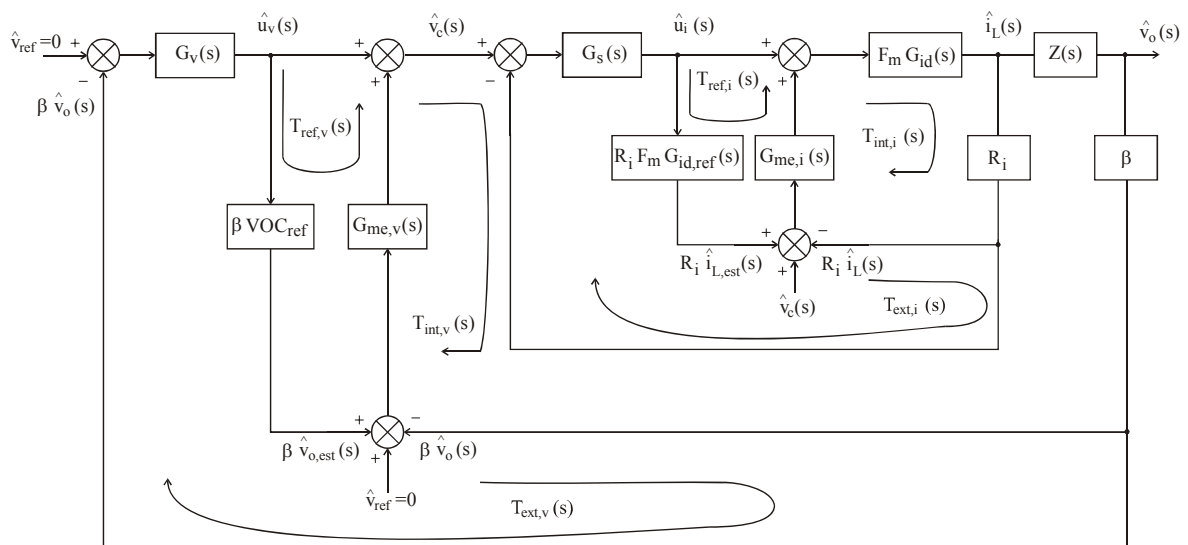


Fig.6.3: Diagrama de bloques del control RMF paso-bajo aplicado a los lazos de tensión y corriente.

6.3. Descripción del lazo RMF basado en modelo de referencia paso-bajo

Los principios de funcionamiento del lazo RMF paso-bajo ya han sido presentados en el capítulo 5, por lo que este apartado se centrará fundamentalmente en la obtención de las funciones de transferencia más interesantes y en la descripción de un procedimiento de diseño adecuado para los dos lazos RMF paso-bajo.

Todo el estudio teórico inicial se realizará inicialmente a partir del esquema general que aparece en la figura 6.2, dejándose para el final la obtención de las funciones de transferencia particularizadas para cada uno de los lazos.

6.3.1. Lazo interno $T_{int}(s)$ y lazo de referencia $T_{ref}(s)$

Tal como se vio en el apartado 5.3.1, una expresión genérica adecuada para el regulador de modelado del error, $G_{me}(s)$, es la que aparece en (6.2), formada por un integrador, un polo y un cero.

$$G_{me}(s) = \frac{\omega_{ie} \cdot \left(1 + \frac{s}{\omega_{ze}}\right)}{s \cdot \left(1 + \frac{s}{\omega_{pe}}\right)} \quad (6.2)$$

El regulador $G_{me}(s)$ se diseña para “moldear” adecuadamente el lazo $T_{int}(s)$ con una frecuencia de cruce, $f_{c-int} = \omega_{c-int}/2\pi$. La ganancia de lazo de $T_{int}(s)$ viene dada por (6.3):

$$T_{int}(s) = K_{sense} \cdot P(s) \cdot G_{me}(s) \quad (6.3)$$

La expresión general del regulador que contiene el modelo de referencia viene dada por (6.4), para el que se ha adoptado una característica tipo paso-bajo de primer orden, aunque se podría utilizar una configuración más compleja.

$$G_{ref}(s) = \frac{K_{ref}}{\left(1 + \frac{s}{a_{ref}}\right)} \quad (6.4)$$

El lazo de referencia, $T_{ref}(s)$, cuya expresión aparece en (6.5), presenta una frecuencia de cruce constante, $f_{c-ref} = \omega_{c-ref}/2\pi$, que es independiente de la etapa de potencia a compensar.

$$T_{ref}(s) = G_{ref}(s) \cdot G_{me}(s) \quad (6.5)$$

El regulador $G_{ref}(s)$ se diseña para moldear el lazo de referencia, $T_{ref}(s)$, con unos márgenes de estabilidad adecuados. En principio, la frecuencia de cruce del lazo de referencia, f_{c-ref} , puede ser mayor o menor que f_{c-int} , aunque ya se demostró en el capítulo 5 que conviene maximizar la f_{c-ref} del lazo de tensión para mejorar el rechazo de perturbaciones.

6.3.2. Función de transferencia “vista” por el regulador externo

Aplicando álgebra de bloques al esquema de la figura 6.2 puede obtenerse la función de transferencia que “ve” el regulador externo $G(s)$, o función de transferencia de la etapa de potencia modificada por el lazo robusto, que es la que aparece en (6.6).

$$\frac{y(s)}{u(s)} = P(s) \cdot \frac{(1 + T_{ref}(s))}{(1 + T_{int}(s))} \quad (6.6)$$

La ganancia del lazo externo, $T_{ext}(s)$, será el producto de la función de transferencia anterior por la ganancia del sensor K_{sensor} y por la función de transferencia del regulador externo $G(s)$, tal y como puede verse en (6.7).

$$T_{ext}(s) = K_{sense} \cdot G(s) \cdot \frac{y(s)}{u(s)} = K_{sense} \cdot G(s) \cdot P(s) \cdot \frac{(1 + T_{ref}(s))}{(1 + T_{int}(s))} \quad (6.7)$$

6.3.3. Diseño del regulador externo $G(s)$

El regulador externo $G(s)$ se diseña para moldear el lazo externo, $T_{ext}(s)$, con una frecuencia de cruce $f_{c-ext} = \omega_{c-ext}/2\pi$ y unos márgenes de estabilidad apropiados.

La estructura general que se muestra en (6.8), formada por un cero, un polo y un integrador, resulta adecuada para $G(s)$, aunque también se pueden utilizar expresiones más complejas. En este

trabajo se ha optado por esta configuración porque es la misma que se ha utilizado en el capítulo 2 para el control ACC convencional y esto permite realizar un estudio comparativo objetivo entre ambos.

$$G(s) = \frac{\omega_i \cdot \left(1 + \frac{s}{\omega_z}\right)}{s \cdot \left(1 + \frac{s}{\omega_p}\right)} \quad (6.8)$$

Conviene recordar que si la frecuencia de cruce del lazo externo, f_{c-ext} , es menor que la frecuencia de cruce del lazo interno, f_{c-int} , el diseño del lazo $T_{ext}(s)$ es relativamente sencillo, dado que la función de transferencia de la etapa de potencia modificada por el lazo robusto es muy poco sensible a los parámetros variables de la etapa de potencia hasta la frecuencia de cruce f_{c-ext} .

6.3.4. Regulador equivalente $G_{eq}(s)$ y lazo equivalente $T_{eq}(s)$

El diagrama de bloques del lazo RMF paso-bajo de la figura 6.2 puede modificarse como se indica en la figura 6.4 para introducir los conceptos de regulador equivalente $H_{eq}(s)$ y lazo equivalente $T_{eq}(s)$. La expresión analítica de $H_{eq}(s)$ se deduce fácilmente aplicando álgebra de bloques en la figura 6.2, obteniéndose la expresión (6.9). La ganancia del lazo equivalente, $T_{eq}(s)$, vendrá dada por (6.10).

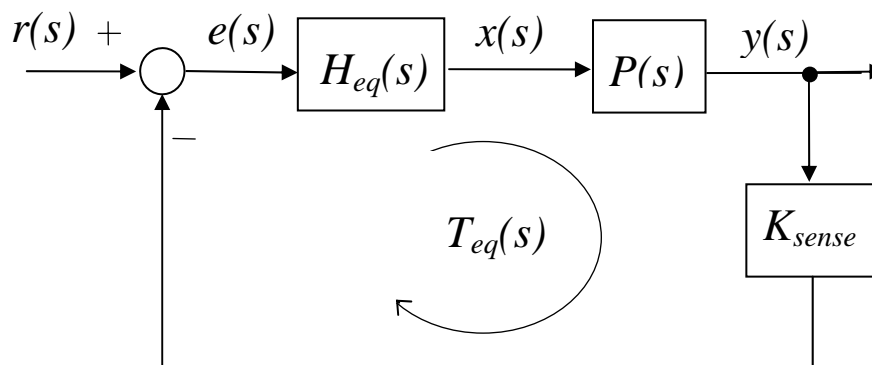


Fig.6.4: Diagrama de bloques del control RMF paso-bajo introduciendo el concepto de $H_{eq}(s)$.

$$H_{eq}(s) = G_{me}(s) + G(s) \cdot (1 + T_{ref}(s)) = G_{me}(s) + G(s) + G(s) \cdot G_{ref}(s) \cdot G_{me}(s) \quad (6.9)$$

$$T_{eq}(s) = K_{sense} \cdot H_{eq}(s) \cdot P(s) \quad (6.10)$$

Al sustituir en (6.9) las expresiones genéricas de los reguladores (6.2), (6.4) y (6.8), se obtiene la estructura general del regulador equivalente del control RMF paso-bajo que aparece en (6.11).

$$H_{eq}(s) = \frac{\omega_{i_eq} \cdot \left(1 + \frac{s}{\omega_{z1}}\right) \cdot \left(1 + \frac{s}{\omega_{z2}}\right) \cdot \left(1 + \frac{s}{\omega_{z3}}\right) \cdot \left(1 + \frac{s}{\omega_{z4}}\right)}{s^2 \cdot \left(1 + \frac{s}{\omega_{pe}}\right) \cdot \left(1 + \frac{s}{a_{ref}}\right) \cdot \left(1 + \frac{s}{\omega_p}\right)} \quad (6.11)$$

De (6.11) se deduce que una de las propiedades del control RMF paso-bajo es que por medio de tres controladores sencillos, cuyo diseño se realiza mediante el “moldeado” de tres lazos de control individuales, se obtiene un regulador equivalente de orden mayor. En este sentido, puede decirse que con RMF paso-bajo se consigue un regulador de orden elevado, similar al que se obtiene con técnicas de control H_∞ [23]-[32], sin la dificultad asociada a la sintonización del lazo y a la elección de las funciones de ponderación.

De la expresión general del regulador equivalente también se deduce que el comportamiento en baja frecuencia de $H_{eq}(s)$ es el de un doble integrador, mejorándose así el seguimiento de las señales de referencia variables en el tiempo de baja frecuencia y reduciéndose la sensibilidad del lazo frente a perturbaciones externas, tales como cambios en la tensión de entrada, cambios en la carga, y corrientes de salida distorsionadas. Un buen seguimiento de las señales de referencia es especialmente interesante en el lazo de corriente de los sistemas DC-AC modulares, ya que así se asegura una buena ecualización de la corriente que proporciona cada uno de los inversores, que trabajan a partir de una misma referencia de corriente.

6.3.5. Procedimiento de diseño del control RMF paso-bajo

El control RMF paso-bajo estudiado en los apartados anteriores puede aplicarse a todos los lazos de control de un convertidor de potencia o sólo a algunos de ellos. En este capítulo, el esquema RMF paso-bajo se ha aplicado tanto a los lazos internos de corriente como al lazo externo de tensión del sistema DC-AC modular.

Las tablas 6.1 y 6.2 contienen todas las funciones de transferencia de interés para el diseño de los lazos del sistema modular con la técnica RMF paso-bajo. Para la obtención de todas estas expresiones ha sido de gran ayuda el esquema de la figura 6.3 en el que se representa de forma conjunta todo el diagrama de bloques del sistema modular particularizado ya para cada uno de los lazos RMF.

LAZO DE CORRIENTE		
$\mathbf{P}_i(s)$	$F_m \cdot G_{id}(s) _{N=1} = F_m \cdot \frac{V_i}{R_{mod}} \cdot \frac{1 + s \cdot (R_{mod} + R_{c,eq}) C_{eq}}{s^2 L_{eq} C_{eq} \frac{R_{mod} + R_{c,eq}}{R_{mod}} + s \cdot \left(\frac{L_{eq}}{R_{mod}} + R_{c,eq} C_{eq} \right) + 1}$	(6.12)
$\mathbf{K}_{sense,i}$	$R_{i-eq} _{N=1} = R_i$	(6.13)
$\mathbf{G}_{me,i}(s)$	$\frac{\omega_{ie,i} \cdot \left(1 + \frac{s}{\omega_{ze,i}} \right)}{s \cdot \left(1 + \frac{s}{\omega_{pe,i}} \right)}$	(6.14)
$\mathbf{G}_{ref,i}(s)$	$R_i \cdot F_m \cdot G_{id,ref}(s) = \frac{K_{ref,i}}{\left(1 + \frac{s}{a_{ref,i}} \right)}$	(6.15)
$\mathbf{G}_i(s)$	$\frac{\omega_{i,i} \cdot \left(1 + \frac{s}{\omega_{z,i}} \right)}{s \cdot \left(1 + \frac{s}{\omega_{p,i}} \right)}$	(6.16)
$\mathbf{T}_{int,i}(s)$	$R_i \cdot (F_m \cdot G_{id}(s) _{N=1}) G_{me,i}(s)$	(6.17)
$\mathbf{T}_{ref,i}(s)$	$G_{ref,i}(s) \cdot G_{me,i}(s)$	(6.18)
$\mathbf{T}_{ext,i}(s)$	$R_i \cdot G_i(s) \cdot (F_m \cdot G_{id}(s) _{N=1}) \cdot \frac{(1 + T_{ref,i}(s))}{(1 + T_{int,i}(s))}$	(6.19)
$\mathbf{H}_{eq,i}(s)$	$G_{me,i}(s) + G_i(s) \cdot (1 + T_{ref,i}(s)) = G_{me,i}(s) + G_i(s) + G_i(s) \cdot G_{ref,i}(s) \cdot G_{me,i}(s)$	(6.20)
$\mathbf{T}_{eq,i}(s)$	$R_i \cdot H_{eq,i}(s) \cdot (F_m \cdot G_{id}(s) _{N=1})$	(6.21)

Tabla 6.1.

LAZO DE TENSIÓN		
P_v(s)	$VOC(s) = \frac{\hat{v}_o(s)}{\hat{v}_c(s)} \Big _{\hat{v}_i=\hat{i}_o=0} = \frac{H_{eq,i}(s) \cdot P_i(s)}{1 + T_{eq,i}(s)} \cdot Z(s)$	(6.22)
K_{sense,v}	β	(6.23)
G_{me,v}(s)	$\frac{\omega_{ie,v} \cdot \left(1 + \frac{s}{\omega_{ze,v}}\right)}{s \cdot \left(1 + \frac{s}{\omega_{pe,v}}\right)}$	(6.24)
G_{ref,v}(s)	$\beta \cdot VOC_{ref}(s) = \frac{K_{ref,v}}{\left(1 + \frac{s}{a_{ref,v}}\right)}$	(6.25)
G_v(s)	$\frac{\omega_{i,v} \cdot \left(1 + \frac{s}{\omega_{z,v}}\right)}{s \cdot \left(1 + \frac{s}{\omega_{p,v}}\right)}$	(6.26)
T_{int,v}(s)	$\beta \cdot VOC(s) \cdot G_{me,v}(s)$	(6.27)
T_{ref,v}(s)	$G_{ref,v}(s) \cdot G_{me,v}(s)$	(6.28)
T_{ext,v}(s)	$\beta \cdot G_v(s) \cdot VOC(s) \cdot \frac{(1 + T_{ref,v}(s))}{(1 + T_{int,v}(s))}$	(6.29)
H_{eq,v}(s)	$G_{me,v}(s) + G_v(s) \cdot (1 + T_{ref,v}(s)) = G_{me,v}(s) + G_v(s) + G_v(s) \cdot G_{ref,v}(s) \cdot G_{me,v}(s)$	(6.30)
T_{eq,v}(s)	$\beta \cdot H_{eq,v}(s) \cdot VOC(s)$	(6.31)

Tabla 6.2.

El procedimiento de diseño de los reguladores del control RMF paso-bajo para compensar una etapa de potencia genérica P(s) es el siguiente:

- 1) Partiendo del formato general que aparece en (6.2), se eligen unos valores para el regulador G_{me}(s) que proporcionen unos márgenes de estabilidad adecuados para la compensación en cascada de P(s)·K_{sense}. La frecuencia de cruce, f_{c-int}, de la ganancia del lazo T_{int}(s) se elige en función del lazo que se esté diseñando (corriente o tensión). Para los lazos de corriente se adoptará f_s/10 ≤ f_{c-int,i} ≤ f_s/4 mientras que para el lazo de tensión se puede elegir f_{c-int,v} ≤ f_{c-int,i}/2.

- 2) Siguiendo el formato general que aparece en (6.4), se eligen unos valores para el regulador del modelo de referencia, $G_{ref}(s)$, con el fin de obtener una ganancia de lazo estable para $T_{ref}(s)$ con el regulador $G_{me}(s)$ que se ha diseñado en el punto 1). La frecuencia de cruce resultante, f_{c-ref} , es fácil de maximizar ya que $T_{ref}(s)$ está compuesta por funciones de transferencia que no dependen de las tolerancias de la etapa de potencia. Obsérvese que para el diseño de $G_{ref}(s)$ se dispone de dos grados de libertad, K_{ref} y a_{ref} . Es una buena práctica elegir $a_{ref}=\omega_{ze}$. Debe tomarse una frecuencia de cruce mayor para el lazo de corriente que para el lazo de tensión. En cualquier caso, asegúrese de que $f_{c-ref} \leq f_s/4$ para reducir la sensibilidad al ruido de conmutación.

- 3) Elegir $G(s)$, con el formato que aparece en (6.8), para obtener una ganancia de lazo estable para $T_{ext}(s)$. Si en el paso 2) se ha elegido $a_{ref}=\omega_{ze}$, una buena práctica para ω_p es adoptar $\omega_p \approx \omega_{ze} = a_{ref}$. Tanto para los lazos de corriente como para el lazo de tensión, las respectivas frecuencias de cruce de los lazos $T_{ext}(s)$, f_{c-ext} , deberían cumplir con respecto a su correspondiente frecuencia de corte f_{c-int} : $f_{c-ext} \leq f_{c-int}/2$.

- 4) Finalmente, comprobar, tanto para los lazos de corriente equivalentes como para el lazo de tensión equivalente, las frecuencias de cruce, f_{c-eq} , y los márgenes de estabilidad de $T_{eq}(s)$. Para los lazos de corriente debería cumplirse $f_{c-eq,i} \leq f_s/4$ mientras que para el lazo de tensión es deseable que $f_{c-eq,v} \leq f_s/8$. En caso contrario, siempre es posible reducir ligeramente la ganancia de $H_{eq}(s)$ para disminuir f_{c-eq} .

6.3.6. Mejora del rechazo a perturbaciones

La figura 6.5 muestra el diagrama de bloques del lazo de tensión equivalente con control RMF paso-bajo en el que también se ha tenido en cuenta las perturbaciones de línea y de carga. A partir de este diagrama se pueden obtener las expresiones de las funciones de transferencia de rechazo a perturbaciones, esto es, audiosusceptibilidad e impedancia de salida en lazo cerrado, cuyas expresiones aparecen en (6.32) y (6.33) respectivamente:

$$A_{cl}(s) = \frac{A(s)}{1+T_{v-eq}} = \frac{A(s)}{1+\beta \cdot H_{eq,v}(s) \cdot VOC(s)} = \frac{A(s)}{1+\beta \cdot [G_{me,v} + G_v + G_v \cdot G_{ref,v} \cdot G_{me,v}] \cdot VOC} \quad (6.32)$$

$$Z_{ocl}(s) = \frac{Z_o(s)}{1+T_{v-eq}} = \frac{Z_o(s)}{1+\beta \cdot H_{eq,v}(s) \cdot VOC(s)} = \frac{Z_o(s)}{1+\beta \cdot [G_{me,v} + G_v + G_v \cdot G_{ref,v} \cdot G_{me,v}] \cdot VOC} \quad (6.33)$$

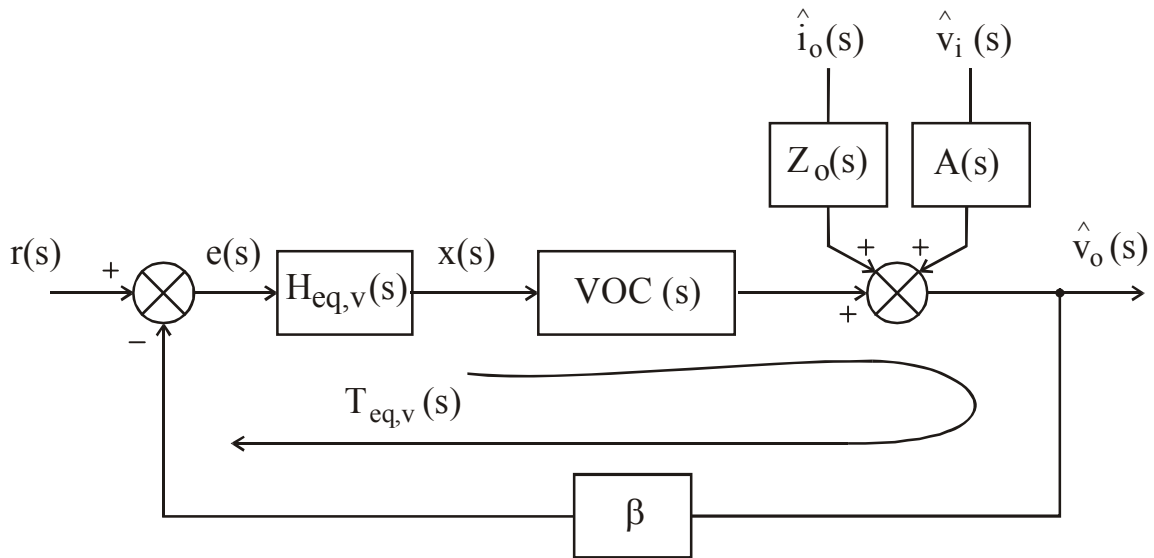


Fig.6.5: Diagrama de bloques del lazo equivalente de tensión con RMF paso-bajo.

Si se comparan estas expresiones con respecto a sus homónimas obtenidas con control ACC convencional se aprecia una mejora considerable. Tal como se vio en el capítulo anterior, la razón por la que el control RMF paso-bajo mejora el rechazo a perturbaciones está en el producto $G_v(s) \cdot G_{me}(s)$ (que tiene un carácter de doble integrador a baja frecuencia) que aparece en el término $H_{eq-v} = [G_{me,v} + G_v + G_v \cdot G_{ref,v} \cdot G_{me,v}]$ del denominador de las funciones (6.32) y (6.33). Gracias a este producto se incrementa la ganancia en baja frecuencia del regulador equivalente de tensión $H_{eq-v}(s)$, de manera que la pendiente de $|A_{cl}(s)|$ y $|Z_{ocl}(s)|$ para frecuencias menores que f_{c-ref} es de +40dB/dec. O lo que es lo mismo, el carácter de doble integrador que introduce el producto $G_v(s) \cdot G_{me}(s)$ mejora considerablemente el rechazo de perturbaciones de línea y carga.

Obsérvese también que para reducir $A_{cl}(s)$ y $Z_{ocl}(s)$ se debe elegir un valor de $f_{c-ref,v}$ tan alto como sea posible que haga que $|T_{ref,v}(s)|$ sea muy grande en el rango de frecuencias en el que se quiere mejorar el rechazo de perturbaciones.

6.4. Implementación del control RMF paso-bajo en un sistema DC-AC modular

En este apartado se aplicará el esquema de control RMF paso-bajo propuesto a los lazos de corriente y de tensión del sistema DC-AC modular del capítulo 2. Con objeto de comparar sus propiedades de robustez frente al control ACC convencional se efectuará un estudio análogo a los

realizados en los capítulos anteriores, modificando los circuitos equivalentes Orcad-PSpice y Psim con la introducción de los lazos de control propuestos.

6.4.1. Etapa de potencia nominal

Los valores nominales del sistema DC-AC modular así como sus tolerancias, que ya fueron presentados en el capítulo 2, se recuerdan a continuación:

$$V_i=400V \pm 10\%, V_{o,RMS}=220V \pm 1\%, f = 50Hz \pm 1Hz, f_s = 20kHz, S_{mod} = 500VA, \\ L= 1,5mH \pm 20\%, C=12\mu F \pm 20\%, R_c=0,2\Omega \pm 50\%, R_{mod}=96,8\Omega \text{ a } 500W, N=1 \text{ a } 4.$$

Con estos valores y teniendo en cuenta que el esquema de control RMF paso-bajo se aplicará a los lazos internos de corriente y al lazo externo de tensión del sistema DC-AC modular, la función de transferencia de la que partirá el diseño es la función de transferencia de control de la corriente en la bobina a partir del ciclo de trabajo, cuya expresión para los valores nominales se presenta a continuación:

$$G_{id}(s)\Big|_{N=1} = \frac{\hat{i}_L(s)}{\hat{d}(s)}\Big|_{N=1} = \frac{0,4656s + 400}{1,746 \cdot 10^{-6}s^2 + 0,003478s + 98,3} \quad (6.34)$$

6.4.2. Diseño de los controladores

Los lazos de control RMF paso-bajo se han diseñado siguiendo el procedimiento que se ha expuesto en el apartado 6.3.5.

Se partirá de la ganancia del lazo interno del lazo de corriente, $T_{int,i}(s)$, para el que se ha elegido una frecuencia de cruce objetivo de $f_{c-int,i} \approx 5kHz$. El regulador $G_{me,i}(s)$ adoptado se muestra en (6.35).

$$G_{me,i}(s) = \frac{6220 \cdot \left(1 + \frac{s}{5100}\right)}{s \cdot \left(1 + \frac{s}{140000}\right)} \quad (6.35)$$

Con este regulador, el lazo $T_{int,i}(s)$ presenta una frecuencia de cruce de 5,39kHz con un margen de fase de $PM=68^\circ$ (véase la figura 6.6).

Para el regulador que contiene el modelo de referencia del lazo de corriente, $G_{ref,i}(s)$, se ha elegido la función de transferencia que aparece en (6.36), con lo que el diagrama de Bode resultante para $T_{ref,i}(s)$ es el de la figura 6.7.

$$G_{ref,i}(s) = \frac{8,5}{\left(1 + \frac{s}{5100}\right)} \quad (6.36)$$

Con este modelo de referencia el lazo $T_{ref,i}(s)$ presenta una frecuencia de cruce de unos 8kHz con un margen de fase $PM=70^\circ$.

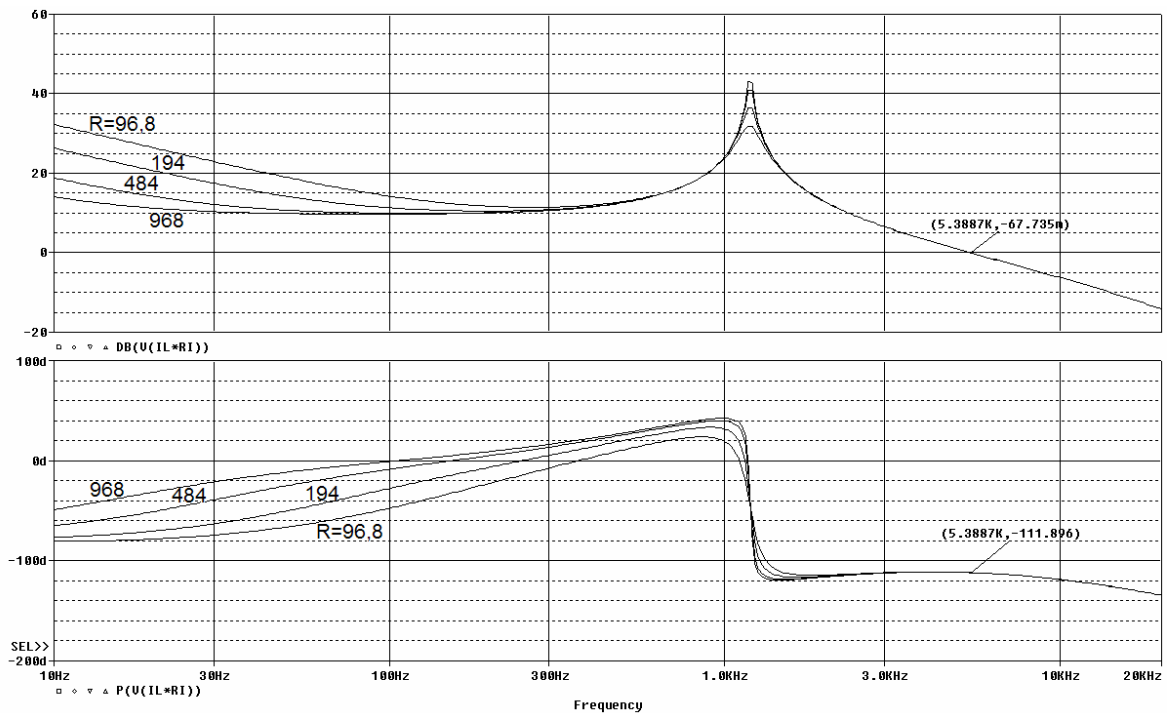


Fig.6.6: Diagrama de Bode de $T_{int,i}(s)$ con R como parámetro.

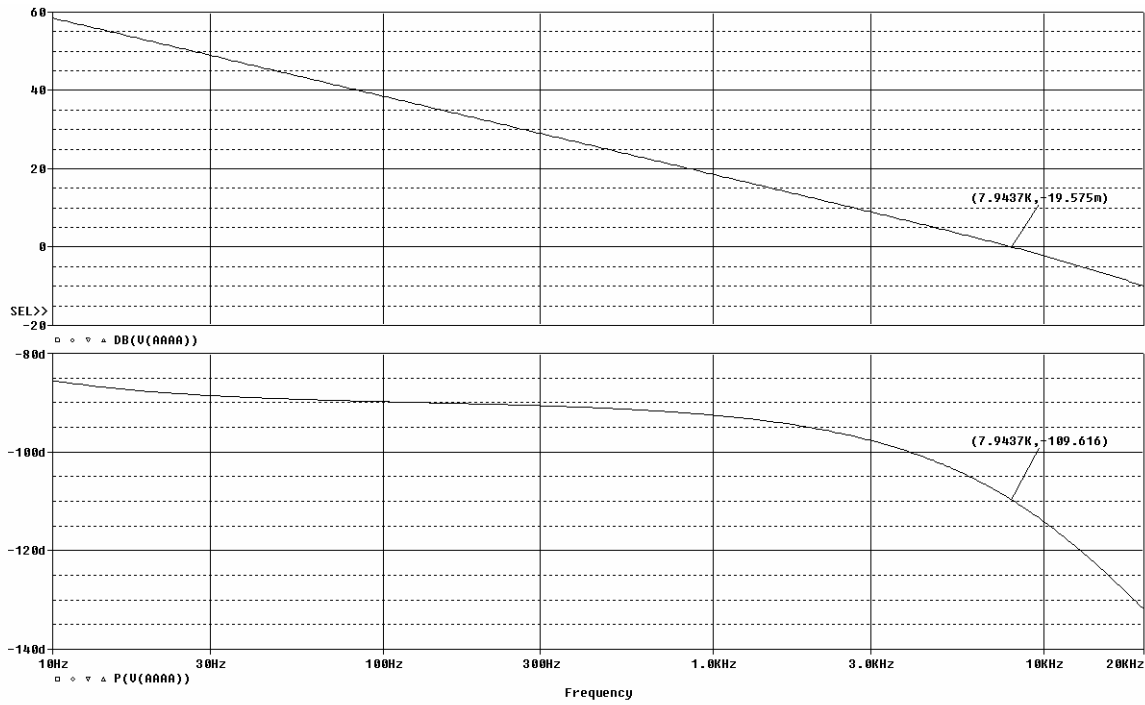


Fig.6.7: Diagrama de Bode de $T_{ref,i}(s)$ con R como parámetro.

La función de transferencia del regulador externo del lazo de corriente, $G_i(s)$, aparece en (6.37), mediante el cual se ha moldeado el lazo externo de corriente, $T_{ext,i}(s)$, cuyo diagrama de Bode puede verse en la figura 6.8. La frecuencia de cruce de $T_{ext,i}(s)$ es de 1,859kHz con un margen de fase de $PM=86^\circ$.

$$G_i(s) = \frac{1270 \cdot \left(1 + \frac{s}{5100}\right)}{s \cdot \left(1 + \frac{s}{129000}\right)} \quad (6.37)$$

Una vez diseñados los tres reguladores del lazo de corriente RMF paso-bajo, mediante la ecuación (6.22) se obtiene la expresión de la función de transferencia de control de la tensión de salida a partir de la tensión de control, $VOC(s)$, a partir de la cual se puede continuar con el diseño de los reguladores del lazo de tensión.

Para el regulador $G_{me,v}(s)$, que moldea el lazo interno del lazo de tensión, $T_{int,v}(s)$, se ha adoptado la función de transferencia (6.38), consiguiéndose una frecuencia de cruce de 1,847kHz y una margen de fase cercano a los 90° . El diagrama de Bode del lazo $T_{int,v}(s)$ puede apreciarse en la figura 6.9.

$$G_{me,v}(s) = \frac{3120 \cdot \left(1 + \frac{s}{821}\right)}{s \cdot \left(1 + \frac{s}{145000}\right)} \quad (6.38)$$

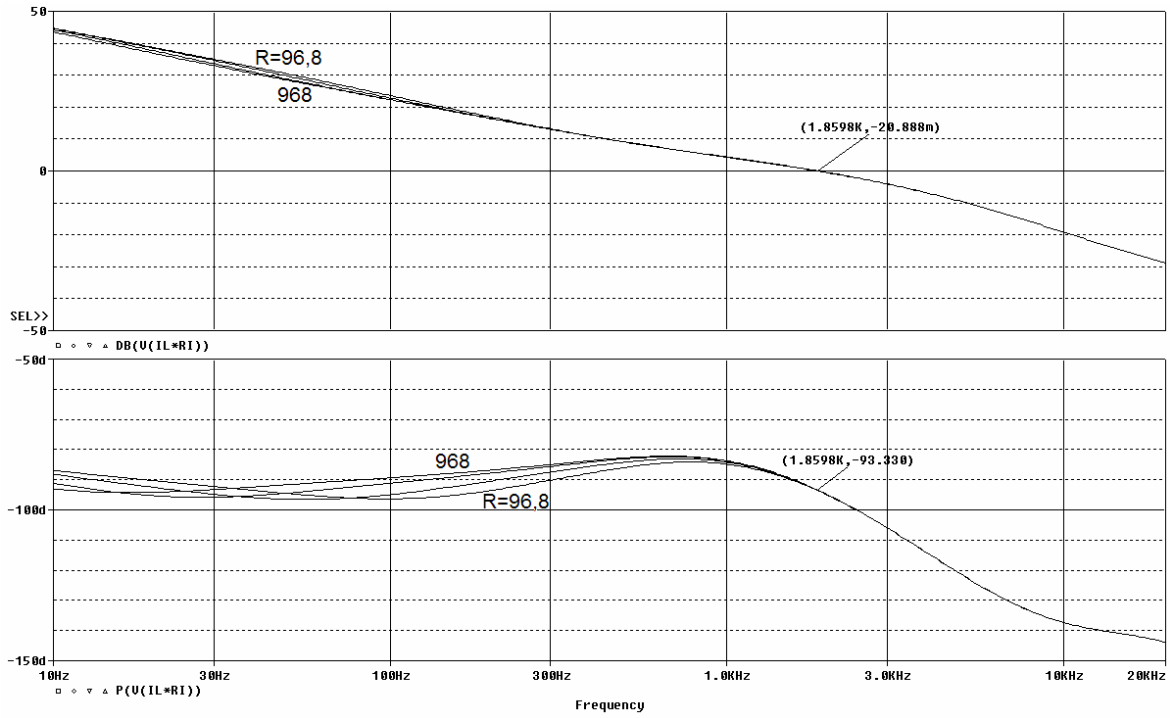


Fig.6.8: Diagrama de Bode de $T_{ext,i}(s)$ con R como parámetro.

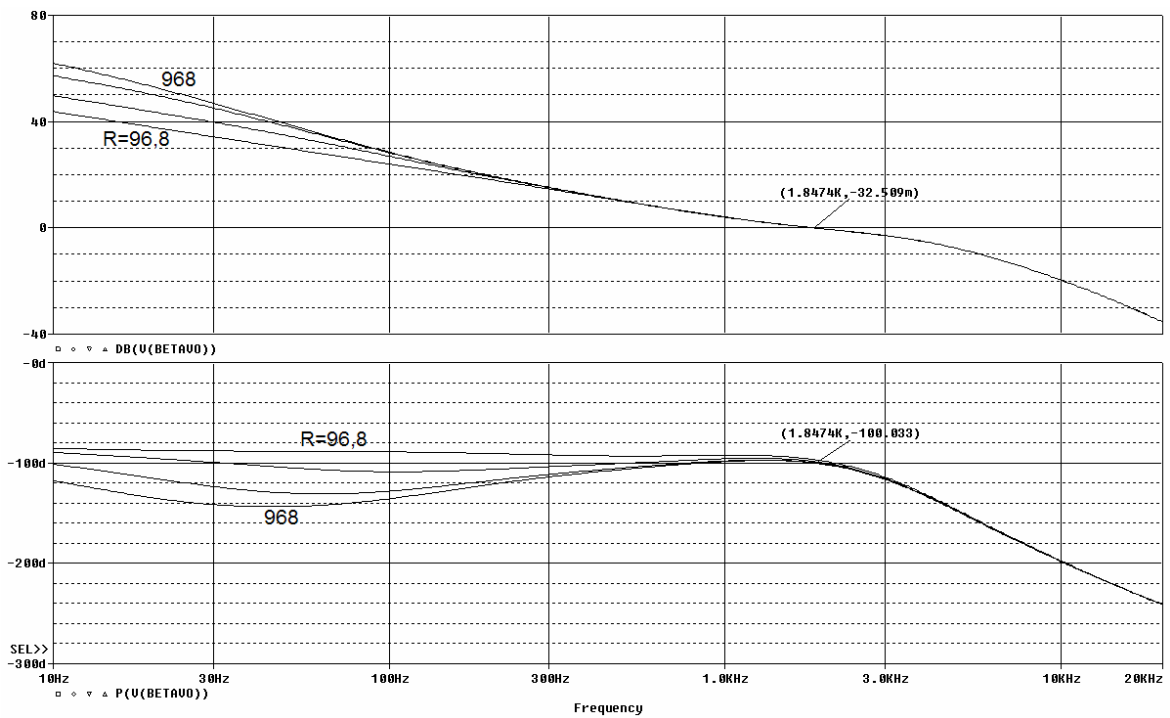


Fig.6.9: Diagrama de Bode de $T_{int,v}(s)$ con R como parámetro.

El regulador $G_{ref,v}(s)$, que contiene el modelo de referencia del lazo de tensión, aparece en (6.39). Con este regulador el lazo $T_{ref,v}(s)$ presenta una frecuencia de cruce de 2,042kHz con un margen de fase $PM=85^\circ$, tal y como puede apreciarse en el diagrama de Bode de la figura 6.10.

$$G_{ref,v}(s) = \frac{4,1}{\left(1 + \frac{s}{821}\right)} \quad (6.39)$$

Nótese que aunque $f_{c-ref,v}$ puede aumentarse sin ningún riesgo para la estabilidad del lazo $T_{ref,v}(s)$, mejorando así las funciones de transferencia de rechazo de perturbaciones, se ha adoptado un valor muy conservador para f_{c-ref} con el fin de poder realizar una comparativa más adecuada entre el control ACC convencional del capítulo 2 y el control RMF paso-bajo propuesto.

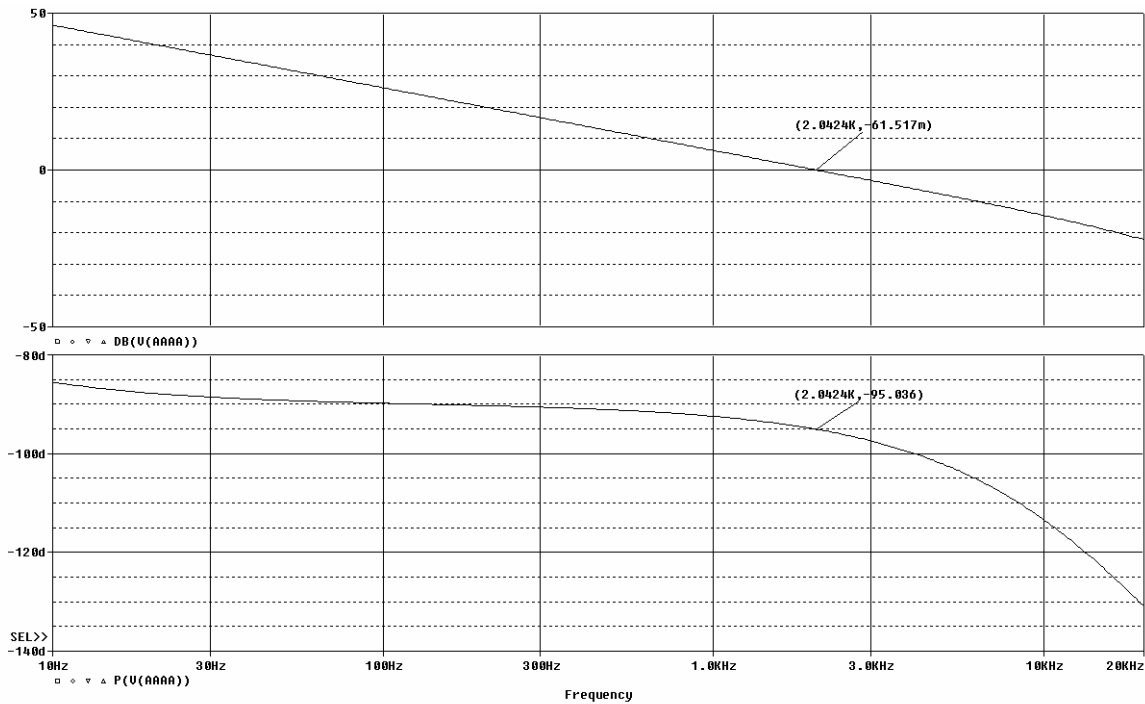


Fig.6.10: Diagrama de Bode de $T_{ref,v}(s)$ con R como parámetro.

El diseño del regulador $G_v(s)$ se realiza para “moldear” adecuadamente la ganancia del lazo externo de tensión, $T_{ext,v}(s)$, siguiendo las recomendaciones del apartado 6.3.5. El regulador elegido es el siguiente:

$$G_v(s) = \frac{1000 \cdot \left(1 + \frac{s}{821}\right)}{s \cdot \left(1 + \frac{s}{125000}\right)} \quad (6.40)$$

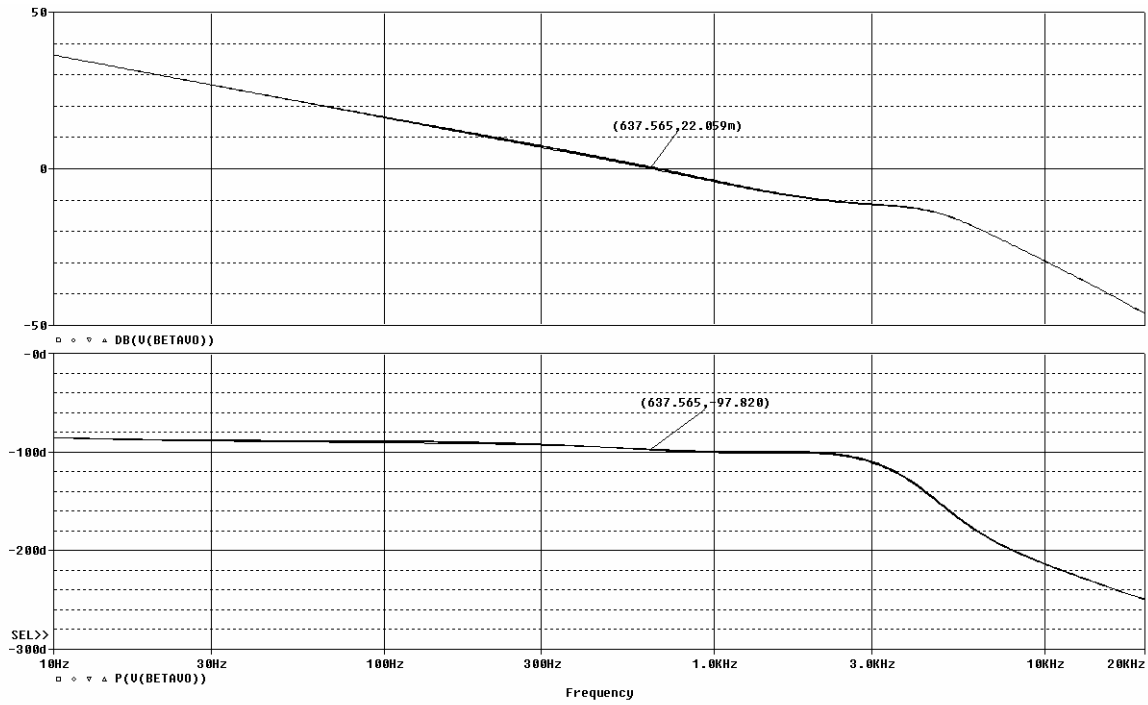


Fig.6.11: Diagrama de Bode de $T_{ext,v}(s)$ con R como parámetro.

La figura 6.11 muestra las curvas de Bode de $T_{ext,v}(s)$ obtenidas con un barrido paramétrico de la resistencia de carga. Los resultados del análisis muestran que la frecuencia de cruce permanece constante para todos los valores de R_{mod} e igual a $f_{c-ext,v} = 637\text{Hz}$, con un margen de fase de $PM=82^\circ$.

Si se comparan estos resultados con los que se obtuvieron del lazo de tensión con control ACC convencional, lo que más llama la atención es la baja dispersión de las curvas al utilizar RMF paso-bajo, pues si se cumplen las condiciones de robustez la función de transferencia a compensar por el lazo externo de tensión RMF presentan muy poca dispersión a baja frecuencia. La frecuencia de cruce es considerablemente menor, aproximadamente la mitad, y el margen de fase es ligeramente inferior.

6.4.3. Ganancias de lazo equivalentes. Frecuencias de cruce y márgenes de estabilidad

Las expresiones de los reguladores equivalentes de corriente (6.41) y de tensión (6.42) se pueden obtener a partir de las funciones de transferencia de los reguladores de los dos lazos RMF, con ayuda de las ecuaciones (6.20) y (6.30):

$$H_{eq,i}(s) = \frac{6,722 \cdot 10^7 \cdot \left(1 + \frac{s}{5098}\right) \cdot \left(1 + \frac{s}{9694}\right) \cdot \left(1 + \frac{s}{121000}\right)}{s^2 \cdot \left(1 + \frac{s}{140000}\right) \cdot \left(1 + \frac{s}{129000}\right)} \quad (6.41)$$

$$H_{eq,v}(s) = \frac{1,274 \cdot 10^7 \cdot \left(1 + \frac{s}{821}\right) \cdot \left(1 + \frac{s}{3170}\right) \cdot \left(1 + \frac{s}{126000}\right)}{s^2 \cdot \left(1 + \frac{s}{145000}\right) \cdot \left(1 + \frac{s}{125000}\right)} \quad (6.42)$$

Las figuras 6.12 y 6.13 muestran respectivamente los diagramas de Bode de las ganancias de lazo equivalente para el lazo de corriente y para el lazo de tensión con el esquema de control RMF paso-bajo. El lazo de corriente presenta una frecuencia de cruce de 6,078kHz con un margen de fase de 54°, mientras que el lazo de tensión tiene una frecuencia de cruce de 2,741kHz con un margen de fase de 60°.

En las figuras 6.14 y 6.15 puede verse la comparativa entre la ganancia del lazo del control ACC convencional y la ganancia del lazo equivalente del control RMF paso-bajo para los lazos de corriente (figura 6.14) y de tensión (figura 6.15) del sistema DC-AC modular con un barrido paramétrico de la resistencia de carga R_{mod} .

Conviene destacar que el criterio de diseño, a efectos comparativos, ha sido conseguir frecuencias de cruce y márgenes de estabilidad similares entre los lazos equivalentes del esquema de control RMF paso-bajo y los lazos PI convencionales. No obstante, en el caso de control convencional se obtiene una frecuencia de cruce menor para el lazo de tensión con un margen de fase similar. El regulador de tensión del control convencional no posee suficientes grados de libertad para conseguir un mayor ancho de banda manteniendo un margen de estabilidad similar al del regulador RMF.

Obsérvese también que con el control RMF paso-bajo, el lazo de corriente equivalente presenta una mayor ganancia en baja frecuencia que la del lazo de corriente con el control ACC convencional, siendo las frecuencias de cruce y los márgenes de estabilidad muy similares en ambos casos. El efecto de doble integrador que introduce el regulador de corriente del esquema de control RMF paso-bajo es el responsable de esta mayor ganancia en baja frecuencia, por lo que cabe esperar un mejor seguimiento de la corriente de referencia con control RMF, tanto a la frecuencia de su armónico fundamental (50Hz), como a las frecuencias de los armónicos más importantes (3° y 5°) en el caso de cargas no lineales.

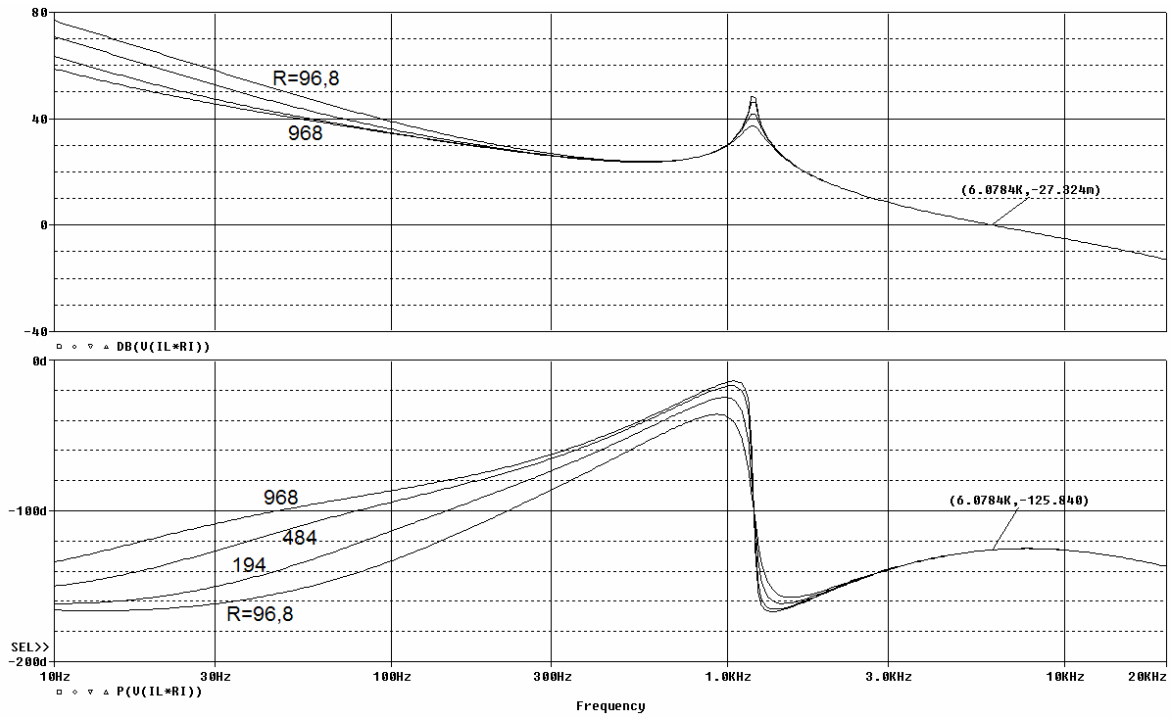


Fig.6.12: Diagrama de Bode de $T_{eq,i}(s)$ con R como parámetro.

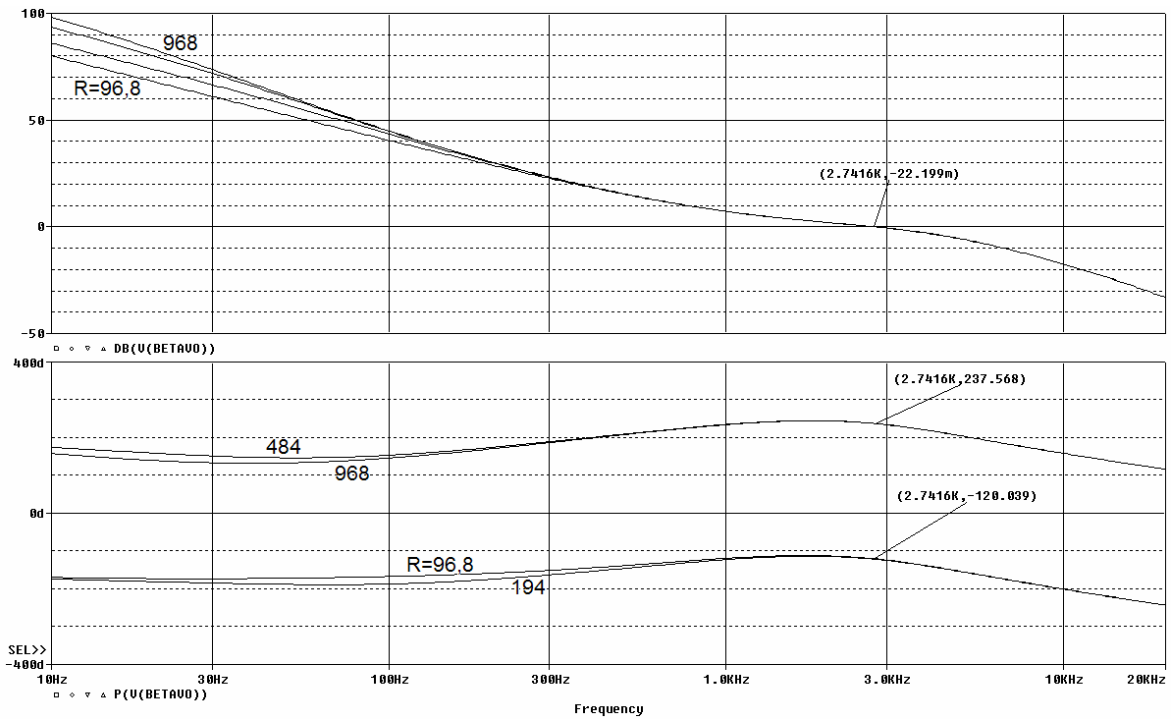


Fig.6.13: Diagrama de Bode de $T_{eq,v}(s)$ con R como parámetro.

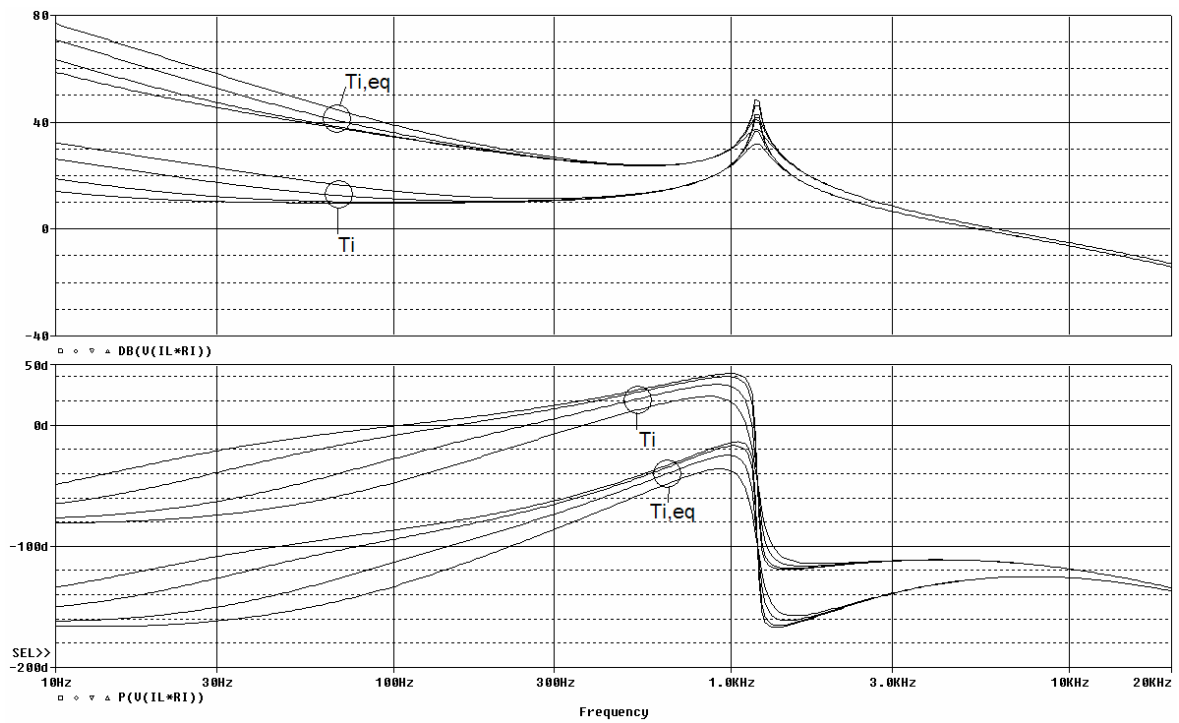


Fig.6.14: Comparativa entre T_i (dB) del control ACC convencional y $T_{i,eq}$ (dB) del control RMF.

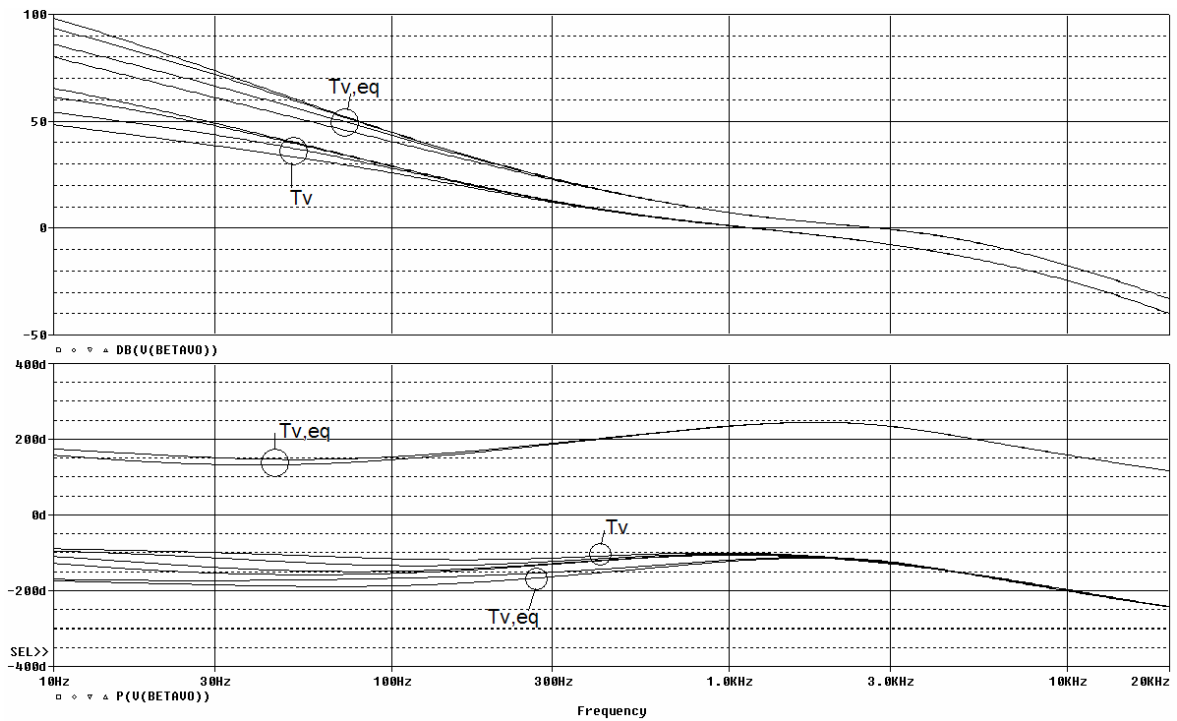


Fig.6.15: Comparativa entre T_v (dB) del control ACC convencional y $T_{v,eq}$ (dB) del control RMF.

6.4.4. Estudio de las prestaciones dinámicas obtenidas con control RMF paso-bajo

El objetivo de este apartado es el estudio de la estabilidad y las prestaciones dinámicas en lazo cerrado que se obtienen al aplicar los lazos de control RMF paso-bajo al sistema DC-AC modular. Al ser las frecuencias de cruce de ambos lazos equivalentes (tensión y corriente) moderadas el margen de estabilidad obtenido es grande pese a fuertes variaciones de los elementos de la etapa de potencia. También se pone de manifiesto la mejora que se consigue (respecto al control convencional) en las funciones de transferencia de rechazo de perturbaciones y en la respuesta de la tensión de salida frente a escalones de carga y corrientes muy distorsionadas.

6.4.4.1. Características dinámicas en lazo cerrado del sistema DC-AC con control RMF paso-bajo

6.4.4.1.1. Ancho de banda en lazo cerrado

La figura 6.16 muestra los resultados del análisis realizado para la función de transferencia $VOR(s)$ con R_{mod} como parámetro variando entre $96,8\Omega$ y 968Ω . El ancho de banda en lazo cerrado es de unos 5,5 kHz. Nótese como hasta unos 300Hz la respuesta es plana sin apenas error de seguimiento de la referencia de tensión de 50Hz.

Si se comparan estas curvas con las obtenidas con control ACC convencional (figura 2.23), se observa una dispersión parecida en ambas. El ancho de banda en lazo cerrado es muy superior con RMF paso-bajo (más del doble que con el control convencional).

6.4.4.1.2. Audiosusceptibilidad en lazo cerrado

En la figura 6.17 pueden verse las curvas de Bode correspondientes a la audiosusceptibilidad en lazo cerrado, en las que se ha señalado el valor de $A_{cl}(s)$ a las frecuencias de 100Hz y 300Hz. De nuevo se comprueba que la variación de carga apenas influye sobre la curva de $A_{cl}(s)$.

Comparando estas curvas con las que se obtuvieron con el esquema de control convencional (figura 2.24), se aprecia una mejora significativa (aproximadamente 38dB a 100Hz y 24dB a 300Hz) en el rechazo de la perturbación de la tensión de entrada.

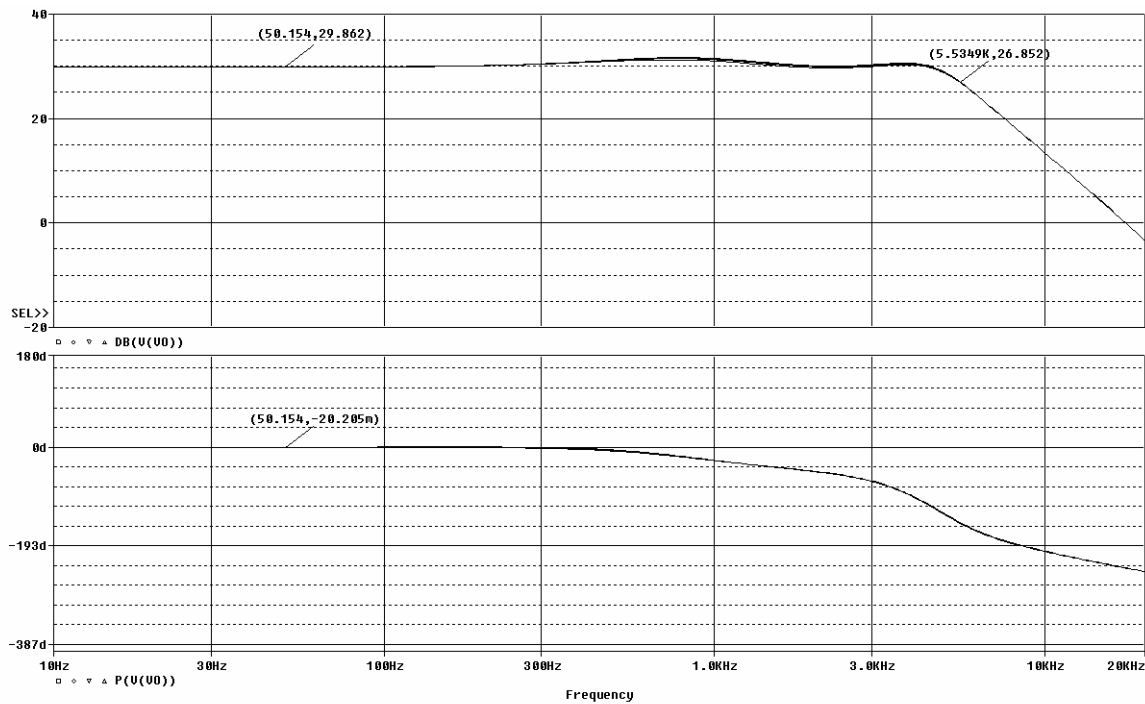


Fig.6.16: Diagrama de Bode de $VOR(s)$ con control RMF paso-bajo y variación paramétrica de R .

La figura 6.18 muestra la comparativa del módulo de la audiosusceptibilidad que se obtiene con control ACC convencional y la que se obtiene con RMF paso-bajo, en donde se distingue perfectamente la reducción que se consigue en baja frecuencia al emplear el esquema de control RMF paso-bajo.

6.4.4.1.3. Impedancia de salida en lazo cerrado

La figura 6.19 muestra el diagrama de Bode de $Z_{oc}(s)$ variando R_{mod} entre $96,8\Omega$ y 968Ω . En esta figura puede apreciarse una mejora muy importante de la impedancia de salida en baja frecuencia que tiende a disminuir a medida que aumenta la frecuencia.

En la figura 6.20 puede verse la comparativa entre las impedancias de salida en lazo cerrado con control ACC convencional y RMF paso-bajo. Nótese que con el esquema de control propuesto $Z_{oc}(s)$ mejora prácticamente en todo el rango de frecuencias.

En la figura 6.21 se muestra de nuevo el diagrama de Bode de $Z_{oc}(s)$ variando ahora N entre 1 y 4. Nótese que la impedancia mejora a medida que aumenta N . Comparativamente con ACC convencional se observa también una mejora considerable en baja frecuencia para cualquier número de módulos.

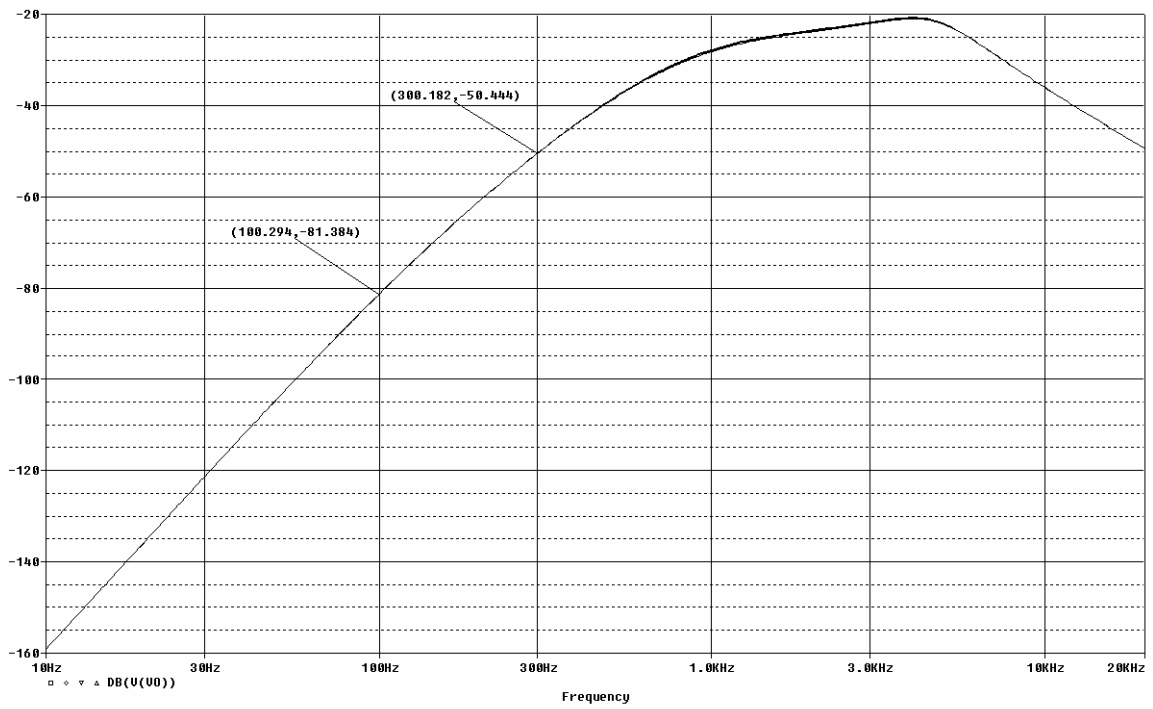


Fig.6.17: Diagrama de Bode de $A_{cl}(s)$ con control RMF paso-bajo y R variando entre $96,8\Omega$ y 968Ω

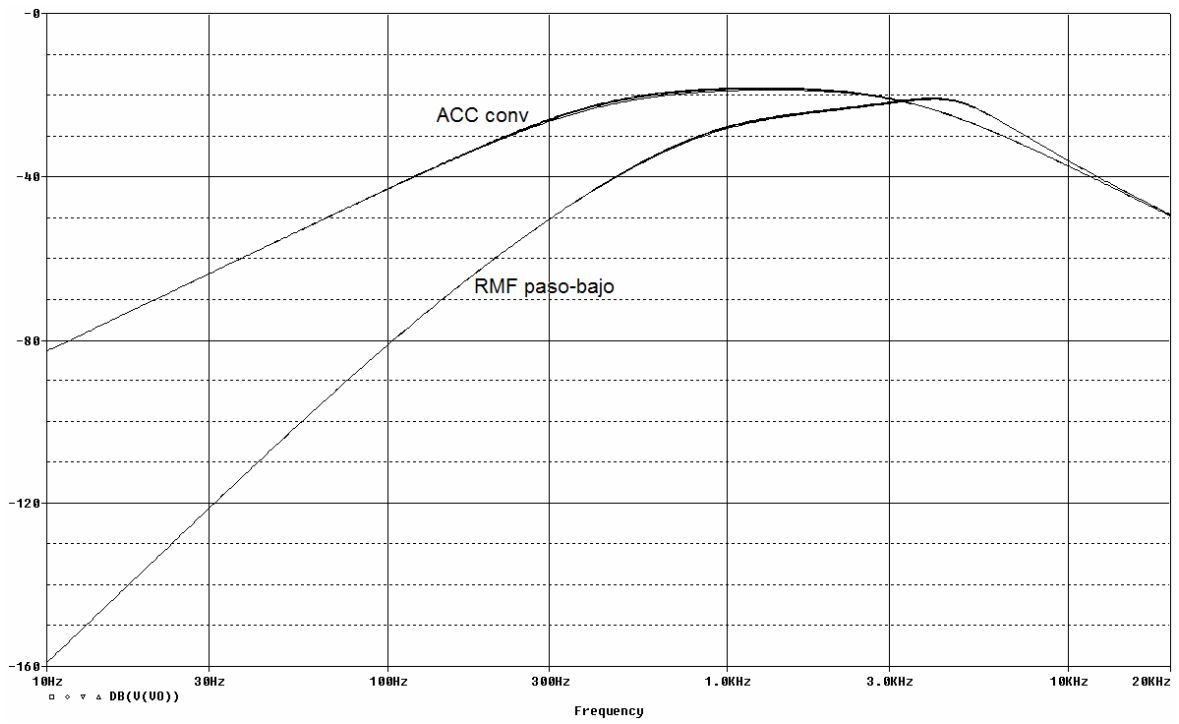


Fig.6.18: Comparativa entre $A_{cl}(s)$ del control ACC convencional y $A_{cl}(s)$ del control RMF paso-bajo.

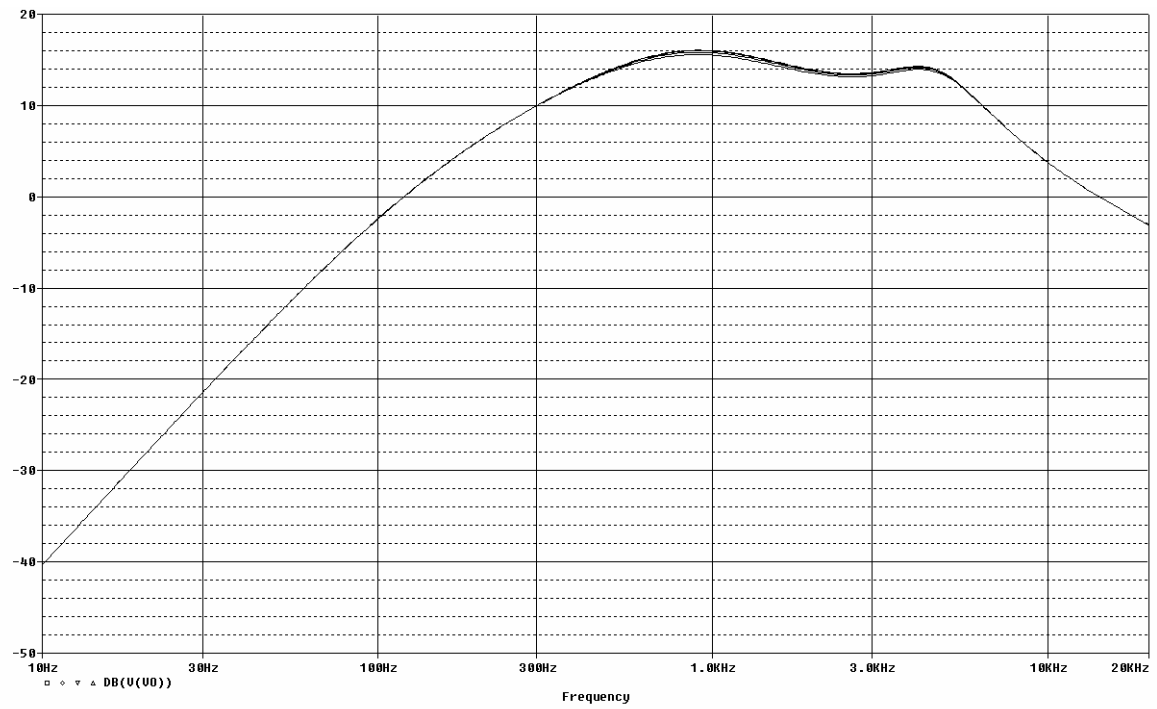


Fig.6.19: Diagrama de Bode de $Z_{ocl}(s)$ con control RMF paso-bajo y R variando entre $96,8\Omega$ y 968Ω

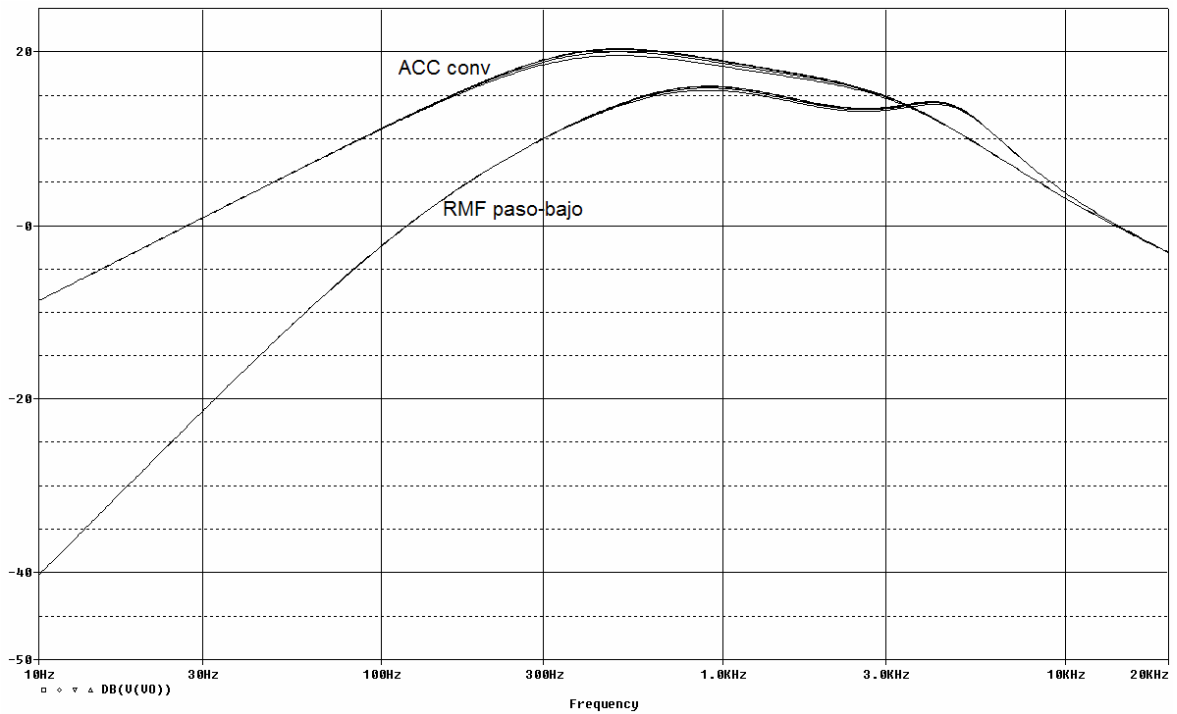


Fig.6.20: Comparativa entre $Z_{ocl}(s)$ del control ACC convencional y $Z_{ocl}(s)$ del control RMF paso-bajo.

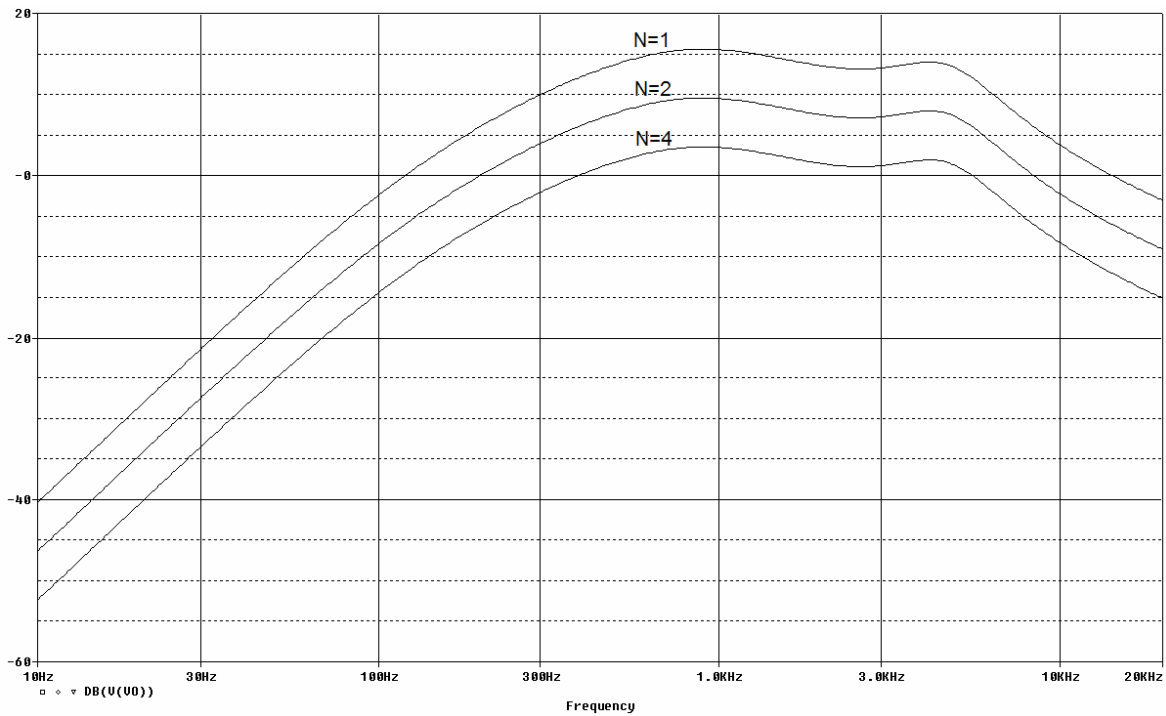


Fig.6.21: Diagrama de Bode de $Z_{ocl}(s)$ con control RMF paso-bajo y N variando entre 1 y 4.

6.4.4.2. Simulación en gran señal del sistema DC-AC modular con control RMF paso-bajo

En este apartado se realizará el estudio en gran señal del sistema DC-AC modular con el control RMF paso-bajo aplicado a ambos lazos con el fin de validar los resultados que se han obtenido a partir del modelo de pequeña señal.

6.4.4.2.1. Escalón en la tensión de referencia

Las figuras 6.22a y 6.22b muestran la respuesta en gran señal del convertidor ($R=96,8\Omega$) con un único inversor y control RMF paso-bajo ante un escalón de 3V en la tensión de referencia (de 7V a 10V). El escalón se produce cuando la tensión de salida está a su nivel máximo.

La comparativa frente al control ACC convencional (figuras 2.31a y 2.31b) demuestra que con el control propuesto la tensión de salida alcanza antes su valor definitivo.

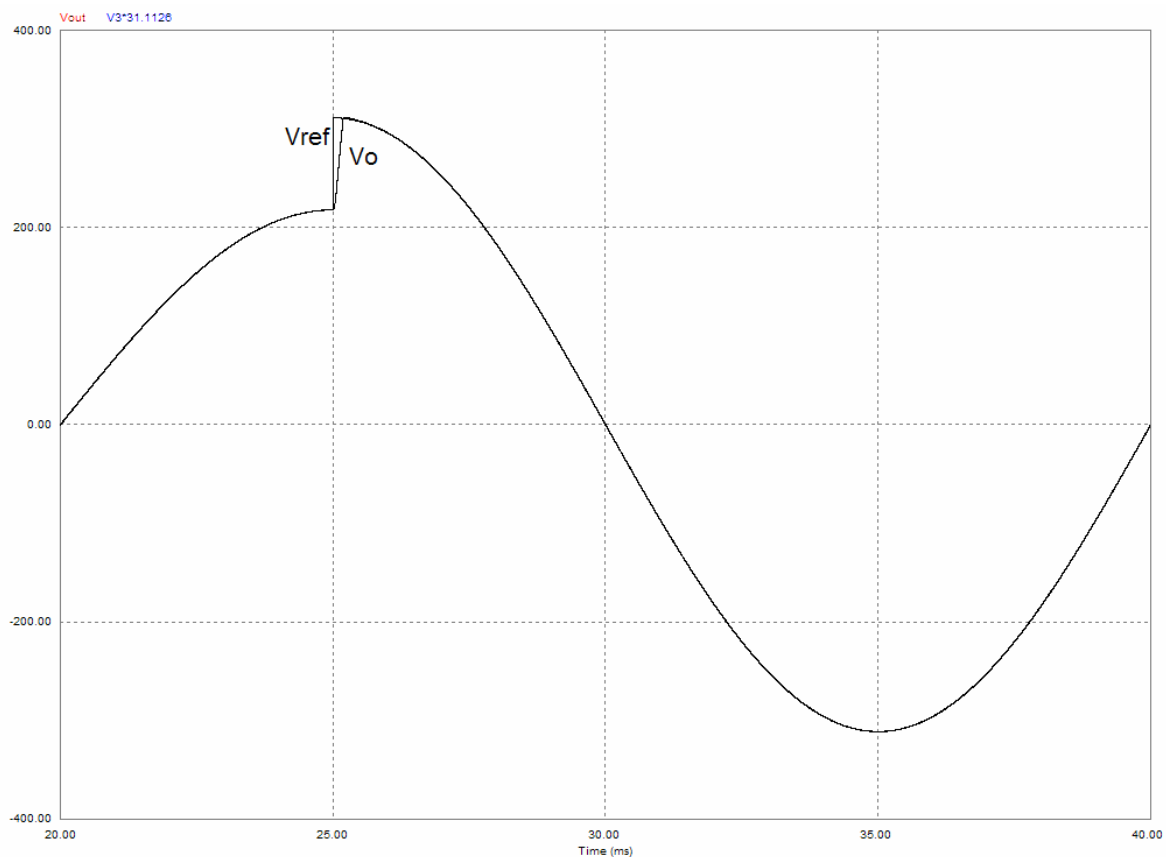


Fig.6.22a: Respuesta temporal en gran señal ante escalón en V_{ref} . RMF paso-bajo.

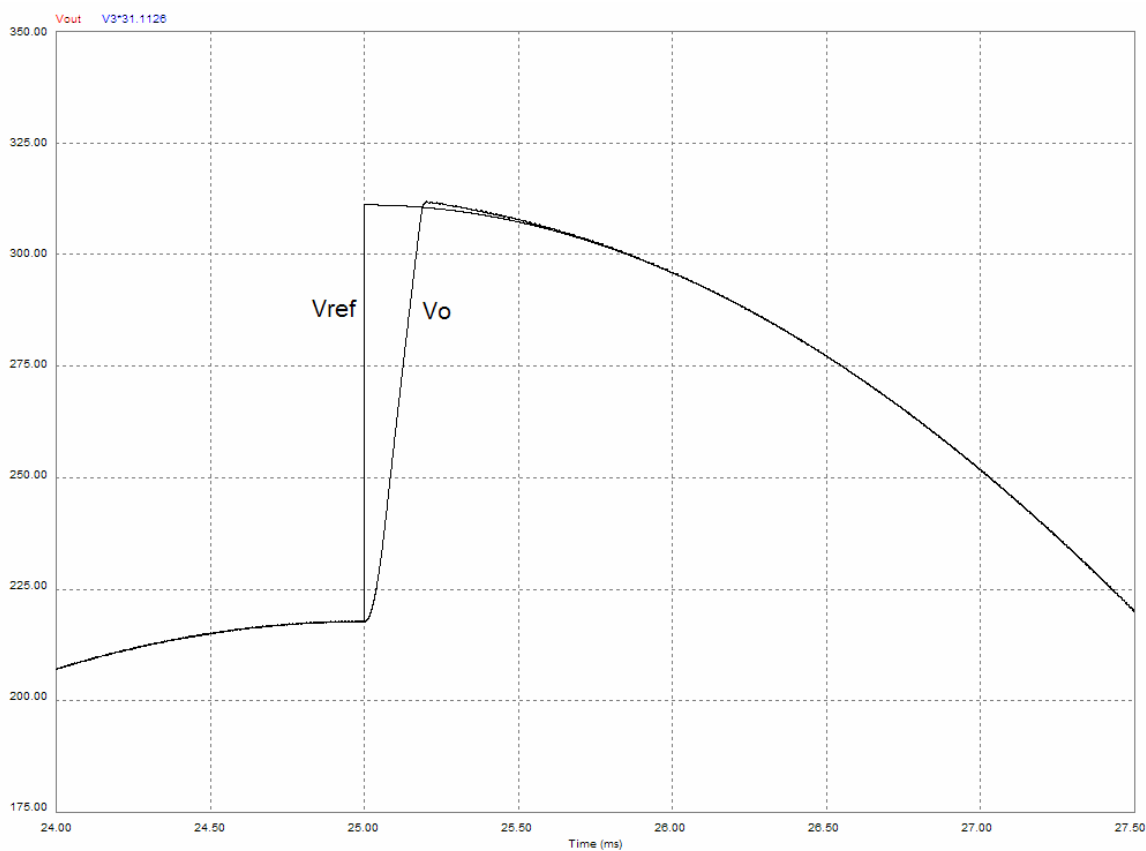


Fig.6.22b: Ampliación respuesta temporal en gran señal ante escalón en V_{ref} . RMF paso-bajo.

6.4.4.2.2. Escalón en la tensión de entrada

Las figuras 6.23a y 6.23b muestra los resultados de la respuesta temporal de la tensión de salida ante un escalón de la tensión de entrada de +80V (de 360V a 440V). La curva ha sido obtenida con el inversor nominal ($R=96,8\Omega$), un único módulo control y el esquema de control RMF paso-bajo aplicado a los lazos de tensión y corriente.

Si se compara esta respuesta con la que se obtiene con control ACC convencional (figuras 2.32a y 2.32b) se observa que el escalón de tensión es más pequeño y que V_o recupera antes su valor nominal.

6.4.4.2.3. Escalón en la carga

En las figuras 6.24a y 6.24b puede verse la respuesta de la tensión de salida del convertidor nominal (con un módulo) ante un escalón de carga de 50W($R=968\Omega$) a 500W($R=96,8\Omega$). De nuevo, la comparativa de esta respuesta frente a la que se obtiene con control ACC convencional (figuras 2.33a y 2.33b) demuestra que el escalón de V_o es mucho más pequeño y que V_o recupera su valor nominal en un tiempo muy inferior. Esto demuestra que la impedancia de salida es considerablemente más pequeña con el control RMF paso-bajo.

6.4.4.2.4. Carga no-lineal

La figura 6.25 muestra la respuesta del sistema modular nominal con un módulo y la misma carga no-lineal del apartado 2.3.7.4. De nuevo se ha representado la tensión de salida y la corriente de salida del convertidor. Comparativamente, la distorsión (THD) que presenta V_o es inferior con el esquema de control propuesto (2,4% con control ACC convencional frente a 1,5% con control RMF paso-bajo).

Obsérvese también que con el control RMF paso-bajo el pico de corriente que es capaz de proporcionar el convertidor a la carga no-lineal es de 7,25A mientras que con el esquema ACC convencional es tan solo de 5A.

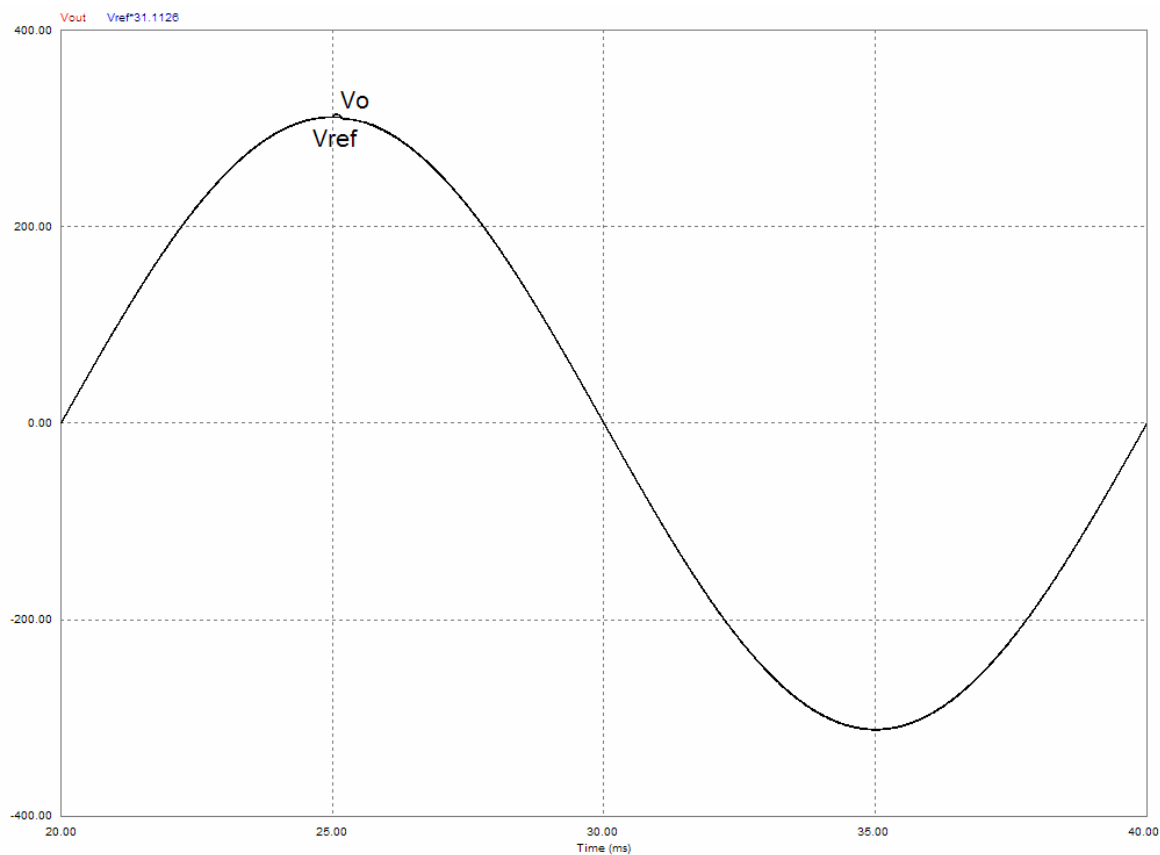


Fig.6.23a: Respuesta temporal en gran señal ante escalón en V_i . RMF paso-bajo.

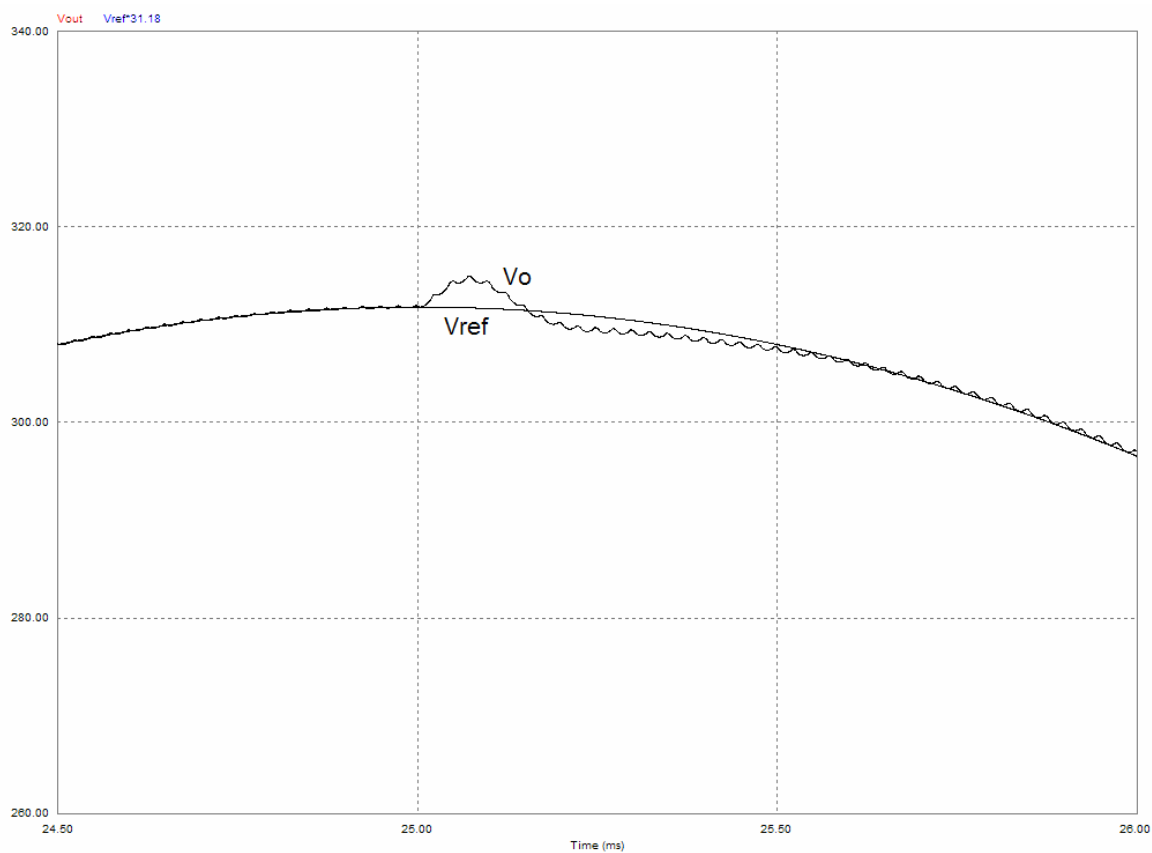


Fig.6.23b: Ampliación respuesta temporal en gran señal ante escalón en V_i . RMF paso-bajo.

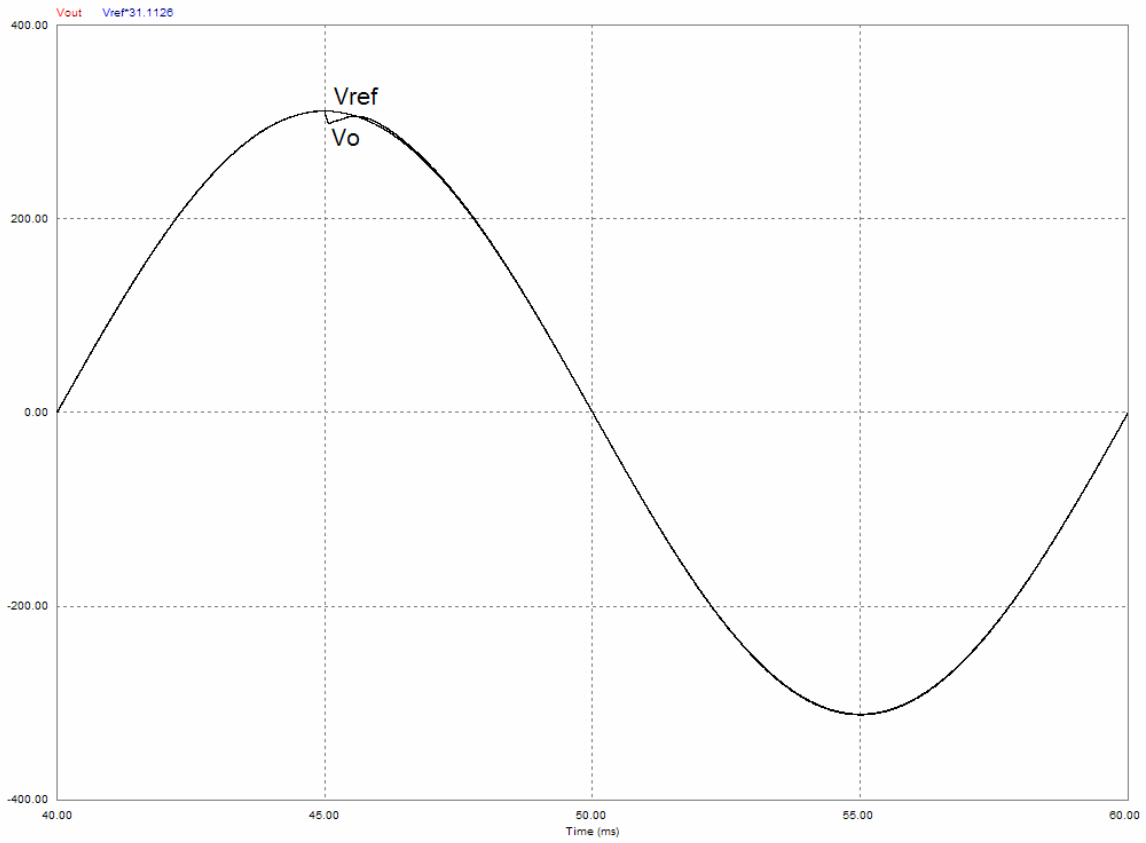


Fig.6.24a: Respuesta temporal en gran señal ante escalón de carga. RMF paso-bajo.

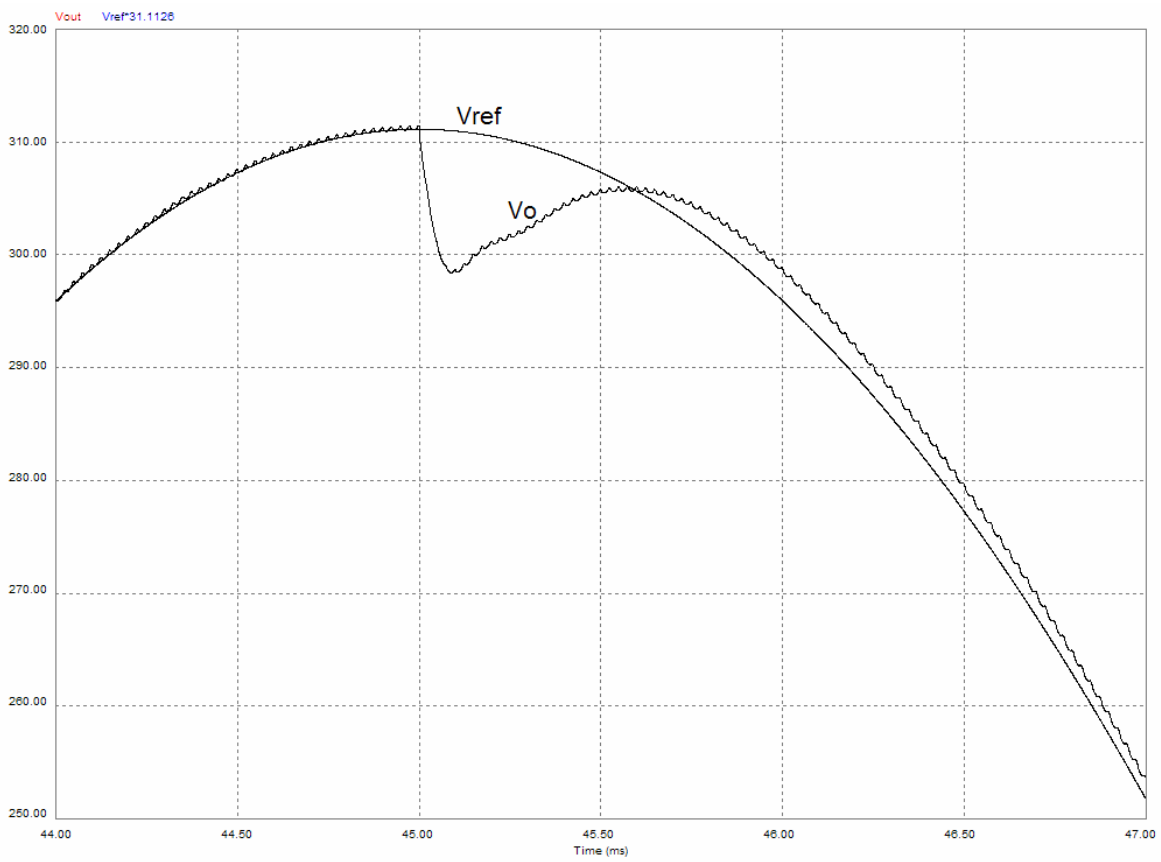


Fig.6.24b: Ampliación respuesta temporal en gran señal ante escalón de carga. RMF paso-bajo.

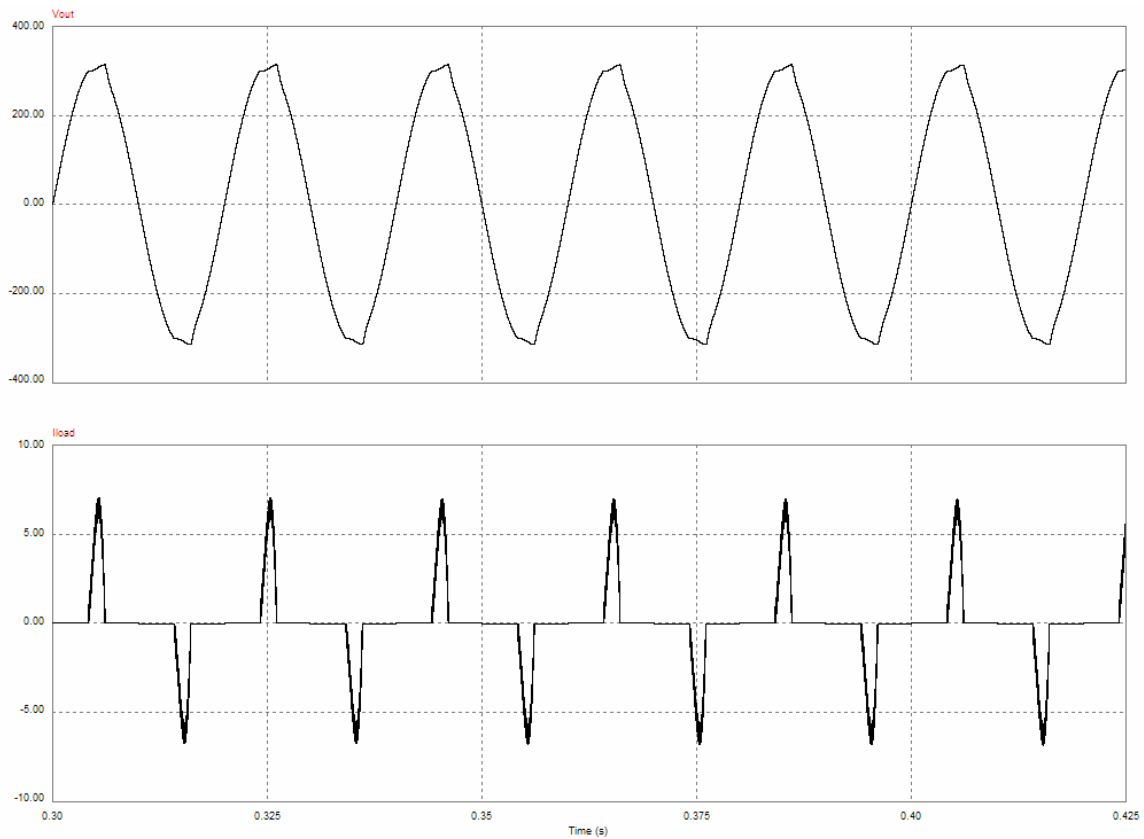


Fig.6.25: Respuesta temporal en gran señal con carga no-lineal. RMF paso-bajo.

6.4.4.2.5. Conexión-desconexión de módulos

Para concluir el estudio en gran señal se ha obtenido la respuesta temporal del sistema modular con dos módulos conectados en paralelo ante la desconexión de uno de ellos cuando se alimenta una carga de 500W. En las figuras 6.26a y 6.26b se ha representado la corriente de salida de cada uno de los módulos y la tensión de salida.

Con el esquema de control propuesto el escalón de tensión de V_o es prácticamente inapreciable, a diferencia de lo que ocurre con ACC convencional. También puede observarse que el sistema es más rápido con RMF paso-bajo.

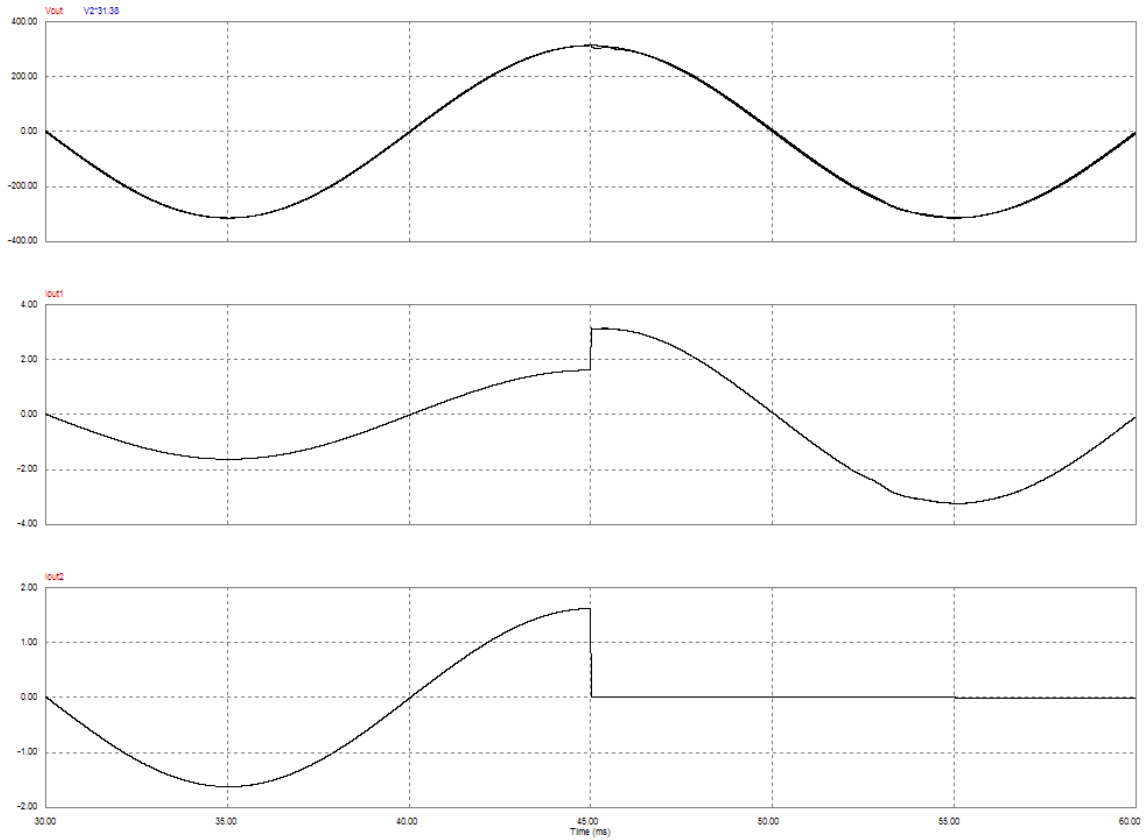


Fig.6.26a: Respuesta gran señal de V_o ante la desconexión de un módulo. RMF paso-bajo.

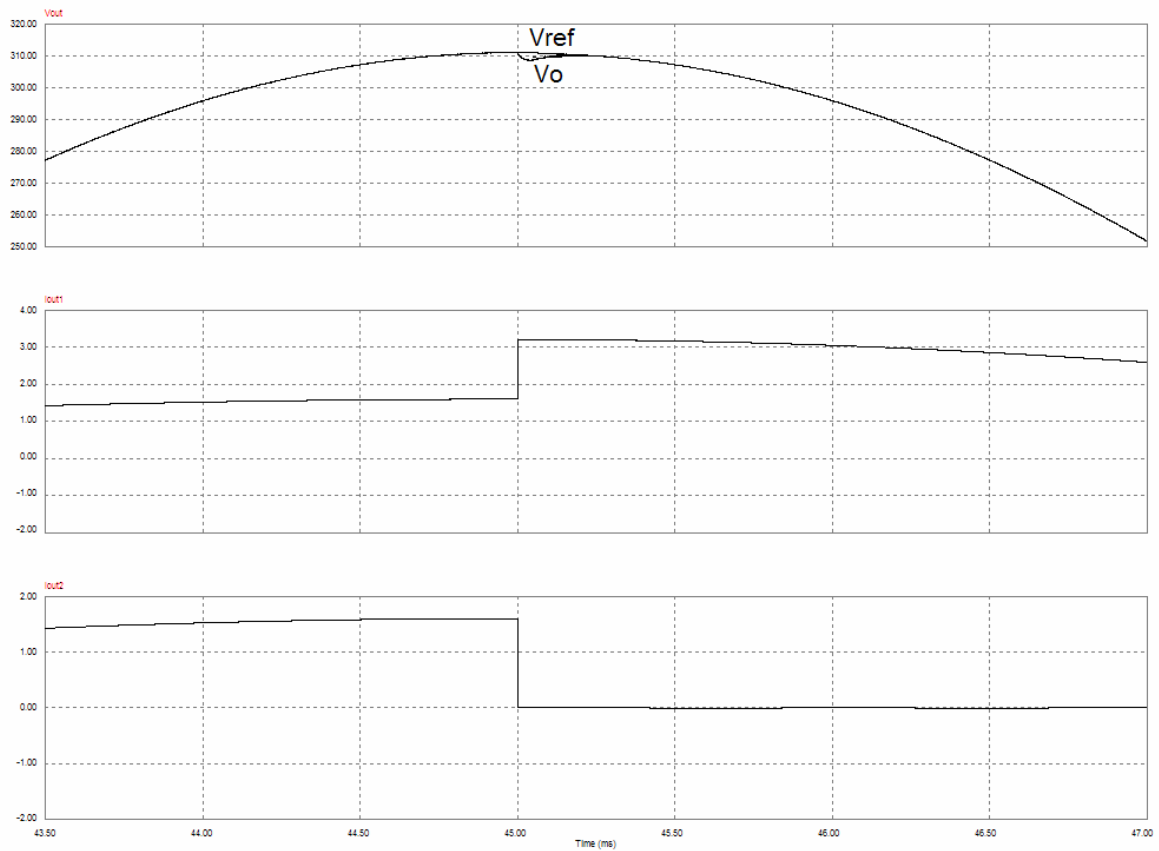


Fig.6.26b: Respuesta gran señal de V_o ante la desconexión de un módulo. RMF paso-bajo.

6.5. Análisis de Montecarlo de las funciones de transferencia más importantes

En este apartado se estudia cómo cambian las prestaciones dinámicas del sistema DC-AC modular con control RMF paso-bajo cuando se consideran variaciones simultáneas de los elementos de la etapa de potencia. Se utiliza el mismo circuito de pequeña señal del control ACC convencional añadiéndole los lazos de control RMF paso-bajo. A efectos comparativos se consideran las mismas variaciones para el sistema modular que las del capítulo 2.

6.5.1. Función de transferencia de la etapa de potencia $VOC(s)$

La figura 6.27 muestra los diagramas de Bode de la función de transferencia de la etapa de potencia $VOC(s)$ (f.d.t. de la tensión de salida a partir del ciclo de trabajo después de cerrar los lazos RMF del lazo de corriente) haciendo un barrido paramétrico de N . Se observa que las curvas difieren bastante en baja frecuencia, pero a frecuencias medias (en torno a la frecuencia de cruce para la que se diseñará el regulador $G_{me,v}(s)$) las diferencias se hacen más pequeñas y las curvas aparecen mucho más agrupadas.

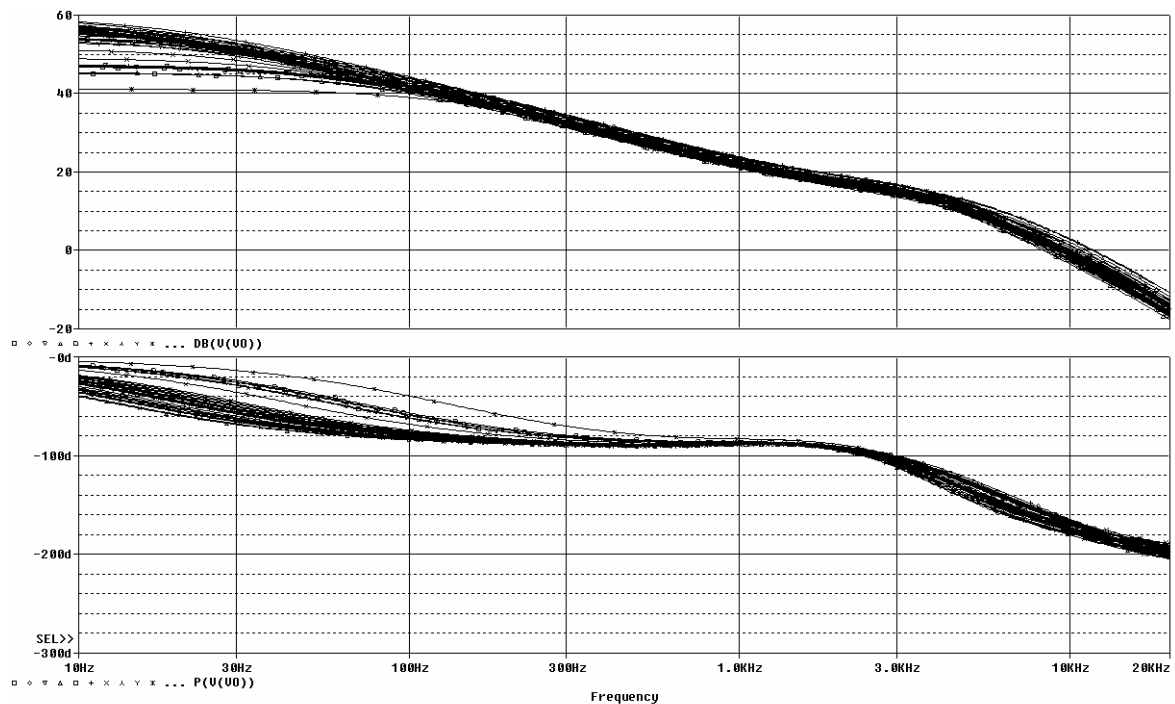


Fig.6.27: Análisis de Montecarlo de $VOC(s)$ con barrido paramétrico de N .

6.5.2. Ganancias de lazo externas $T_{ext,i}(s)$ y $T_{ext,v}(s)$

En las figuras 6.28 y 6.29 se han representado las curvas de Bode de las ganancias de lazo externas para el lazo de corriente (figura 6.28), $T_{ext,i}(s)$, y para el lazo de tensión (figura 6.29), $T_{ext,v}(s)$, con control RMF paso-bajo realizando además un barrido paramétrico de N .

Obsérvese que en ambos casos las curvas están prácticamente solapadas en una única hasta unas frecuencias de 4,6kHz en el caso lazo de corriente y 1,8kHz en el caso del lazo de tensión, y a partir de éstas aumenta ligeramente la dispersión. La frecuencia de cruce del lazo de corriente se mantiene constante en unos 1,8kHz aproximadamente y la del lazo de tensión en unos 650Hz con unos márgenes de fase siempre superiores a 80° en ambos casos.

Si se compran estos resultados con los obtenidos con el control ACC convencional, se pone de manifiesto la clara superioridad del control RMF paso-bajo frente al ACC convencional, ya que con este esquema de control se mantiene el ancho de banda y la estabilidad de los lazos externos aun a pesar de fuertes variaciones de los elementos de la etapa de potencia. Esto facilita considerablemente el diseño de los reguladores externos de ambos lazos.

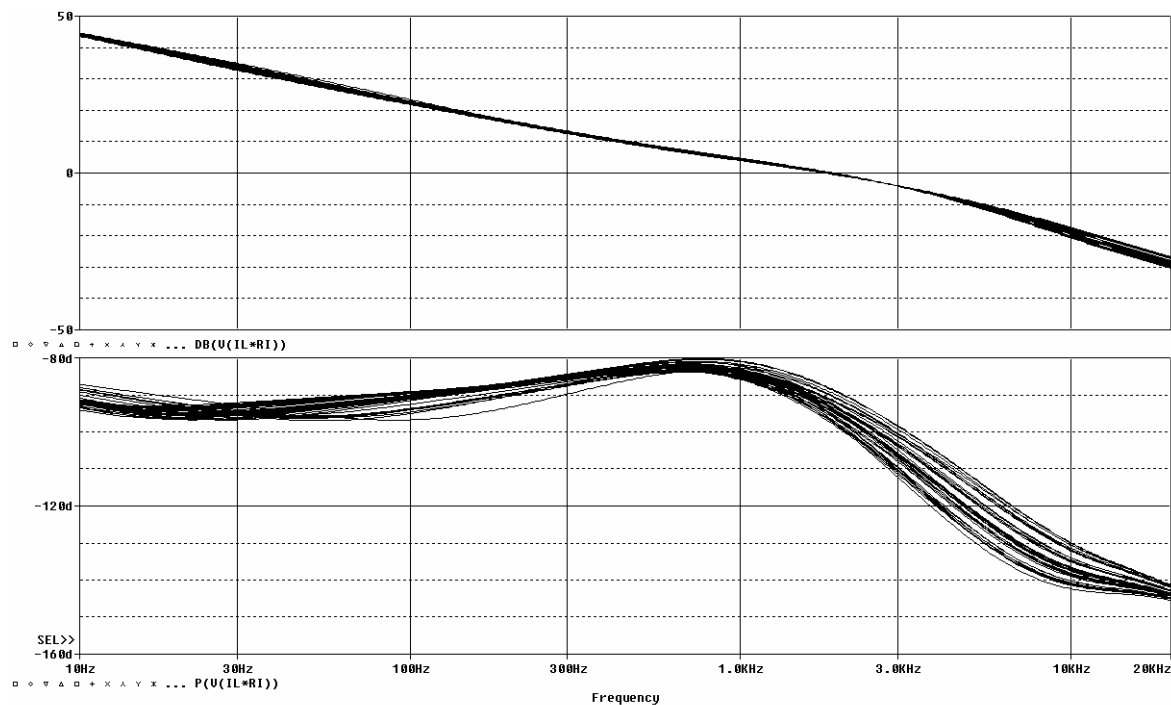


Fig.6.28: Análisis de Montecarlo de $T_{ext,i}(s)$ con barrido paramétrico de N .

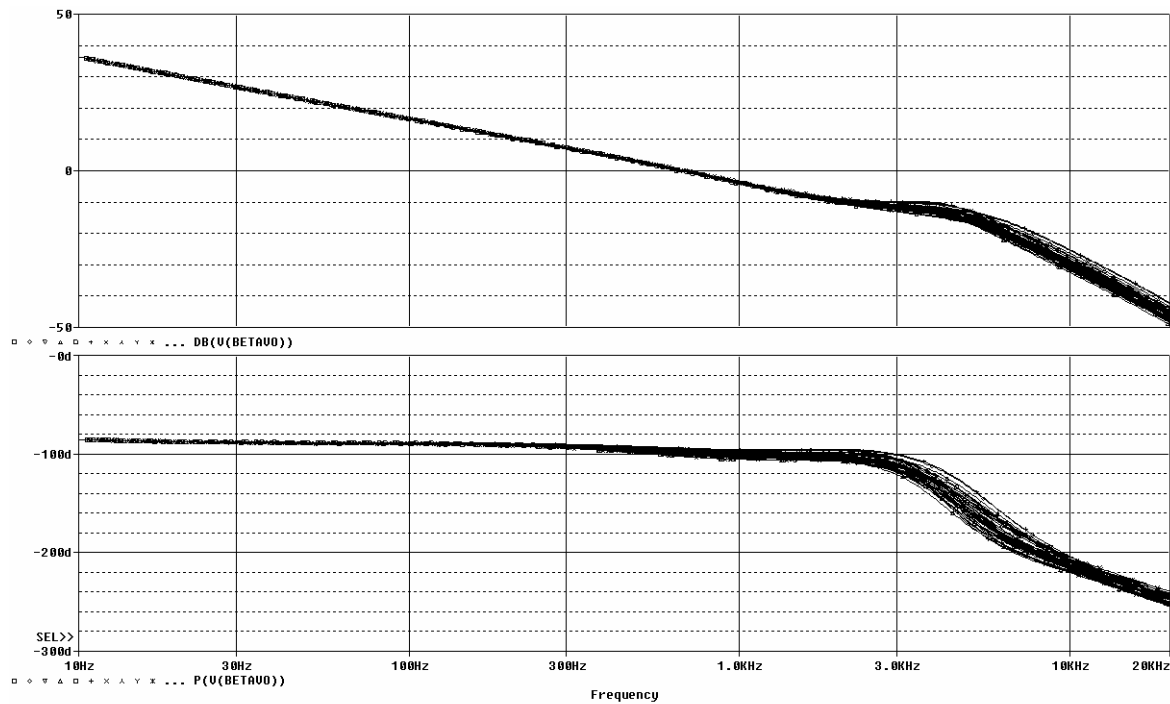


Fig.6.29: Análisis de Montecarlo de $T_{ext,v}(s)$ con barrido paramétrico de N .

6.5.3. Ganancias de lazo equivalentes $T_{eq,i}(s)$ y $T_{eq,v}(s)$

Las figuras 6.30 y 6.31 muestran respectivamente los diagramas de Bode de las ganancias de lazo del lazo equivalente de corriente, $T_{eq,i}(s)$, y del lazo equivalente de tensión, $T_{eq,v}(s)$, con control RMF paso-bajo realizando simultáneamente un barrido paramétrico de N .

La frecuencia de cruce del lazo equivalente de corriente, $T_{eq,i}(s)$, varía entre 5,245 kHz y 7,294 kHz con un margen de fase prácticamente constante que oscila entre 53° y 55° . Para el lazo equivalente de tensión, $T_{eq,v}(s)$, la frecuencia de cruce está comprendida entre 2,093 kHz y 3,298 kHz con un margen de fase que puede variar entre 45° y 64° .

6.5.4. Función de transferencia en lazo cerrado VOR(s)

En la figura 6.32 se ha representado el diagrama de Bode de VOR(s) con un barrido paramétrico de la variable N . El ancho de banda a -3dB oscila entre 4,56kHz y 6,64kHz, valores siempre muy superiores a los del control ACC convencional. Nótese además que la respuesta de VOR(s) (tanto del módulo como de la fase) es prácticamente plana hasta una frecuencia de 300Hz por lo que el seguimiento de la señal de referencia de 50Hz es muy bueno.

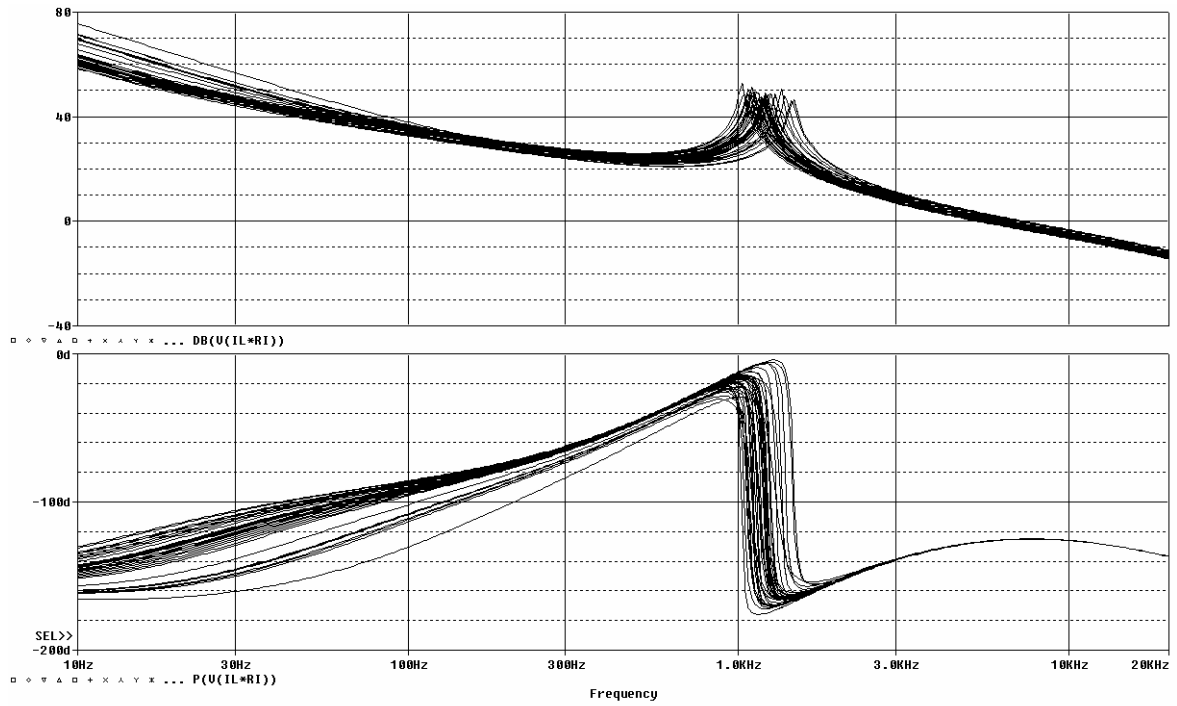


Fig.6.30: Análisis de Montecarlo de $T_{eq,i}(s)$ con barrido paramétrico de N .

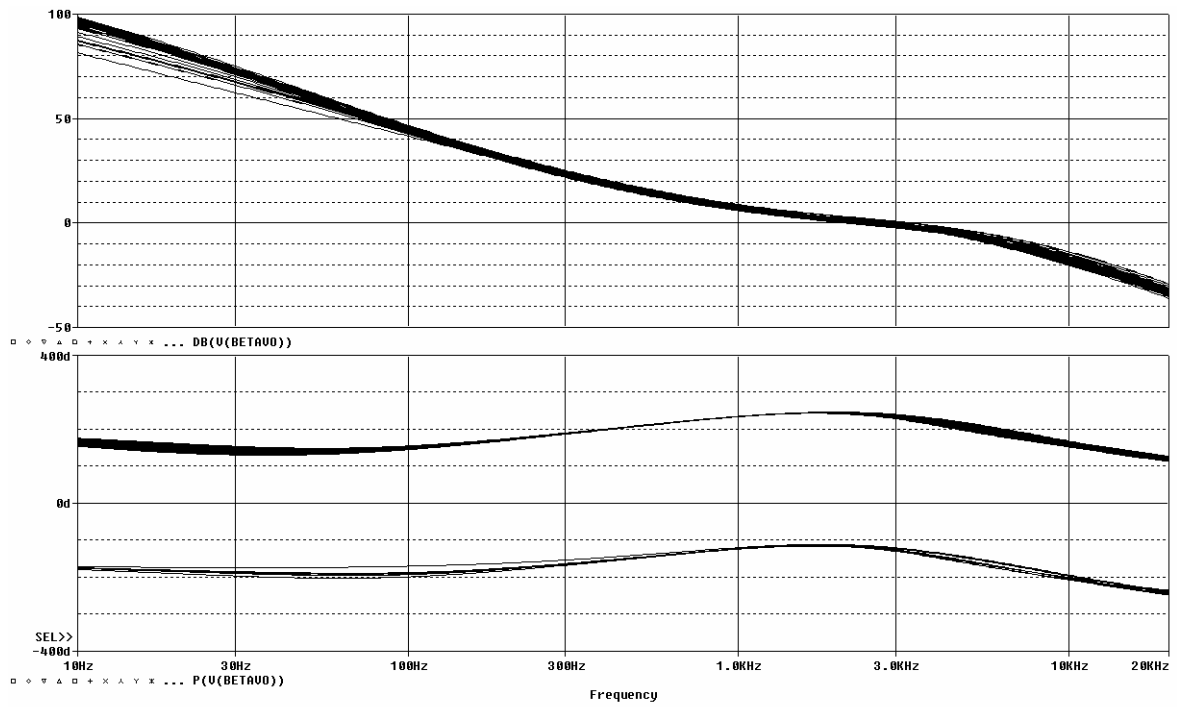


Fig.6.31: Análisis de Montecarlo de $T_{eq,v}(s)$ con barrido paramétrico de N .

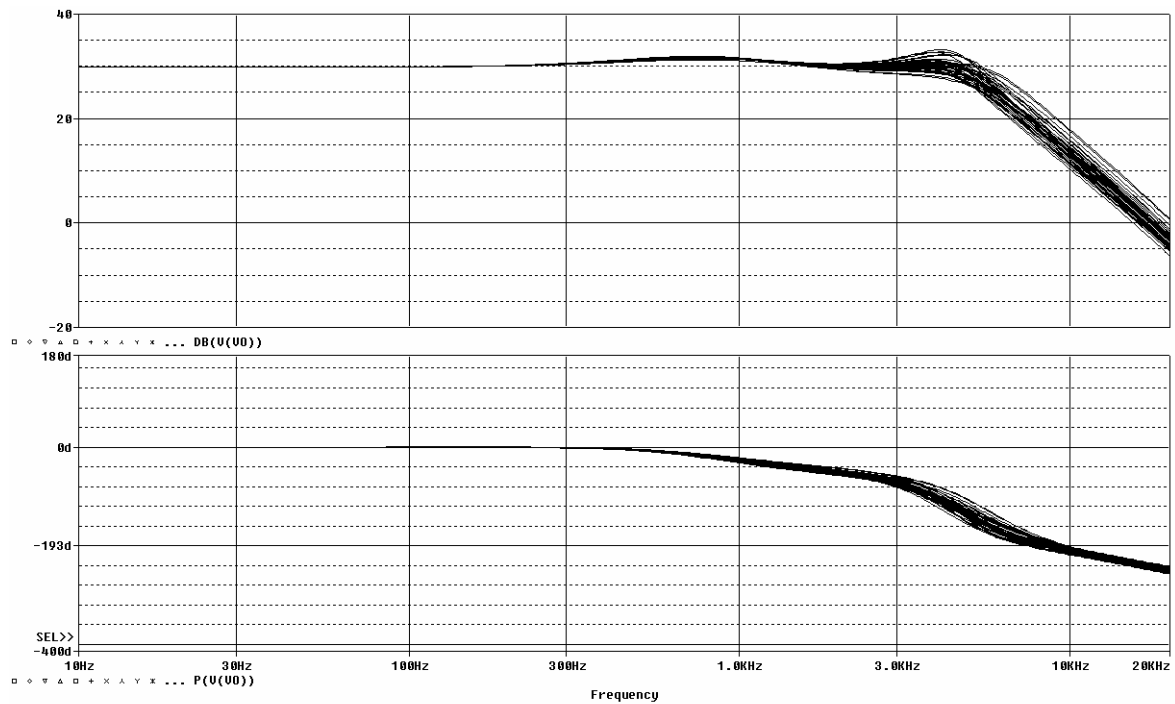


Fig.6.32: Análisis de Montecarlo de $VOR(s)$ con barrido paramétrico de N .

6.5.5. Audiosusceptibilidad en lazo cerrado $A_{cl}(s)$

Las figuras 6.33 y 6.34 muestran respectivamente el módulo de la audiosusceptibilidad en lazo cerrado, $A_{cl}(s)$, con control RMF paso-bajo y con un barrido paramétrico de N (Fig. 6.33) o con un barrido paramétrico de V_o (Fig. 6.34). La mejora en ambos casos (véase figuras 2.43 y 2.44) es muy evidente en bajas frecuencias aunque el máximo de $A_{cl}(s)$ empeora ligerísimamente si se comparan con los resultados obtenidos con control ACC convencional en las mismas condiciones.

6.5.6. Impedancia de salida en lazo cerrado $Z_{ocl}(s)$

Las curvas de Bode de la impedancia de salida $Z_{ocl}(s)$ con control RMF paso-bajo y con un barrido paramétrico del número de módulos conectados en paralelo N se muestran en la figura 6.35. En ésta se aprecia claramente que la impedancia de salida en lazo cerrado mejora considerablemente cuando aumenta el número de módulos conectados en paralelo. Esta mejora es del orden de 6dB cada vez que se dobla N .

Comparando estos resultados con aquellos que se obtuvieron con el control ACC convencional (figura 2.45) se observa que la impedancia es siempre menor con control RMF paso-bajo (del orden de unos 30dB a 10Hz), reduciéndose esta mejora a media que aumenta la frecuencia.

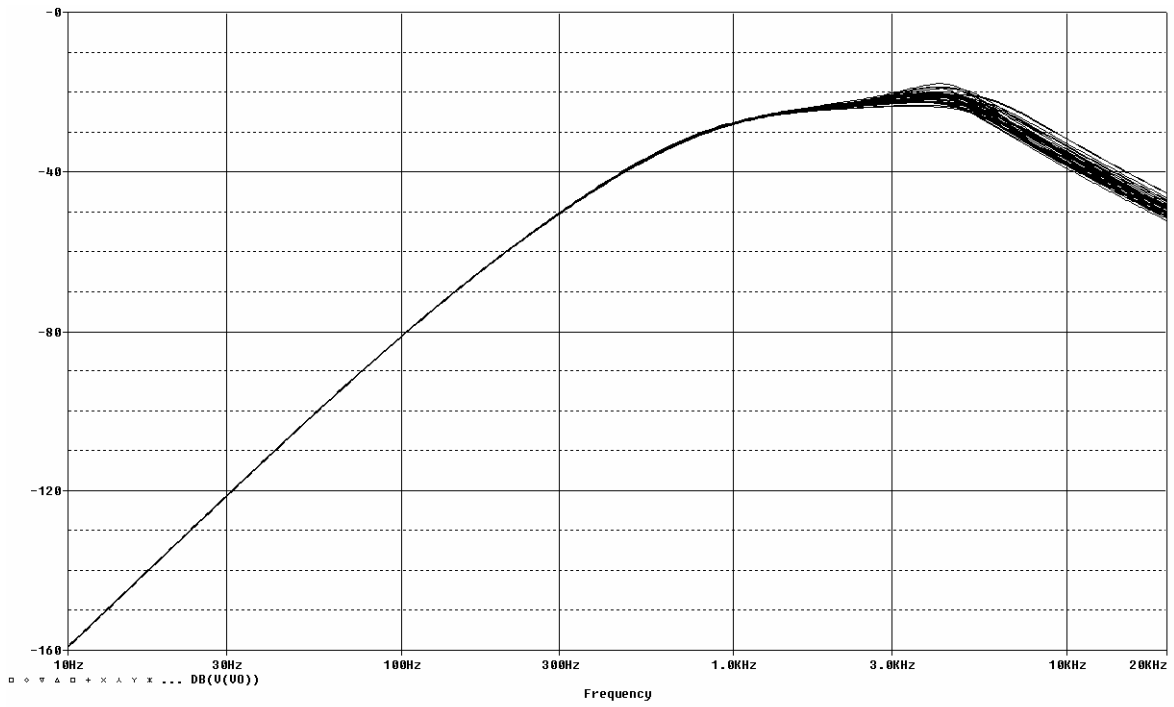


Fig.6.33: Análisis de Montecarlo de $A_{cl}(s)$ con barrido paramétrico de N .

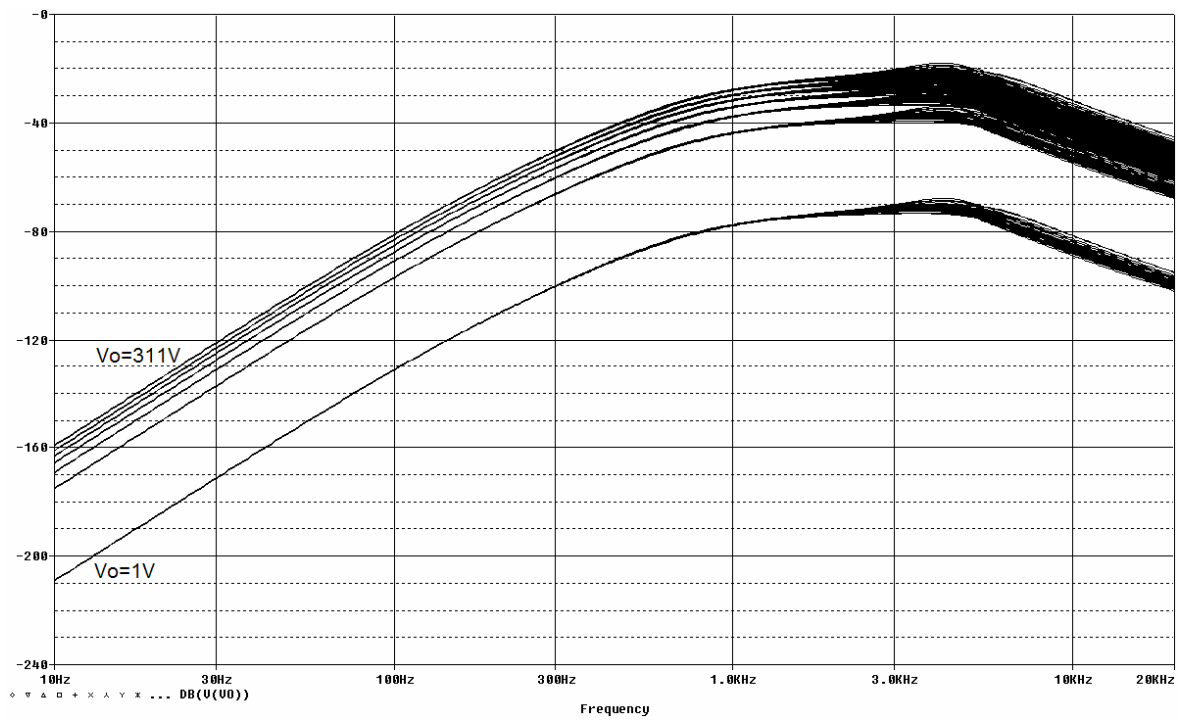


Fig.6.34: Análisis de Montecarlo de $A_{cl}(s)$ con barrido paramétrico de V_o .

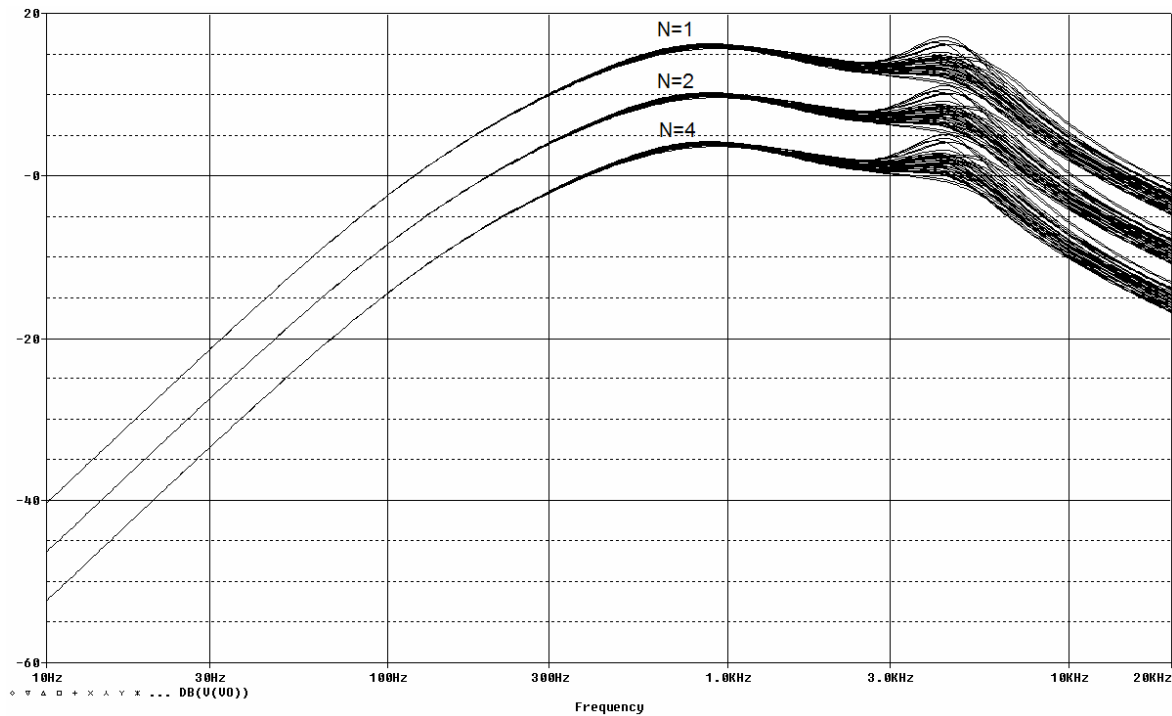


Fig.6.35: Análisis de Montecarlo de $Z_{oci}(s)$ con barrido paramétrico de N .

6.6. Conclusiones sobre el control RMF paso-bajo.

En este capítulo se ha aplicado el esquema de control robusto con seguimiento de modelo tipo paso bajo (RMF paso-bajo) presentado en el capítulo anterior a un sistema modular UPS de inversores monofásicos conectados en paralelo.

Los objetivos iniciales eran dos: por un lado, mejorar la respuesta de la tensión de salida del sistema modular frente a escalones de carga y a corrientes muy distorsionadas, y por otra parte, conseguir una mejor distribución de las corrientes entre los distintos inversores, por lo que se ha aplicado RMF paso-bajo tanto a los lazos internos de corriente como al lazo externo de tensión del sistema modular.

Con el esquema de control propuesto, se obtiene un regulador equivalente de orden elevado partiendo de tres controladores individuales simples, cuyo diseño puede llevarse a cabo mediante las “técnicas de moldeado clásicas” de las ganancias de los lazos individuales asociados a dichos controladores. Ninguno de estos tres lazos individuales ($T_{int}(s)$, $T_{ref}(s)$ y $T_{ext}(s)$), ni siquiera el lazo equivalente, $T_{eq}(s)$, requieren unas frecuencias de cruce muy altas, por lo que la robustez de estabilidad queda garantizada.

El comportamiento en baja frecuencia del regulador equivalente es el de un doble integrador, con lo que se consigue mejorar el seguimiento de las señales de referencia y reducir la sensibilidad del lazo frente a perturbaciones externas.

La estructura de control propuesta se ha aplicado con éxito al sistema DC-AC modular, consiguiéndose una mejora considerable de las funciones de transferencia de rechazo a perturbaciones y una disminución apreciable del THD de la tensión de salida con cargas no lineales, si se compara con los resultados obtenidos con un esquema de control ACC convencional.

CAPÍTULO

7

Materiales empleados

7.1. Software

El SOFTWARE que se ha empleado para el diseño y posterior análisis de los diferentes esquemas de control ha sido el siguiente:

- Orcad Capture + PSpice 9.2. Empleado para el análisis de los circuitos de pequeña señal y funciones de transferencia. Para ello se ha hecho uso de su opción de análisis paramétrico y “AC-Sweep”. También se ha utilizado para comparar las funciones de transferencia teóricas de los reguladores de implementación analógica, con las que luego se han montado sobre los prototipos, basadas en amplificadores operacionales. Con este programa se ha realizado también el estudio de Montecarlo de las funciones de transferencia más importantes.
- Psim 6.0. Programa utilizado para realizar las simulaciones de gran señal de todos los controles implementados y comparar las diferentes respuestas.
- MATLAB 6.5. Principalmente este programa ha servido para el diseño de los reguladores y para el análisis comparativo de las prestaciones obtenidas (audiosusceptibilidad, impedancia de salida) con los diferentes reguladores. Mediante este programa también se han representado las curvas experimentales obtenidas con el analizador de señales YOKOGAWA SA2400.
- LABVIEW 5.0, mediante el cual se ha conectado vía GPIB el analizador de señales a un PC para el posterior procesamiento gráfico de las curvas experimentales mediante el programa MATLAB.
- FLUKEVIEW COMBISCOPE, software facilitado por la casa Fluke que permite conectar el osciloscopio digital FLUKE a un PC (vía puerto serie) y almacenar las curvas experimentales en un fichero gráfico.
- MATHCAD 11. Este programa ha sido muy útil para los cálculos del ajuste de los moduladores PWM de las cartas de control, diseño de las redes de los reguladores analógicos, de los inductores de potencia, etc.
- Orcad Capture + Layout 9.2, utilizado para el diseño de los esquemáticos y cartas de los circuitos impresos de las etapas de potencia y las de control.

7.2. Material de laboratorio

Para llevar a cabo las pruebas experimentales sobre los prototipos se ha utilizado el siguiente material de laboratorio:

- Analizador de señales en tiempo real YOKOGAWA SA2400. Dicho instrumento permite el análisis temporal de espectro y de respuesta en frecuencia (curvas de Bode) en un rango de frecuencias comprendido entre 5mHz y 400kHz.

- Carga electrónica HP6060B. 3-60V/0-60A, 300W.
- Fuente de alimentación LAMBDA-ELIND 200KL/6. 1200W, 0-200V, 15A.
- Fuente de alimentación HP 6035A 1000W, 0-500V, 5A.
- Fuentes de alimentación PROMAX FAC-664. 2 fuentes con posibilidad de conexión en paralelo de 0-30V, 2A.
- Osciloscopio digital FLUKE PM3384B. 100MHz, 10GS/s.
- Power Meter Fluke Model 39.
- Sondas de tensión diferencial PEWATRON SI-9002. DC-25MHz, 1400V de pico.
- Sondas de corriente efecto Hall para osciloscopio LEM-HEME PR-30. DC-100KHz (-1dB), 20A/ μ s, 30A de pico.
- Generador de funciones PROMAX GF-232 (2MHz).
- Tarjeta GPIB NI-488.

7.3. Prototipos experimentales

Se han construido ocho placas de circuito impreso con la etapa de potencia BUCK y sus correspondientes placas de control PWM (basadas en el circuito integrado UC3825 de la marca UNITRODE CORPORATION) que incluyen también el regulador de corriente. Se ha realizado una única carta de control para el regulador de tensión con control RMF tipo paso-alto y otra para el regulador de tensión con control RMF tipo paso-bajo. Estas últimas cartas están preparadas para controlar hasta ocho módulos conectados en paralelo y permiten conmutar entre un control PI convencional y el control RMF correspondiente.

También se han construido 2 etapas de potencia correspondientes a los inversores. Cada una de ellas lleva asociada una placa de control PWM senoidal unipolar con su regulador de corriente, en las que se puede implementar un control PI convencional o un control RMF tipo paso-bajo. Finalmente se ha realizado una única placa para el regulador de tensión en la que se puede conmutar entre un control PI convencional y el control RMF tipo paso-bajo. En un posterior desarrollo digital se implementaron los lazos de control del sistema DC-AC con una tarjeta de evaluación eZDSPF2812 (Spectrum Digital) del DSP TMS320F2812 de Texas Instruments a una frecuencia de muestreo de 40kHz.

En las páginas siguientes se ofrecen tanto los esquemas como las PCB de las cartas construidas:

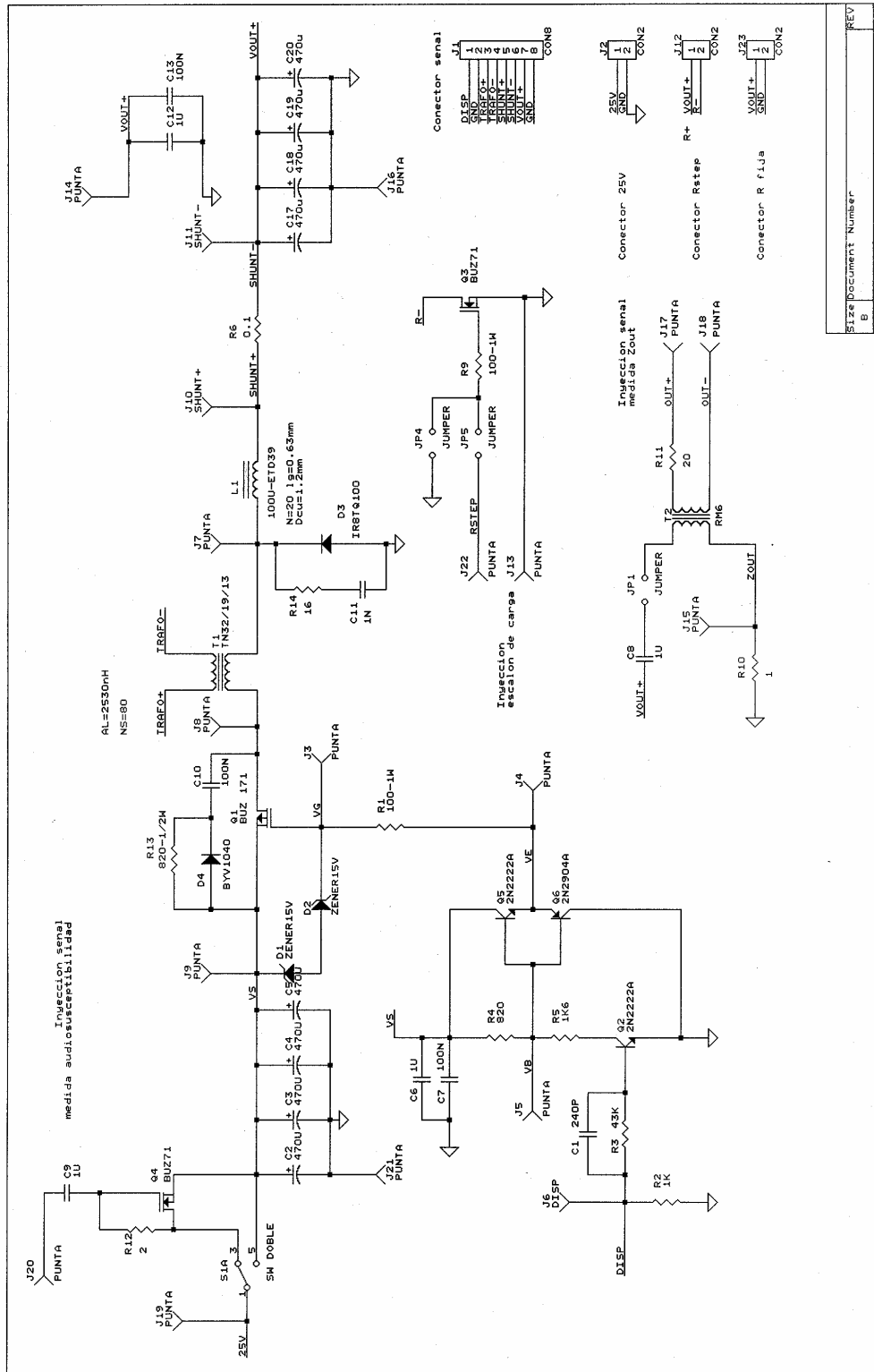


Fig. 7.1. Etapa de potencia BUCK (esquema).

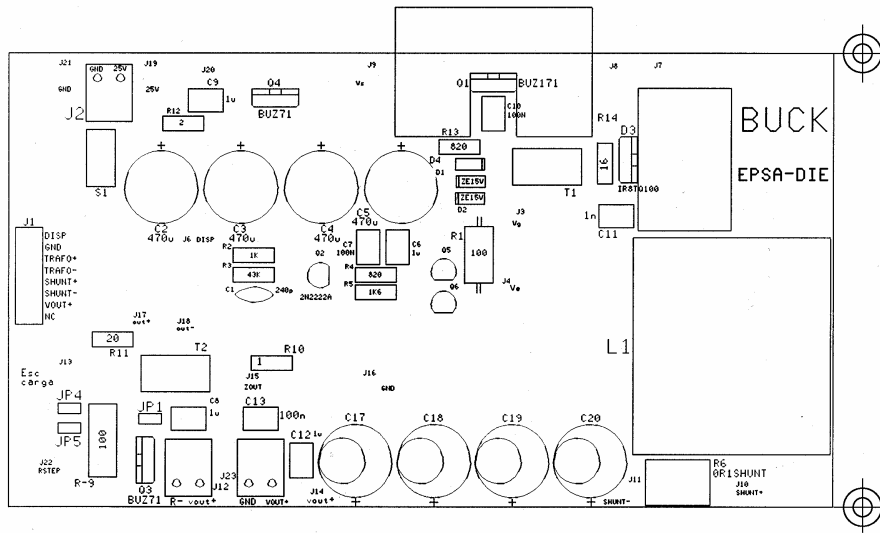


Fig. 7.2. Etapa de potencia BUCK (serigrafía).

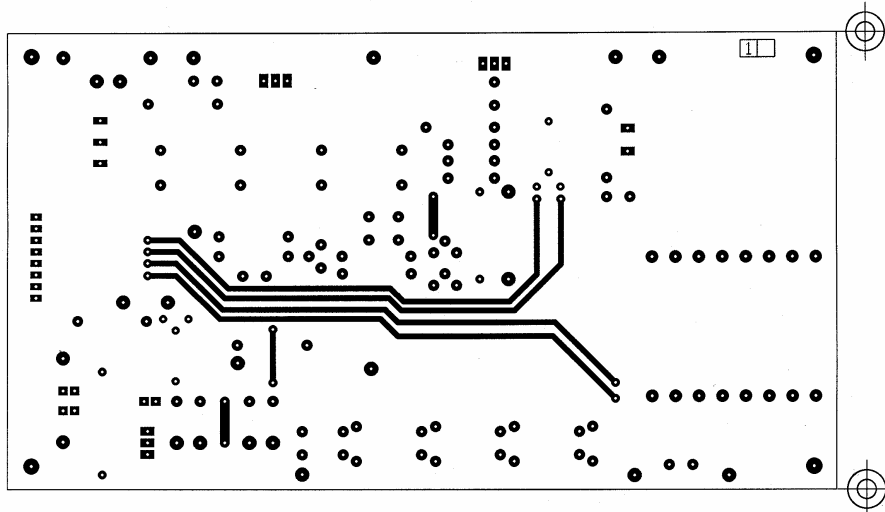


Fig. 7.3. Etapa de potencia BUCK (cara componentes).

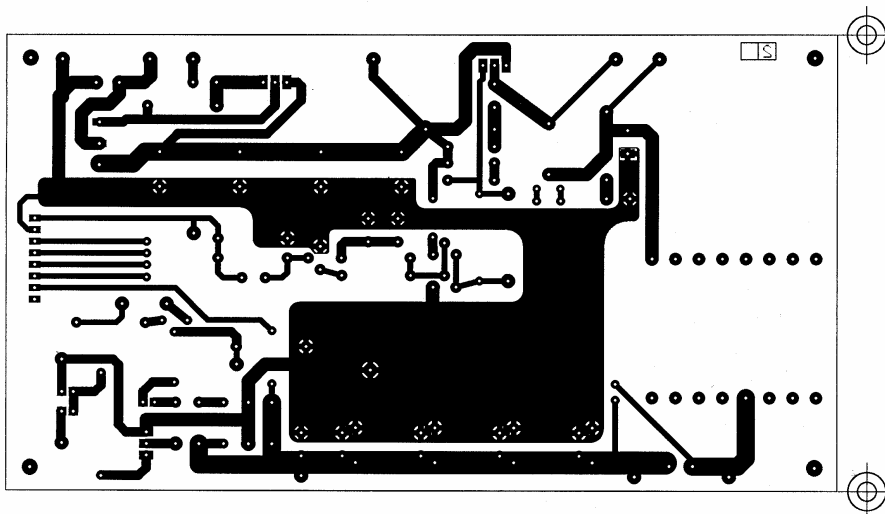


Fig. 7.4. Etapa de potencia BUCK (cara soldadura).

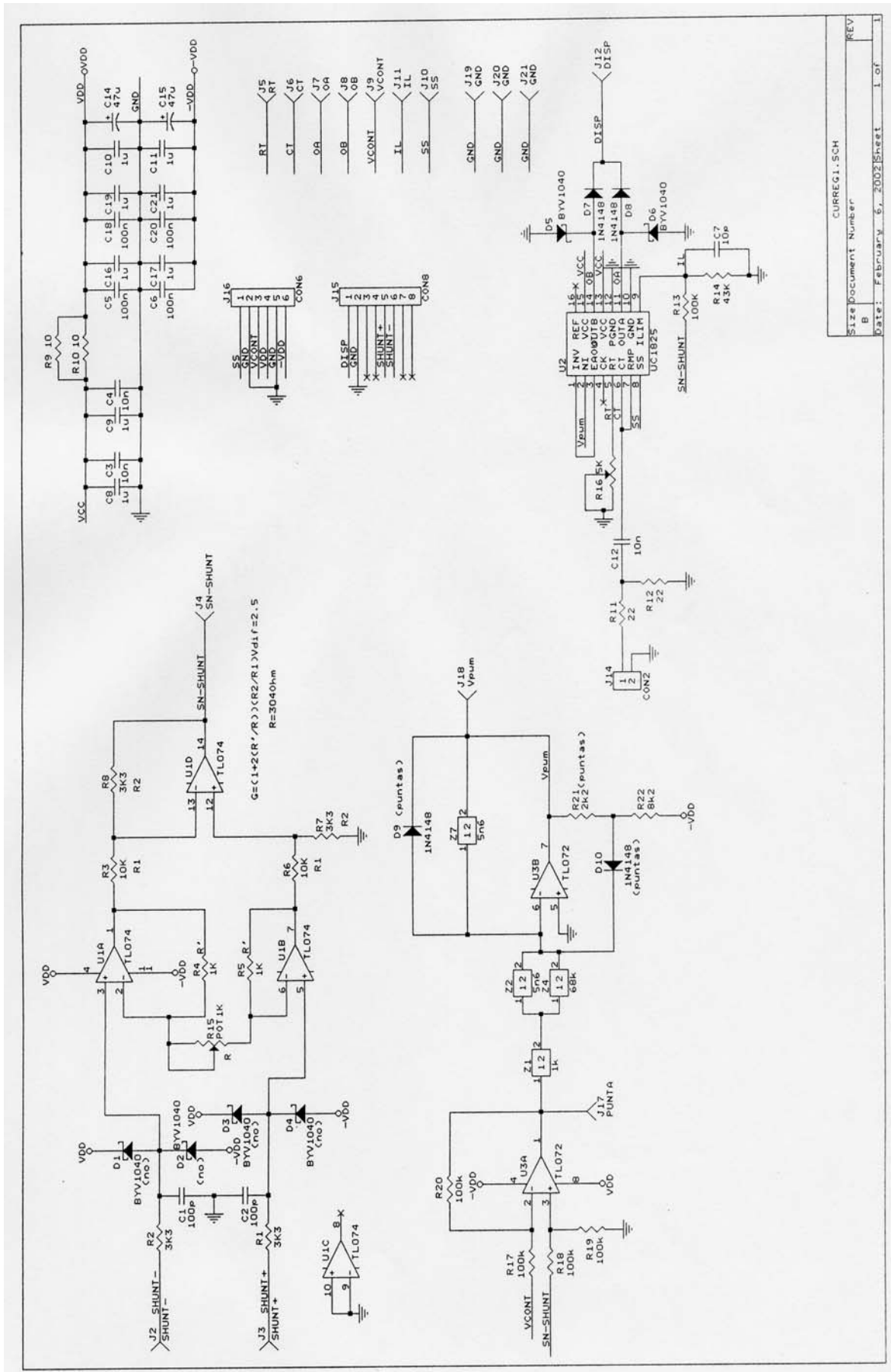


Fig. 7.5. PCB control Buck: Modulador PWM y lazo de corriente (esquema).

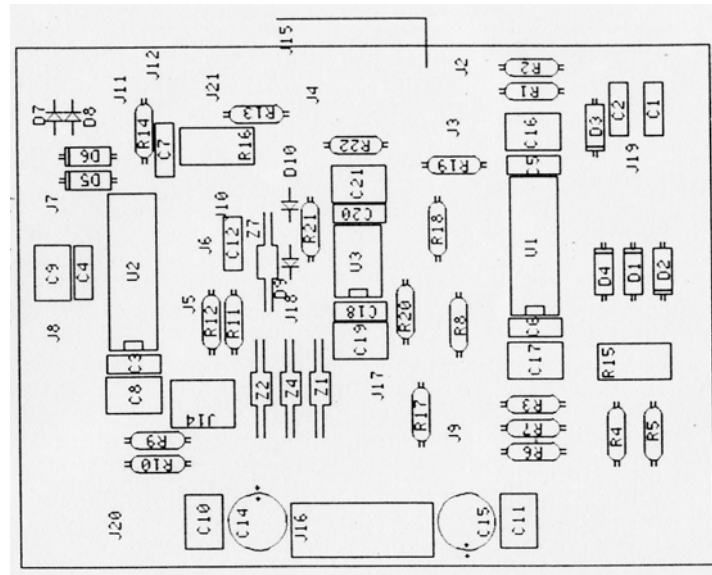


Fig. 7.6. PCB control Buck: Modulador PWM y lazo de corriente (serigrafía).

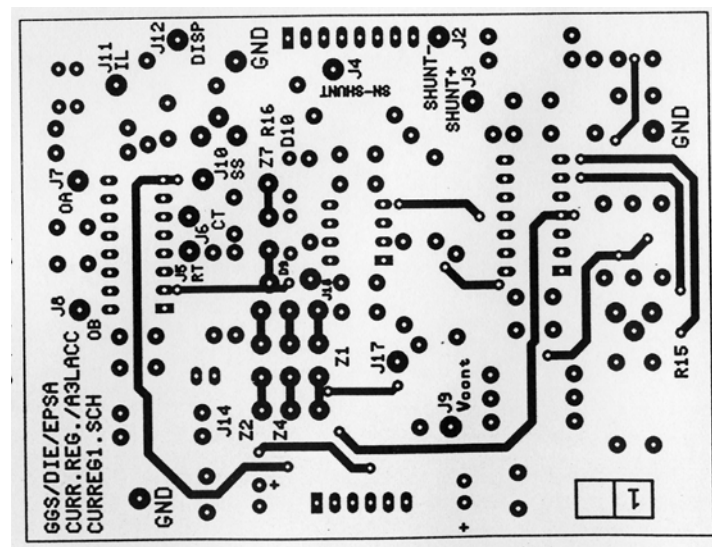


Fig. 7.7. PCB control Buck: Modulador PWM y lazo de corriente (cara componentes).

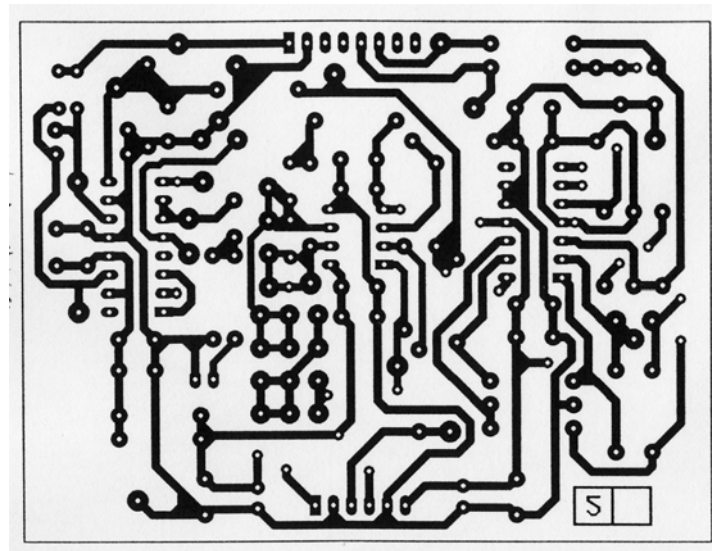


Fig. 7.8. PCB control Buck: Modulador PWM y lazo de corriente (cara soldadura).

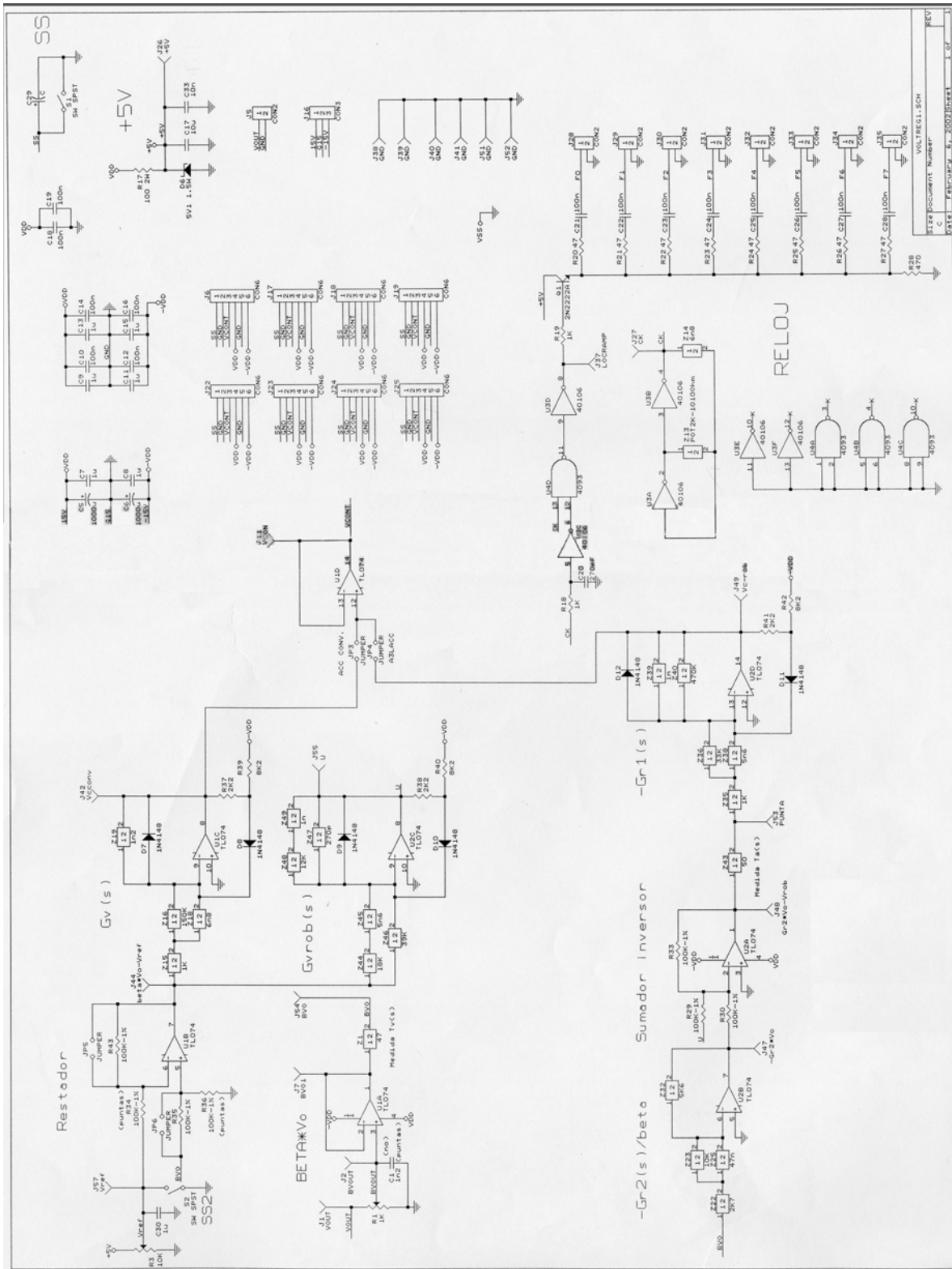


Fig. 7.9. PCB control Buck: lazos de tensión convencional y RMF paso-alto (esquema).

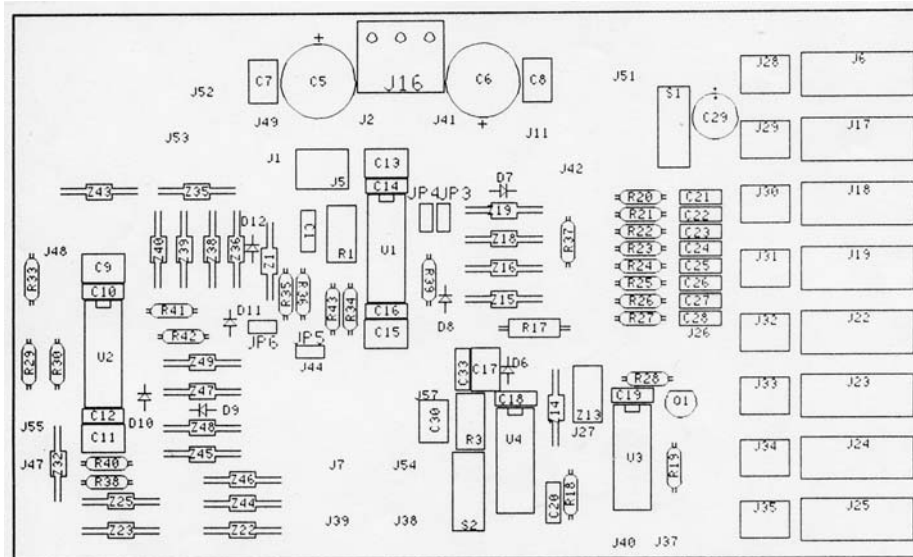


Fig. 7.10. PCB control Buck: lazos de tensión convencional y RMF paso-alto (serigrafía).

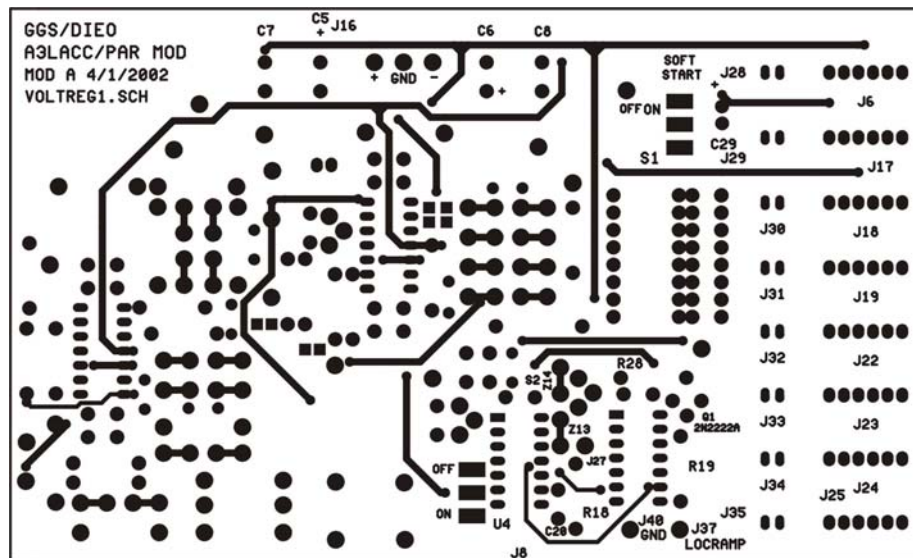


Fig. 7.11. PCB control Buck: lazos de tensión convencional y RMF paso-alto (cara componentes).

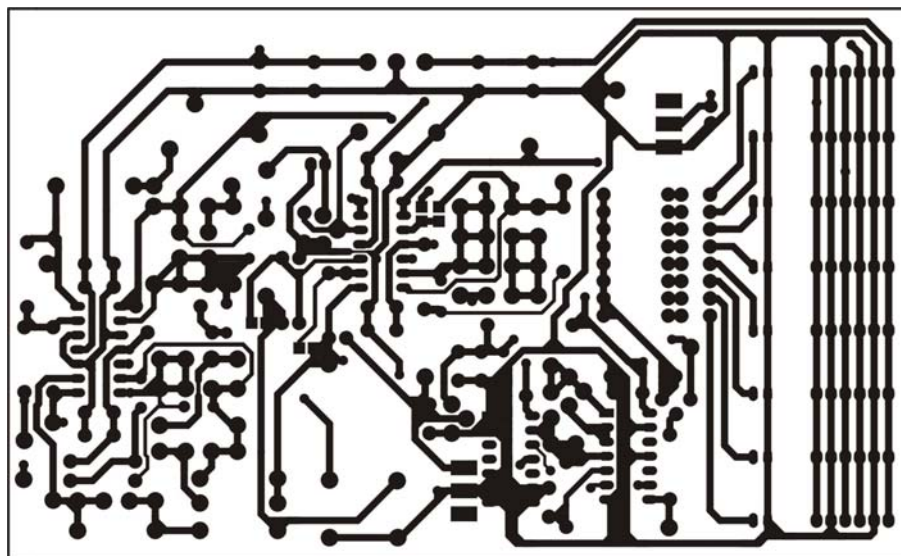


Fig. 7.12. PCB control Buck: lazos de tensión convencional y RMF paso-alto (cara soldadura).

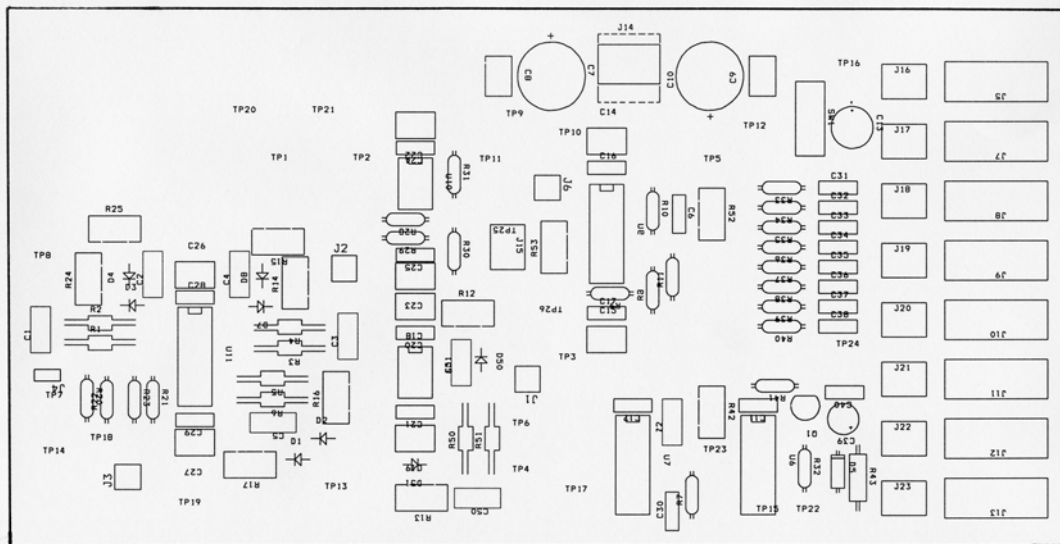


Fig. 7.14. PCB control Buck: lazos de tensión convencional y RMF paso-bajo (serigrafía).

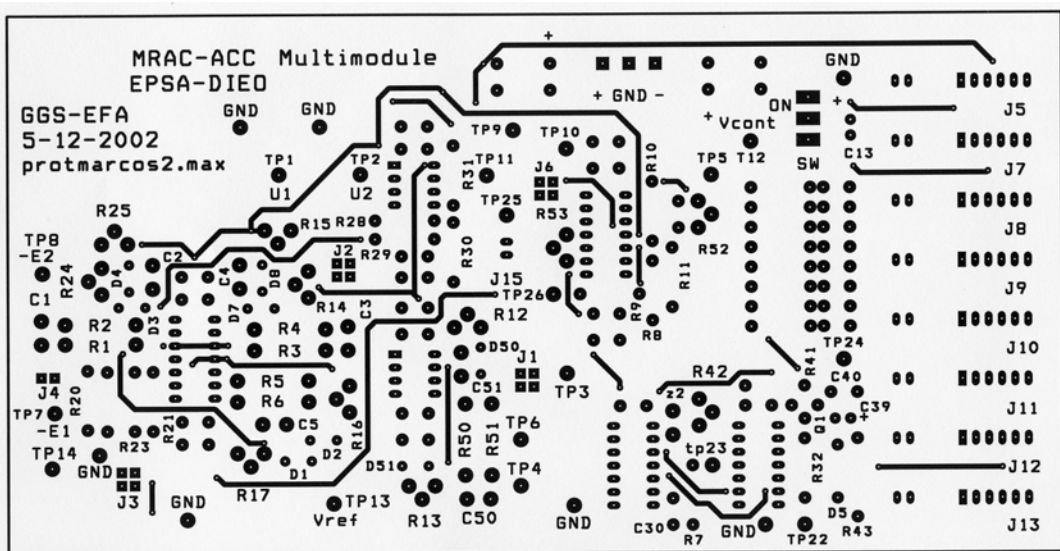


Fig. 7.15. PCB control Buck: lazos de tensión convencional y RMF paso-bajo (cara comp.).

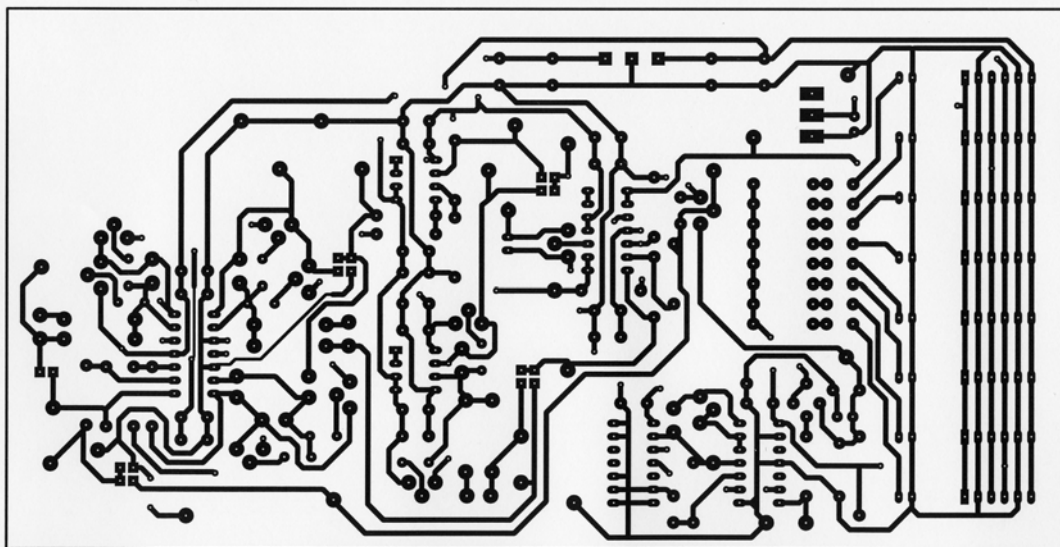


Fig. 7.16. PCB control Buck: lazos de tensión convencional y RMF paso-bajo (cara soldadura).

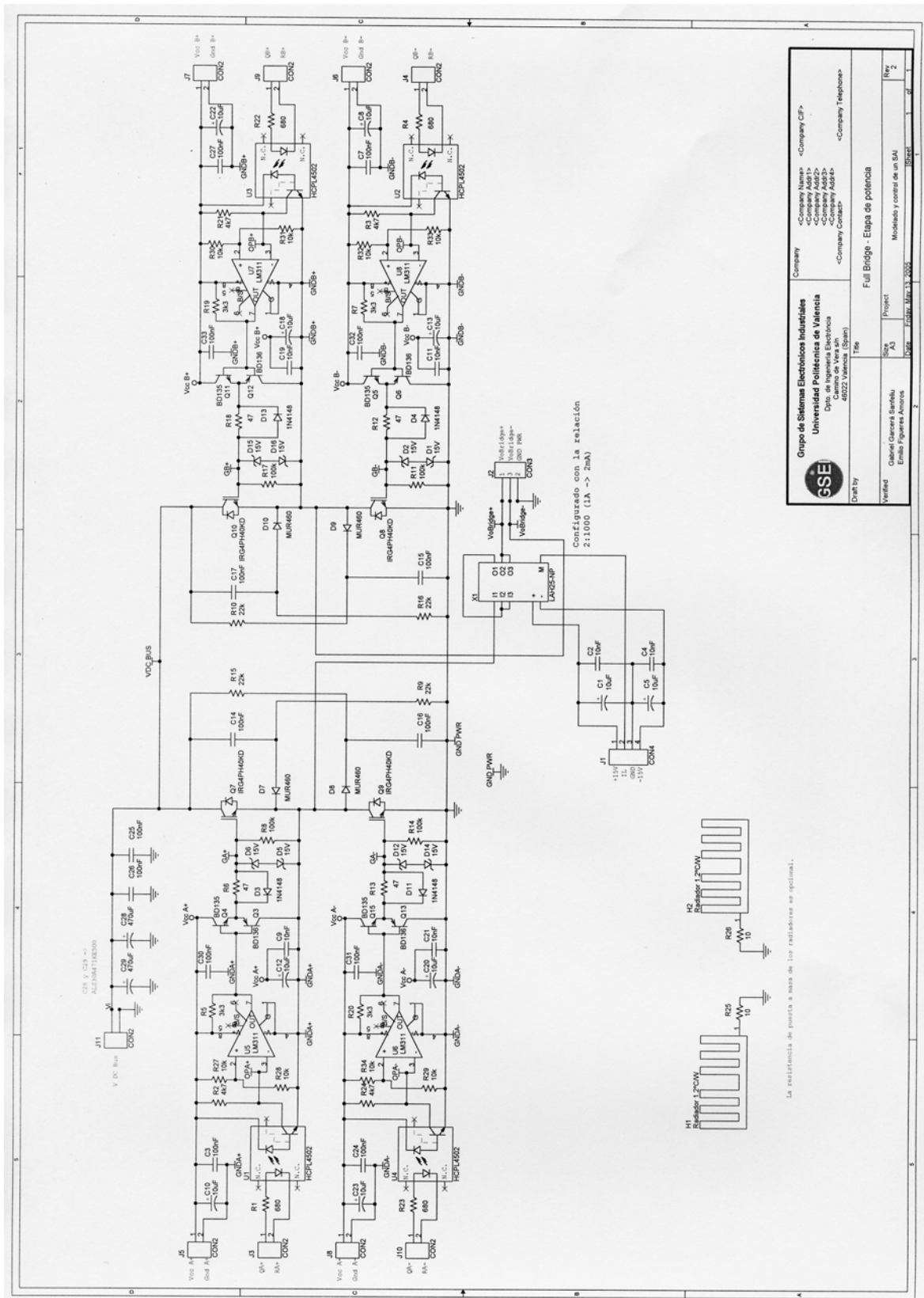


Fig. 7.17. Etapa de potencia INVERSOR (esquema).

		Grupo de Sistemas Electrónicos Industriales Universidad Politécnica de Valencia Dpto. de Ingeniería Electrónica Camino de Vera s/n 46100 Burjassot (Spain)	
		Company <Company Name> <Company Address> <Company Address> <Company Address> <Company Contact>	<Company C/P> <Company Telephone>
Drawn by	Title Full Bridge - Etapa de potencia	Sheet No. 1	Project Modelo y control de un BAI
Verified Gabriel García Sanfeliu Emilio Figueras Ancochea	Date 11/09/2002	Scale 1:1	Rev. 2

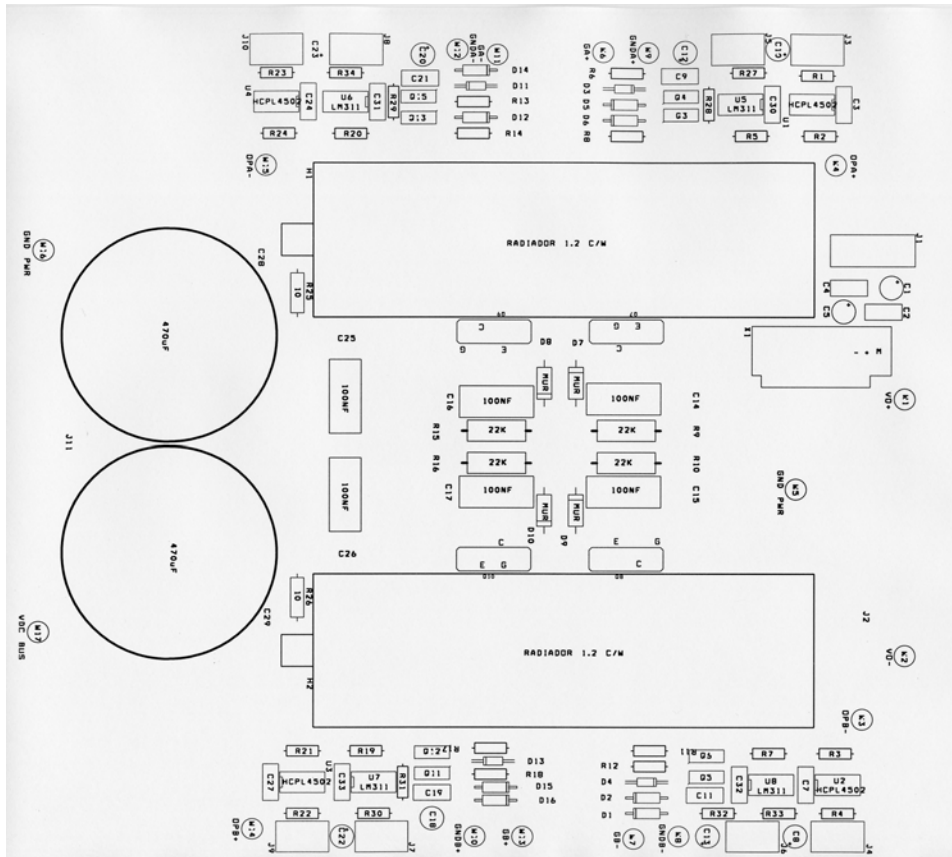


Fig. 7.18 Etapa de potencia INVERSOR (serigrafía).

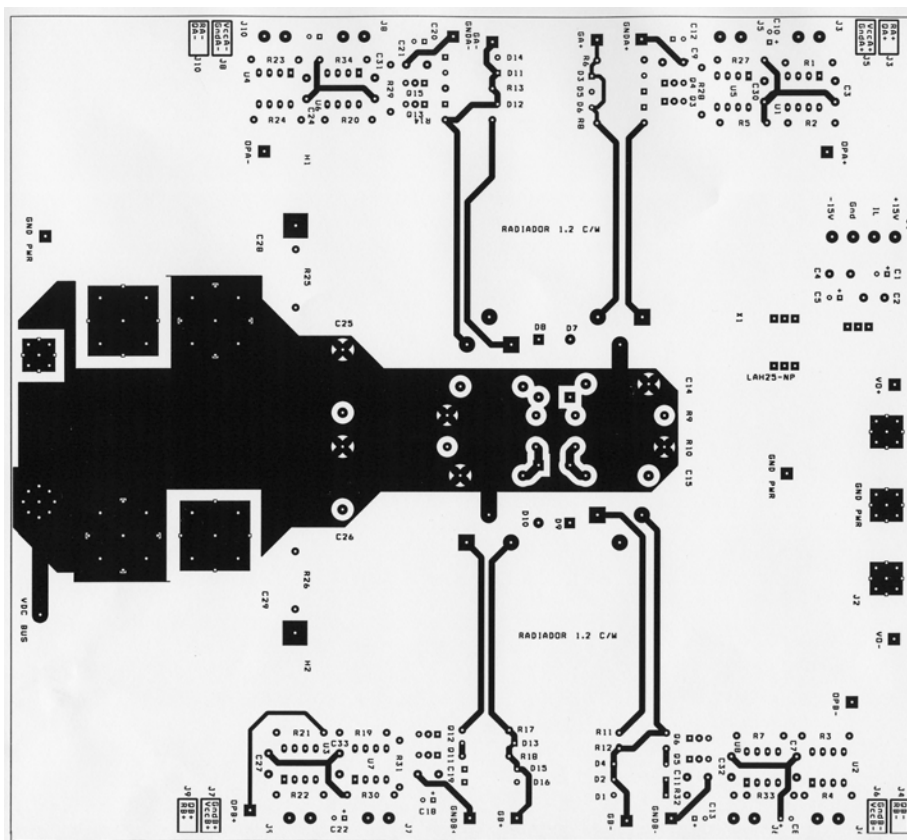


Fig. 7.19. Etapa de potencia INVERSOR (cara componentes).

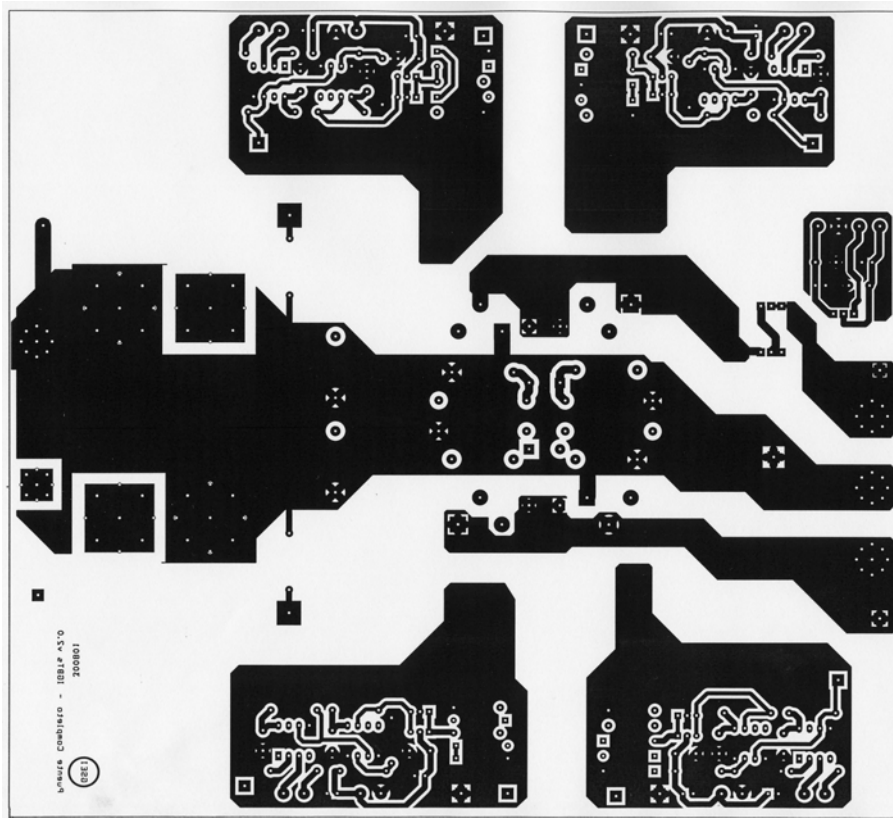


Fig. 7.20. Etapa de potencia INVERSOR (cara soldadura).

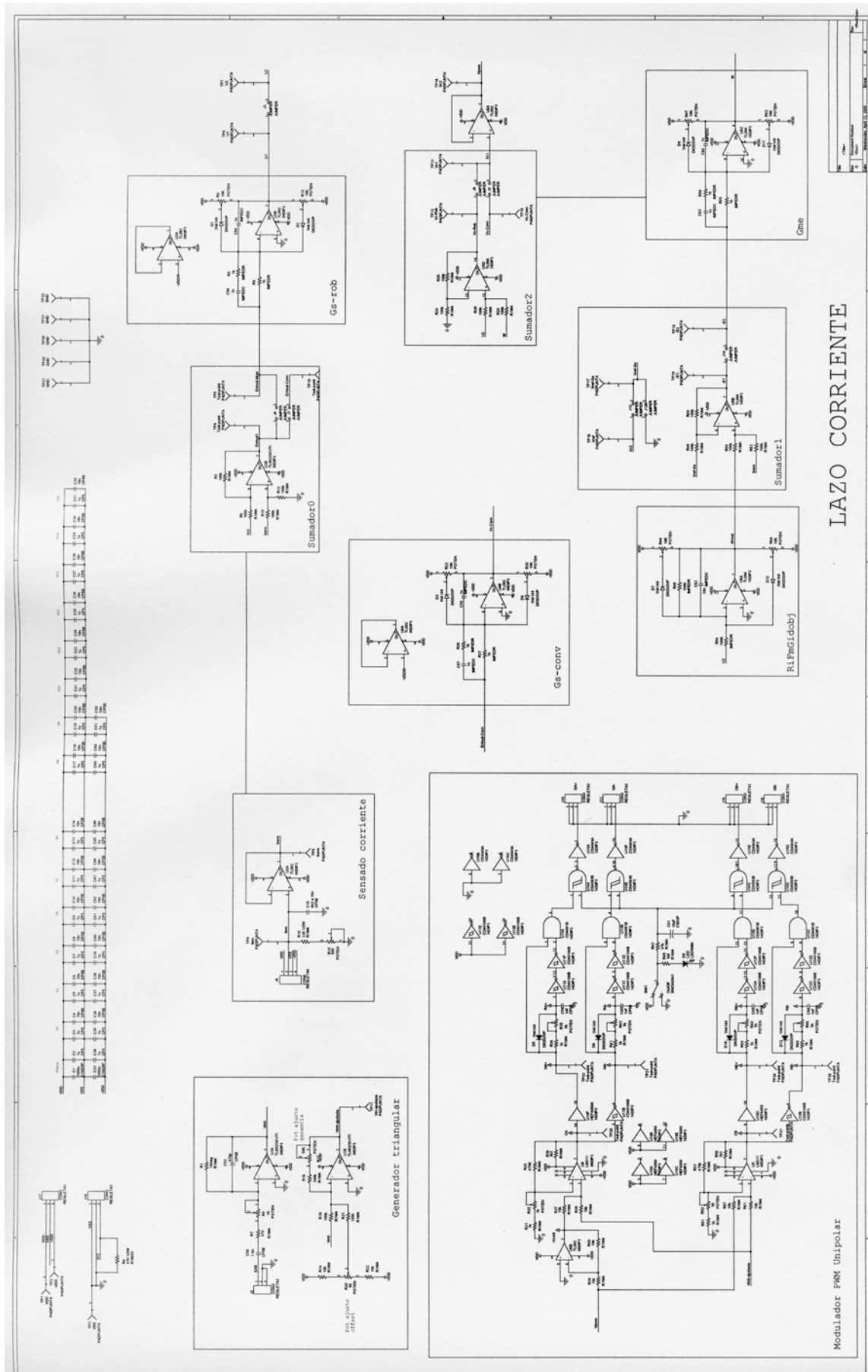


Fig. 7.21. PCB control inversor: lazos de corriente convencional y RMF paso-bajo (esquema).

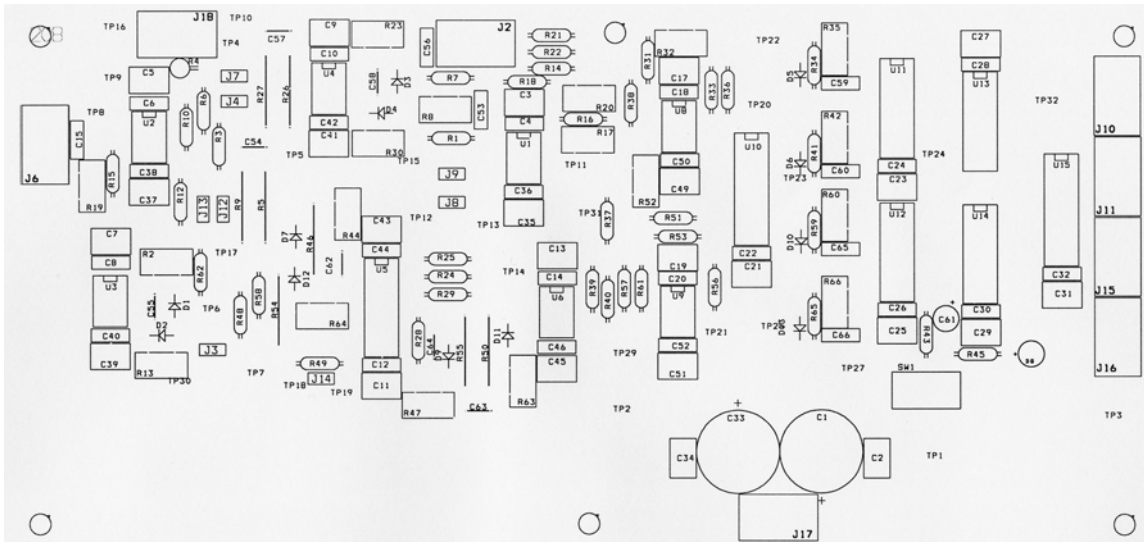


Fig. 7.22. PCB control inversor: lazos de corriente convencional y RMF paso-bajo (serigrafía).

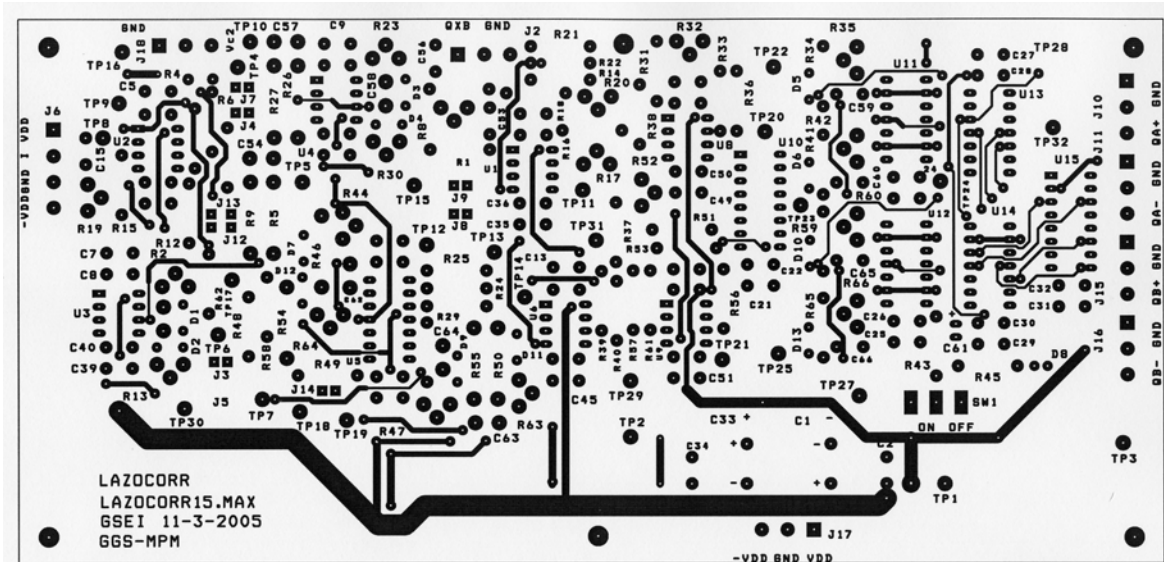


Fig. 7.23. PCB control inversor: lazos de corriente convencional y RMF paso-bajo (cara comp.).

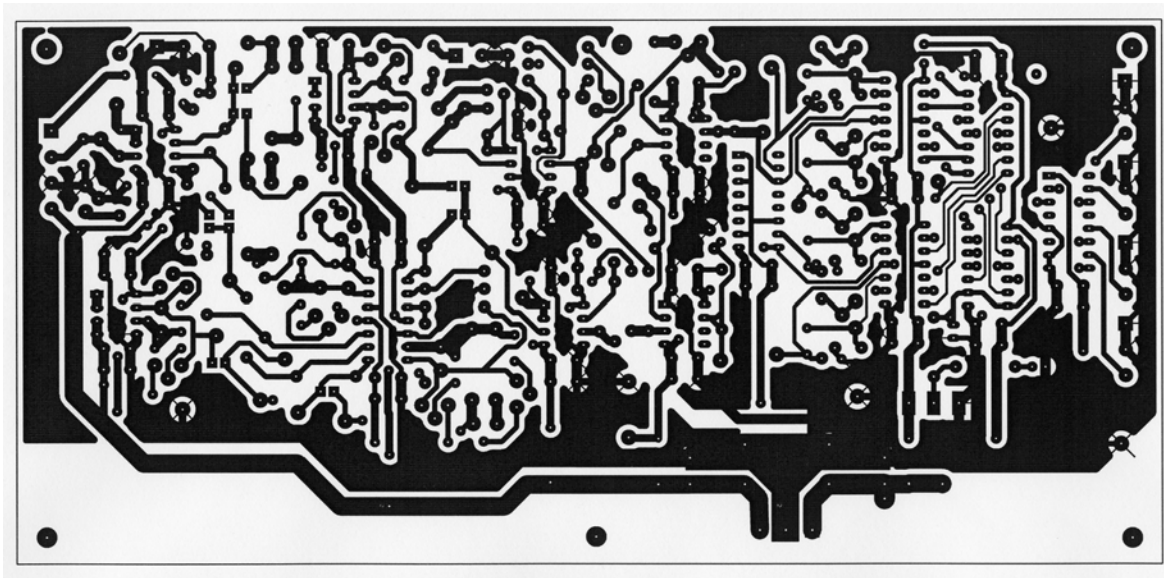


Fig. 7.24. PCB control inversor: lazos de corriente convencional y RMF paso-bajo (cara soldadura).

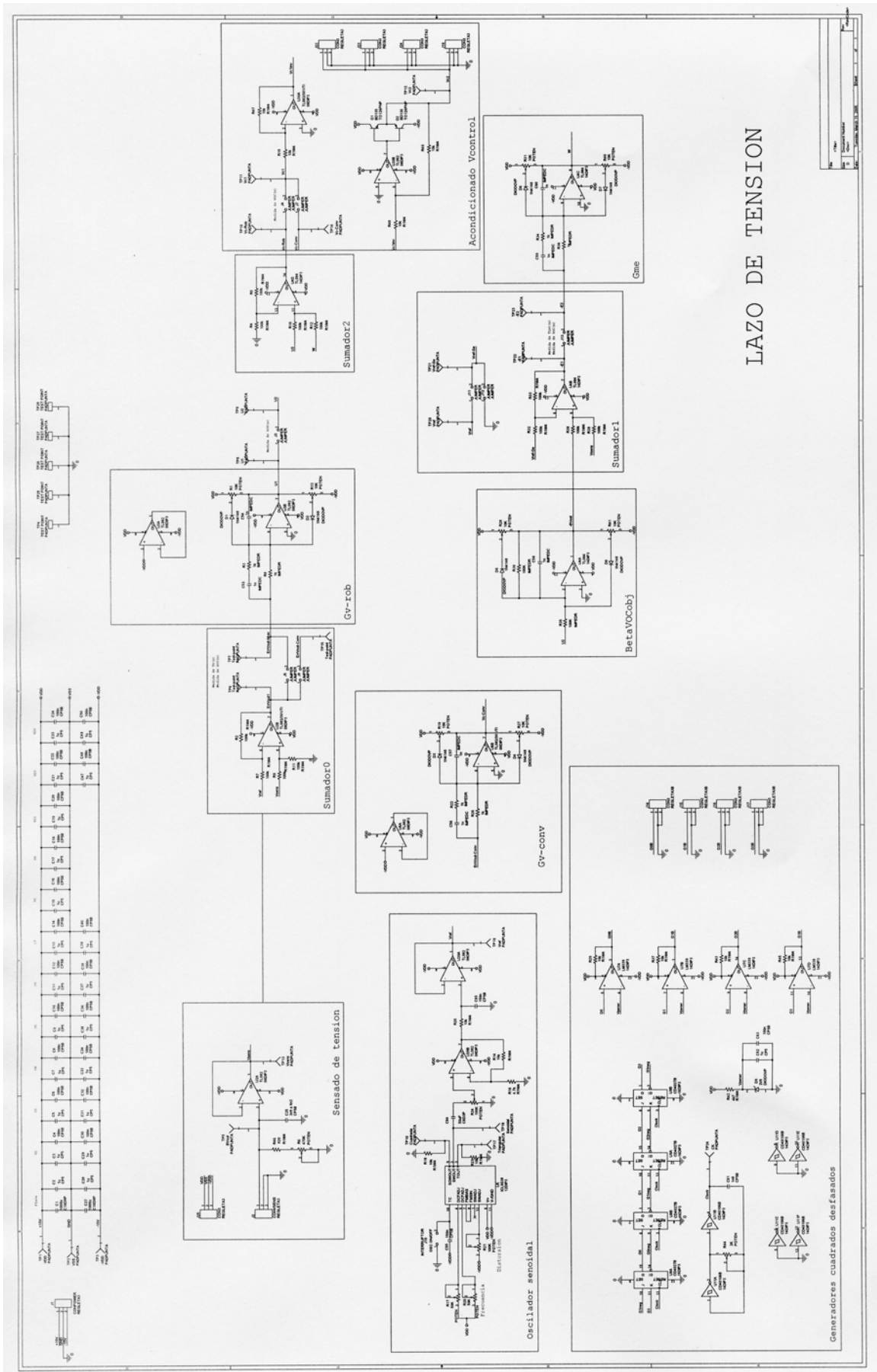


Fig. 7.25. PCB control inversor: lazos de tensión convencional y RMF paso-bajo (esquema).

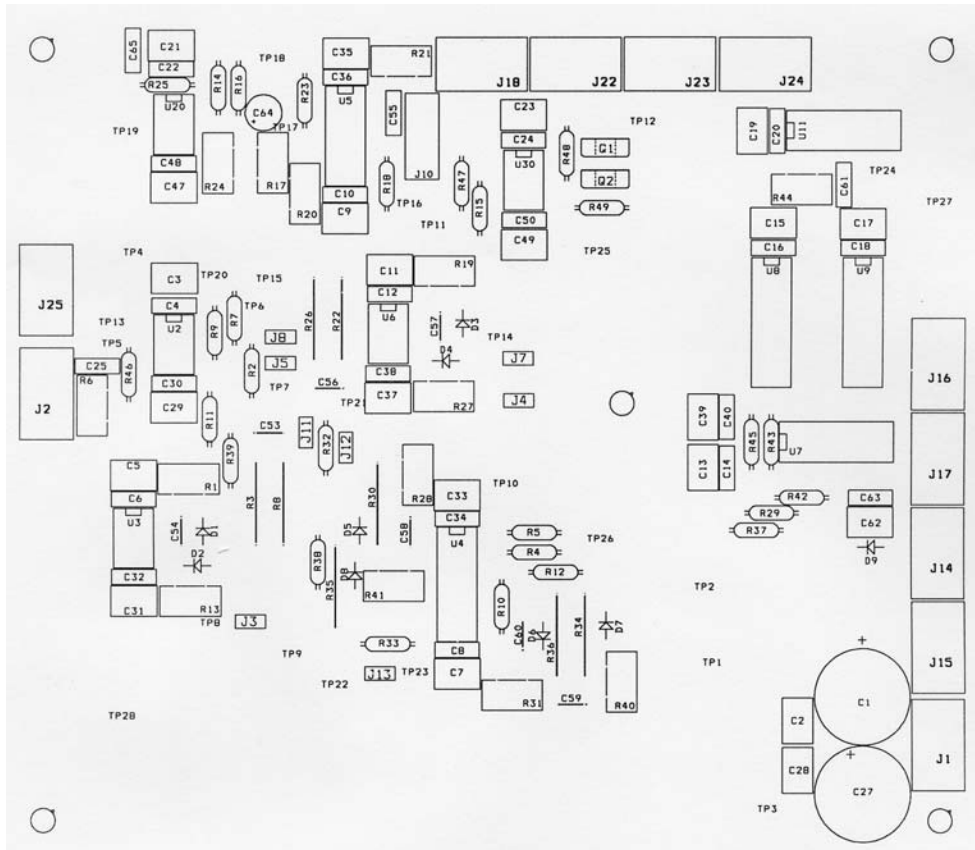


Fig. 7.26. PCB control inversor: lazos de tensión convencional y RMF paso-bajo (serigrafía).

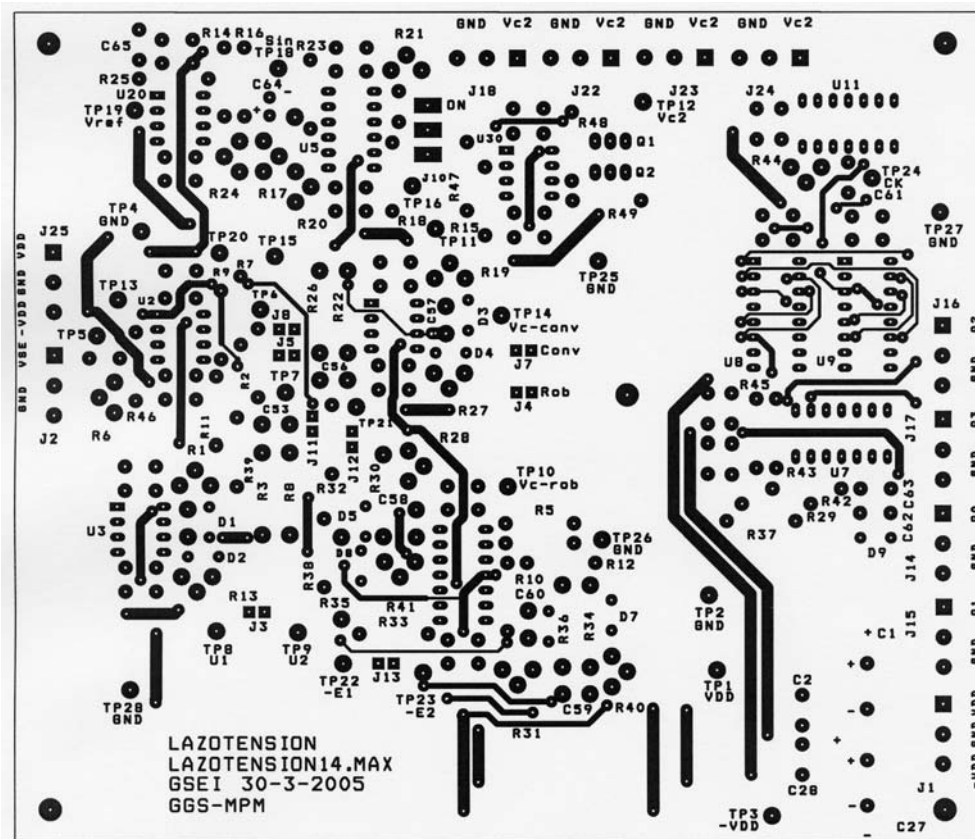


Fig. 7.27. PCB control inversor: lazos de tensión convencional y RMF paso-bajo (cara comp.).

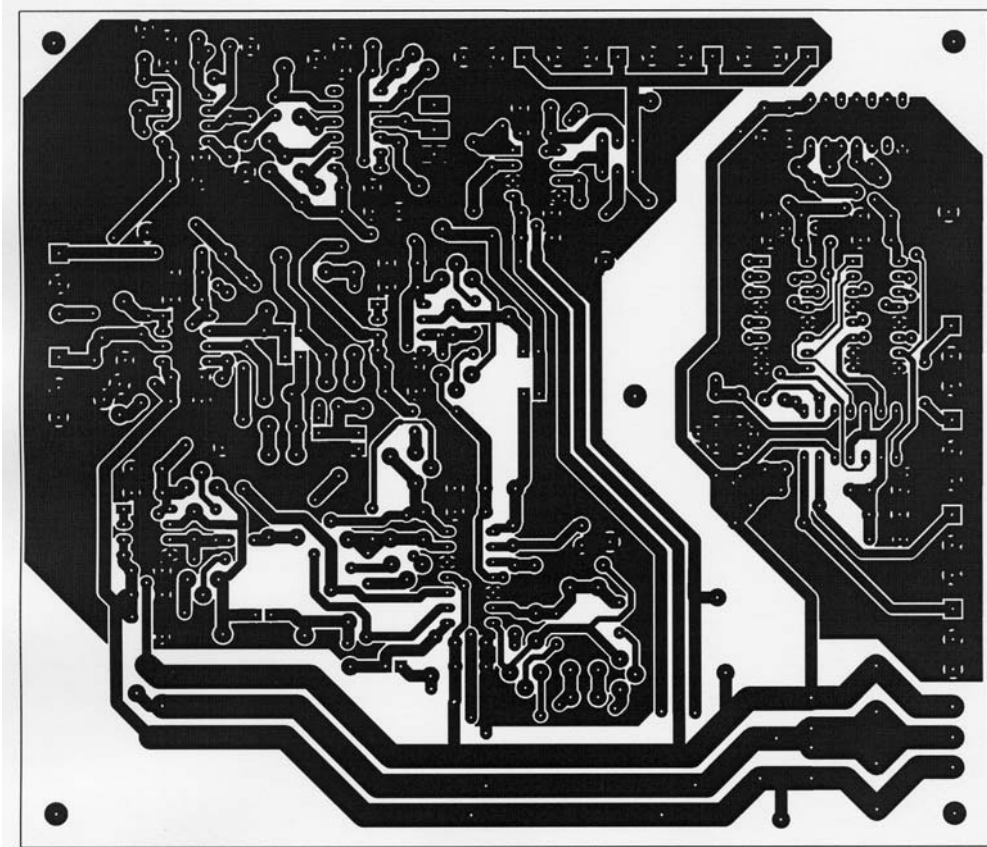


Fig. 7.28. PCB control inversor: lazos de tensión convencional y RMF paso-bajo (cara soldadura).

Las PCB no aparecen representadas a tamaño real sino que han sido reducidas para ajustarlas al tamaño de la página. A continuación se muestran fotografías de los dos prototipos multimodulares:

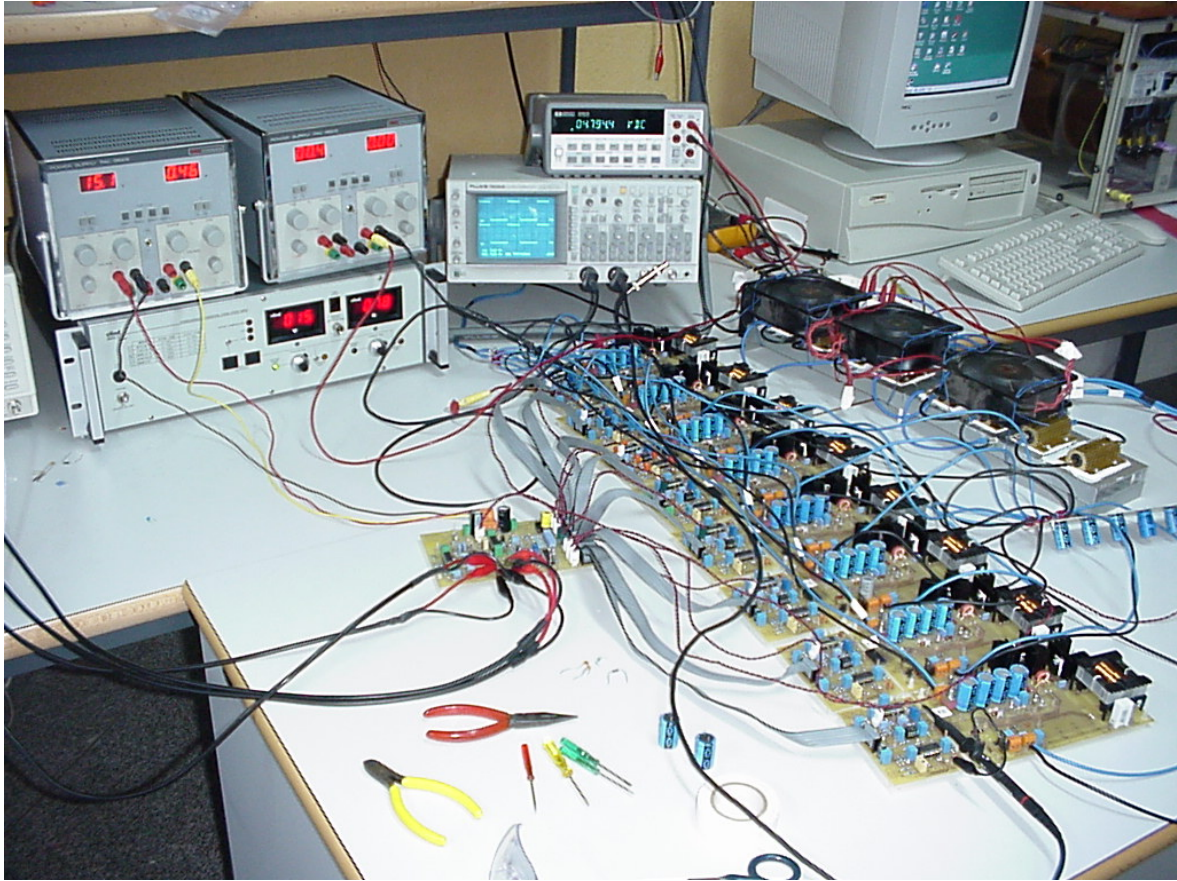


Fig. 7.29. Sistema modular de alimentación DC-DC.

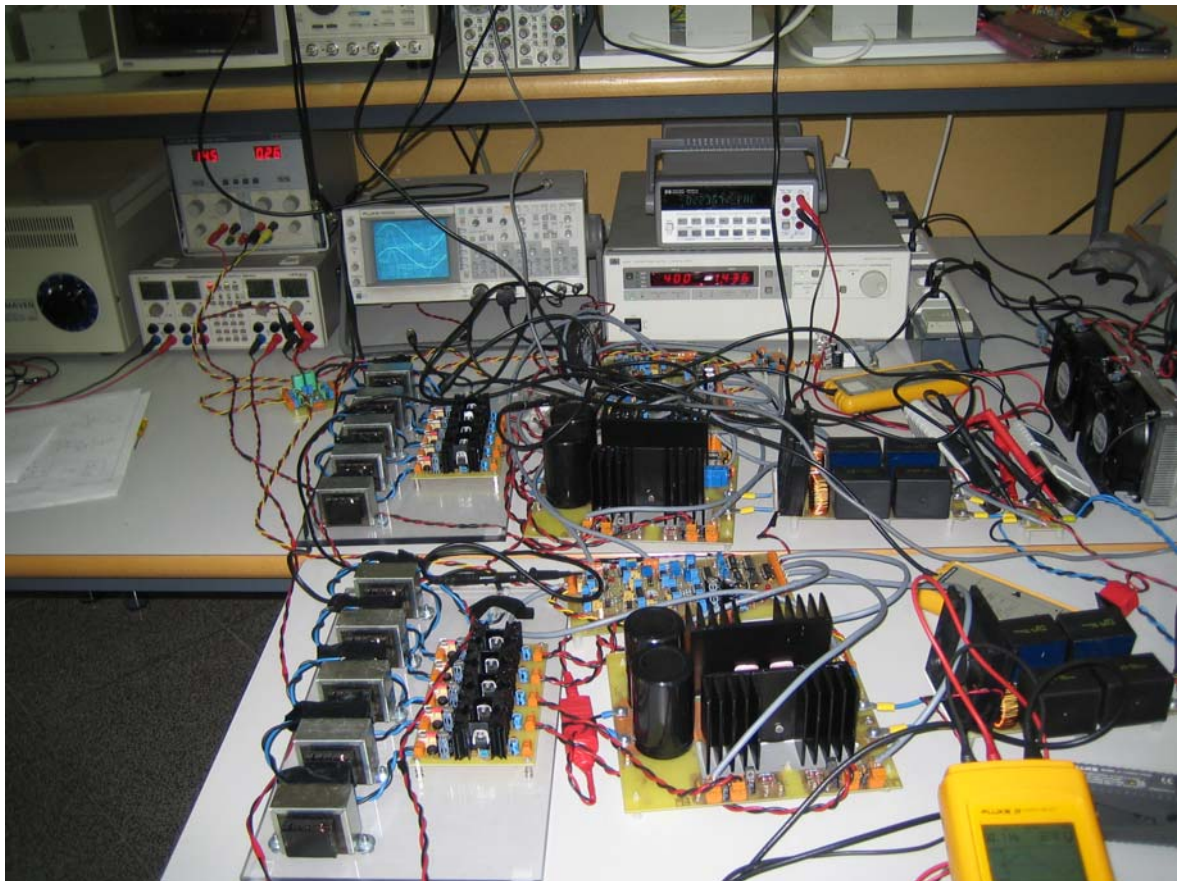


Fig. 7.30. Sistema modular de alimentación DC-AC.

CAPÍTULO

8

Resultados experimentales

8.1. Introducción

En este capítulo se verifica experimentalmente el estudio analítico de las prestaciones dinámicas de los sistemas multimodulares con controladores ACC convencionales y controladores RMF, realizado en capítulos anteriores a partir de los circuitos equivalentes de pequeña señal. Para ello, se han realizado medidas experimentales en pequeña y gran señal sobre los convertidores prototipo sometidos a grandes variaciones de la tensión de entrada, de la carga (incluyendo conducción discontinua y, en el caso de inversores, carga no lineal) y del número de módulos conectados en paralelo. Entre las medidas realizadas cabe destacar las ganancias de lazo de los lazos externos de tensión, las funciones de transferencia de rechazo a perturbaciones (audiosusceptibilidad e impedancia de salida) y las respuestas dinámicas en gran señal frente a escalones de carga resistivos y cargas no lineales.

8.2. Sistema modular DC-DC con control RMF paso-alto

8.2.1. Consideraciones previas

Para el prototipo del sistema DC-DC modular, formado por ocho módulos que pueden conectarse uno a uno en paralelo, se han adoptado los siguientes intervalos de variación: $V_i \in [15V, 30V]$, $R \in [1\Omega, 30\Omega]$ y $N = (1, 4 \text{ ó } 8)$.

La expresión analítica y la implementación física mediante amplificadores operacionales de los reguladores utilizados para el control ACC convencional y el control RMF paso-alto aparecen reflejados en las tablas 8.1 y 8.2 respectivamente.

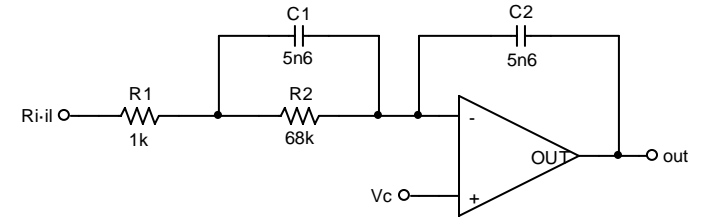
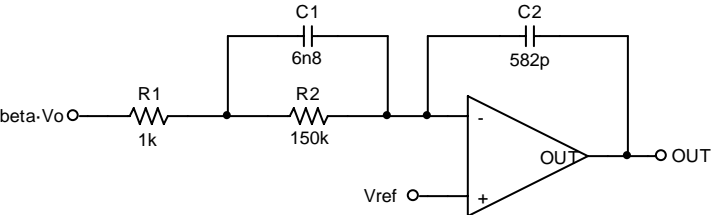
$G_s(s) = \frac{2800 \cdot \left(1 + \frac{s}{2600}\right)}{s \cdot \left(1 + \frac{s}{180000}\right)}$	
$G_v(s) = \frac{11450 \cdot \left(1 + \frac{s}{1000}\right)}{s \cdot \left(1 + \frac{s}{147000}\right)}$	

Tabla 8.1.

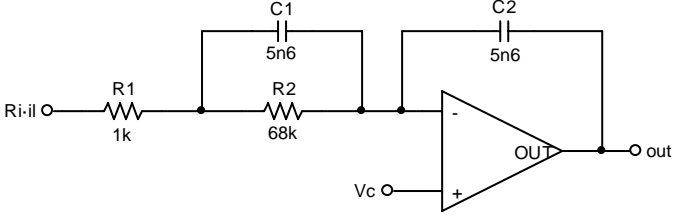
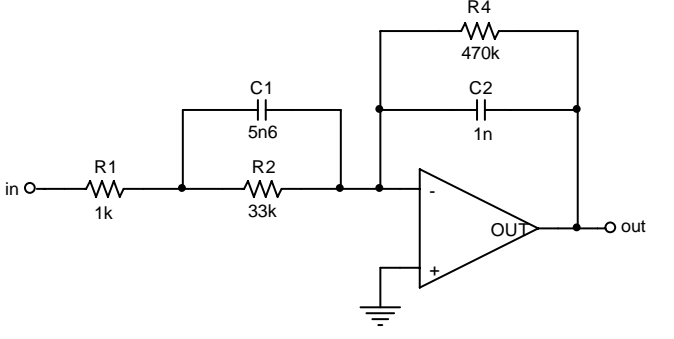
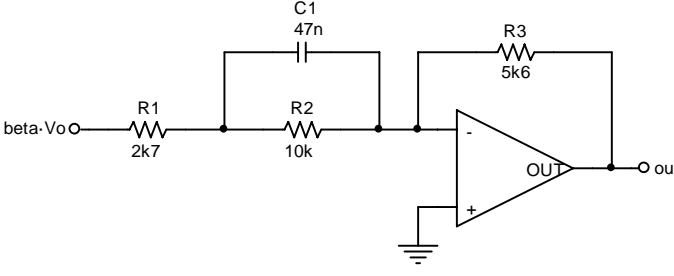
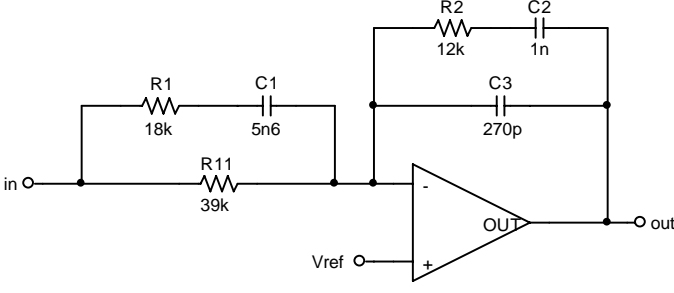
$G_s(s) = \frac{2800 \cdot \left(1 + \frac{s}{2600}\right)}{s \cdot \left(1 + \frac{s}{180000}\right)}$	
$G_1(s) = \frac{14 \cdot \left(1 + \frac{s}{5000}\right)}{\left(1 + \frac{s}{2128}\right) \cdot \left(1 + \frac{s}{190000}\right)}$	
$G_2(s) = 0.25 \cdot \frac{\left(1 + \frac{s}{2128}\right)}{\left(1 + \frac{s}{10000}\right)}$	
$G_V(s) = \frac{20000 \cdot \left(1 + \frac{s}{3000}\right) \cdot \left(1 + \frac{s}{80000}\right)}{s \cdot \left(1 + \frac{s}{10000}\right) \cdot \left(1 + \frac{s}{400000}\right)}$	

Tabla 8.2.

Del estudio analítico en pequeña señal realizado en el capítulo 4 se deducen las siguientes consideraciones:

- Si se cumple la condición de robustez definida en el apartado 4.3.3., el lazo RMF paso-alto mantiene las curvas de la ganancia de lazo del lazo externo de tensión, $T_{v,RMF}(s)$, próximas a las nominales, ante grandes variaciones de la tensión de entrada, de la carga y del número de módulos conectados en paralelo. Con el control ACC convencional, por el contrario, las curvas de $T_v(s)$ presentan una dispersión mucho mayor.

- El esquema de control RMF paso-alto mejora significativamente el rechazo de perturbaciones (audiosusceptibilidad en lazo cerrado e impedancia de salida en lazo cerrado) respecto a ACC convencional.

Para validar experimentalmente las conclusiones anteriores se han realizado las siguientes medidas:

- Ganancia de lazo en pequeña señal $T_v(s)$ (ACC convencional) y $T_{v,RMF}(s)$ (RMF paso-alto) para cuatro valores diferentes de la tensión de entrada (15V, 20V, 25V y 30V) y con un número de módulos conectados en paralelo variable (1, 4 y 8). La resistencia de carga por módulo adoptada para el funcionamiento en conducción continua (CCM) es 1Ω , tomando $R_{mod}=30\Omega$ en conducción discontinua (DCM).
- Audiosusceptibilidad en lazo cerrado $A_{cl}(s)$ (ACC convencional) y $A_{cl,RMF}(s)$ (RMF paso-alto) en conducción continua (CCM) para diferentes valores de la tensión de entrada y 1 módulo.
- Impedancia de salida en lazo cerrado $Z_{ocl}(s)$ (ACC convencional) y $Z_{ocl,RMF}(s)$ (RMF paso-alto) en conducción continua (CCM) para diferentes valores de la tensión de entrada y 1 módulo.
- Para validar los resultados obtenidos en gran señal, también se ha medido la respuesta de la tensión de salida ante importantes escalones de carga en conducción continua (CCM).

Conviene recordar que aunque el número de medidas realizadas sobre los prototipos ha sido considerable, en los apartados siguientes se presentarán únicamente los resultados más relevantes con el fin de no aumentar excesivamente la extensión del capítulo. Por otra parte, algunas mediciones se han excluido porque resultan demasiado ruidosas para poder ser representadas adecuadamente.

8.2.2. Ganancias de lazo $T_v(s)$ y $T_{v,RMF}(s)$

Las curvas de Bode de la ganancia de lazo con ACC convencional, $T_v(s)$, y la ganancia del lazo externo de tensión con RMF paso-alto, $T_{v,RMF}(s)$, se han medido mediante un analizador de señales en tiempo real YOKOGAWA SA2400. Dichas curvas han sido capturadas vía GPIB mediante el programa LABVIEW y posteriormente procesadas con MATLAB. Los reguladores de

tensión $G_v(s)$ (amplificador operacional en configuración inversor) introducen un desfase de $+180^\circ$ en la medida, por lo que el margen de fase puede leerse directamente en las curvas de fase.

8.2.2.1. Conducción continua (CCM)

Las figuras 8.1, 8.3 y 8.5 muestran las curvas de Bode de la ganancia de lazo con control ACC convencional para 1, 4 y 8 módulos respectivamente en conducción continua. A su vez, en las figuras 8.2, 8.4 y 8.6 aparecen reflejadas las curvas de Bode de la ganancia del lazo externo de tensión con control RMF paso-alto para 1, 4 y 8 módulos respectivamente, también en conducción continua.

La tabla 8.3 contiene los valores experimentales de las frecuencias de cruce, f_c , y los márgenes de fase, MF, de todos los diagramas de Bode mostrados en las figuras anteriores.

Los resultados anteriores corroboran la pequeña sensibilidad del lazo externo de tensión del control RMF paso-alto ante fuertes variaciones paramétricas comparado con ACC convencional, pues en todos los casos la frecuencia de cruce y el margen de fase del lazo externo de tensión se mantienen más próximos a los definidos como objetivo (nominales). Además, la dispersión de las curvas del módulo de la ganancia del lazo externo al variar la tensión de entrada es siempre menor con RMF paso-alto, lo que supone una menor dispersión de la frecuencia de cruce con el lazo robusto.

8.2.2.2. Conducción discontinua (DCM)

Las mismas medidas efectuadas en el apartado anterior se han realizado también en conducción discontinua. Las figuras 8.7, 8.9 y 8.11 corresponden al control ACC convencional con 1, 4 y 8 módulos respectivamente, mientras que las figuras 8.8, 8.10 y 8.12 se han obtenido con control RMF paso-alto. A su vez, la tabla 8.4 contiene los valores experimentales de las frecuencias de cruce, f_c , y los márgenes de fase, MF, de todas las figuras anteriores.

De todas estas curvas se deduce que, en conducción discontinua, el esquema de control RMF paso-alto también mantiene la frecuencia de cruce y el margen de fase del lazo de tensión externo en valores más próximos a los nominales respecto al ACC convencional.

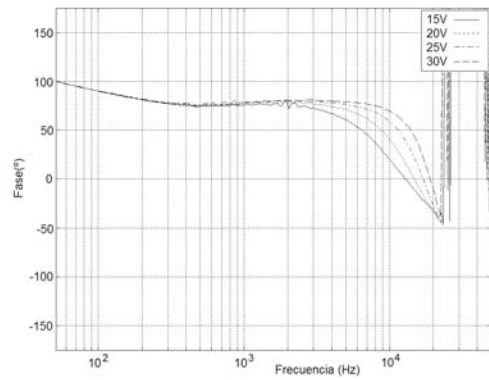
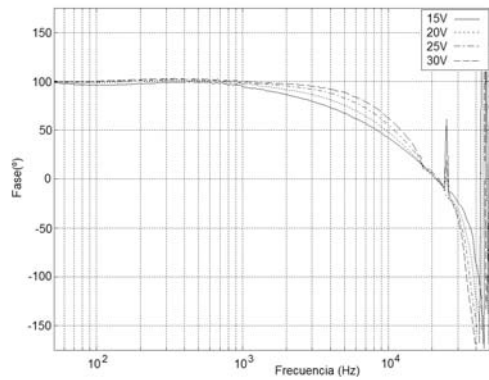
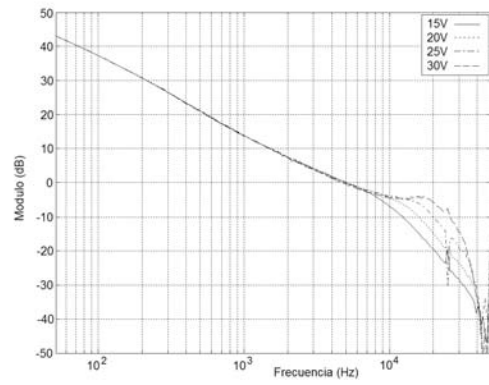
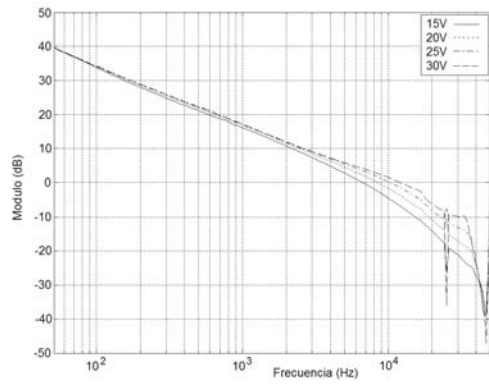


Fig. 8.1: $T_v(s)$, $N=1$, control convencional, CCM.

Fig. 8.2: $T_{v,RMF}(s)$, $N=1$, control RMF, CCM.

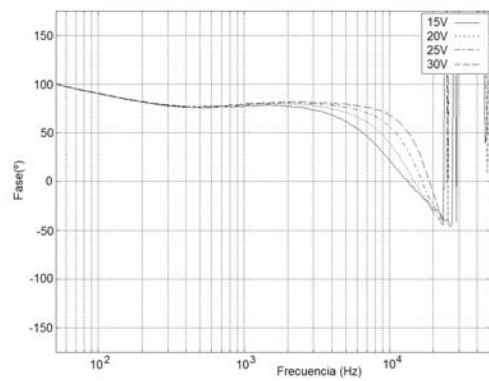
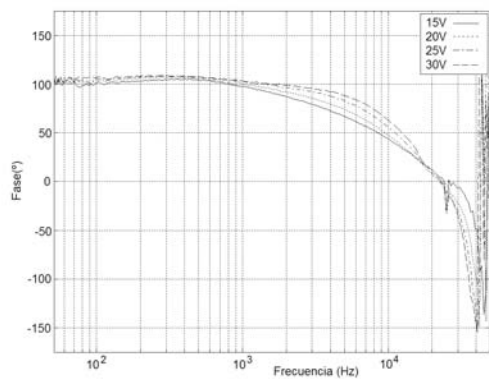
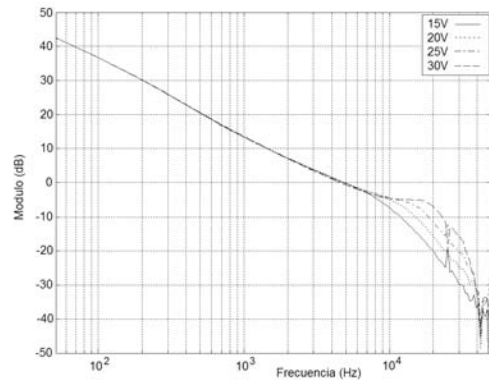
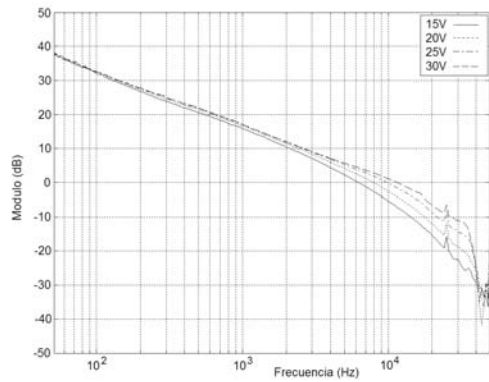


Fig. 8.3: $T_v(s)$, $N=4$, control convencional, CCM.

Fig. 8.4: $T_{v,RMF}(s)$, $N=4$, control RMF, CCM.

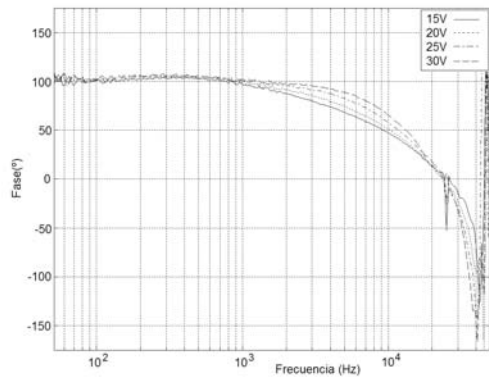
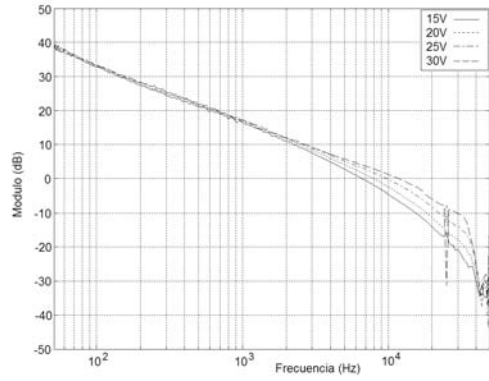


Fig. 8.5: $T_v(s)$, $N=8$, control convencional, CCM.

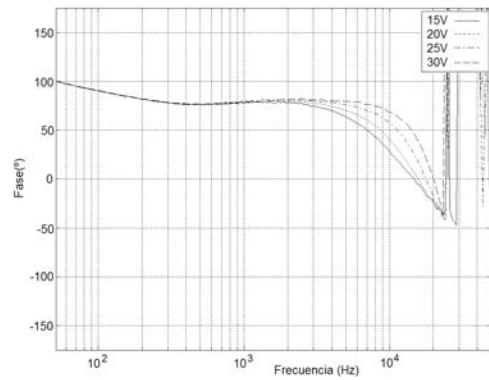
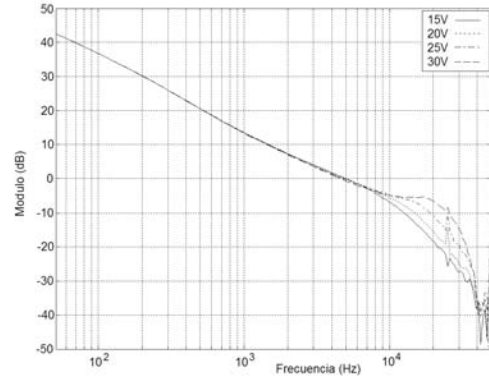


Fig. 8.6: $T_{v,RMF}(s)$, $N=8$, control RMF, CCM.

N	CONTROL	$V_i = 15V$	$V_i = 20V$	$V_i = 25V$	$V_i = 30V$
1	ACC convencional	$f_c = 6559Hz$ MF = 59°	$f_c = 8347Hz$ MF = 57°	$f_c = 10263Hz$ MF = 54°	$f_c = 11779Hz$ MF = 53°
	RMF paso-alto	$f_c = 5154Hz$ MF = 60°	$f_c = 5334Hz$ MF = 70°	$f_c = 4979Hz$ MF = 77°	$f_c = 4979Hz$ MF = 79°
4	ACC convencional	$f_c = 6122Hz$ MF = 61°	$f_c = 7791Hz$ MF = 59°	$f_c = 9580Hz$ MF = 58°	$f_c = 11381Hz$ MF = 56°
	RMF paso-alto	$f_c = 5154Hz$ MF = 61°	$f_c = 5154Hz$ MF = 70°	$f_c = 4979Hz$ MF = 76°	$f_c = 4648Hz$ MF = 80°
8	ACC convencional	$f_c = 6559Hz$ MF = 61°	$f_c = 7791Hz$ MF = 60°	$f_c = 9580Hz$ MF = 60°	$f_c = 11381Hz$ MF = 59°
	RMF paso-alto	$f_c = 5154Hz$ MF = 63°	$f_c = 5154Hz$ MF = 70°	$f_c = 4979Hz$ MF = 76°	$f_c = 4810Hz$ MF = 80°

Tabla 8.3.

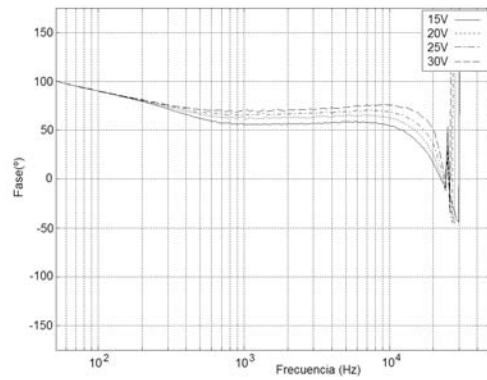
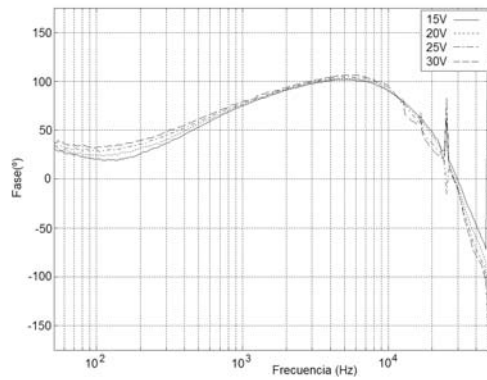
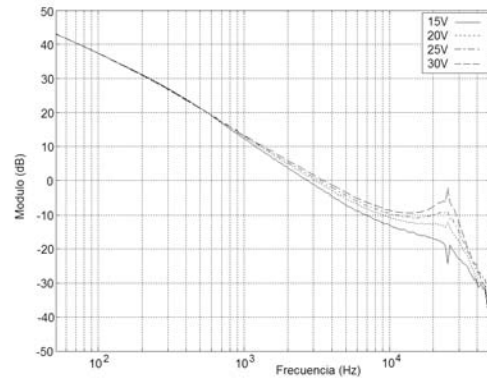
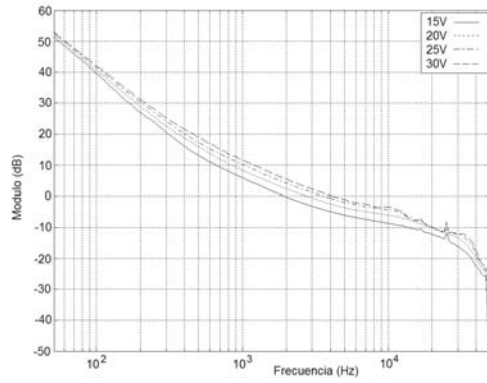


Fig. 8.7: $T_v(s)$, $N=1$, control convencional, DCM.

Fig. 8.8: $T_{v,RMF}(s)$, $N=1$, control RMF, DCM.

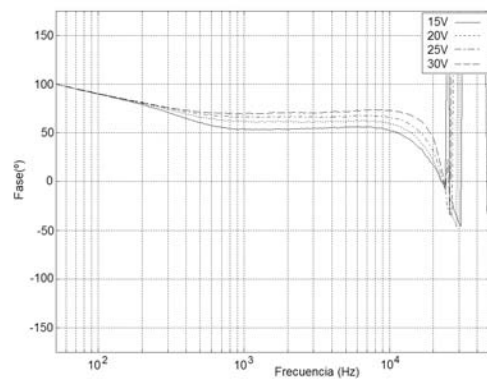
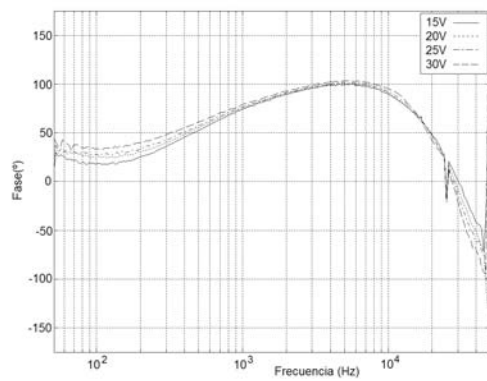
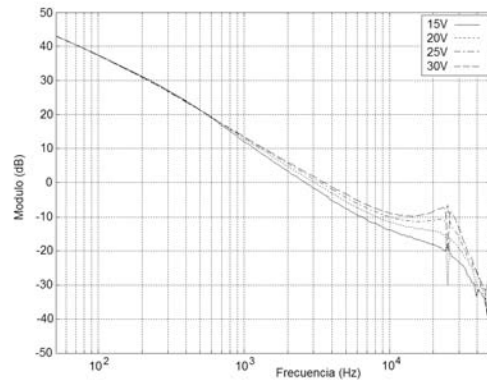
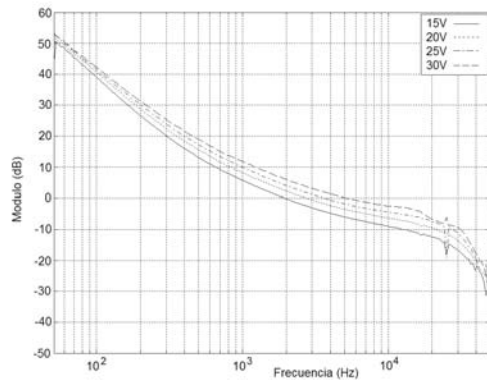


Fig. 8.9: $T_v(s)$, $N=4$, control convencional, DCM.

Fig. 8.10: $T_{v,RMF}(s)$, $N=4$, control RMF, DCM.

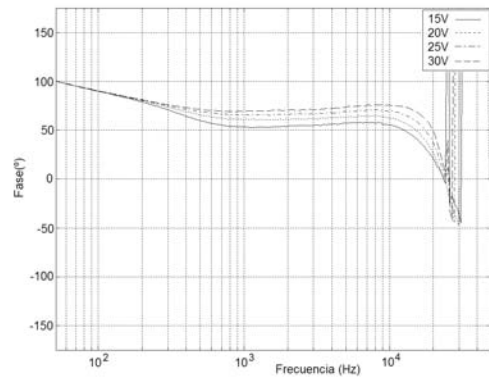
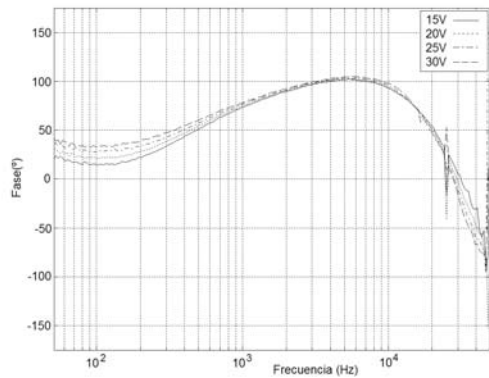
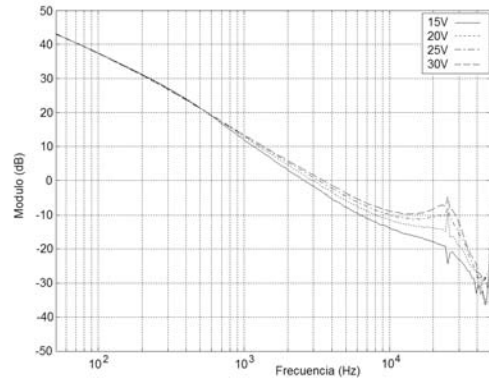
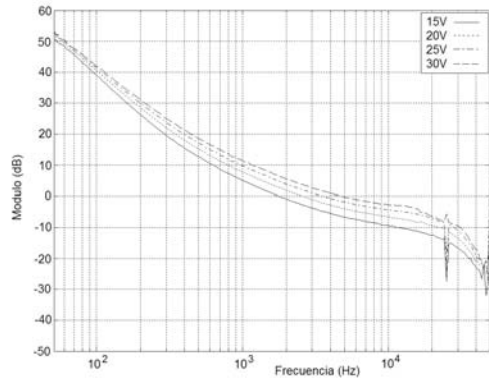


Fig. 8.11: $T_v(s)$, $N=8$, control convencional, DCM.

Fig. 8.12: $T_{v,RMF}(s)$, $N=8$, control RMF, DCM.

N	CONTROL	$V_i = 15V$	$V_i = 20V$	$V_i = 25V$	$V_i = 30V$
1	ACC convencional	$f_c = 1898Hz$ MF = 90°	$f_c = 2678Hz$ MF = 97°	$f_c = 3528Hz$ MF = 102°	$f_c = 4049Hz$ MF = 104°
	RMF paso-alto	$f_c = 2772Hz$ MF = 57°	$f_c = 3074Hz$ MF = 63°	$f_c = 3293Hz$ MF = 68°	$f_c = 3652Hz$ MF = 72°
4	ACC convencional	$f_c = 1898Hz$ MF = 89°	$f_c = 2678Hz$ MF = 95°	$f_c = 3528Hz$ MF = 99°	$f_c = 5135Hz$ MF = 103°
	RMF paso-alto	$f_c = 2678Hz$ MF = 54°	$f_c = 3074Hz$ MF = 61°	$f_c = 3409Hz$ MF = 66°	$f_c = 3652Hz$ MF = 71°
8	ACC convencional	$f_c = 1772Hz$ MF = 88°	$f_c = 2500Hz$ MF = 95°	$f_c = 3528Hz$ MF = 100°	$f_c = 4648Hz$ MF = 104°
	RMF paso-alto	$f_c = 2588Hz$ MF = 55°	$f_c = 3074Hz$ MF = 62°	$f_c = 3293Hz$ MF = 67°	$f_c = 3528Hz$ MF = 72°

Tabla 8.4.

8.2.3. Audiosusceptibilidad en lazo cerrado $A_{cl}(s)$ y $A_{cl,RMF}(s)$

Las figuras 8.13 y 8.14 muestran las medidas experimentales de la audiosusceptibilidad en lazo cerrado $A_{cl}(s)$ (ACC convencional) y $A_{cl,RMF}(s)$ (RMF paso-alto) con 1 módulo en conducción continua para diferentes tensiones de entrada.

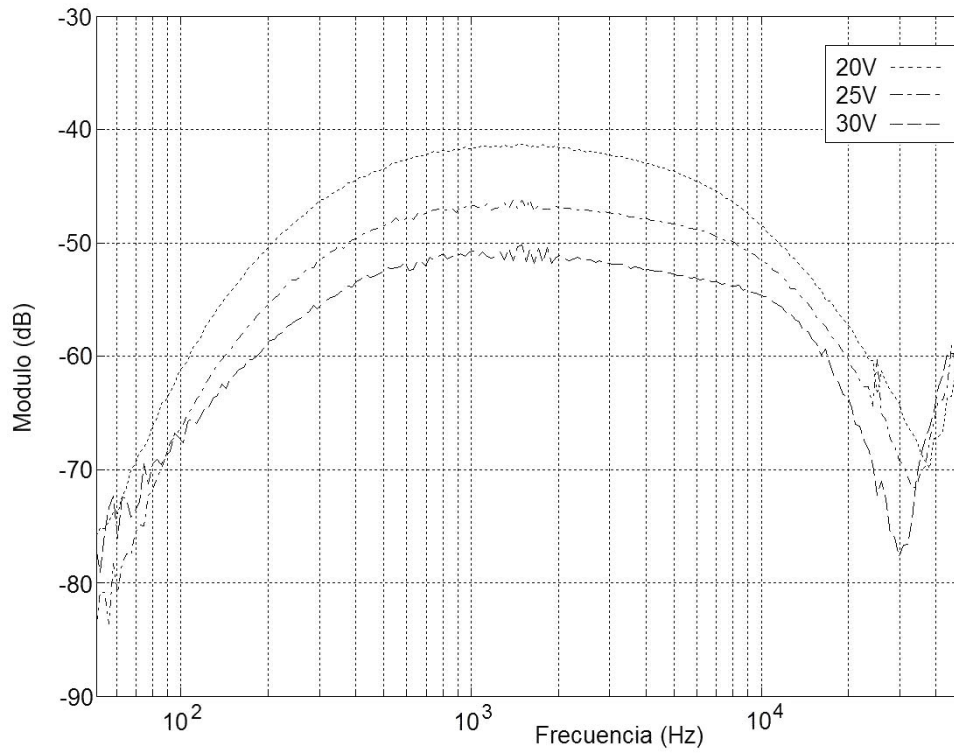


Fig. 8.13: $A_{cl}(s)$, $N=1$, control convencional, CCM.

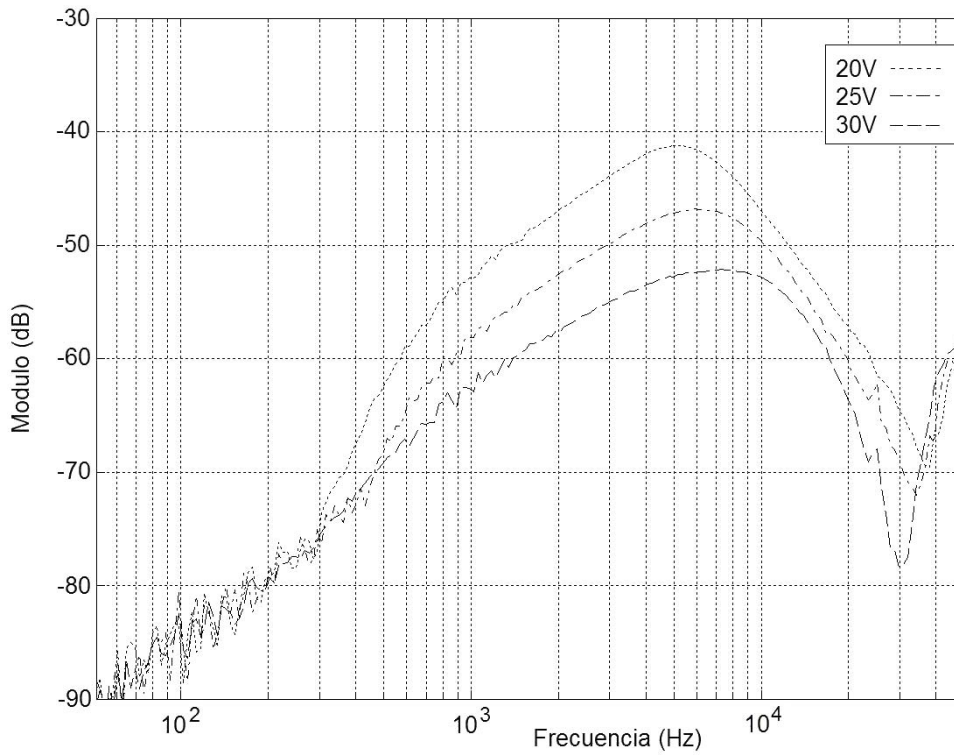


Fig. 8.14: $A_{cl,RMF}(s)$, $N=1$, control RMF, CCM.

En la tabla 8.5 se muestra el valor de la audiosusceptibilidad medida a 100Hz y 300Hz, frecuencias características del rizado de salida de un rectificador monofásico y trifásico, respectivamente, para las dos posibilidades de control estudiadas.

F	CONTROL	Vi = 20V	Vi = 25V	Vi = 30V
100 Hz	ACC convencional	-61 dB	-66 dB	-67,4 dB
	RMF paso-alto	-81 dB	-82 dB	-84 dB
300 Hz	ACC convencional	-46,35 dB	-51,5 dB	-55,6 dB
	RMF paso-alto	-75 dB	-75 dB	-76 dB

Tabla 8.5.

Aunque la frecuencia de cruce del lazo de tensión equivalente del control RMF paso-alto es menor que la del lazo de tensión ACC convencional, el rechazo a la perturbación de línea es mejor comparándolo con el esquema de control ACC convencional. Los resultados obtenidos coinciden con las conclusiones del estudio teórico, obteniéndose una mejora sustancial de la audiosusceptibilidad en lazo cerrado con el esquema de control RMF paso-alto.

8.2.4. Impedancia de salida en lazo cerrado $Z_{oci}(s)$ y $Z_{oci, RMF}(s)$

En las figuras 8.15 y 8.16 se presentan las medidas experimentales de la impedancia de salida en lazo cerrado $Z_{oci}(s)$ (control ACC convencional) y $Z_{oci, RMF}(s)$ (control RMF paso-alto) con 1 módulo en conducción continua para diferentes tensiones de entrada.

De nuevo, aún a pesar de haber elegido una frecuencia de cruce del lazo de tensión equivalente del control RMF paso-alto inferior a la del lazo de tensión ACC convencional, se consigue un mayor rechazo de la perturbación de carga. Obsérvese que la mejora supera los 20dB en un determinado rango de frecuencias. En todos los casos queda patente la manifiesta superioridad del lazo RMF paso-alto frente al ACC convencional.

8.2.5. Escalones de carga

Con objeto de validar en gran señal la mejora de la impedancia de salida observada en pequeña señal, se ha medido la respuesta de la tensión de salida de una sola etapa ante escalones de carga de 2,5A a 5A con ambos esquemas de control (Figuras 8.17 y 8.18 respectivamente). También se ha medido la misma respuesta con 8 módulos conectados en paralelo para un escalón de carga de 20A a 40A (Figuras 8.19 y 8.20).

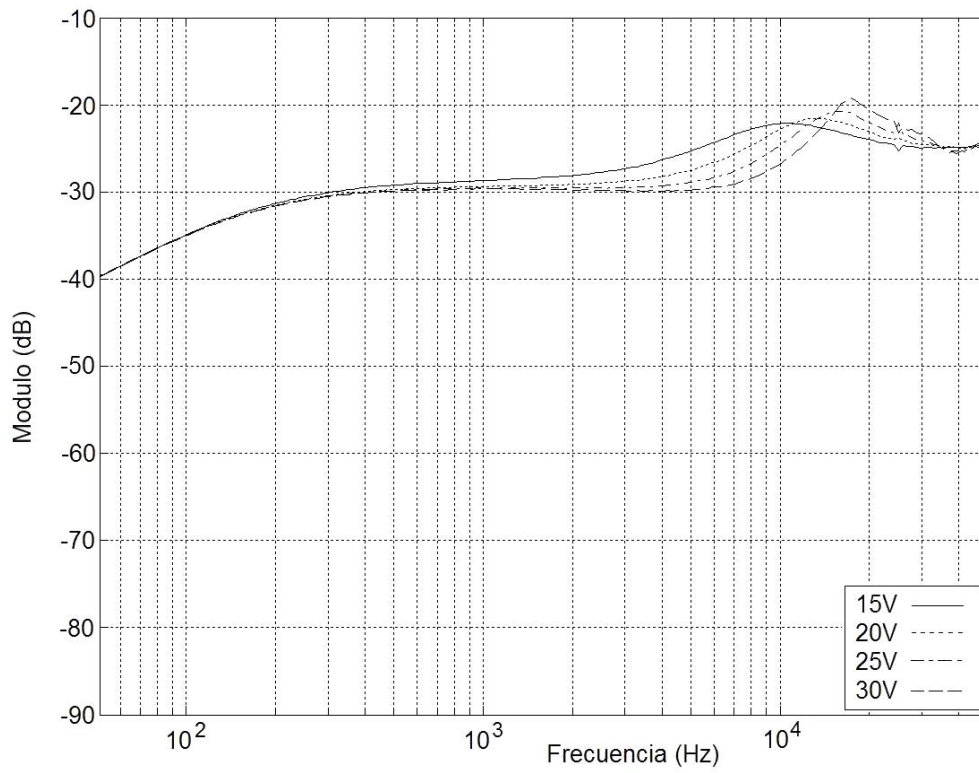


Fig. 8.15: $Z_{oci}(s)$, $N=1$, control convencional, CCM.

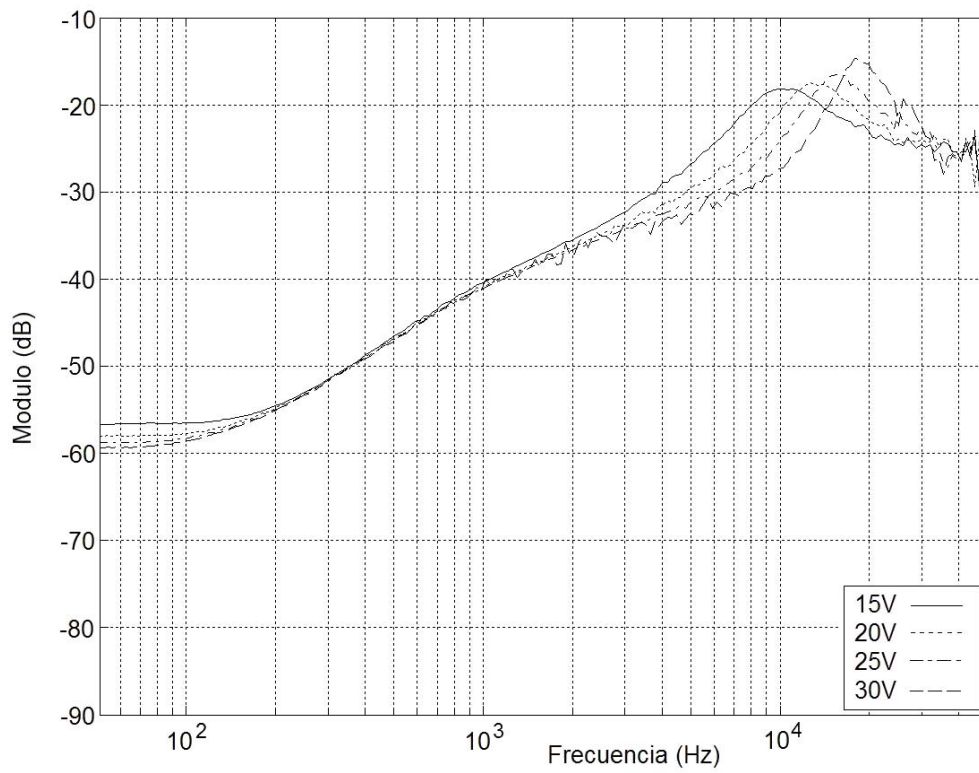


Fig. 8.16: $Z_{oci,RMF}(s)$, $N=1$, control RMF, CCM.

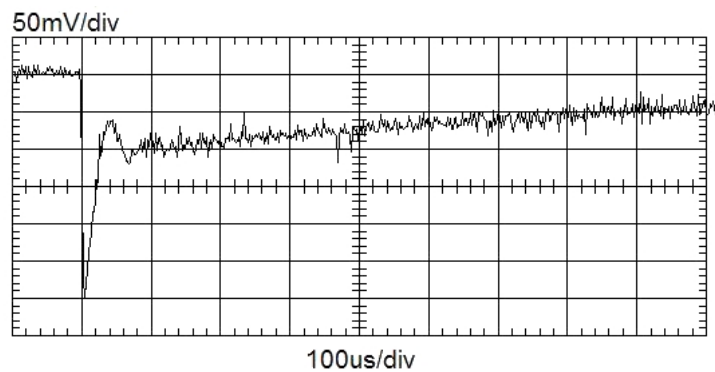


Fig.8.17: Respuesta de la tensión de salida ante escalón de carga de 2,5A a 5A, $N=1$, control convencional.

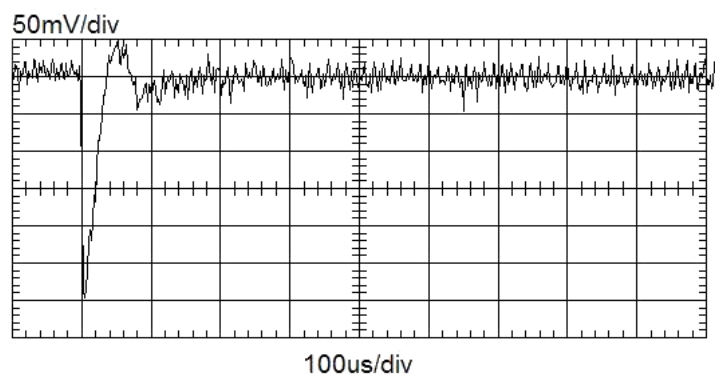


Fig. 8.18: Respuesta de la tensión de salida ante escalón de carga de 2,5A a 5A, $N=1$, control RMF.

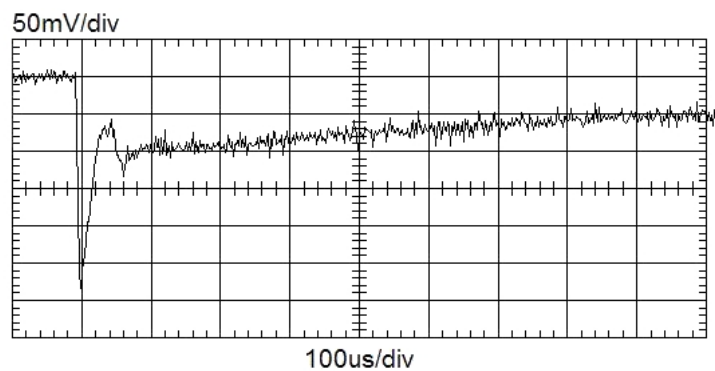


Fig.8.19: Respuesta de la tensión de salida ante escalón de carga de 20A a 40A, $N=8$, control convencional

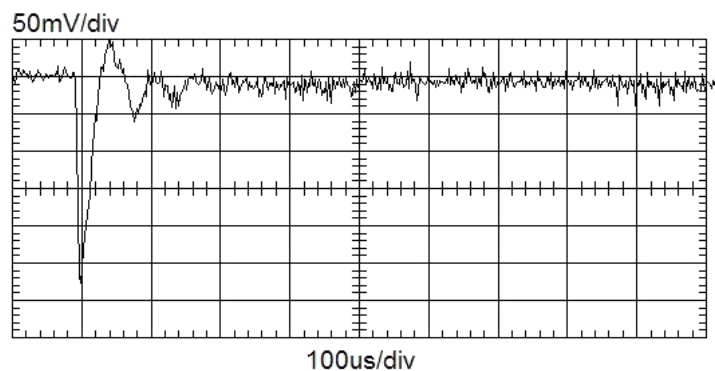


Fig. 8.20: Respuesta de la tensión de salida ante escalón de carga de 20A a 40A, $N=8$, control RMF.

En ambos casos el lazo RMF paso-alto presenta unos tiempos de establecimiento (con una desviación de 50mV respecto al valor de régimen permanente) alrededor de 20 veces menores que los obtenidos con ACC convencional. Estos resultados coinciden totalmente con los de pequeña señal, demostrando de nuevo la drástica mejora del rechazo de perturbaciones que introduce RMF paso-alto frente a ACC convencional.

8.3. Sistema modular DC-DC con control RMF paso-bajo

8.3.1. Consideraciones previas

Los intervalos de variación que se han adoptado para el sistema DC-DC modular con control RMF paso-bajo son los mismos del apartado 8.2.: $V_i \in [15V, 30V]$, $R \in [1\Omega, 30\Omega]$ y $N = (1, 4 \text{ ó } 8)$.

La expresión analítica y la implementación física mediante amplificadores operacionales de los reguladores utilizados para el control RMF paso-bajo son los que aparecen reflejados en la tabla 8.6, habiéndose utilizado para la comparativa los mismos reguladores del control ACC convencional del apartado anterior (véase tabla 8.1).

Del estudio analítico en pequeña señal realizado en el capítulo 5 se deducen las siguientes consideraciones:

- El esquema de control RMF paso-bajo, al igual que RMF paso-alto, mantiene el ancho de banda y los márgenes de estabilidad del lazo externo de tensión del sistema DC-DC modular cerca de los nominales incluso con grandes variaciones de los parámetros de la etapa de potencia (N , V_i , $R...$), a diferencia de lo que ocurre con el control ACC convencional.
- El esquema de control RMF paso-bajo mejora significativamente el rechazo de perturbaciones (audiosusceptibilidad en lazo cerrado e impedancia de salida en lazo cerrado) respecto a ACC convencional, sin la necesidad de utilizar unas frecuencias de cruce muy elevadas para las ganancias de los lazos implicadas en el esquema de control.

Para validar experimentalmente las conclusiones anteriores se han realizado las mismas medidas que en el apartado 8.2: $T_v(s)$ y $T_{v, \text{RMF}}(s)$ en CCM y DCM, $A_{cl}(s)$ y $A_{cl, \text{RMF}}(s)$, $Z_{ocl}(s)$ y $Z_{ocl, \text{RMF}}(s)$ y la respuesta de la tensión de salida frente escalones de carga.

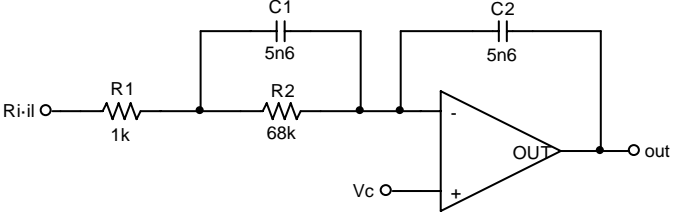
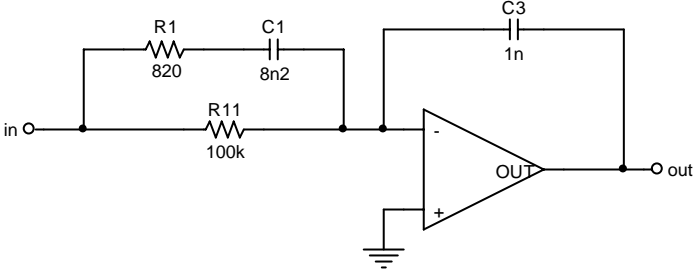
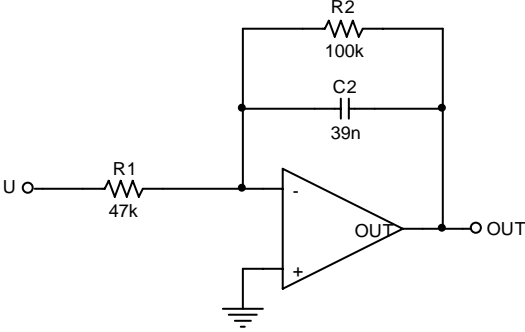
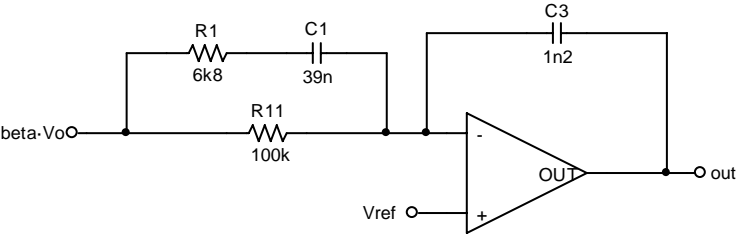
$G_s(s) = \frac{2800 \cdot \left(1 + \frac{s}{2600}\right)}{s \cdot \left(1 + \frac{s}{180000}\right)}$	
$G_{me}(s) = \frac{7100 \cdot \left(1 + \frac{s}{1260}\right)}{s \cdot \left(1 + \frac{s}{157000}\right)}$	
$\beta \cdot VOC_{ref}(s) = \frac{2,24}{1 + \frac{s}{266}}$	
$G_v(s) = \frac{7300 \cdot \left(1 + \frac{s}{266}\right)}{s \cdot \left(1 + \frac{s}{3600}\right)}$	

Tabla 8.6.

8.3.2. Ganancias de lazo $T_v(s)$ y $T_{v,RMF}(s)$

8.3.2.1. Conducción continua (CCM)

Las figuras 8.21, 8.23 y 8.25 muestran las curvas de Bode de la ganancia de lazo del lazo de tensión con control ACC convencional en CCM y las figuras 8.22, 8.24 y 8.26 estas mismas con control RMF paso-bajo para 1, 4 y 8 módulos respectivamente. La tabla 8.7 presenta los valores experimentales de las frecuencias de cruce y los márgenes de fase de todos estos diagramas de Bode.

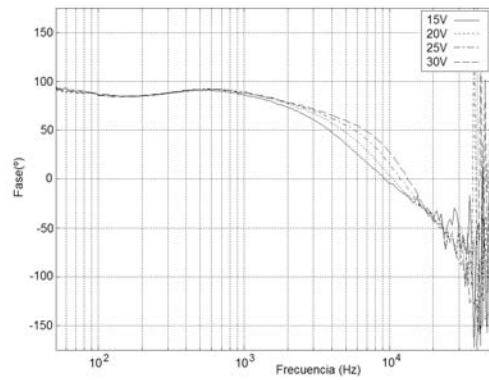
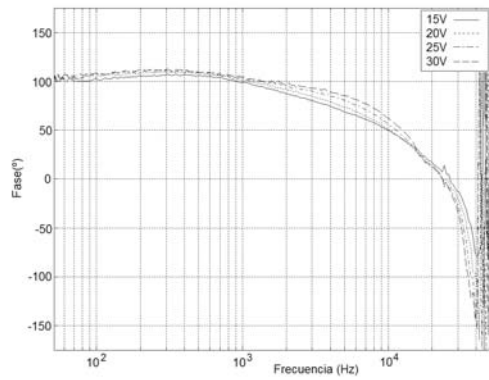
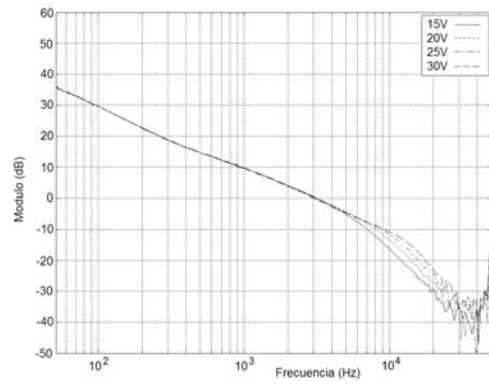
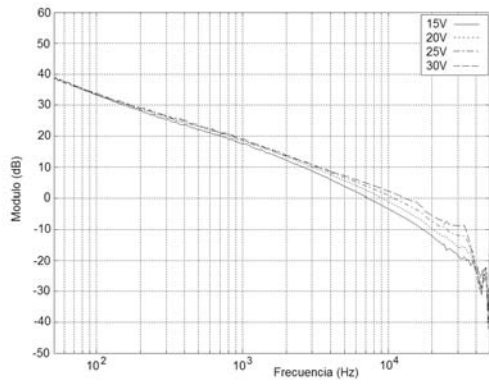


Fig. 8.21: $T_v(s)$, $N=1$, control convencional, CCM.

Fig. 8.22: $T_{v, RMF}(s)$, $N=1$, control RMF, CCM.

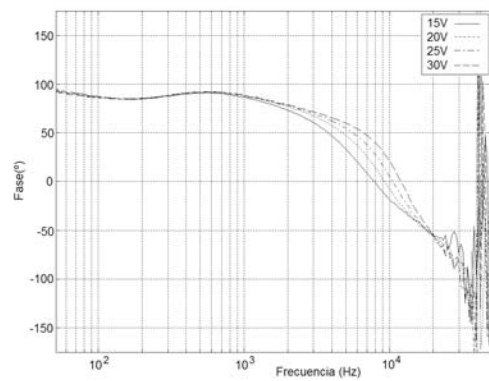
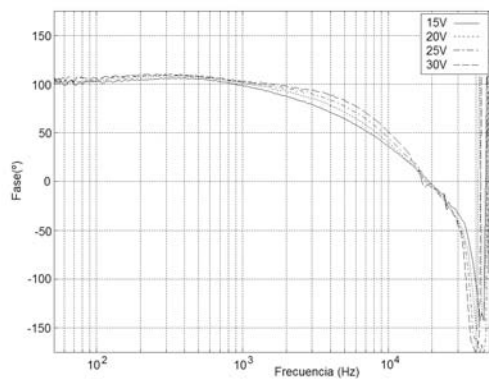
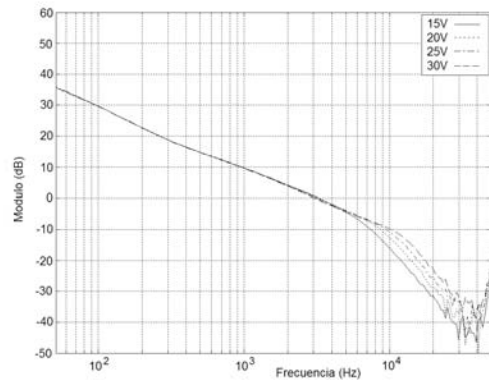
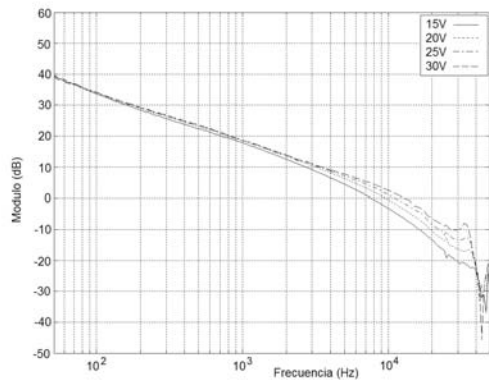


Fig. 8.23: $T_v(s)$, $N=4$, control convencional, CCM.

Fig. 8.24: $T_{v, RMF}(s)$, $N=4$, control RMF, CCM.

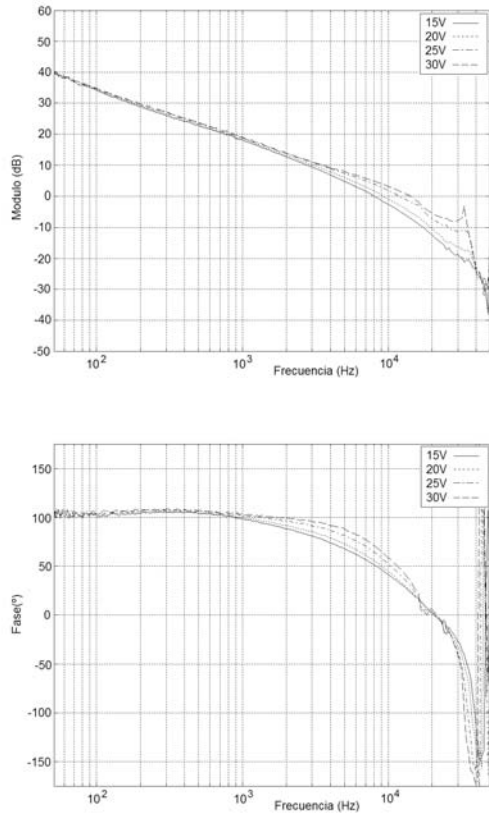


Fig. 8.25: $T_v(s)$, $N=8$, control convencional, CCM.

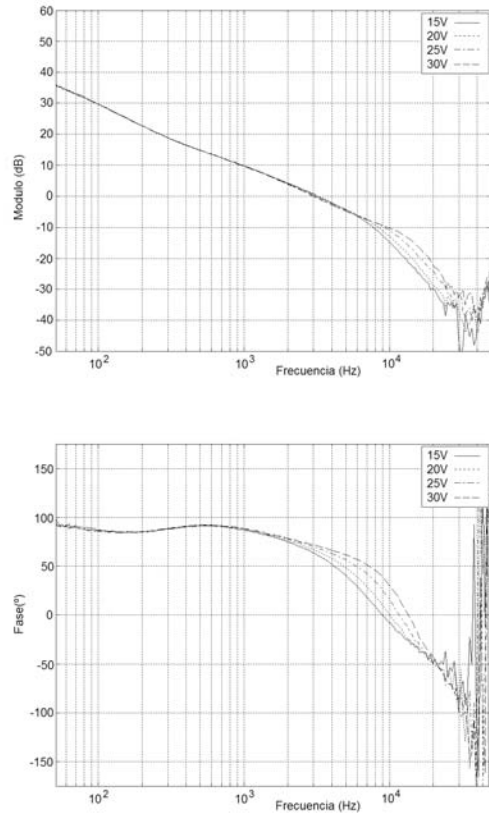


Fig. 8.26: $T_{v,RMF}(s)$, $N=8$, control RMF, CCM.

N	CONTROL	$V_i = 15V$	$V_i = 20V$	$V_i = 25V$	$V_i = 30V$
1	ACC convencional	$f_c = 7273\text{Hz}$ MF = 60°	$f_c = 8942\text{Hz}$ MF = 56°	$f_c = 10623\text{Hz}$ MF = 53°	$f_c = 13061\text{Hz}$ MF = 47°
	RMF paso-bajo	$f_c = 3074\text{Hz}$ MF = 60°	$f_c = 3182\text{Hz}$ MF = 65°	$f_c = 3074\text{Hz}$ MF = 69°	$f_c = 2970\text{Hz}$ MF = 72°
4	ACC convencional	$f_c = 7528\text{Hz}$ MF = 49°	$f_c = 9256\text{Hz}$ MF = 44°	$f_c = 10995\text{Hz}$ MF = 39°	$f_c = 12619\text{Hz}$ MF = 35°
	RMF paso-bajo	$f_c = 3182\text{Hz}$ MF = 58°	$f_c = 3182\text{Hz}$ MF = 66°	$f_c = 3074\text{Hz}$ MF = 69°	$f_c = 2970\text{Hz}$ MF = 72°
8	ACC convencional	$f_c = 7791\text{Hz}$ MF = 53°	$f_c = 9256\text{Hz}$ MF = 49°	$f_c = 11779\text{Hz}$ MF = 43°	$f_c = 14484\text{Hz}$ MF = 33°
	RMF paso-bajo	$f_c = 3181\text{Hz}$ MF = 61°	$f_c = 3074\text{Hz}$ MF = 66°	$f_c = 2970\text{Hz}$ MF = 70°	$f_c = 2970\text{Hz}$ MF = 72°

Tabla 8.7.

Obsérvese que en todos los casos la dispersión de la frecuencia de cruce y del margen de fase del lazo externo de tensión es mucho menor con RMF paso-bajo. La estabilidad de los lazos con este esquema de control se mantiene muy satisfactoriamente, especialmente cuando aumenta V_i , a diferencia de lo que ocurre con ACC convencional. Estos resultados demuestran la superioridad de RMF paso-bajo sobre ACC convencional.

8.3.2.2. Conducción discontinua (DCM)

En las figuras 8.27, 8.29 y 8.31 se han representado las curvas de Bode de la ganancia de lazo con control ACC convencional en conducción discontinua y en las figuras 8.28, 8.30 y 8.32 las ganancias de lazo del lazo externo de tensión con control RMF paso-bajo. En la tabla 8.8 se recogen los valores experimentales de las frecuencias de cruce y los márgenes de fase de todos los diagramas de Bode anteriores.

De nuevo se comprueba que la dispersión de la frecuencia de cruce y del margen de fase del lazo externo de tensión es menor con el esquema de control RMF paso-bajo.

8.3.3. Audiosusceptibilidad en lazo cerrado $A_{cl}(s)$ y $A_{cl,RMF}(s)$

Las figuras 8.33 y 8.34 muestran las medidas experimentales de la audiosusceptibilidad en lazo cerrado $A_{cl}(s)$ y $A_{cl,RMF}(s)$ con 1 módulo en CCM, y la tabla 8.9 recoge el valor de la audiosusceptibilidad medida a 100Hz y 300Hz para las dos esquemas de control considerados.

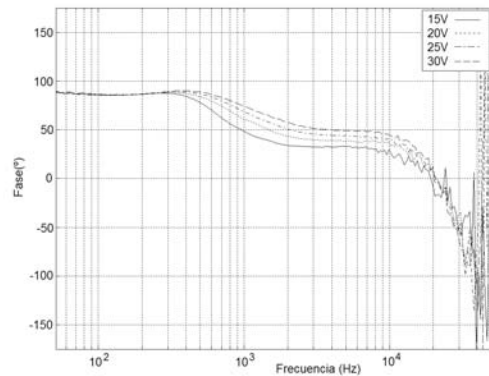
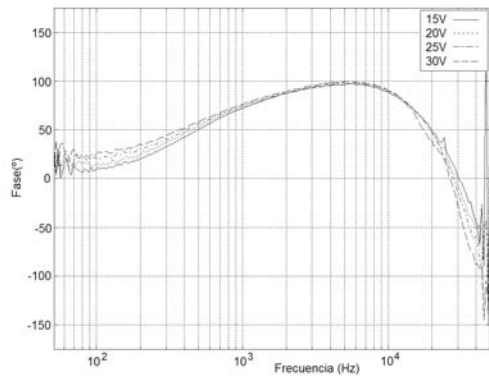
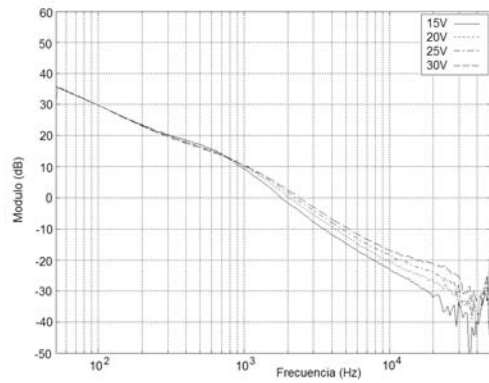
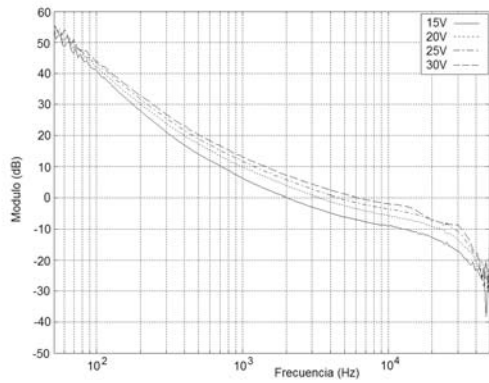


Fig. 8.27: $T_v(s)$, $N=1$, control convencional, DCM.

Fig. 8.28: $T_{v,RMF}(s)$, $N=1$, control RMF, DCM.

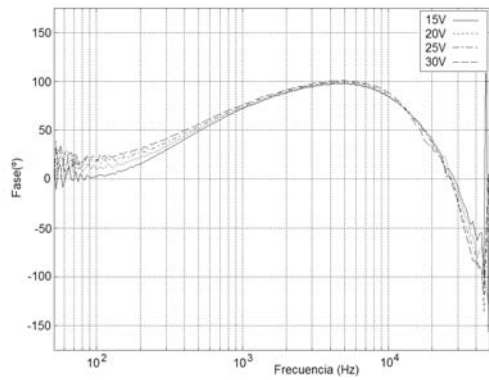
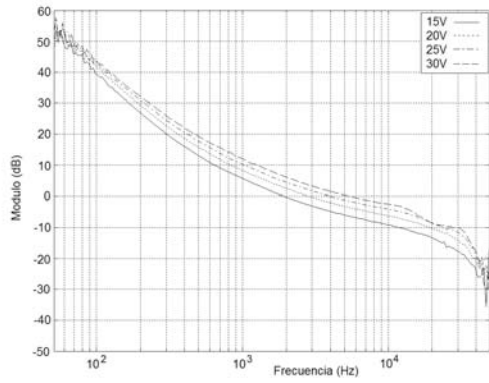


Fig. 8.29: $T_v(s)$, $N=4$, control convencional, DCM.

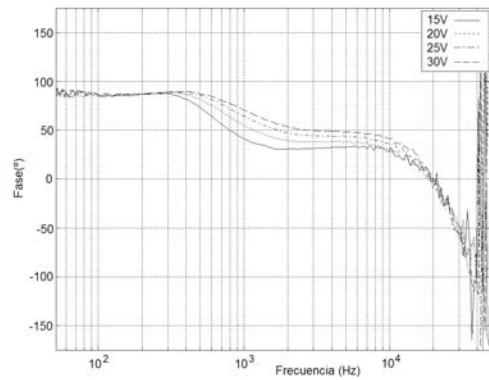
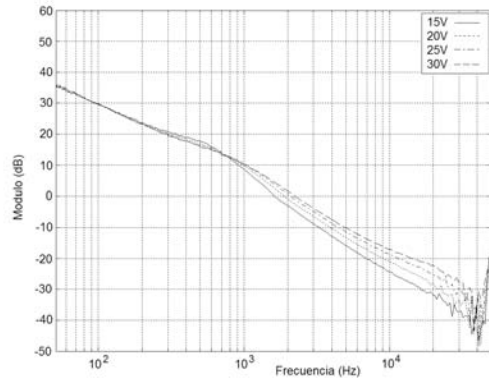


Fig. 8.30: $T_{v, RMF}(s)$, $N=4$, control RMF, DCM.

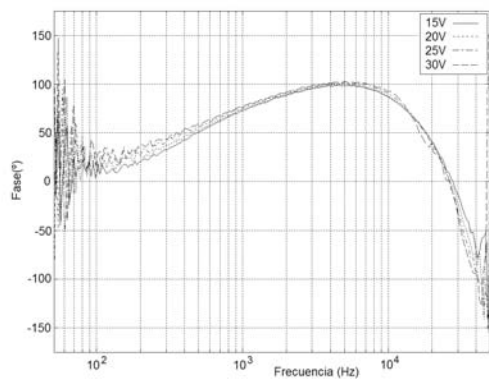
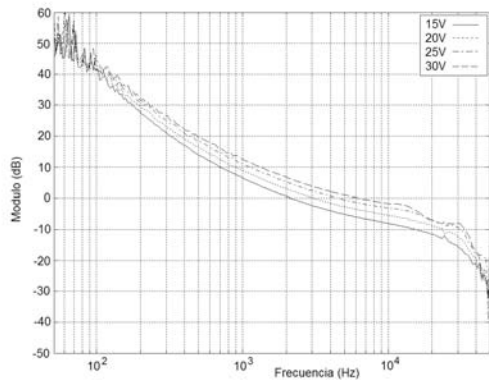


Fig. 8.31: $T_v(s)$, $N=8$, control convencional, DCM.

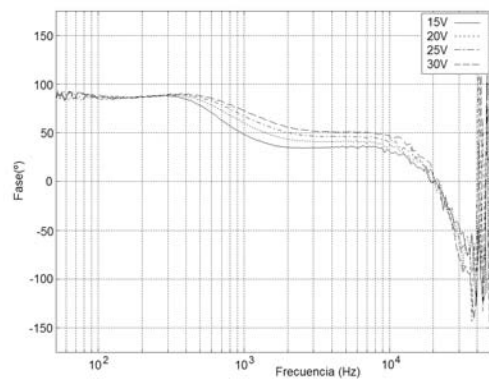
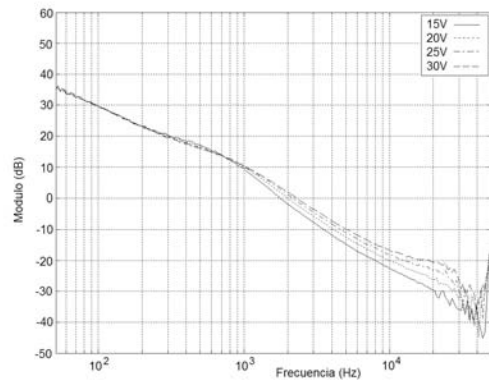


Fig. 8.32: $T_{v, RMF}(s)$, $N=8$, control RMF, DCM.

N	CONTROL	Vi = 15V	Vi = 20V	Vi = 25V	Vi = 30V
1	ACC convencional	$f_c = 1964\text{Hz}$ MF = 87°	$f_c = 3293\text{Hz}$ MF = 96°	$f_c = 4490\text{Hz}$ MF = 98°	$f_c = 6122\text{Hz}$ MF = 99°
	RMF paso-bajo	$f_c = 1772\text{Hz}$ MF = 35°	$f_c = 2033\text{Hz}$ MF = 43°	$f_c = 2178\text{Hz}$ MF = 49°	$f_c = 2334\text{Hz}$ MF = 55°
4	ACC convencional	$f_c = 1898\text{Hz}$ MF = 88°	$f_c = 2772\text{Hz}$ MF = 94°	$f_c = 3912\text{Hz}$ MF = 100°	$f_c = 5334\text{Hz}$ MF = 100°
	RMF paso-bajo	$f_c = 1598\text{Hz}$ MF = 31°	$f_c = 1834\text{Hz}$ MF = 40°	$f_c = 2033\text{Hz}$ MF = 47°	$f_c = 2178\text{Hz}$ MF = 52°
8	ACC convencional	$f_c = 2105\text{Hz}$ MF = 90°	$f_c = 2970\text{Hz}$ MF = 96°	$f_c = 4490\text{Hz}$ MF = 101°	$f_c = 6122\text{Hz}$ MF = 102°
	RMF paso-bajo	$f_c = 1772\text{Hz}$ MF = 36°	$f_c = 1964\text{Hz}$ MF = 44°	$f_c = 2105\text{Hz}$ MF = 49°	$f_c = 2255\text{Hz}$ MF = 54°

Tabla 8.8.

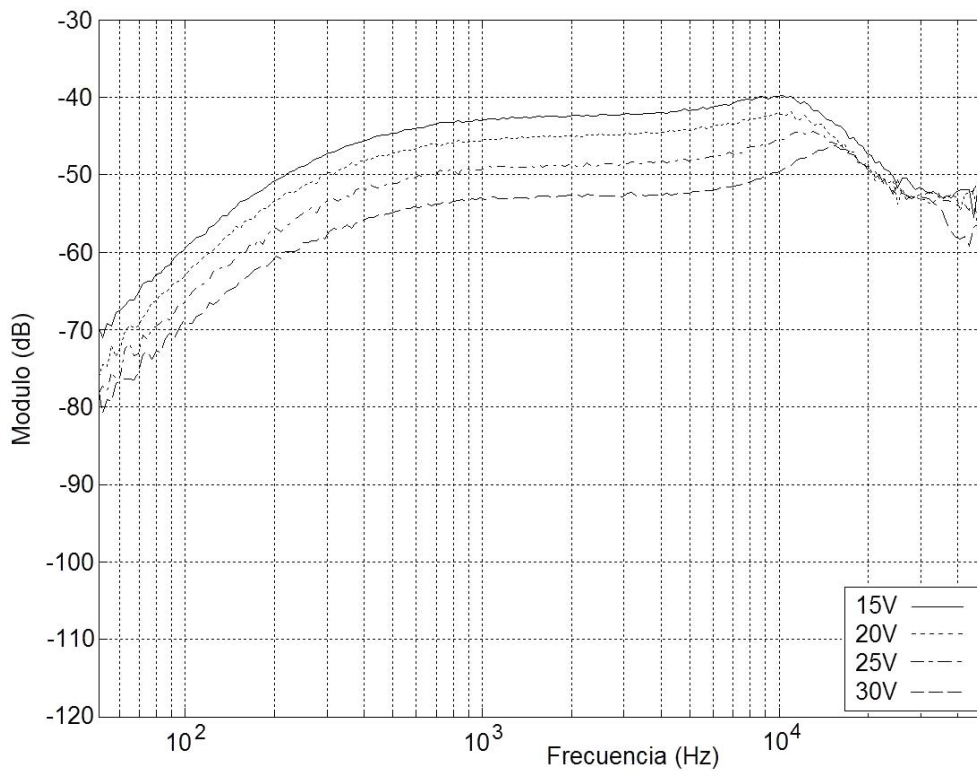


Fig. 8.33: $A_c(s)$, $N=1$, control convencional, CCM.

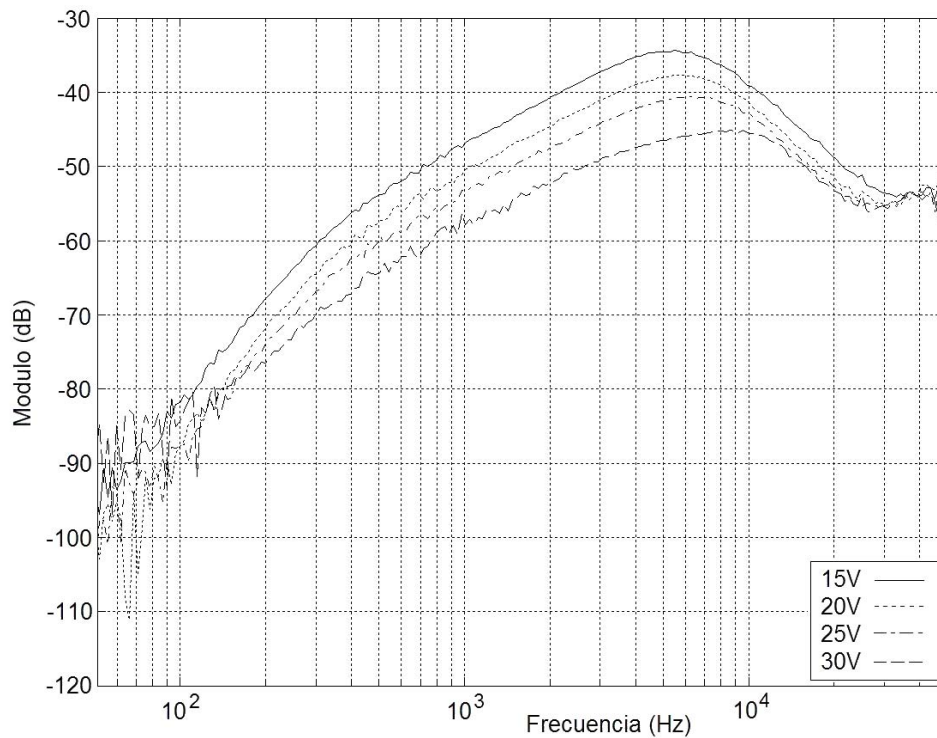


Fig. 8.34: $A_{cl,RMF}(s)$, $N=1$, control RMF, CCM.

f	CONTROL	$V_i = 15V$	$V_i = 20V$	$V_i = 25V$	$V_i = 30V$
100 Hz	ACC convencional	-59,4 dB	-62 dB	-66,3 dB	-69,5 dB
	RMF paso-bajo	-81,5 dB	-87,7 dB	-87,7 dB	-84,5 dB
300 Hz	ACC convencional	-47,3 dB	-49,8 dB	-53,47 dB	-57,8 dB
	RMF paso-bajo	-60,7 dB	-64,6 dB	-66,76 dB	-70 dB

Tabla 8.9.

El rechazo de la perturbación de línea es considerablemente mejor con RMF paso-bajo, obteniéndose valores de $A_{cl,RMF}(s)$ inferiores en 20 dB a $A_{cl}(s)$ a la frecuencia de 100 Hz en casi todo el rango de la tensión de entrada.

8.3.4. Impedancia de salida en lazo cerrado $Z_{ocl}(s)$ y $Z_{ocl,RMF}(s)$

Las figuras 8.35 y 8.36 presentan las medidas experimentales de la impedancia de salida en lazo cerrado, $Z_{ocl}(s)$ y $Z_{ocl,RMF}(s)$, para 1 módulo en conducción continua y diferentes tensiones de entrada. Las figuras 8.37 y 8.38 presentan estas mismas funciones de transferencia para 4 módulos conectados en paralelo en las mismas condiciones.

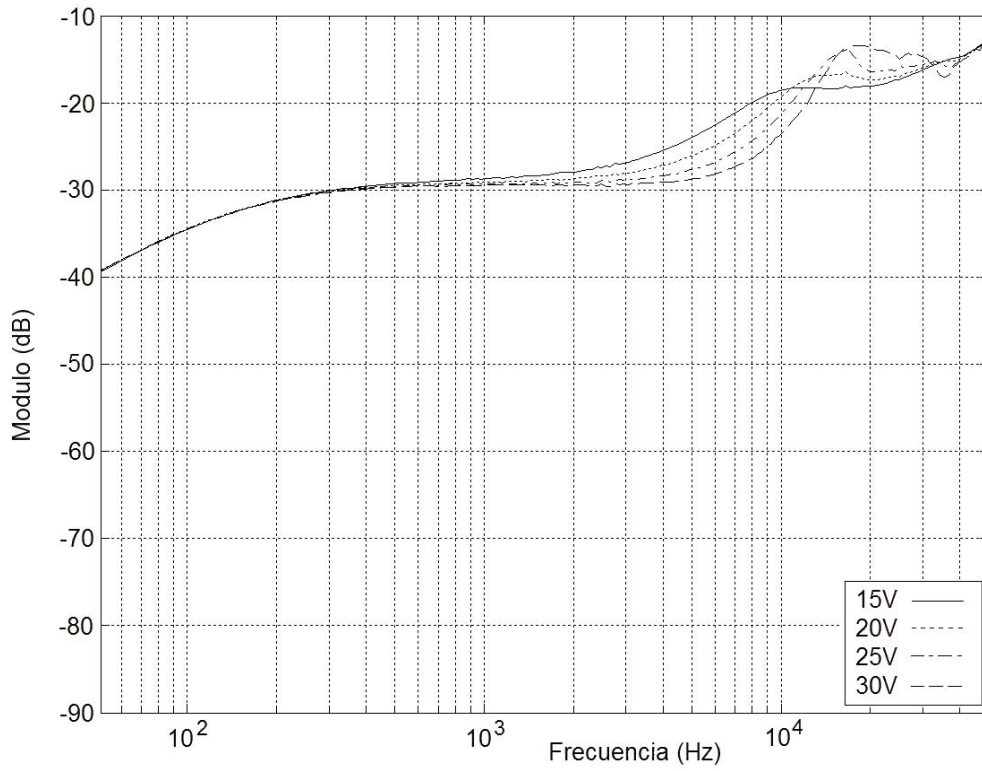


Fig. 8.35: $Z_{oci}(s)$, $N=1$, control convencional, CCM.

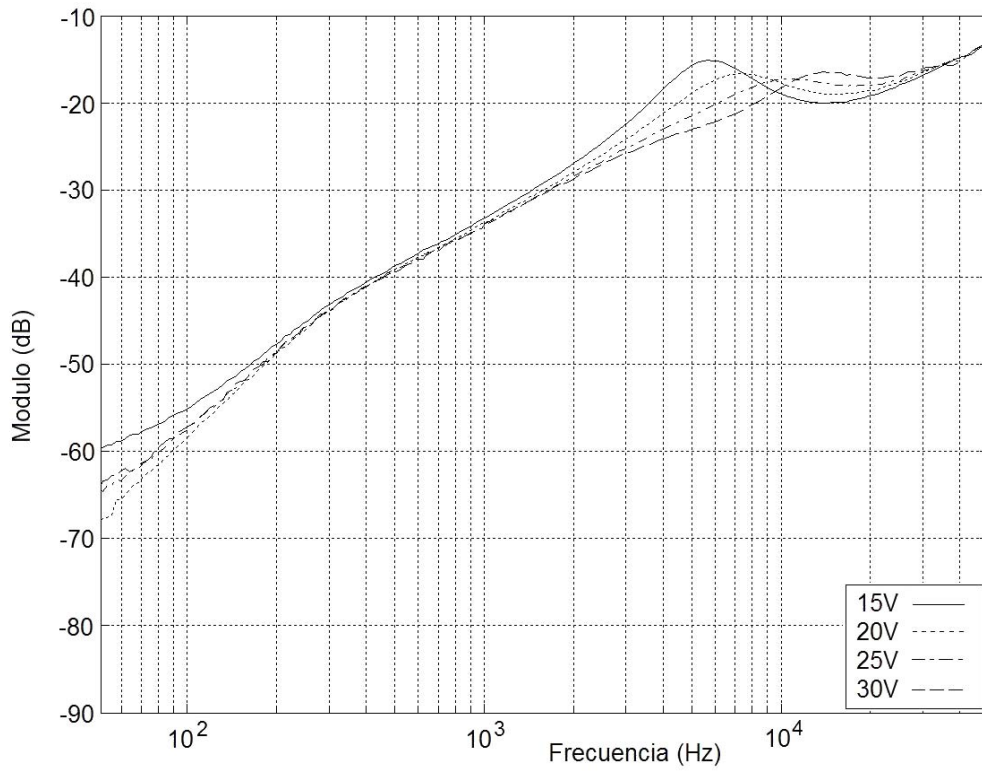


Fig. 8.36: $Z_{oci,RFM}(s)$, $N=1$, control RMF, CCM.

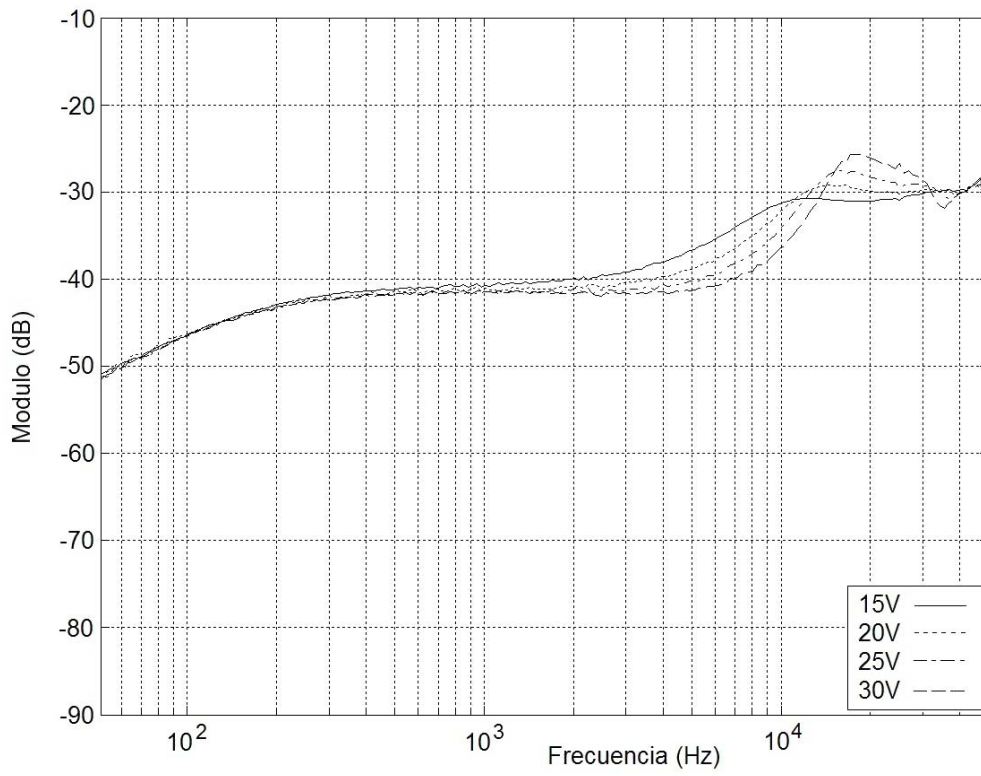


Fig. 8.37: $Z_{oci}(s)$, $N=4$, control convencional, CCM.

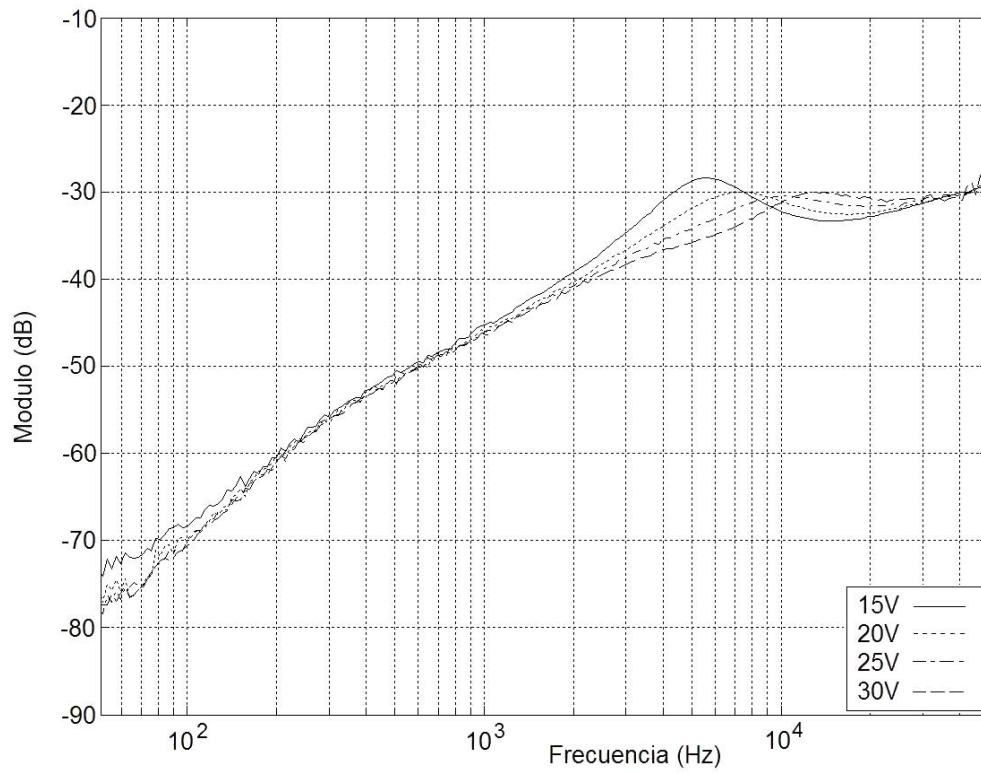


Fig. 8.38: $Z_{oci,RMF}(s)$, $N=4$, control RMF, CCM.

A la frecuencia de 100Hz se observa una mejora de aproximadamente unos 22 dB a favor del control RMF paso-bajo, lo que nos dice que este esquema de control, aún con unas frecuencias de cruce del lazo equivalente y de los lazos individuales inferiores a la del control ACC convencional, consigue un rechazo mucho mayor de la perturbación de carga.

8.3.5. Escalones de carga

Las figuras 8.39 y 8.40 muestran la respuesta de la tensión de salida de una sola etapa ante un escalón de carga de 2,5A a 5A con ambos esquemas de control. También se ha medido la misma respuesta con 4 módulos conectados en paralelo para un escalón de carga de 10A a 20A (Figuras 8.41 y 8.42) y con 8 módulos para un escalón de carga de 20A a 40A (Figuras 8.43 y 8.44).

En todas estas figuras el tiempo de establecimiento de la tensión de salida para los escalones de carga del 50% al 100% de la corriente máxima es aproximadamente 12 veces menor con RMF paso-bajo frente a ACC convencional. Esto confirma en gran señal la mejora que se consigue en la impedancia de salida con el control RMF paso-bajo.

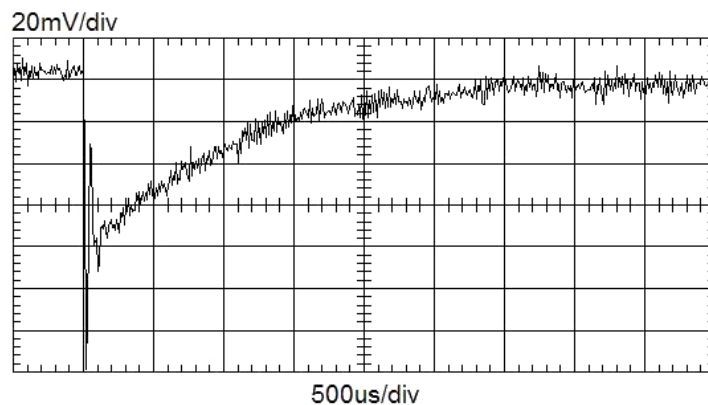


Fig.8.39: Respuesta de la tensión de salida ante escalón de carga de 2,5A a 5A, $N=1$, control convencional.

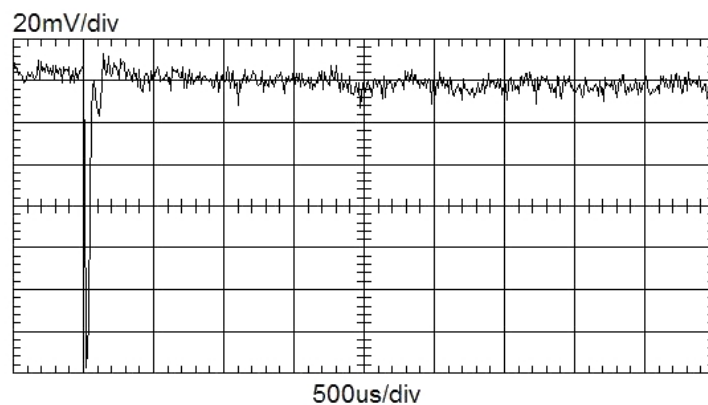


Fig. 8.40: Respuesta de la tensión de salida ante escalón de carga de 2,5A a 5A, $N=1$, control RMF.

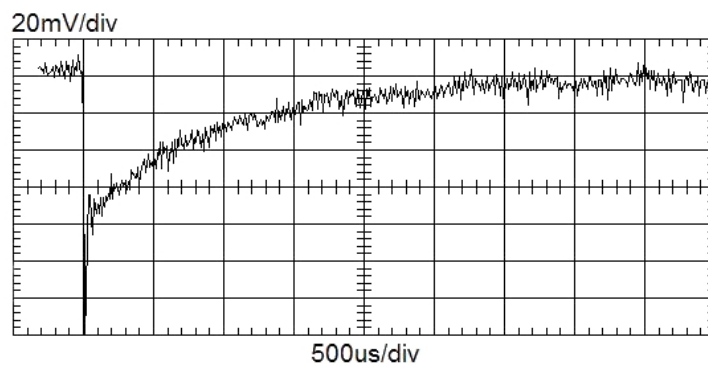


Fig.8.41: Respuesta de la tensión de salida ante escalón de carga de 10A a 20A, $N=4$, control convencional

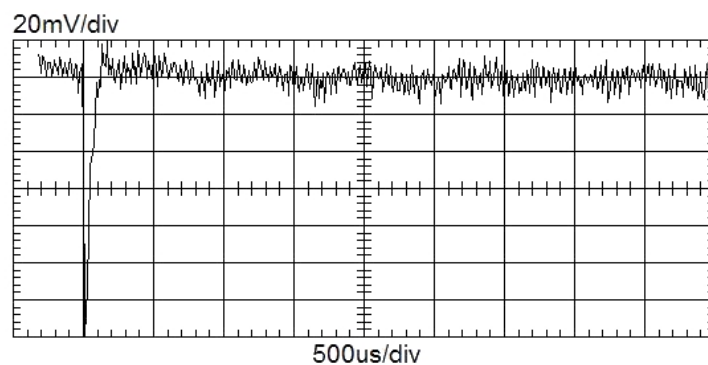


Fig. 8.42: Respuesta de la tensión de salida ante escalón de carga de 10A a 20A, $N=4$, control RMF.

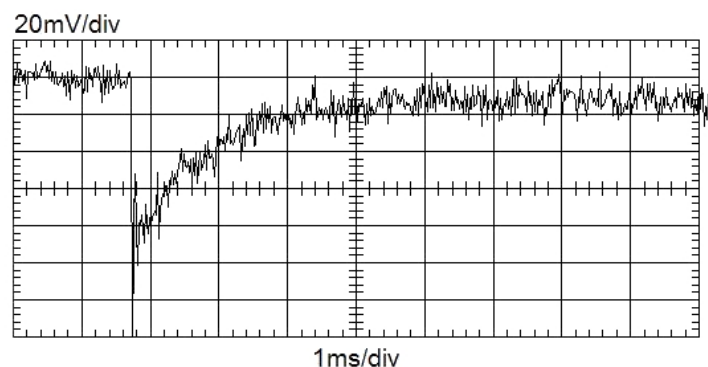


Fig.8.43: Respuesta de la tensión de salida ante escalón de carga de 20A a 40A, $N=8$, control convencional

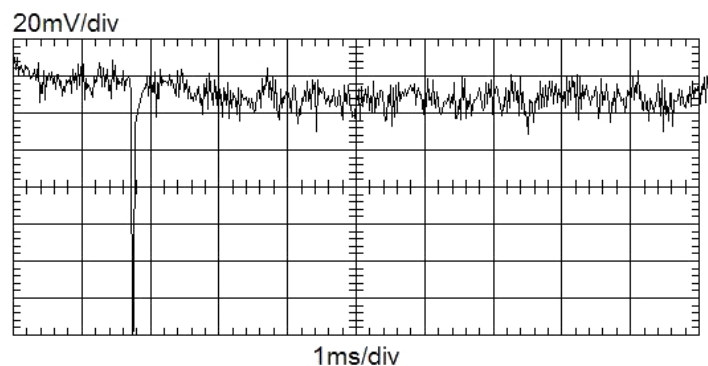


Fig. 8.44: Respuesta de la tensión de salida ante escalón de carga de 20A a 40A, $N=8$, control RMF.

8.4. Sistema modular DC-AC con control RMF paso-bajo

8.4.1. Consideraciones previas

El prototipo del sistema DC-AC modular está formado por 2 módulos inversores en puente completo con modulación PWM unipolar de 500VA, que pueden trabajar en paralelo formado un sistema de 1kVA. Este prototipo admite cargas lineales resistivas y cargas no lineales formadas por un rectificador monofásico con filtro capacitivo y una resistencia en paralelo. Para este sistema modular se han adoptado los siguientes intervalos de variación con carga resistiva: $V_i = 400V \pm 10\%$, $R \in [50\Omega, 500\Omega]$ y $N = (1, 2)$.

La carga no lineal consta de un rectificador monofásico con un condensador de filtrado de $C_f = 450\mu F$ y una resistencia en paralelo de 218Ω . Cabe destacar que el rectificador no presenta inductancia de entrada, por lo que se obtiene una carga fuertemente no-lineal, con un factor de cresta de $CF = 4,54$, un factor de potencia de $44,3\%$ y una distorsión de la corriente absorbida por la carga no lineal del 197% cuando es alimentada a partir de una fuente de tensión ideal de $220V_{RMS}$. La potencia aparente de esta carga no lineal es de 1kVA.

La expresión analítica y la implementación física de los reguladores utilizados para la realización analógica del control convencional aparecen reflejadas en la tabla 8.10. En la tabla 8.11 pueden verse los reguladores utilizados para los lazos de corriente y de tensión con el control RMF paso-bajo. Para la implementación digital se discretizaron las funciones de transferencia de los reguladores de las tablas 8.10 y 8.11 mediante el método de TUSTIN (transformación bilineal), corriendo el sistema de control sobre un DSP TMS320L2812 con una frecuencia de muestreo de 40kHz.

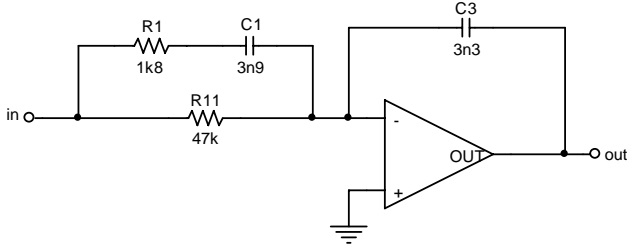
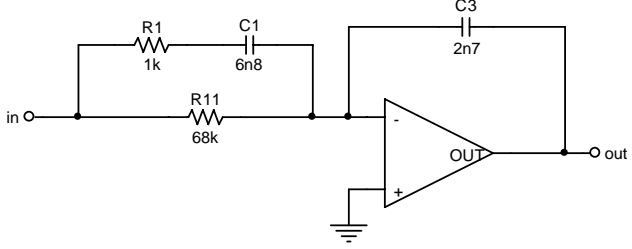
$G_s(s) = \frac{6220 \cdot \left(1 + \frac{s}{5100}\right)}{s \cdot \left(1 + \frac{s}{140000}\right)}$	
$G_v(s) = \frac{5310 \cdot \left(1 + \frac{s}{1970}\right)}{s \cdot \left(1 + \frac{s}{137000}\right)}$	

Tabla 8.10.

$G_{me,i}(s) = \frac{6220 \cdot \left(1 + \frac{s}{5100}\right)}{s \cdot \left(1 + \frac{s}{140000}\right)}$	
$G_{ref,i}(s) = \frac{8,5}{\left(1 + \frac{s}{5100}\right)}$	
$G_i(s) = \frac{1270 \cdot \left(1 + \frac{s}{5100}\right)}{s \cdot \left(1 + \frac{s}{129000}\right)}$	
$G_{me,v}(s) = \frac{3120 \cdot \left(1 + \frac{s}{821}\right)}{s \cdot \left(1 + \frac{s}{145000}\right)}$	
$G_{ref,v}(s) = \frac{4,1}{\left(1 + \frac{s}{821}\right)}$	
$G_v(s) = \frac{1000 \cdot \left(1 + \frac{s}{821}\right)}{s \cdot \left(1 + \frac{s}{125000}\right)}$	

Tabla 8.11.

Del estudio analítico en pequeña señal realizado en el capítulo 6 se deducen las siguientes consideraciones:

- Con el esquema de control RMF paso-bajo se obtiene un regulador equivalente de orden elevado (partiendo de tres controladores simples) cuyo comportamiento en baja frecuencia es el de un doble integrador, con lo que se consigue mejorar el seguimiento de las señales de referencia y reducir la sensibilidad del lazo frente a perturbaciones externas.
- El control RMF paso-bajo mejora significativamente el rechazo de perturbaciones (audiosusceptibilidad en lazo cerrado e impedancia de salida en lazo cerrado) respecto a ACC convencional
- RMF paso-bajo se ha aplicado tanto a los lazos internos de corriente como al lazo externo de tensión del sistema modular con el fin de mejorar la respuesta de la tensión de salida frente a escalones de carga y corrientes muy distorsionadas, y por otra parte, para conseguir una mejor distribución de las corrientes entre los módulos.

Para validar experimentalmente las conclusiones anteriores se han realizado las siguientes medidas, la mayoría de las cuales se realizaron sobre la implementación digital. Sólo las medidas que muestran un variable de referencia y las variables que tienen que seguir a esta referencia se realizaron sobre la implementación analógica, pues en la implementación digital la referencia del lazo de tensión y del lazo de corriente son variables digitales internas no medibles con el osciloscopio:

- Respuesta dinámica de la tensión de salida, de las corrientes de salida de cada módulo y de la corriente de circulación entre ellos frente a diferentes escalones de carga resistiva con control ACC convencional y RMF paso-bajo.
- Respuesta experimental de la tensión de salida, de las corrientes de salida y de la corriente de circulación con carga no-lineal tanto con control ACC convencional como con RMF paso-bajo.
- Espectros armónicos de la tensión de salida y de la corriente que absorbe la carga no-lineal con ambos tipos de control.

- Comparativa entre la tensión de referencia, V_{ref} , y la tensión de salida sensada, V_{sens} , con los dos tipos de control sobre la implementación analógica.
- Comparativa entre la corriente de referencia, I_{ref} , y la corriente sensada en la inductancia de un módulo, I_L , con ambos tipos de control sobre la implementación analógica.

Cabe destacar que en el apartado 8.4 todas los resultados que se van a presentar son medidas en gran señal, no habiéndose obtenido las medidas de las curvas de Bode de ninguna de las funciones de transferencia de pequeña señal que sí se han presentado en apartados anteriores (convertidores DC-DC). La justificación de este hecho es muy simple: Por un lado, en un sistema DC-AC no es posible obtener funciones de transferencia de pequeña señal, tales como $T_v(s)$, $A_{cl}(s)$ o $Z_{ocl}(s)$, dado que éstas están referidas a un punto de funcionamiento determinado, y éste, en los inversores, está continuamente cambiando. Por otra parte, la dinámica de los inversores es idéntica a la de los convertidores DC-DC tipo Buck, con la salvedad de que el punto de operación está continuamente cambiando, y dado que las funciones de transferencia con el esquema RMF paso-bajo ya han sido analizadas en el apartado 8.3, no es necesario volver a realizar las mismas medidas.

8.4.2. Escalones de carga

Con objeto de validar en gran señal la mejora de la impedancia de salida que cabe esperar del esquema de control RMF paso-bajo, se ha sometido al sistema DC-AC modular a diferentes escalones de carga como el que se representa en la figura 8.45. En este caso se trata de un escalón 432W a 773W.

En las figuras 8.46 y 8.47 se muestra un detalle ampliado de la respuesta dinámica del sistema modular con control ACC convencional y RMF paso-bajo respectivamente cuando es sometido a un escalón de carga de 53W a 773W.

De las figuras anteriores se deduce que la respuesta dinámica del sistema DC-AC modular mejora considerablemente cuando se aplica el esquema de control RMF paso-bajo. Por otra parte, también puede observarse que con el esquema de control propuesto la corriente de circulación entre módulos es menor, lo que indica que RMF paso-bajo mejora la eculización de corriente entre módulos.

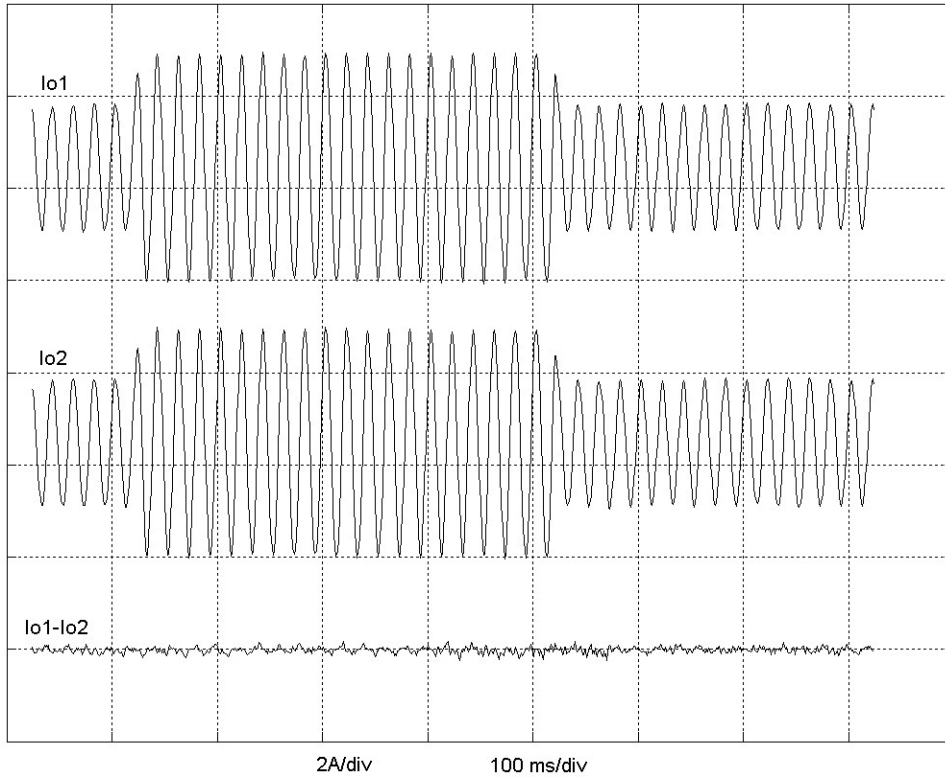


Fig. 8.45: Respuesta dinámica de las corrientes de salida y de la corriente de circulación ante un escalón de carga resistiva (432W a 773W y viceversa), control RMF.

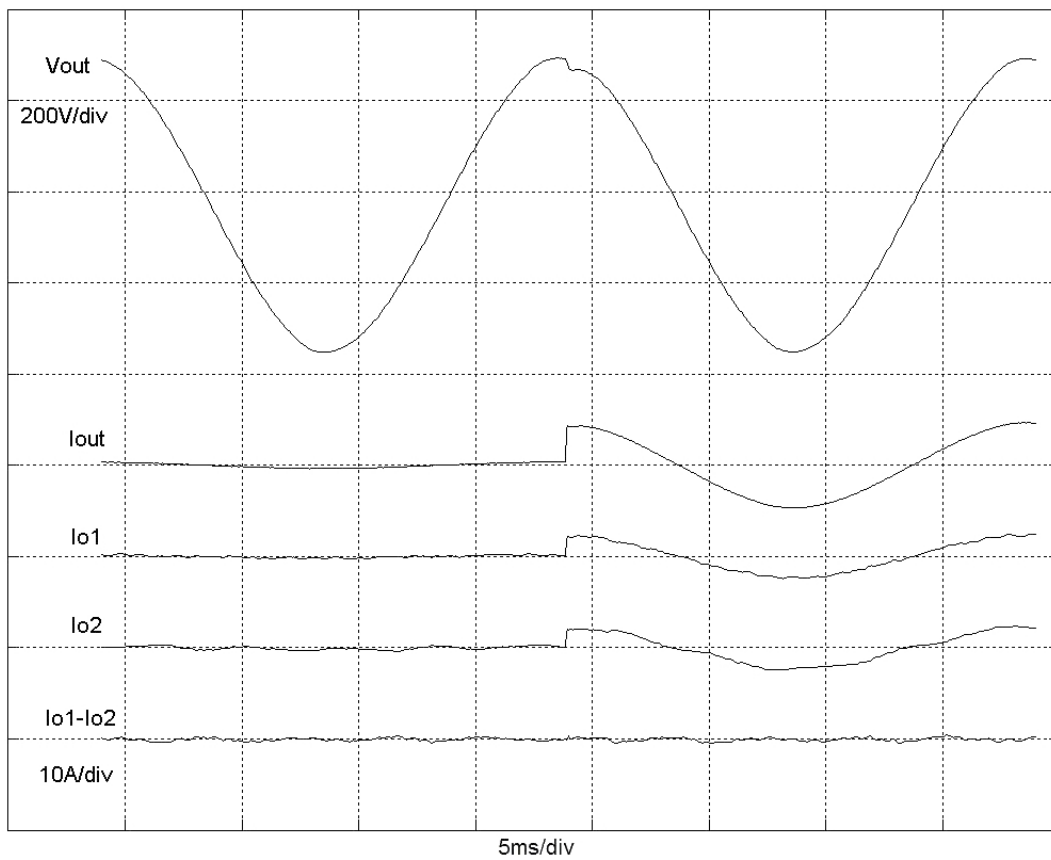


Fig. 8.46: Respuesta dinámica de la tensión de salida, las corrientes de salida y la corriente de circulación ante un escalón de carga resistiva (53W a 773W), control convencional.

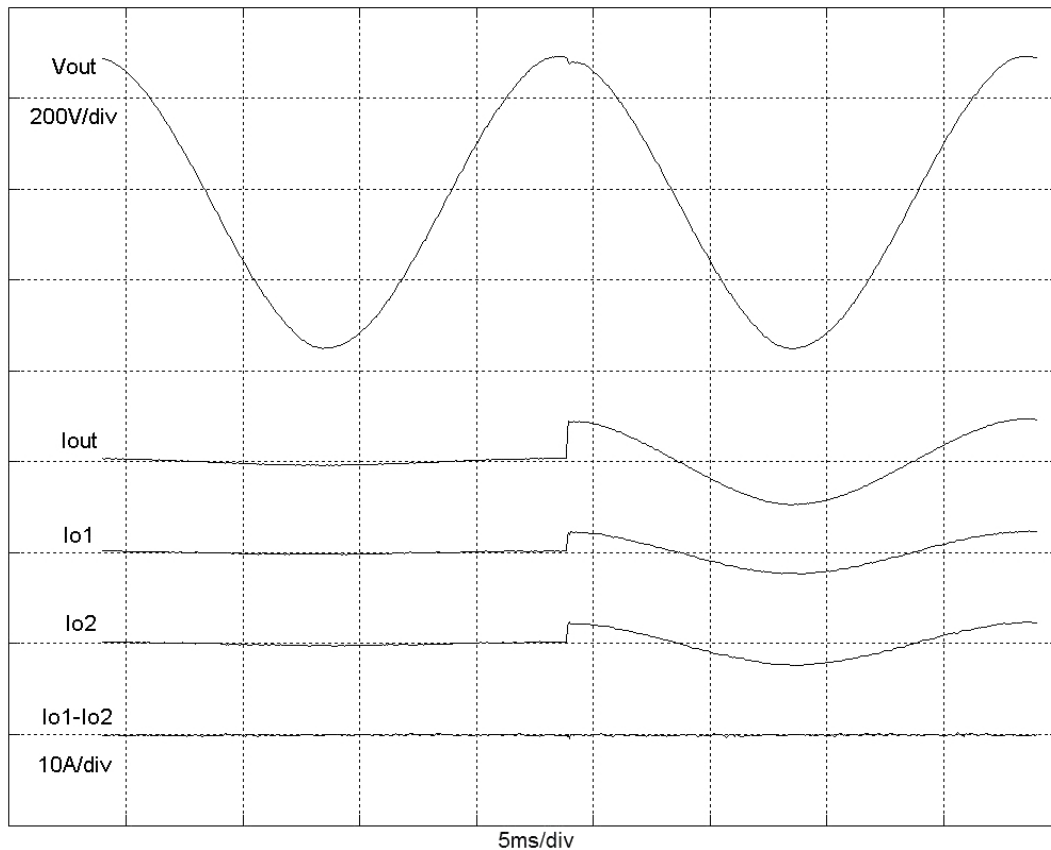


Fig. 8.47: Respuesta dinámica de la tensión de salida, las corrientes de salida y la corriente de circulación ante un escalón de carga resistiva (53W a 773W), control RMF.

8.4.3. Carga no lineal

Las figuras 8.48 y 8.49 muestran la respuesta de la tensión de salida V_{out} , de las corrientes de salida de cada módulo (I_{o1} e I_{o2}) y de la corriente de circulación entre ellos ($I_{o1}-I_{o2}$) del sistema DC-AC modular con carga no-lineal y con control ACC convencional y RMF paso-bajo respectivamente. En la figura 8.50 puede verse una comparativa de los armónicos de la tensión de salida, V_{out} , con ambos tipos de control y carga no-lineal.

Del conjunto de estas figuras se deduce que el esquema de control RMF paso-bajo disminuye la impedancia de salida a las frecuencias de los armónicos de corriente provocados por la carga no-lineal, mejorando considerablemente la distorsión armónica total (THD) de la tensión de salida (del 3,4% al 1,9 %) cuando el sistema DC-AC alimenta a una carga no-lineal, todo esto comparado con el control ACC convencional.

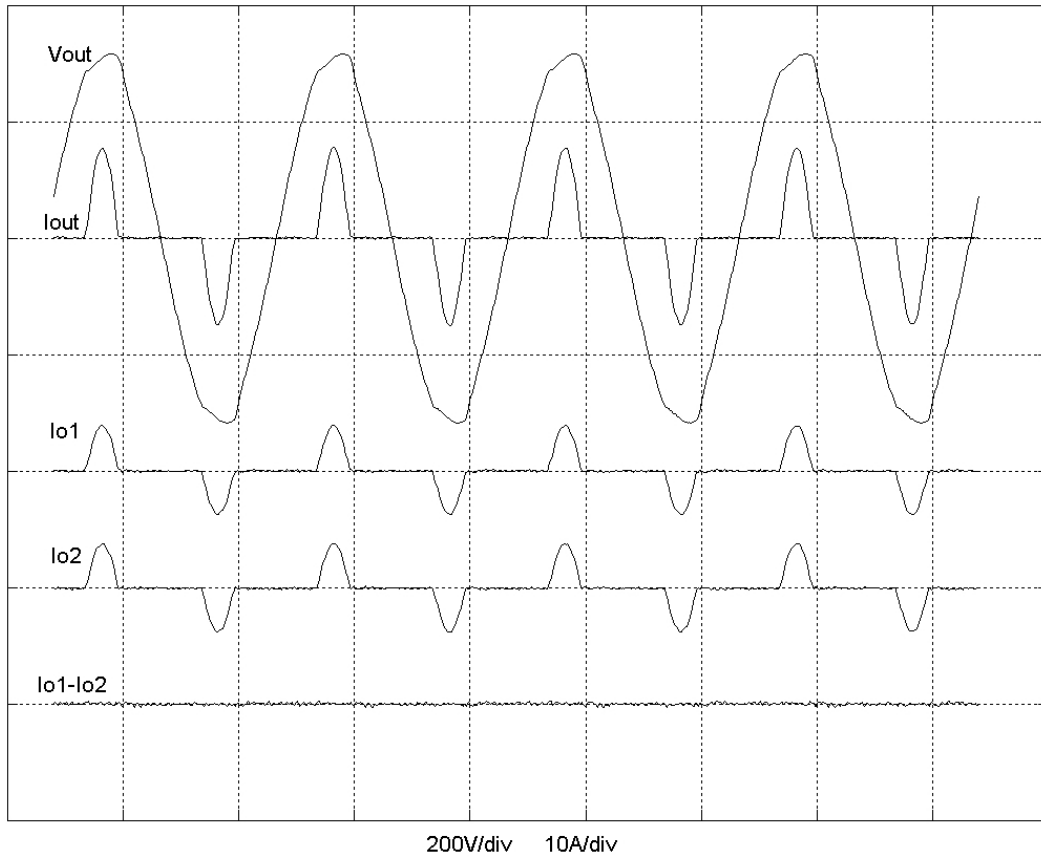


Fig. 8.48: Respuesta experimental de la tensión de salida, las corrientes de salida y la corriente de circulación con carga no-lineal, control convencional.

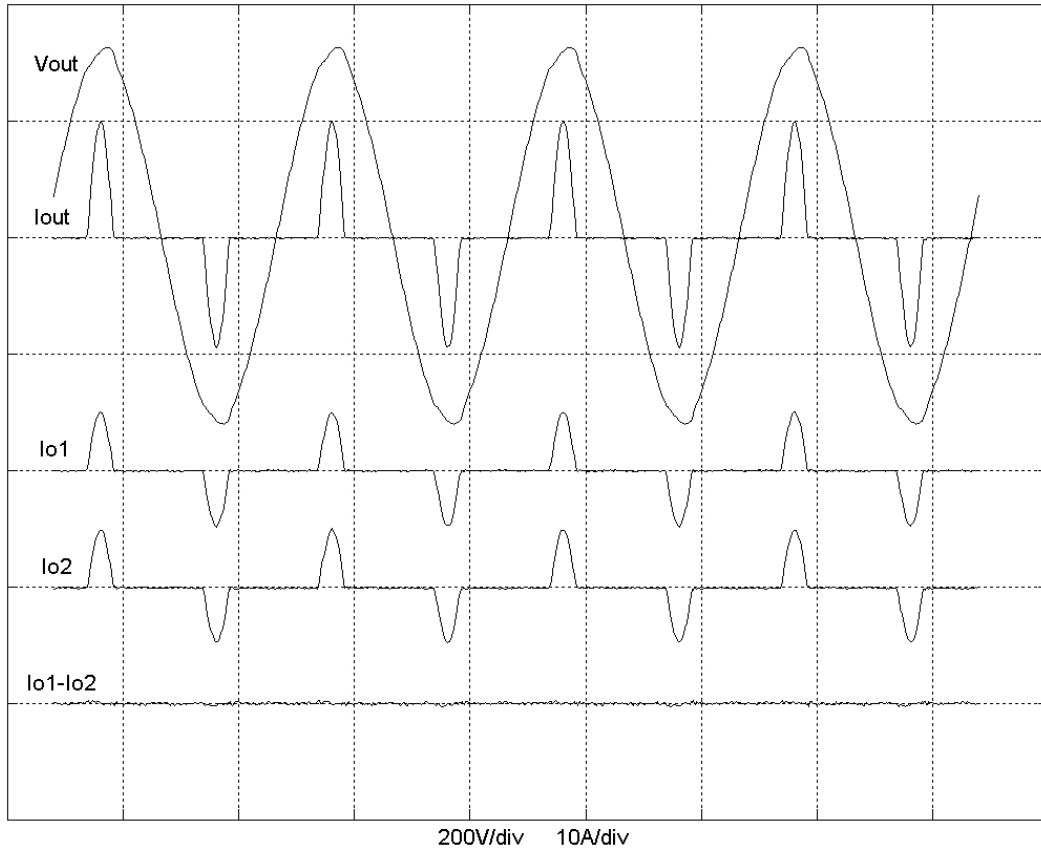


Fig. 8.49: Respuesta experimental de la tensión de salida, las corrientes de salida y la corriente de circulación con carga no-lineal, control RMF.

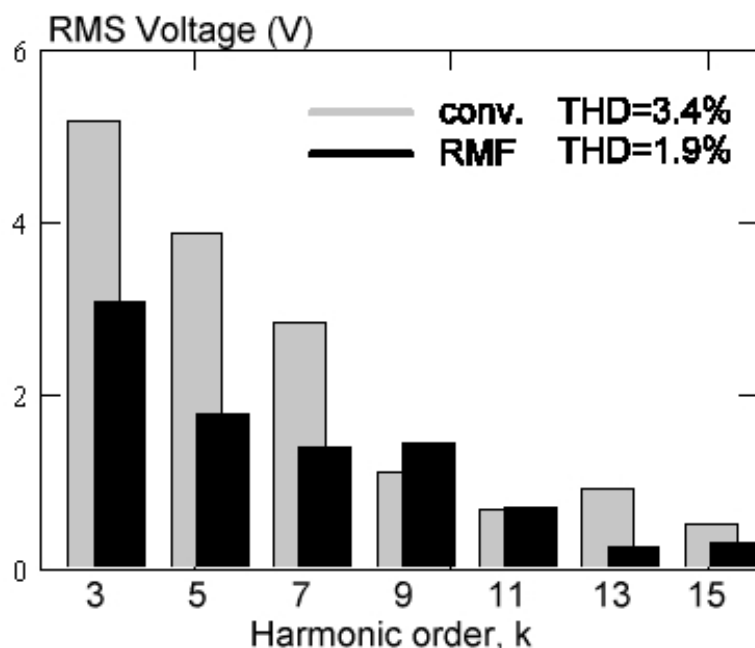


Fig. 8.50: Armónicos de la tensión de salida con carga no-lineal. Control RMF vs. control convencional.

Finalmente, en las figuras 8.51 y 8.52 puede verse una comparativa entre la tensión de referencia, V_{ref} , y la tensión de salida sensada, V_{sens} , con control ACC convencional y RMF paso-bajo respectivamente, lo que confirma que la distorsión de la tensión de salida, V_{out} , es bastante menor con RMF paso-bajo. Por otro lado, el seguimiento de V_{ref} es claramente superior con RMF paso-bajo.

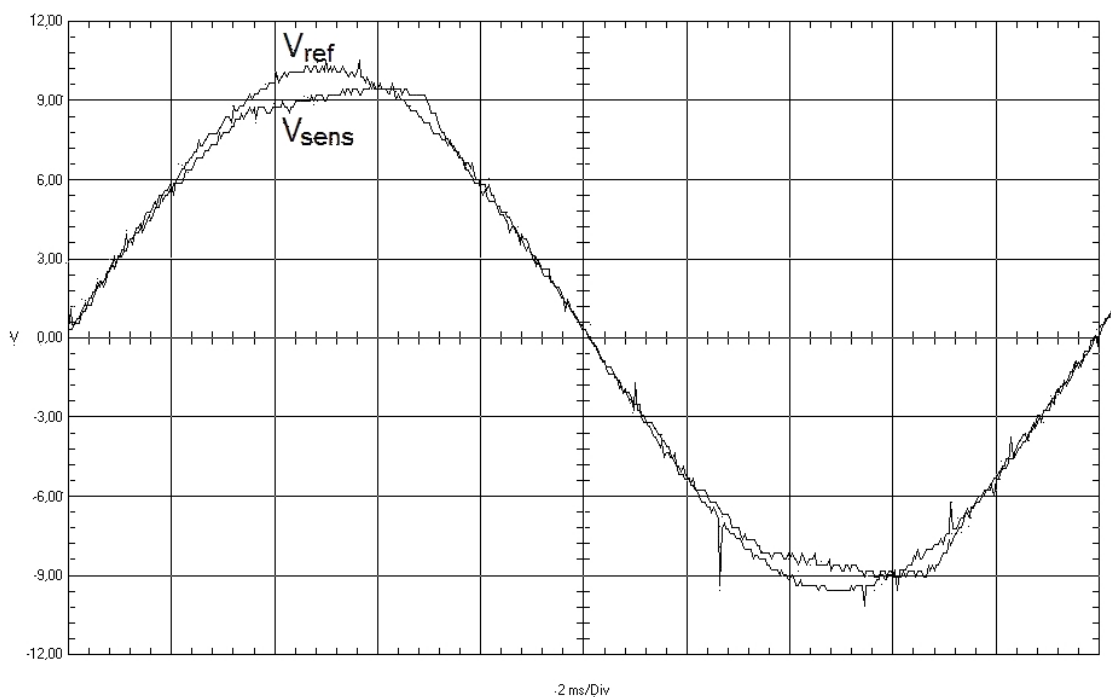


Fig. 8.51: Seguimiento de la tensión de referencia, V_{ref} , por parte de la tensión de salida sensada del sistema modular, $V_{o,sens}$. Carga no-lineal, $N=2$, Control convencional. (Implementación analógica).

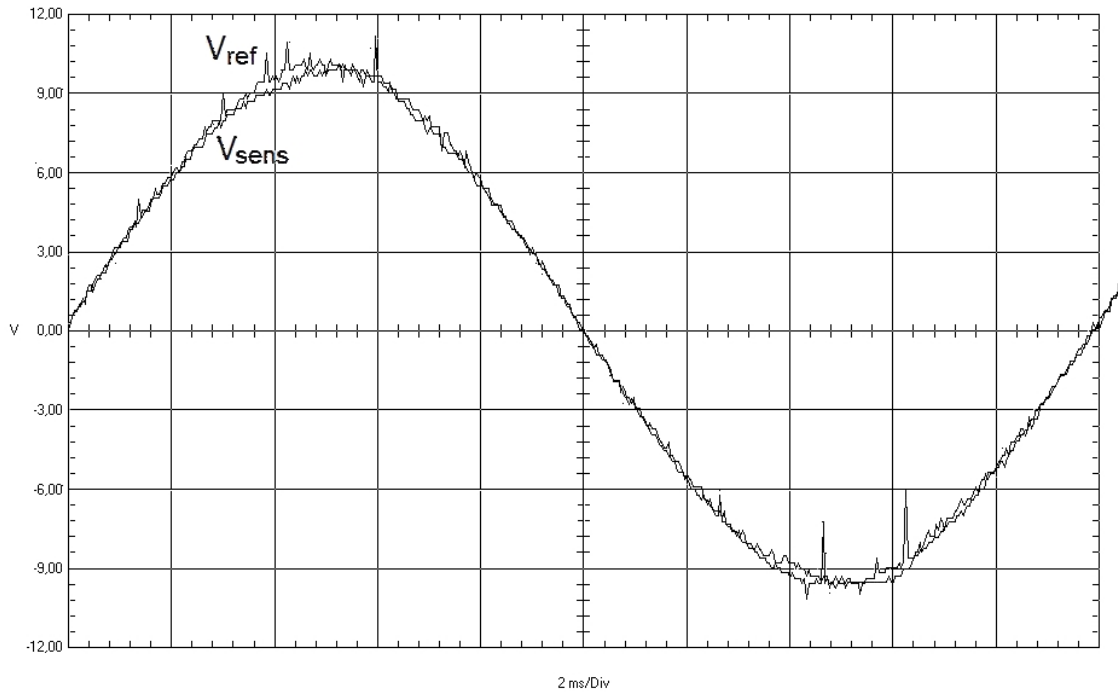


Fig. 8.52: Seguimiento de la tensión de referencia, V_{ref} , por parte de la tensión de salida sensada del sistema modular, $V_{o,sens}$. Carga no-lineal, $N=2$, Control RMF paso-bajo. (Implementación analógica).

8.4.4. Seguimiento de la señal de referencia de corriente

Con la finalidad de comprobar que el control RMF mejora el seguimiento de la señal de referencia de corriente, se ha representado conjuntamente en las figuras 8.53 y 8.54 la señal de referencia de corriente, I_{ref} , y la señal de corriente sensada en la bobina de uno de los inversores, I_L , con control ACC convencional y RMF paso-bajo respectivamente cuando la carga es no-lineal.

Obsérvese que la superposición en el caso del control RMF paso-bajo (Figura 8.54) es casi perfecta, mientras que con el control ACC convencional (Figura 8.53) se observa una discrepancia mayor, especialmente en los intervalos de tiempo en los que la carga no-lineal no absorbe corriente.

Recuérdese, por último, que un buen seguimiento de la señal de referencia de corriente es especialmente interesante en los sistemas modulares de inversores para asegurar un reparto adecuado de la corriente entre los módulos.

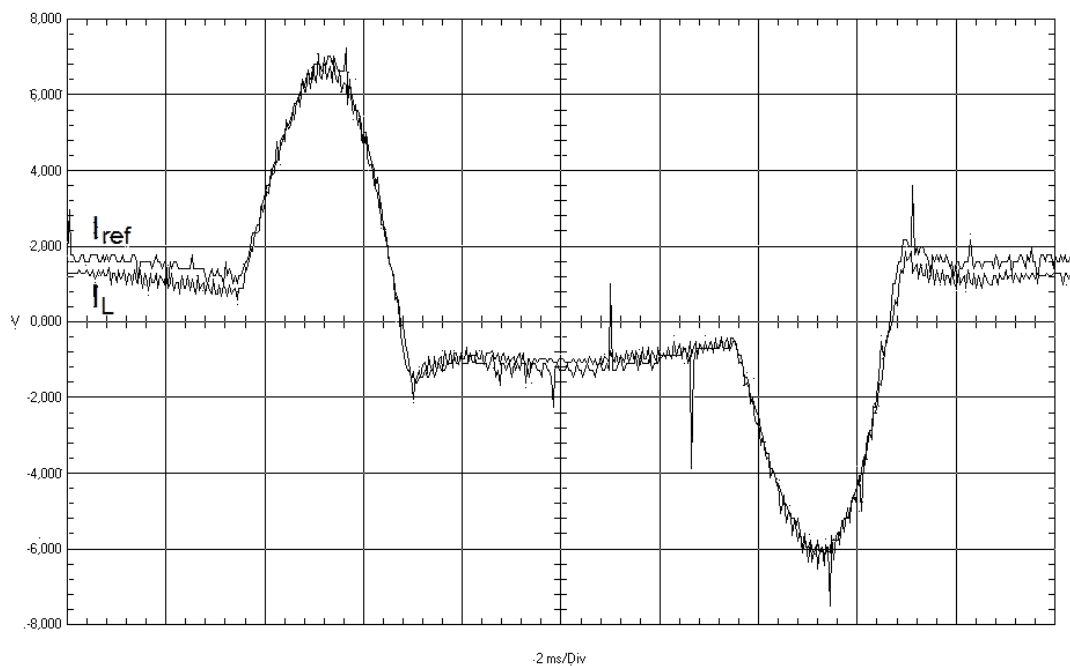


Fig. 8.53: Seguimiento de la corriente de referencia, I_{ref} , por parte de la corriente sensada en la bobina de uno de los inversores, $I_{L,sens}$. Carga no-lineal, $N=2$, Control convencional. (Implementación analógica).

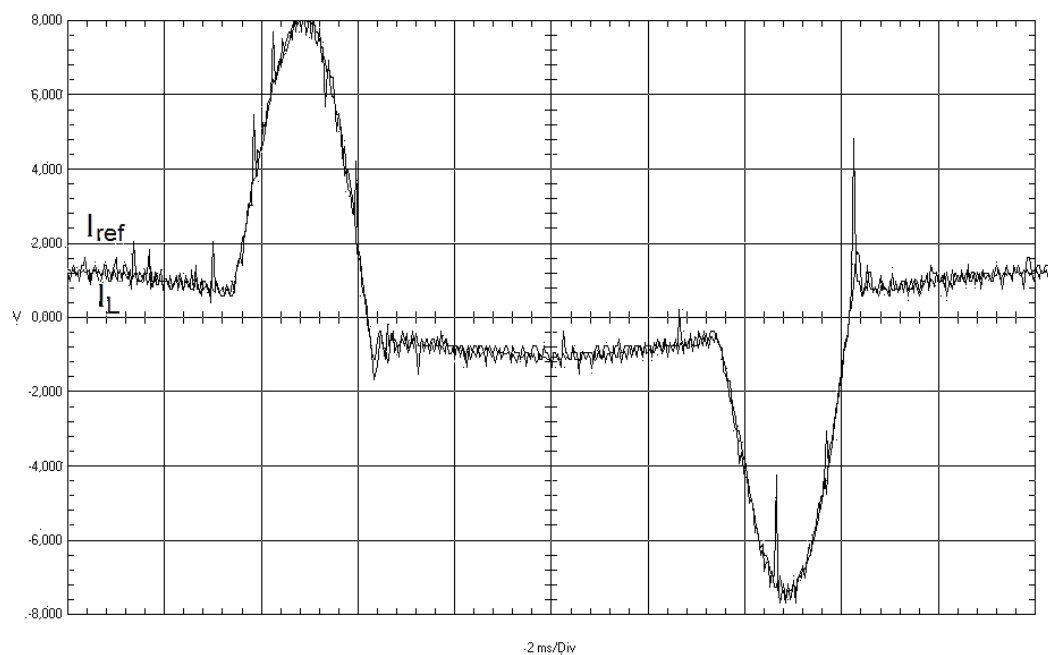


Fig. 8.54: Seguimiento de la corriente de referencia, I_{ref} , por parte de la corriente sensada en la bobina de uno de los inversores, $I_{L,sens}$. Carga no-lineal, $N=2$, Control RMF paso-bajo. (Implementación analógica).

CAPÍTULO

9

*Conclusiones y futuras
líneas de investigación*

9.1. Conclusiones

En esta tesis se han aplicado técnicas de control robusto basado en modelo de referencia con el fin de obtener una mejora sustancial de la robustez del control modo corriente aplicado a sistemas modulares de alimentación, tanto en continua como en alterna, basados en la paralelización de convertidores. El trabajo realizado puede dividirse en tres grandes bloques:

- En primer lugar, se ha propuesto un nuevo esquema de control modo corriente media robusto con seguimiento de modelo tipo paso alto (RMF paso-alto). El diseño de tres lazos individuales de tensión con frecuencia de cruce moderada da lugar a un regulador equivalente de elevado orden que moldea una ganancia de lazo equivalente con una frecuencia de cruce también moderada, alta estabilidad y muy alta ganancia en baja frecuencia. De los tres lazos individuales el diseño del lazo externo de tensión es muy robusto ante variaciones paramétricas si se cumple cierta condición de robustez. Adicionalmente, el esquema de control que se propone mejora de manera significativa el rechazo de perturbaciones (audiosusceptibilidad e impedancia de salida en lazo cerrado) respecto al lazo convencional. Por el contrario, con RMF paso-alto existe un compromiso entre estabilidad y robustez que añade limitaciones relativas al ruido de conmutación en el diseño de los reguladores. El estudio se ha particularizado a un sistema modular de convertidores DC-DC tipo Buck.
- A continuación, se ha presentado un segundo esquema de control modo corriente media robusto pero con seguimiento de modelo tipo paso bajo (RMF paso-bajo), que supera las limitaciones de RMF paso-alto y presenta ventajas similares. El estudio, de nuevo, se ha particularizado al sistema DC-DC modular, concluyéndose que RMF paso-bajo es superior a RMF paso-alto, por lo que se ha optado por introducir este segundo esquema de control en los sistemas de alimentación DC-AC modulares.
- En la tercera parte de esta tesis se ha aplicado el esquema de control RMF paso-bajo tanto a los lazos de corriente como al lazo de tensión de un sistema modular UPS de inversores monofásicos conectados en paralelo, persiguiendo una doble finalidad: mejorar la respuesta de la tensión de salida frente a escalones de carga y a corrientes muy distorsionadas, y mejorar el reparto de corrientes entre los distintos módulos, asegurando así una ecuilización muy precisa de la potencia que suministra cada módulo.

En el capítulo 1 se han presentado los modelos lineales de pequeña señal (CCM y DCM) utilizados para el estudio de los lazos ACC de ambos sistemas modulares de alimentación y en el capítulo 2 se ha puesto de manifiesto la gran sensibilidad que presentan las prestaciones dinámicas de los lazos ACC convencionales ante variaciones de cada uno de los elementos de la etapa de potencia y del número de módulos conectados en paralelo. A partir de estos resultados, en el capítulo 3 se han planteado unos objetivos deseables que deberían de cumplir los lazos de control modo corriente media de sistemas modulares de alimentación.

En el capítulo 4 se ha presentado el esquema de control RMF paso-alto, caracterizado por utilizar dos reguladores adicionales en el lazo de tensión. Este lazo interno consta de dos reguladores: uno que contiene un modelo de referencia tipo paso alto, $G_2(s)$, y otro con alta ganancia a bajas frecuencias, $G_1(s)$. El regulador auxiliar $G_2(s)$ se diseña partiendo de la función de transferencia inversa de un modelo de referencia, $VOC_{ref}(s)$, que es un sistema de primer orden.

En dicho capítulo se ha demostrado analíticamente que, si se cumple la “condición de robustez” especificada, el diseño del regulador más externo de tensión, $G_v(s)$, es insensible a fuertes variaciones individuales de cada uno de los elementos de la etapa de potencia y del número de módulos conectados en paralelo. También se ha demostrado que partiendo del diseño de los tres reguladores $G_1(s)$, $G_2(s)$ y $G_v(s)$ resulta un regulador equivalente, $G_{v-eq}(s)$ de orden elevado que consigue moldear una ganancia de lazo equivalente, $T_{v-eq}(s)$, de frecuencia de cruce y estabilidad similares a las de un controlador convencional, pero con mayor ganancia en baja frecuencia y con muchos grados de libertad.

Con el esquema de control RMF paso-alto la impedancia de salida y la audiosusceptibilidad en lazo cerrado del sistema DC-DC modular mejoran notablemente respecto al control ACC convencional. Se ha proporcionado un procedimiento de diseño sistemático, según el cual se deben tener en cuenta una serie de consideraciones relativas al ruido de conmutación, lo que constituye la principal limitación de este esquema de control.

El capítulo 5 se ha dedicado al estudio del esquema de control RMF paso-bajo, que se obtiene también de una sencilla modificación del esquema de control ACC convencional. Al igual que con RMF paso-alto, el regulador externo de tensión es poco sensible a las variaciones de los elementos de la etapa de potencia y del número de módulos conectados en paralelo. Con RMF paso-bajo también se obtiene un regulador de tensión equivalente, $G_{v-eq}(s)$ de orden elevado, con lo que el lazo de tensión equivalente, $T_{v-eq}(s)$, presenta mucha más ganancia en baja frecuencia que la de un lazo de tensión ACC convencional de mayor o igual frecuencia de cruce. También se mejora

considerablemente el rechazo de perturbaciones frente a ACC convencional en sistemas DC-DC modulares.

En cambio, este esquema de control utiliza un modelo de referencia de primer orden tipo paso bajo que no añade problemas de ruido al lazo de control, por lo que las limitaciones por ruido de conmutación que presentaba RMF paso-alto pasan ahora a ser similares a las del control ACC convencional. Se demuestra, pues, que RMF paso-bajo presenta las mismas ventajas que RMF paso-alto, careciendo de las limitaciones de este último, por lo que se ha optado por aplicar este esquema de control a los sistemas DC-AC modulares.

En el capítulo 6 se ha introducido el esquema de control RMF paso-bajo en todos los lazos de control de un sistema modular de inversores monofásicos conectados en paralelo, consiguiéndose una excelente ecualización de la corriente que proporciona cada módulo del sistema modular, una mejora considerable de las funciones de transferencia de rechazo a perturbaciones y una disminución apreciable del THD de la tensión de salida con cargas no lineales, si se compara con los resultados obtenidos con el esquema de control ACC convencional. Al aplicar RMF paso-bajo a los lazos de corriente y al lazo de tensión se obtiene un regulador de corriente equivalente y un regulador de tensión equivalente de elevado orden, alta ganancia en baja frecuencia y frecuencia de cruce moderada, por lo que la robustez de estabilidad esta asegurada.

Los esquemas correspondientes a las etapas de potencia y de control de los prototipos utilizados para contrastar experimentalmente los resultados analíticos obtenidos, se han presentado en el capítulo 7. Dichos prototipos constan de ocho etapas de potencia Buck de 5V-5A, 50kHz conectadas en paralelo, y dos inversores monofásicos en puente completo con modulación PWM unipolar de 220V-500VA, 20 kHz conectados en paralelo. En este capítulo también se presenta el material de laboratorio e informático utilizados para el diseño y la posterior evaluación de los prototipos.

Finalmente, en el capítulo 8 se han realizado medidas experimentales con el fin de verificar empíricamente el estudio analítico de las prestaciones dinámicas de los sistemas multimodulares realizado en capítulos anteriores a partir de los circuitos equivalentes de pequeña señal. Para el sistema DC-DC modular se ha obtenido la ganancia del lazo externo de tensión para cada una de las posibilidades de control estudiadas (ACC convencional, RMF paso-alto y RMF paso-bajo). Las medidas se han efectuado para diferentes valores de la tensión de entrada, de la carga y para varias etapas de potencia conectadas en paralelo. También se han presentado las medidas de las funciones de transferencia de rechazo a perturbaciones y la respuesta de la tensión de salida del sistema modular ante escalones de carga. Para el sistema DC-AC modular se han efectuado medidas de la

respuesta dinámica del sistema modular frente a escalones de carga resistiva y cargas fuertemente no lineales, obteniéndose también el espectro armónico de la tensión de salida con carga no lineal.

En definitiva, tanto del estudio analítico efectuado en los capítulos 2, 4, 5 y 6, como de los resultados experimentales presentados en el capítulo 8, pueden extraerse las siguientes conclusiones sobre los diferentes controles implementados:

1. Si se verifica la condición de robustez expuesta en el capítulo 4, ecuación (4.5), el esquema de control RMF paso-alto mantiene la frecuencia de cruce y el margen de fase del lazo más externo de tensión del sistema DC-DC modular en valores más próximos a los nominales, en comparación con el lazo de tensión convencional, ante fuertes variaciones de los elementos de la etapa de potencia y del número de módulos conectados en paralelo.
2. El rechazo de perturbaciones del convertidor (audiosusceptibilidad e impedancia de salida en lazo cerrado) mejora drásticamente con RMF paso-alto en todos los casos estudiados.
3. La principal limitación del lazo RMF paso-alto es el carácter derivativo (tipo paso-alto) del regulador que contiene el modelo de referencia, $G_2(s)$, pues su diseño parte de la función de transferencia inversa de una etapa de potencia de referencia $VOC_{ref}(s)$, que es un sistema de primer orden. En consecuencia, en la salida del regulador $G_2(s)$ se amplifica el rizado de la tensión de salida del sistema modular y, si el rizado alcanza valores muy elevados, el lazo robusto interno puede llegar a hacerse inestable. Este hecho limita la frecuencia de cruce máxima del lazo robusto interno, por lo que existe un compromiso entre estabilidad y robustez.
4. El esquema de control RMF paso-bajo, al igual que RMF paso-alto, mantiene el ancho de banda y los márgenes de estabilidad del lazo más externo de tensión del sistema DC-DC modular incluso con grandes variaciones de los parámetros de la etapa de potencia y del número de módulos conectados en paralelo. El control RMF paso-bajo también consigue reducir significativamente la impedancia de salida y la audiosusceptibilidad del sistema DC-DC modular sin la necesidad de utilizar unas frecuencias de cruce muy elevadas para las ganancias de los lazos de control.
5. A diferencia de RMF paso-alto, con RMF paso-abajo las limitaciones por ruido de conmutación son muy similares a las del control ACC convencional, ya que se utiliza un modelo de referencia de primer orden tipo paso bajo que no añade problemas de ruido al lazo de control.

6. Cuando se aplica RMF paso-bajo a los lazos internos de corriente y al lazo externo de tensión de un sistema modular de inversores monofásicos conectados en paralelo se consigue mejorar el seguimiento de la señal de referencia de corriente, lo cual es importante para obtener una buena ecualización de las corrientes que suministran cada uno de los módulos. También se obtiene una mejora considerable de las funciones de transferencia de rechazo de perturbaciones y una disminución apreciable del THD de la tensión de salida con cargas no lineales.
7. Todos los esquemas de control RMF han sido aplicados con éxito a sistemas modulares de alimentación basados en la paralelización de convertidores.
8. En RMF paso-alto y paso-bajo de convertidores DC-DC se pueden estudiar las prestaciones dinámicas obtenidas a partir del regulador de tensión equivalente, $G_{v-eq}(s)$, que queda en serie con la etapa de potencia, $VOC(s)$, vista por éste. $G_{v-eq}(s)$ es un regulador de orden elevado que moldea una ganancia de lazo equivalente, $T_{v-eq}(s)$, con gran ganancia en baja frecuencia, pero con una frecuencia de cruce moderada (menor o igual que la de un lazo convencional), por lo que el lazo obtenido es robusto en prestaciones y estabilidad. Las prestaciones de los reguladores obtenidos son comparables a las de reguladores de elevado orden como los $H\infty$, sin necesidad del proceso de prueba y error típico en la selección de las funciones de ponderación de estos.
9. RMF paso-bajo aplicado a inversores se puede estudiar a partir de los reguladores de corriente y de tensión equivalentes, $G_{s-eq}(s)$ y $G_{v-eq}(s)$ que dan lugar a una $T_{i-eq}(s)$ y $T_{v-eq}(s)$ con muy alta ganancia en baja frecuencia y frecuencia de cruce moderada, menor o igual que la de los controladores PI convencionales correspondientes. Esto asegura robustez de estabilidad y prestaciones.

En resumen, se han alcanzado todos los objetivos planteados al inicio de la tesis, habiéndose contrastado la superioridad de los lazos RMF propuestos ante una amplia gama de variaciones de los elementos de la etapa de potencia, del punto de trabajo y del número de módulos conectados en paralelo.

Un atractivo adicional de los esquemas de control propuestos es su sencilla y económica implementación sobre sistemas DC-DC modulares, añadiéndose al circuito de control PWM los lazos auxiliares realizados mediante amplificadores operacionales, lo que puede tener una buena aceptación en la industria, dado que no se encarece demasiado el producto ni su desarrollo. En el caso de inversores modulares se ha implementado el control RMF paso-bajo tanto analógicamente como digitalmente (con el DSP TMS320F2812) obteniéndose resultados similares.

9.2. Futuras líneas de investigación

Tras el estudio y validación experimental de los lazos RMF se abre un amplio abanico de posibles líneas de investigación entre las que se han destacado las siguientes:

1. Estudio del control RMF paso-bajo aplicado a convertidores DC-DC y AC-DC conmutados derivados de la topología Boost. La creciente extensión de este tipo de convertidores y su sensibilidad ante las condiciones de carga, de la tensión de red (pensemos en entradas universales de 80Vac a 240Vac), etc., justifican el interés enfocado hacia la búsqueda de cualquier mejora de la robustez de los lazos de control correspondientes. Además, este tipo de convertidores requiere un esquema de control modo corriente, por lo que la aplicación del lazo RMF paso-bajo propuesto resulta muy factible. En este sentido no se trata de una línea futura propiamente dicha, pues ya se han obtenido sólidos resultados en el seno del grupo de investigación mejorándose la respuesta dinámica de convertidores DC-DC y de rectificadores con corrección del factor de potencia al aplicarles el control RMF paso-bajo [33][34][35].
2. Aplicación del control RMF paso-bajo a la etapa de entrada AC-DC de sistemas de alimentación ininterrumpida modulares. Esta etapa de entrada está formada por rectificadores monofásicos conmutados con alto factor de potencia (AFP) derivados del convertidor DC-DC Boost, conectados en paralelo.
3. Estudio del control RMF paso bajo aplicado a la paralelización de convertidores AC-DC y DC-AC conmutados trifásicos. Una aplicación interesante de este estudio sería la implementación de SAIs trifásicos modulares, escalables a altas potencias. [36][37][38].
4. Aplicación del control RMF paso bajo a filtros activos e inversores conectados a red. El control propuesto podría mejorar algunas prestaciones dinámicas de estos convertidores utilizados tanto para la mejora de la distorsión armónica de corriente de los equipos electrónicos de potencia como para aplicaciones en energías renovables.

*Referencias y publicaciones
derivadas de la tesis*

REFERENCIAS

- [1] L.R. Lewis, B.H. Cho, F.C. Lee, B.A. Carpenter “*Modelling and analysis of distributed power systems*”, Proceedings IEEE PESC 1989, pp. 152-159.
- [2] B.Choi, B.H. Cho, R.B. Ridley and F.C. Lee, “*Control Strategy for multi-module parallel converter systems*”, IEEE PESC Record, June 1990.
- [3] B. Choi. “*Comparative study on paralleling schemes of converters modules for distributed power applications*”, IEEE Transactions on Industrial Electronics , 45, 2, 1998, pp. 194-199.
- [4] R.D. Middlebrook, S. Cúk. “*A general unified approach to modelling switching converter power stages*”. IEEE PESC Conference Record, 1976, pág.18-34.
- [5] V.Vorpérian. “*Simplified analysis of PWM converters using the model of the PWM converters using the model of the PWM switch:parts I and II*”. IEEE Trans. On AES, vol.26,nº3, March 1990, pág.490-505.
- [6] N. Mohan, T.M. Undeland, W. P. Robbins. “*Power electronics: Converters, applications and design*” (2nd edition). John Wiley and sons 1995.
- [7] R.Ridley. “*A new, continuous time model for current mode control*”. IEEE Transactions on Power Electronics, vol.6, april 1991, pág.271-280.
- [8] D. Sable, R. Ridley, B.Cho. “*Comparison of performance of single-loop and Current Injection Control for PWM converters which operate in both continuous and discontinuous modes of operation*”. Proceedings of the 1990 IEEE Power Electronics Specialists Conference (PESC 1990), pág. 74-79.
- [9] W.Tang, R.Ridley, F.C. Lee. “*Small-signal modelling of Average Current-Mode Control*” IEEE APEC 1992.
- [10] D.O.Sullivan, H. Spruijt, A. Crausaz. “*Pulse Width Modulation (PWM) Conductance Control*”. ESA Journal, vol. 13, 1989.
- [11] Unitrode Power Supply Design Seminar Handbook 1990. “*Average Current-Mode Control of switching power supplies*”.
- [12] Jiann Fuh-Chen, Ching-Lung Chu. “*Combination voltage controlled and current controlled PWM inverters for parallel operation of UPS*”. 0-7803-0891-3/93\$03.00 1993 IEEE pag. 1111-1115.
- [13] M.J. Rayn, W.E. Brumsickle, R.D. Lorenz. “*Control topology options for single phase UPS systems*”. IEEE Transactions on Industry Applications. Vol. 33, Num 2 March/April 1997, pag 493-501.

- [14] Heinz van der Broeck. "A Simple Method for Parallel Operation of Inverters". 0-7803-5069-3/98/\$10.00 1998 IEEE pag. 143-150.
- [15] S. Schulz. "System Interactions and Design Considerations for Distributed Power Systems". M.S. Thesis, VPI&SU, Jan.1991.
- [16] S.Schulz, B.H.Cho and F.C.Lee, "Distributed Power System Analysis". Phase III, Final Report, IBM Manassas, VPI&SU, May 1990.
- [17] R.B.Ridley, "Small-signal Analysis and Design of a Distributed Power System", M.S, Thesis, VPI&SU, June 1986.
- [18] L.R.Lewis II, "Small Signal Analysis and Design of a Distributed Power System", M.S, Thesis, VPI&SU, Feb. 1990.
- [19] B.Choi, B.H. Cho, R.B. Ridley and F.C. Lee, "Control Strategy for Multi-module Parallel Converter Systems", IEEE PESC Record, June 1990.
- [20] S.Schulz, B.H.Cho and F.C.Lee, "Design Considerations for a Distributed Power system", IEEE PESC Record, June 1990.
- [21] Orcad Pspice A/D Release 9.2. User's Guide (2000). Cadence Design Systems, 2000.
- [22] G.Garcerá. "Control modo corriente CIC-Robusto basado en modelo de referencia de convertidores DC-DC conmutados. Estudio mediante técnicas de control robusto paramétrico y aplicación al convertidor Buck". Abril 1998. Tesis doctoral DIE-UPV.
- [23] B.A. Francis, G. Zames. "On H^∞ Optimal Sensitivity Theory for SISO Feedback Systems". IEEE Transactions on Autom. Control, vol. QC-29, pág.9-16, 1984.
- [24] J.C. Doyle, K. Glover, P.P. Khargonekar, and B.A. Francis. "State space solutions to standard H^2 and H^∞ control problems". IEEE Transactions in Automatics Control, vol. 34, nº 8, pág.831-847, 1989.
- [25] M.G. Safonov, D.J.N. Limebeer, and R.Y. Chiang. "Simplifying the H^∞ theory via loop shifting, matrix pencil and descriptor concepts", Int. J. Control, vol. 50, no.6, pág. 2467-2488, 1989.
- [26] M. G. Safonov, R. Y. Chiang and H. Flashner, "H $^\infty$ Control Synthesis for a Large Space Structure," *Proc. of American Contr. Conf.*, Atlanta, GA. June 15-17, 1988.
- [27] M. G. Safonov, D. J. N. Limebeer and R. Y. Chiang, "Simplifying the H $^\infty$ Theory via loop Shifting, Matrix Pencil and Descriptor Concepts," *Int. J. Control*, 50, 6, pág. 2467-2488, 1989.
- [28] M. G. Safonov, R. Y. Chiang and H. Flashner, "H $^\infty$ Control Synthesis for a Large Space structure," *AIAA J. Guidance, Control and Dynamics*, 14, 3, pág.513-520, May/June 1991.

- [29] B.A. Francis. “*A course in H^∞ Control Theory*”. Lecture Notes in Control and Information Sciences 88, Springer-Verlag, Heidelberg, etc. 1987.
- [30] R.Naim, G.Weiss, S.Ben-Yaakov. “ *H^∞ Control Applied to Boost power Converters*”. IEEE Transactions on Power Electronics, vol.12, n° 4, pág.677-683, 1997.
- [31] A.Kugi, K. Schlacher, “*Nonlinear H^∞ Controller Design for a DC-DC Power Converter*”. IEEE Transactions on Control Systems Technology, vol.7, n° 2, march 1999, pág.230-237.
- [32] H. Kwakernaak. “*The polynomial approach to H^∞ optimal regulation*”, in E.Mosca and L. Pandolfi (Eds.), *H^∞ Control Theory Lecture Notes in Mathematics 1496*, 141-221, Springer-Verlag, Heidelberg, etc., 1991.
- [33] J.M. Benavent, E. Figueres, G. Garcerá, M. Pascual. “*Robust model-following regulator for average current-mode control of boost DC-DC converters*”. Proceedings of the IEEE International Symposium on Industrial Electronics ISIE'2005. I.S.B.N.: 0-7803-8739-2.
- [34] J.M. Benavent, E. Figueres, G. Garcerá, D. Cerver, M. Pascual. “*Design and evaluation of a power factor correction rectifier with robust control and fast dynamic response*”. Power Electronics Specialists Conference PESC 2004. Volume 3, 20-25 June 2004 Pages: 2340 - 2345 Vol.3
- [35] E. Figueres, J.M. Benavent, G. Garcerá, M. Pascual. “*Robust Control of Power-Factor-Correction Rectifiers with Fast Dynamic Response*”. IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 52, n.1, February 2005, pp. 66-76.
- [36] Lin Xinchun, Chen Xikun, Kang Yong, Duan Shanxu, Chen Jian. “*Parallel three-phase UPS inverters with a new control technique*”. Power Electronics Specialists Conference Volume 2, 23-27 June 2002 Pages: 905 - 908 vol.2
- [37] Lin Xinchun, Chen Xikun, Kang Yong, Duan Shanxu, Chen Jian. “*Research on parallel operation of three-phase UPS inverters*”. Telecommunications Energy Conference, 29 Sept.-3 Oct. 2002 Pages:195 – 199
- [38] Byun, Y.B., Koo, T.G., Joe, K.Y., Kim, E.S., Seo, J.I., Kim, D.H. “*Parallel operation of three-phase UPS inverters by wireless load sharing control*”. Telecommunications Energy Conference, 10-14 Sept. 2000 Pages: 526 - 532
- [39] Heinz van der Broeck. “*Harmonics in DC to AC converters of single phase uninterruptible power supplies*”. 0-7803-2750-0/95/\$4.00 1995 IEEE pag. 653-658.
- [40] E. Figueres, G. Garcerá, M. Pascual, A. Abellán. “ *H^∞ Control of Multi-Module Parallel DC-DC Converters*”. IEEE International Symposium on Industrial Electronics, ISIE 2002. 0-7803-7369-3/02/\$17.00 pp. 1053-1058.
- [41] M. Morari, E. Zafiriou “*Robust Process Control*”. Prentice Hall 1989.

- [42] Y.S. Yung, M.J. Youn, “*Sampling effect in continuous-time small-signal modelling of average-current mode control*”, IEE Proceedings-Electric Power Applications. Vol. 149, N° 4, pp. 311-316, Julio 2002.

A continuación se citan las publicaciones más relevantes a las que ha dado lugar la tesis hasta el día 17 de octubre de 2007, la mayoría en ámbitos de reconocido prestigio en electrónica de potencia.

- [43] G. Garcerá, E. Figueres, M. Pascual, J.M. Benavent. “*Analysis and design of a robust average current mode control loop for parallel buck DC-DC converters to reduce line and load disturbance*”. IEE Proceedings Electric Power Applications. Vol. 151, n.4, July 2004, pp. 414-424. (Revista)
- [44] G. Garcerá, E. Figueres, M. Pascual, J.M. Benavent. “*Novel analog adaptive 3-loop average current mode control of parallel DC-DC converters*”. IECON 2002, Industrial Electronics Society. Vol. 1, 5-8 Nov. 2002 pp. 603 - 608. (Congreso)
- [45] G. Garcerá, E. Figueres, M. Pascual, J.M. Benavent. “*Robust Model Following Control of Parallel Buck Converters*”. IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems. Vol. 40, n.3, July 2004, pp. 983-997. (Revista)
- [46] M. Pascual, G. Garcerá, E. Figueres, J.M. Benavent, F. González-Espín. “*Robust Model-Following Control of Parallel UPS Single-Phase Inverters*”. IEEE International Symposium on Industrial Electronics, ISIE 2007. 1-4244-0755-9/07/\$20.00 pp. 425-430. (Congreso)
- [47] M. Pascual, G. Garcerá, E. Figueres, J.M. Benavent, F. González-Espín. “*A Robust Control Technique for Parallel Operation of Uninterruptible Power Supply Inverters*”. 12th European Conference on Power Electronics and Applications, EPE 2007. (Congreso)
- [48] M. Pascual, G. Garcerá, E. Figueres, F. González-Espín. “*Robust Model-Following Control of Parallel UPS Single-Phase Inverters*”. IEEE Transactions on Industrial Electronics. (Aceptado y en prensa). (Revista)