

## 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.

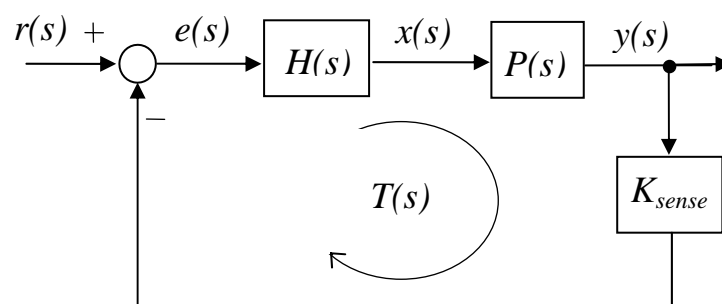


Fig.6.1: Diagrama de bloques de un lazo de control clásico.

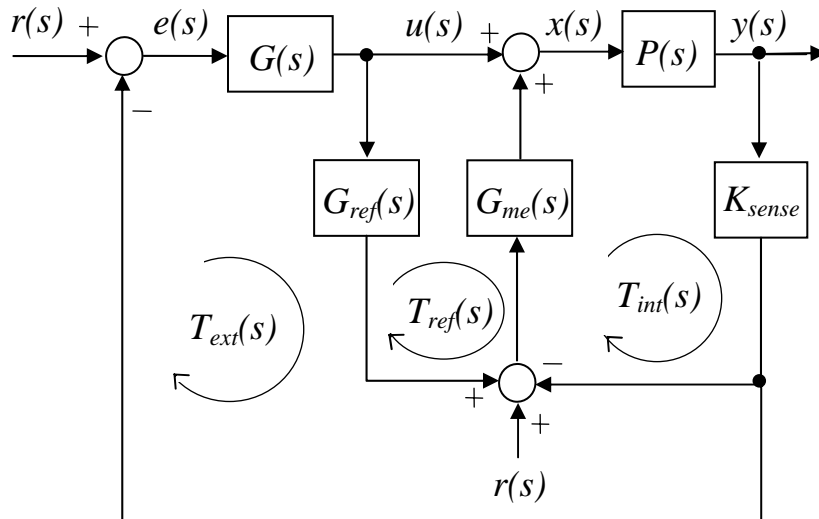


Fig.6.2: Diagrama de bloques del control RMF paso-bajo propuesto.

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.

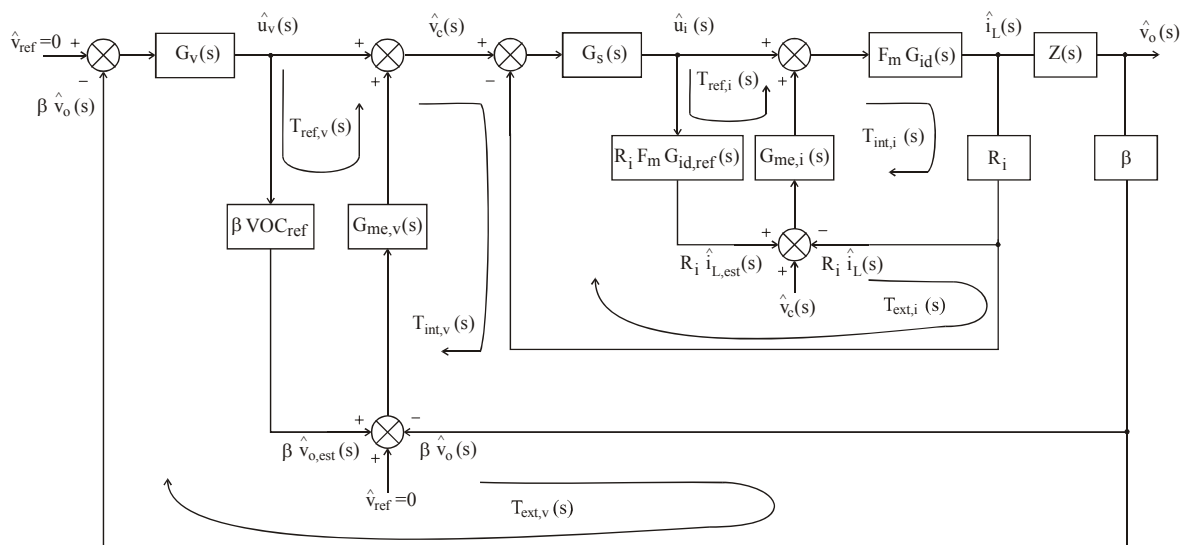


Fig.6.3: Diagrama de bloques del control RMF paso-bajo aplicado a los lazos de tensión y corriente.

### 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).

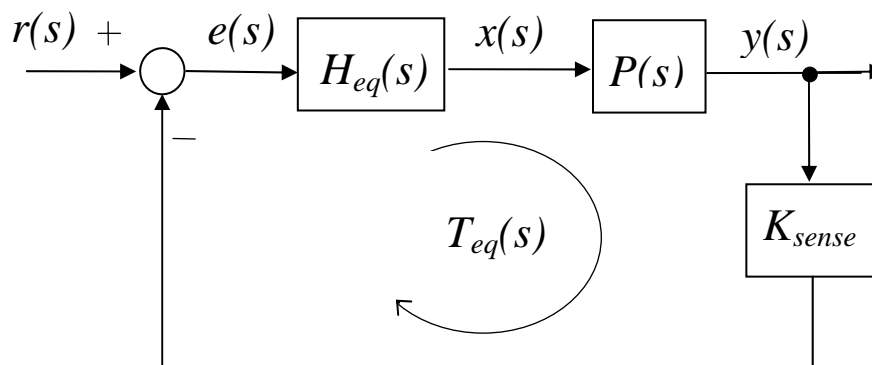


Fig.6.4: Diagrama de bloques del control RMF paso-bajo introduciendo el concepto de  $H_{eq}(s)$ .

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

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

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  $H_\infty$  [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.

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

Tabla 6.1.

<b>LAZO DE TENSIÓN</b>		
<b>P<sub>v</sub>(s)</b>	$VOC(s) = \frac{\hat{v}_o(s)}{\hat{v}_c(s)} \Big _{\hat{v}_i=\hat{i}_o=0} = \frac{H_{eq,i}(s) \cdot P_i(s)}{1 + T_{eq,i}(s)} \cdot Z(s)$	(6.22)
<b>K<sub>sense,v</sub></b>	$\beta$	(6.23)
<b>G<sub>me,v</sub>(s)</b>	$\frac{\omega_{ie,v} \cdot \left(1 + \frac{s}{\omega_{ze,v}}\right)}{s \cdot \left(1 + \frac{s}{\omega_{pe,v}}\right)}$	(6.24)
<b>G<sub>ref,v</sub>(s)</b>	$\beta \cdot VOC_{ref}(s) = \frac{K_{ref,v}}{\left(1 + \frac{s}{a_{ref,v}}\right)}$	(6.25)
<b>G<sub>v</sub>(s)</b>	$\frac{\omega_{i,v} \cdot \left(1 + \frac{s}{\omega_{z,v}}\right)}{s \cdot \left(1 + \frac{s}{\omega_{p,v}}\right)}$	(6.26)
<b>T<sub>int,v</sub>(s)</b>	$\beta \cdot VOC(s) \cdot G_{me,v}(s)$	(6.27)
<b>T<sub>ref,v</sub>(s)</b>	$G_{ref,v}(s) \cdot G_{me,v}(s)$	(6.28)
<b>T<sub>ext,v</sub>(s)</b>	$\beta \cdot G_v(s) \cdot VOC(s) \cdot \frac{(1 + T_{ref,v}(s))}{(1 + T_{int,v}(s))}$	(6.29)
<b>H<sub>eq,v</sub>(s)</b>	$G_{me,v}(s) + G_v(s) \cdot (1 + T_{ref,v}(s)) = G_{me,v}(s) + G_v(s) + G_v(s) \cdot G_{ref,v}(s) \cdot G_{me,v}(s)$	(6.30)
<b>T<sub>eq,v</sub>(s)</b>	$\beta \cdot H_{eq,v}(s) \cdot VOC(s)$	(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<sub>me</sub>(s) que proporcionen unos márgenes de estabilidad adecuados para la compensación en cascada de P(s)·K<sub>sense</sub>. La frecuencia de cruce, f<sub>c-int</sub>, de la ganancia del lazo T<sub>int</sub>(s) se elige en función del lazo que se esté diseñando (corriente o tensión). Para los lazos de corriente se adoptará f<sub>s</sub>/10 ≤ f<sub>c-int,i</sub> ≤ f<sub>s</sub>/4 mientras que para el lazo de tensión se puede elegir f<sub>c-int,v</sub> ≤ f<sub>c-int,i</sub>/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  $\omega_p$  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:

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

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

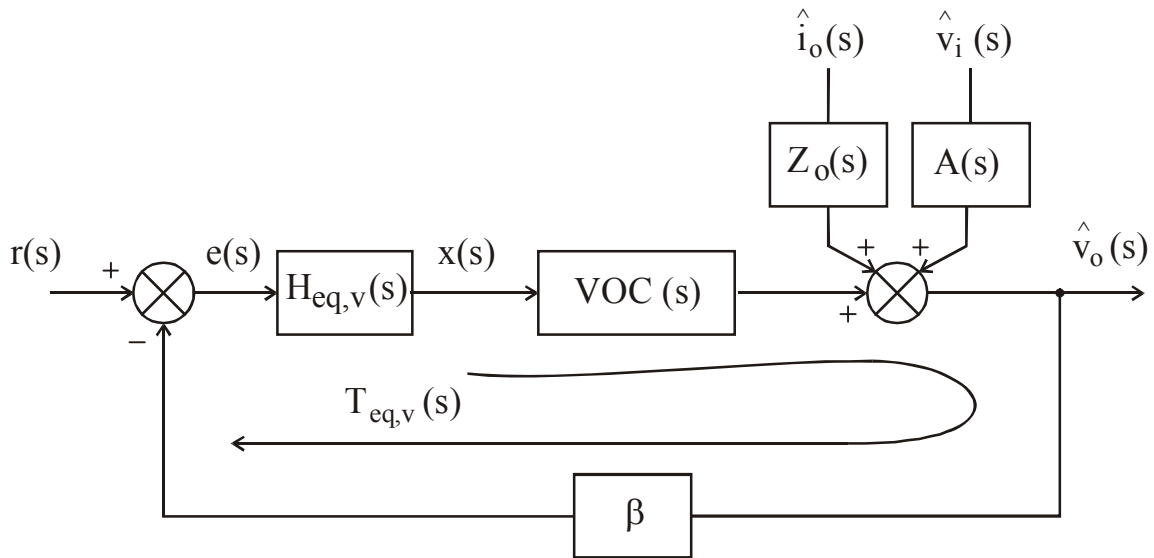


Fig.6.5: Diagrama de bloques del lazo equivalente de tensión con RMF paso-bajo.

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  $PM=70^\circ$ .

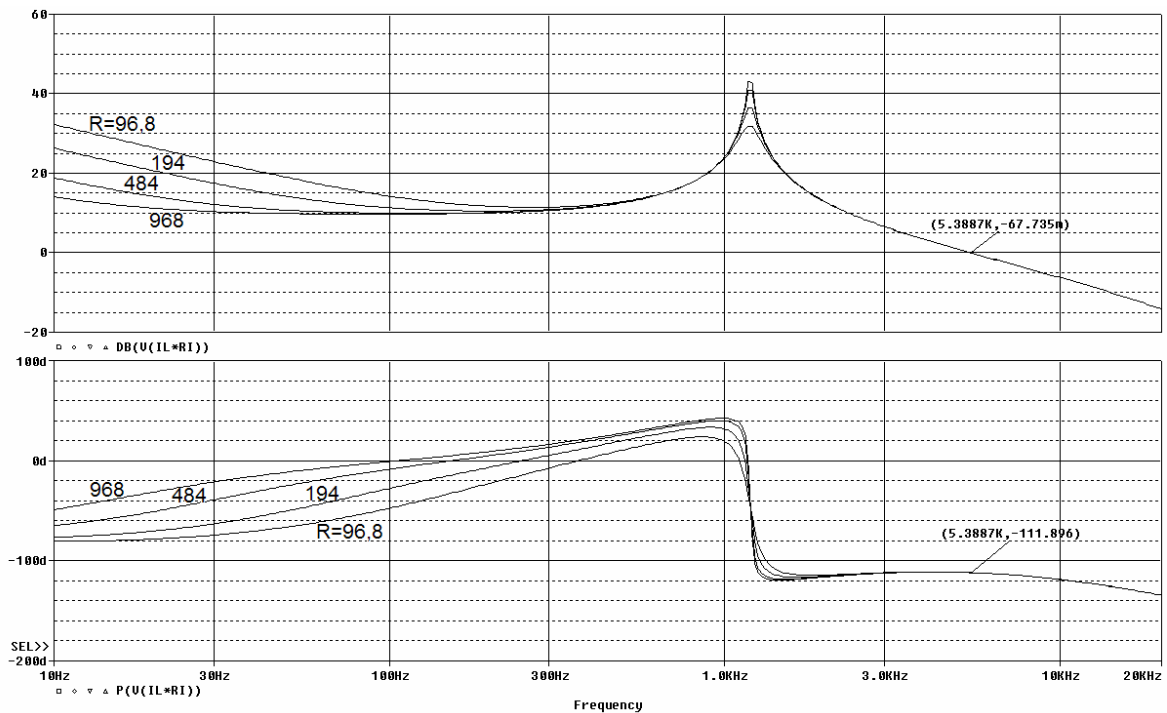


Fig.6.6: Diagrama de Bode de  $T_{int,i}(s)$  con  $R$  como parámetro.

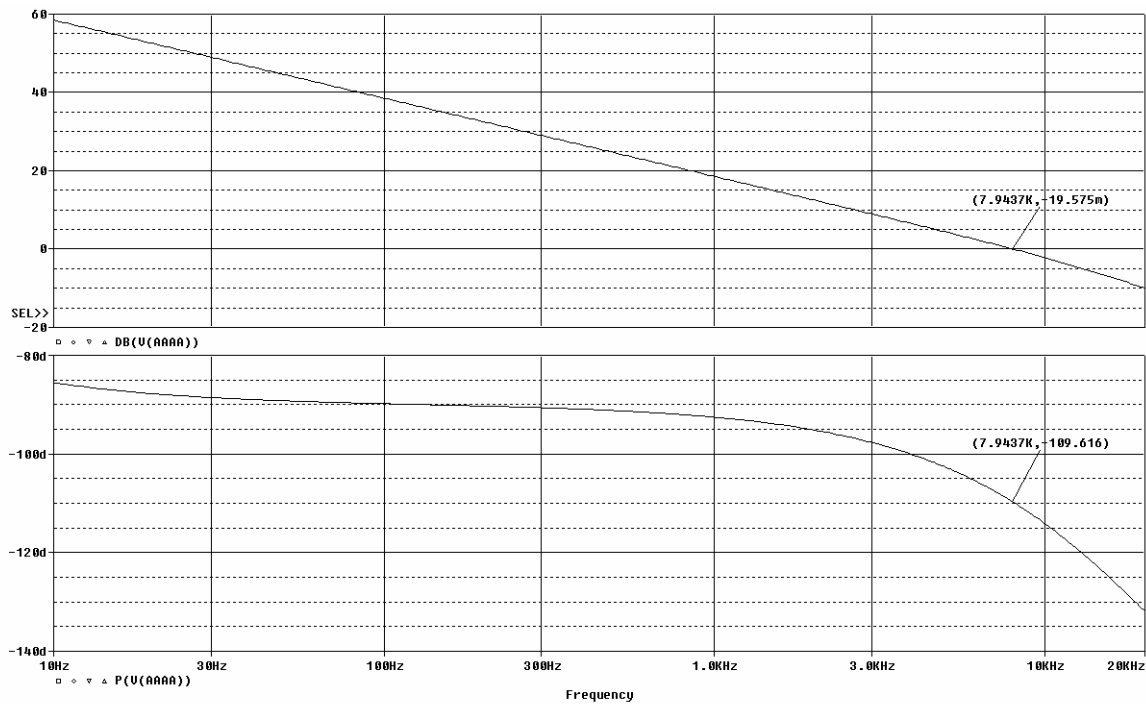


Fig.6.7: Diagrama de Bode de  $T_{ref,i}(s)$  con  $R$  como parámetro.

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  $90^\circ$ . El diagrama de Bode del lazo  $T_{int,v}(s)$  puede apreciarse en la figura 6.9.

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

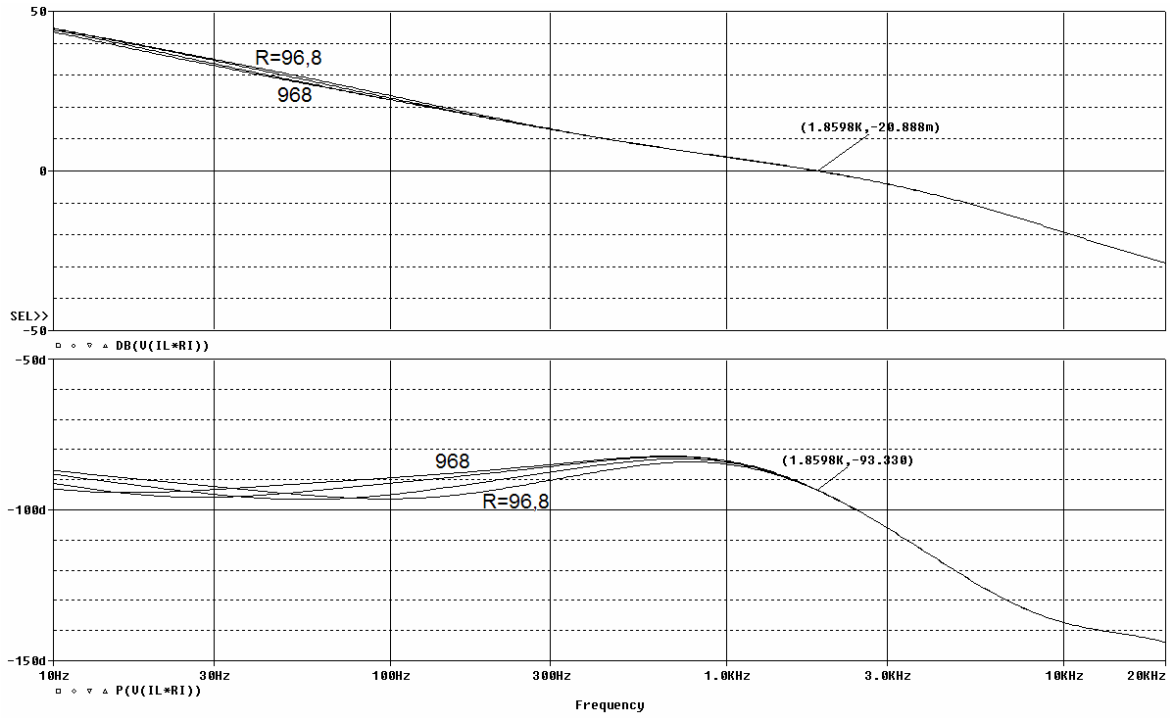


Fig.6.8: Diagrama de Bode de  $T_{ext,i}(s)$  con  $R$  como parámetro.

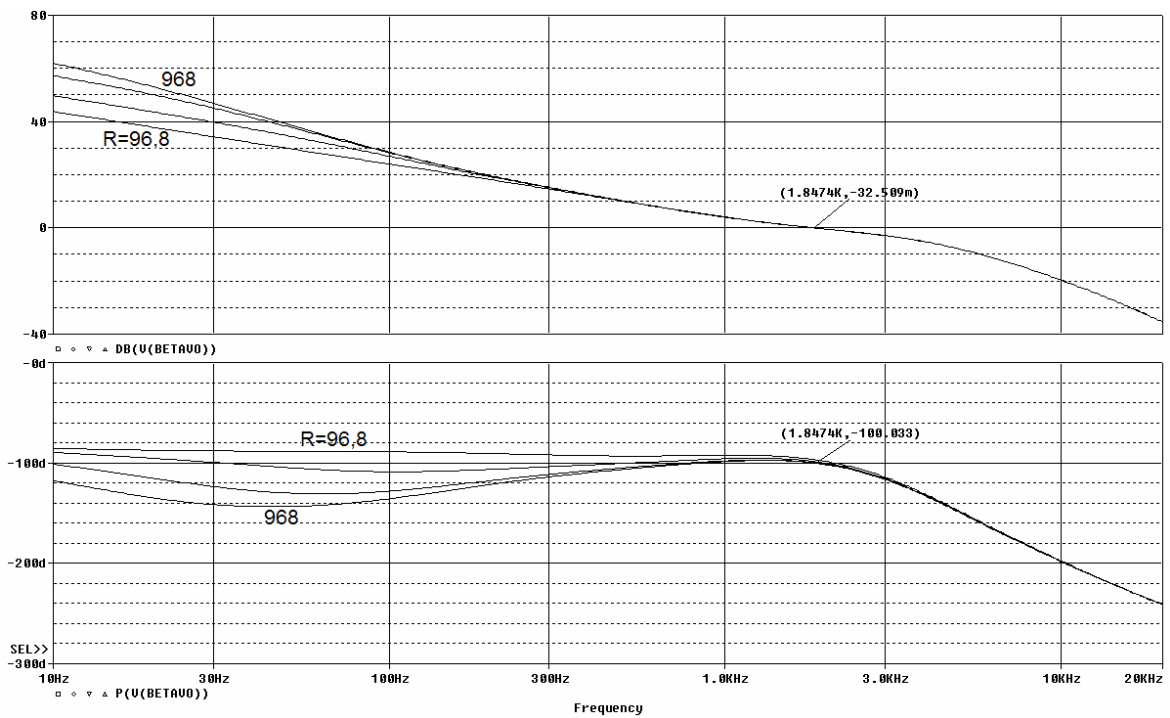


Fig.6.9: Diagrama de Bode de  $T_{int,v}(s)$  con  $R$  como parámetro.



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.

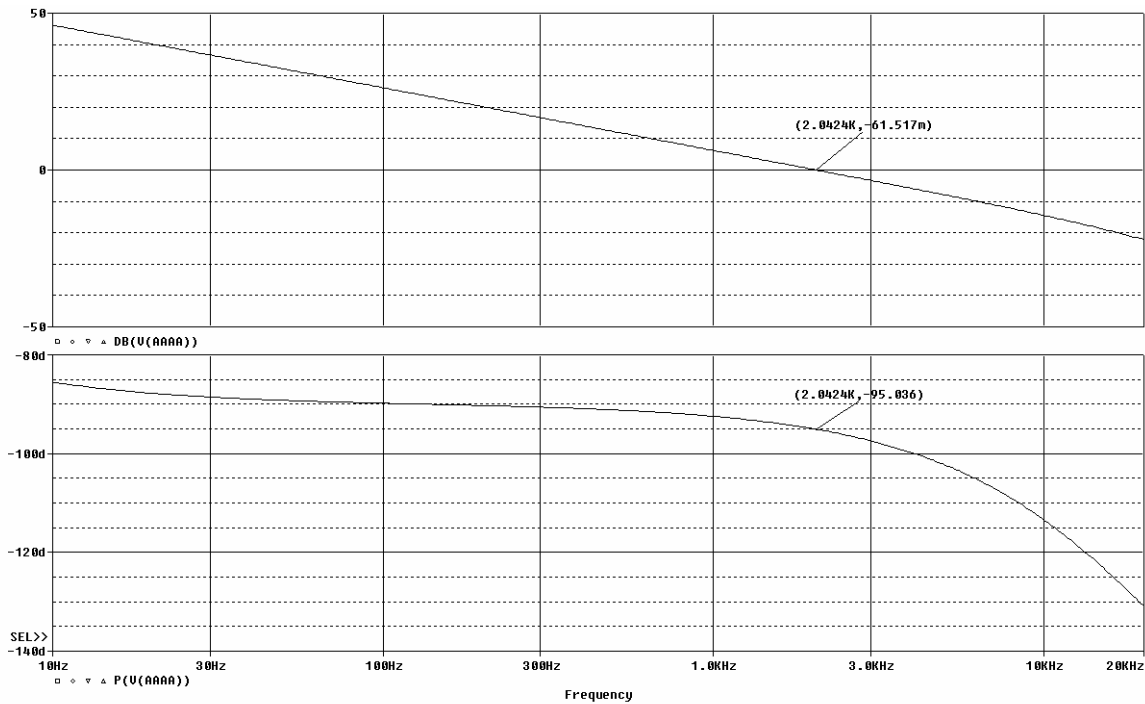


Fig.6.10: Diagrama de Bode de  $T_{ref,v}(s)$  con  $R$  como parámetro.

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:

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

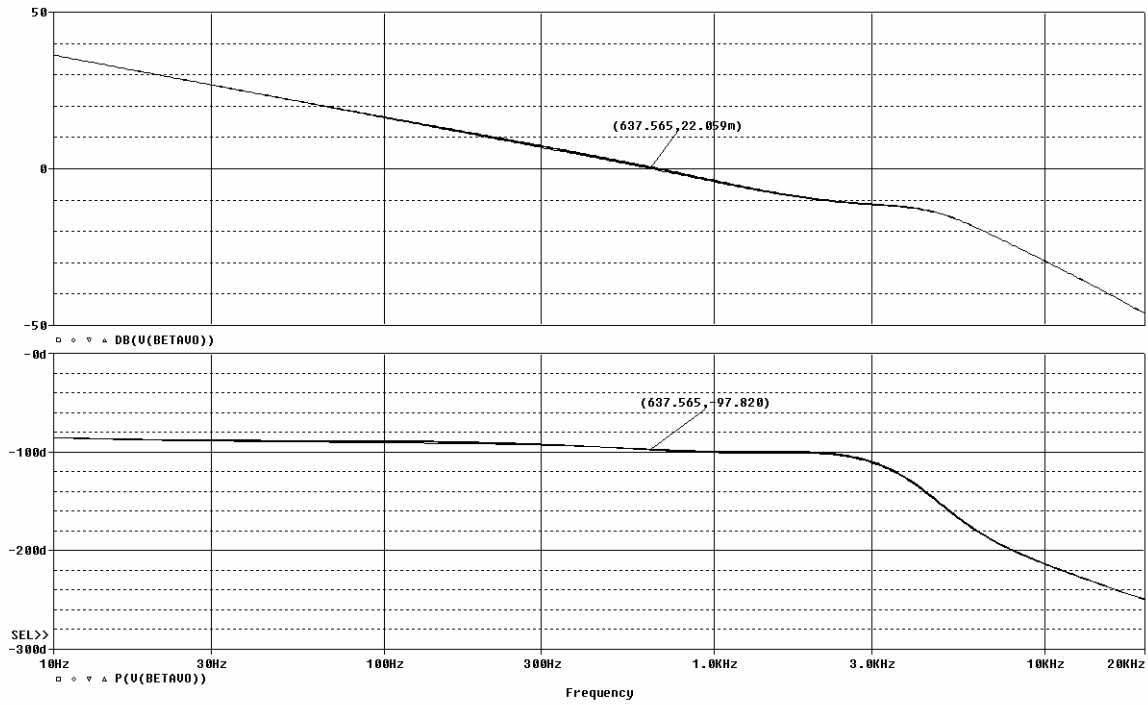


Fig.6.11: Diagrama de Bode de  $T_{ext,v}(s)$  con  $R$  como parámetro.

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.

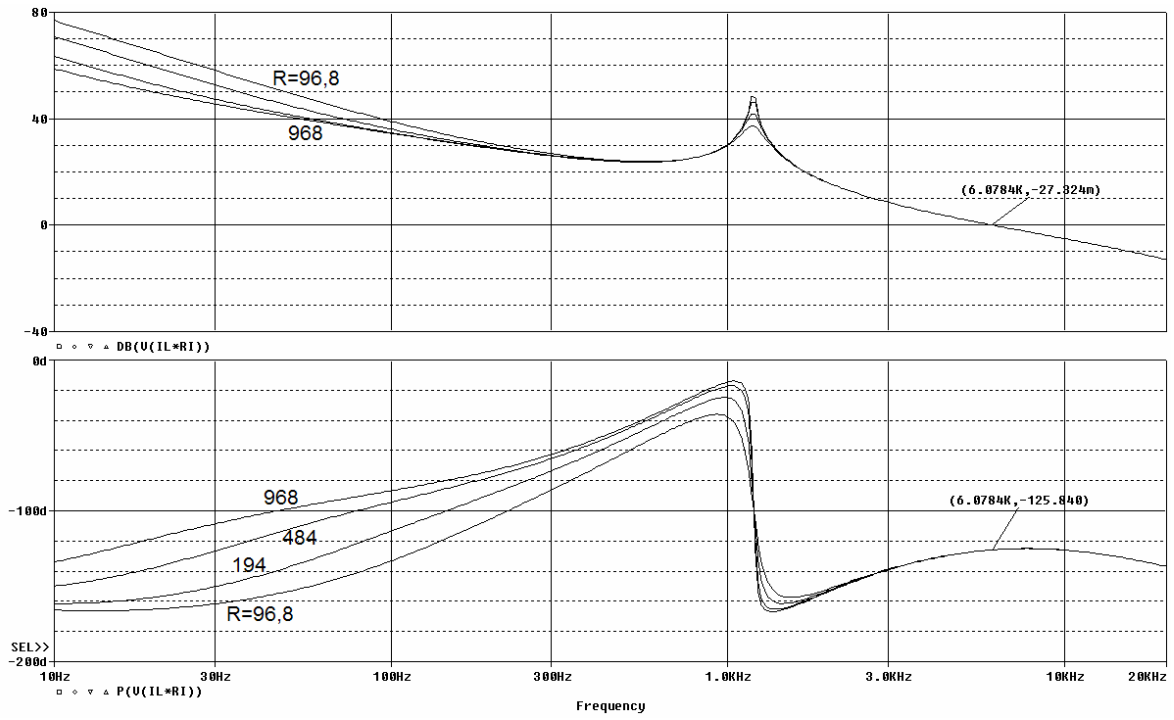


Fig.6.12: Diagrama de Bode de  $T_{eq,i}(s)$  con R como parámetro.

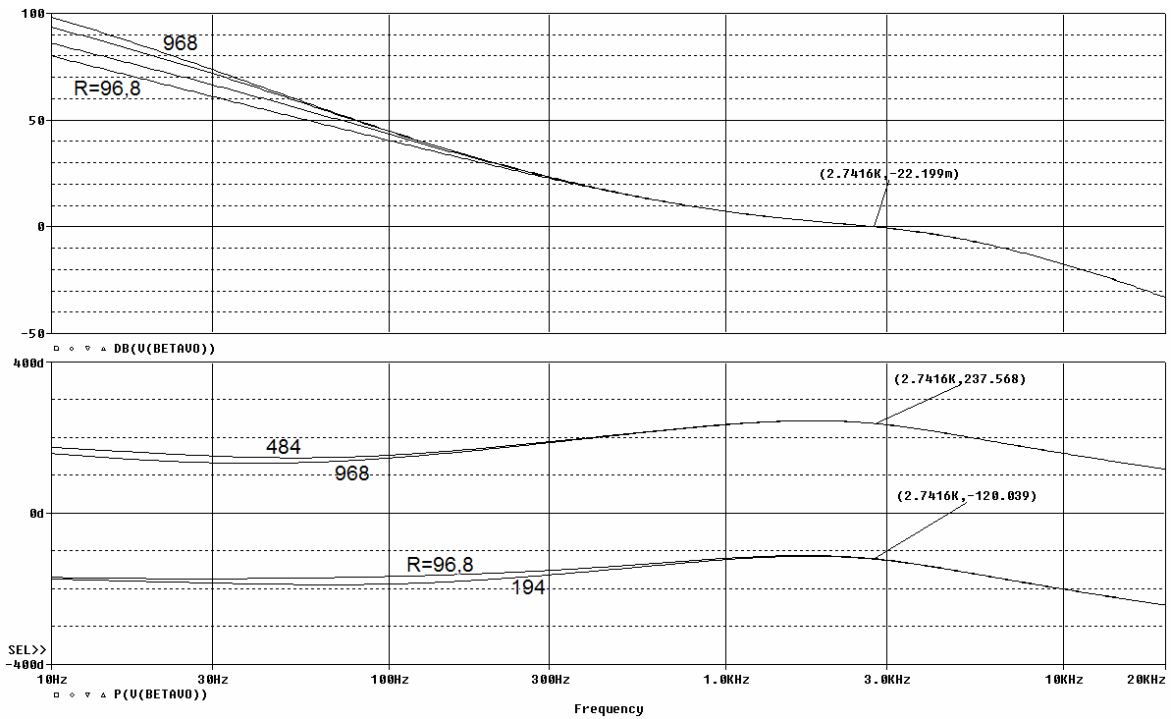


Fig.6.13: Diagrama de Bode de  $T_{eq,v}(s)$  con R como parámetro.

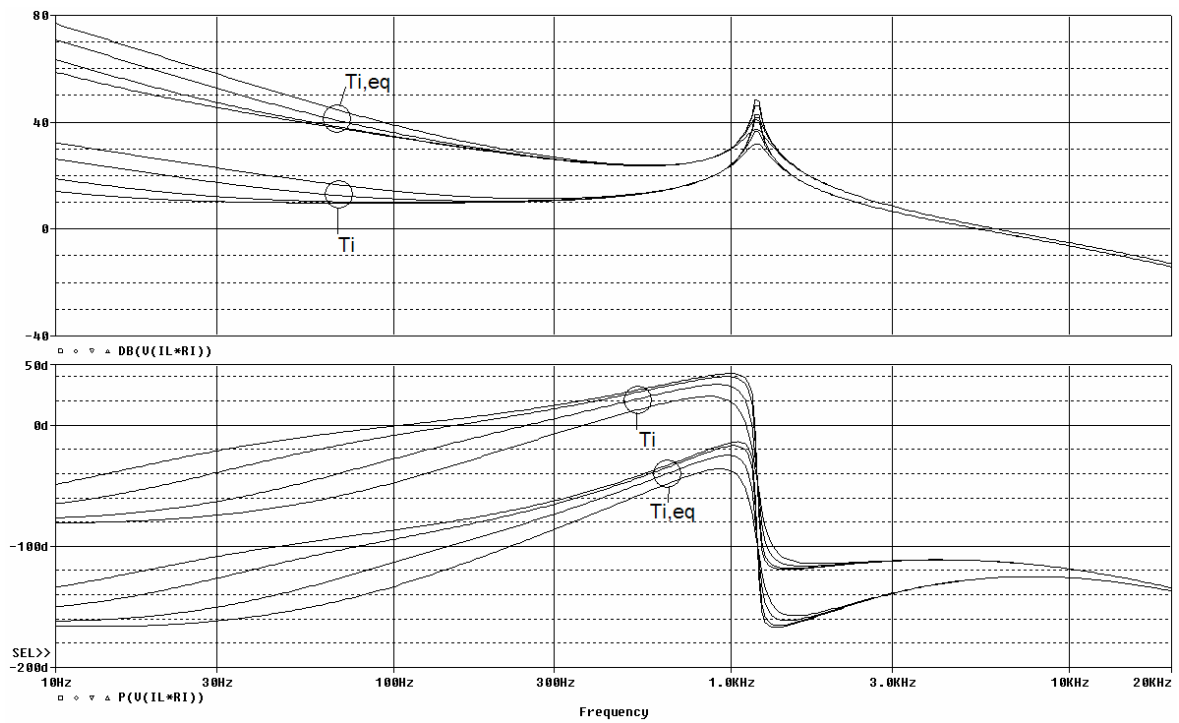


Fig.6.14: Comparativa entre  $T_i$ (dB) del control ACC convencional y  $T_{i,eq}$ (dB) del control RMF.

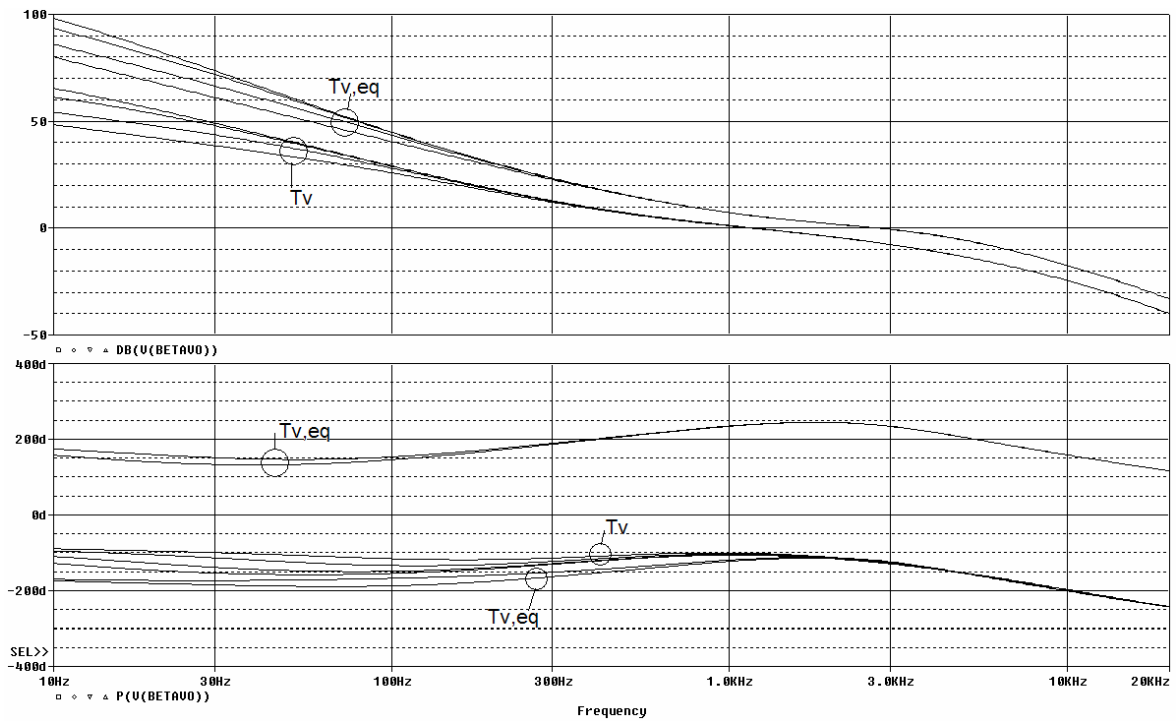


Fig.6.15: Comparativa entre  $T_v$ (dB) del control ACC convencional y  $T_{v,eq}$ (dB) del control RMF.

#### **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  $968\Omega$ . 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.

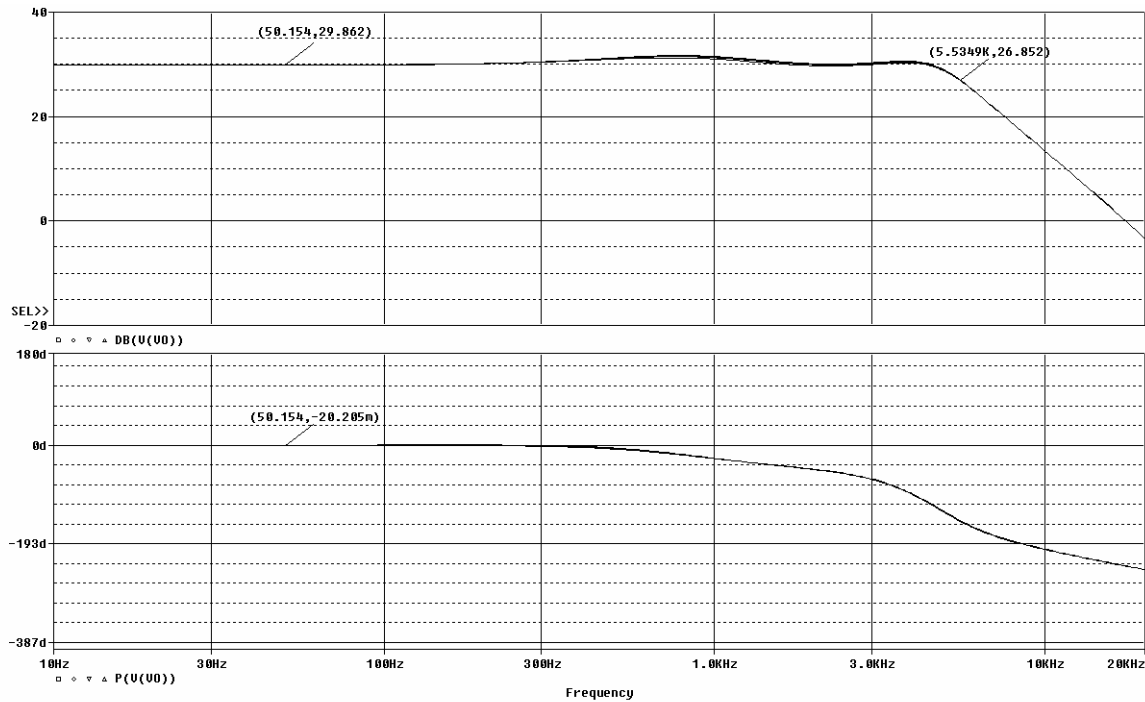


Fig.6.16: Diagrama de Bode de  $VOR(s)$  con control RMF paso-bajo y variación paramétrica de  $R$ .

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  $968\Omega$ . 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.

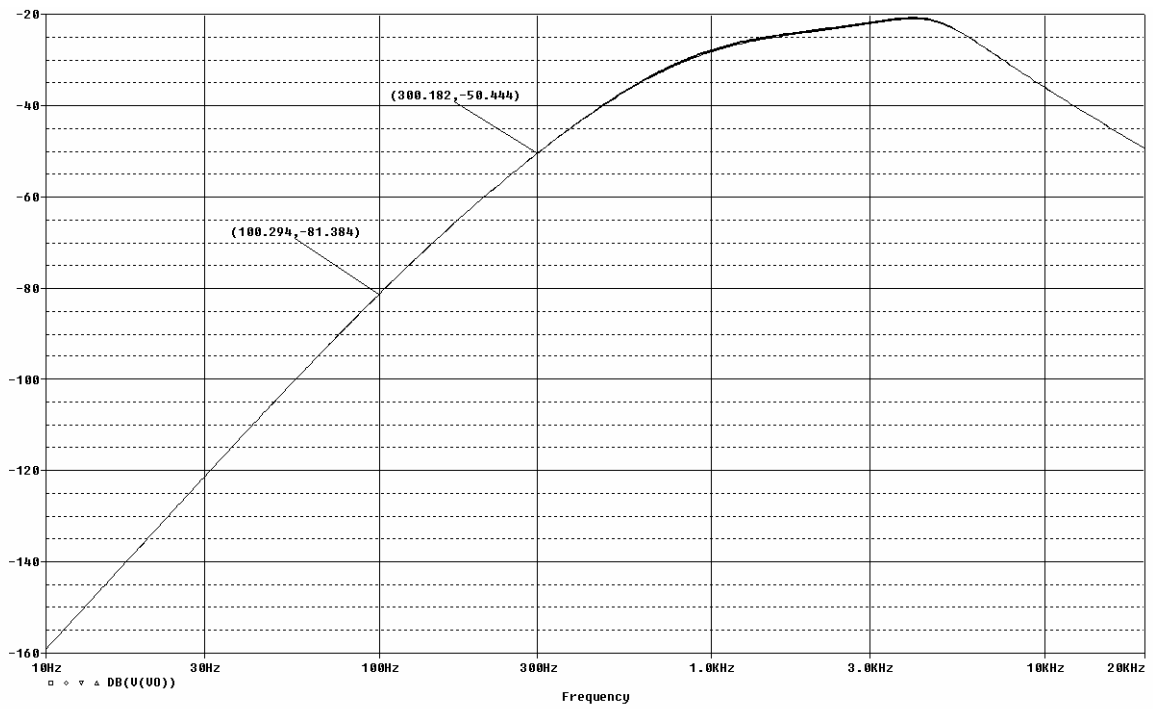


Fig.6.17: Diagrama de Bode de  $A_{cl}(s)$  con control RMF paso-bajo y  $R$  variando entre  $96,8\Omega$  y  $968\Omega$

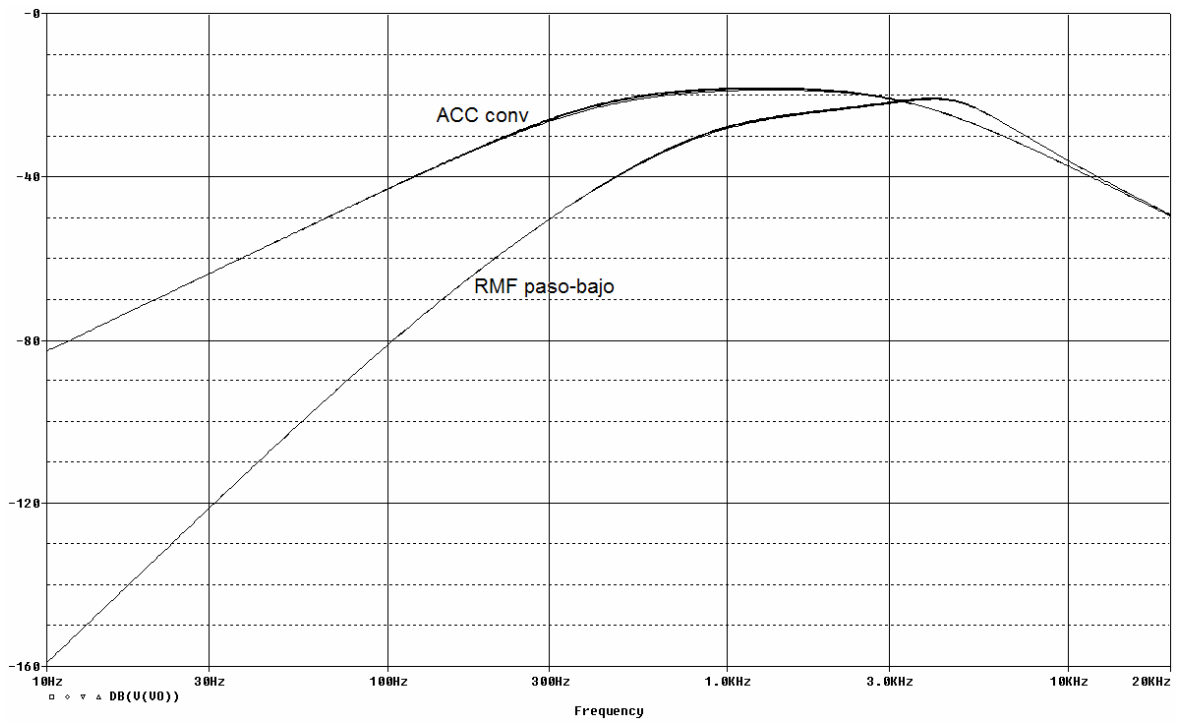


Fig.6.18: Comparativa entre  $A_{cl}(s)$  del control ACC convencional y  $A_{cl}(s)$  del control RMF paso-bajo.



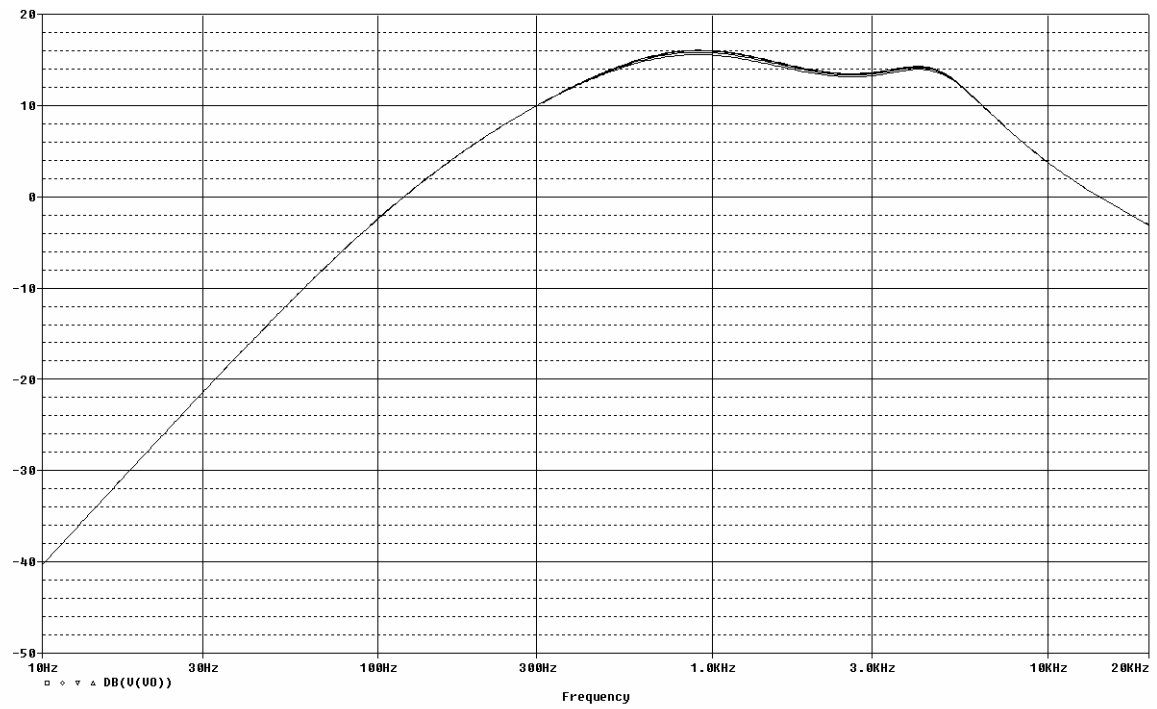


Fig.6.19: Diagrama de Bode de  $Z_{ocl}(s)$  con control RMF paso-bajo y  $R$  variando entre  $96,8\Omega$  y  $968\Omega$

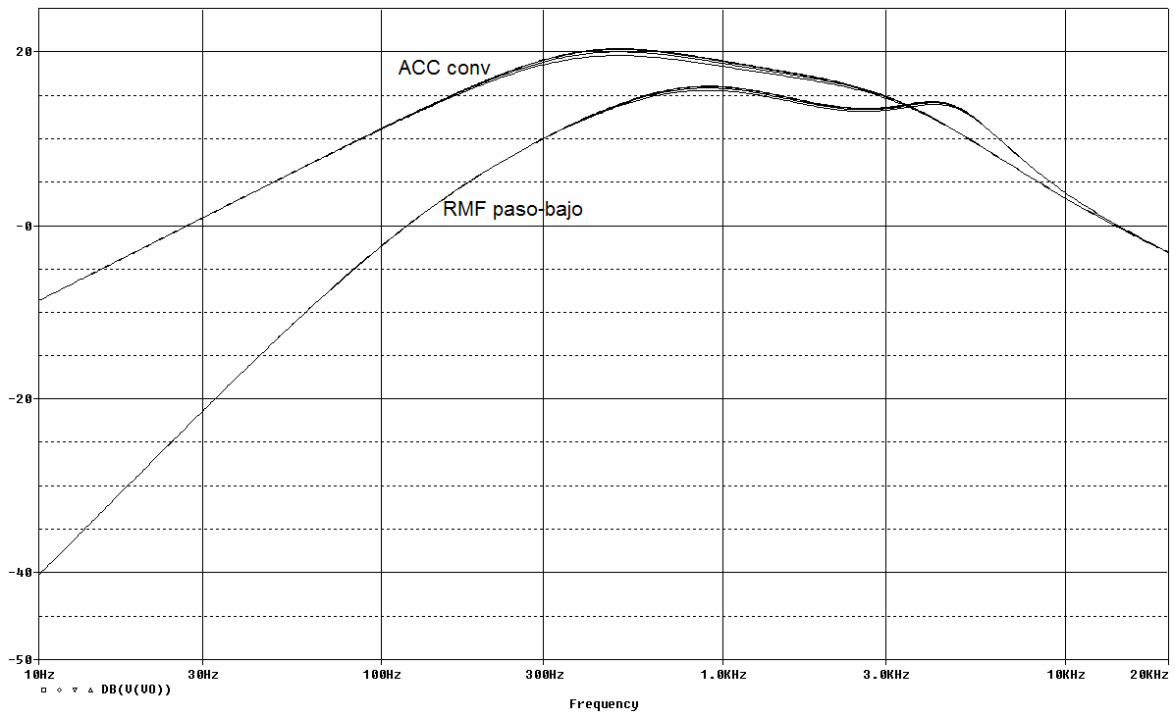


Fig.6.20: Comparativa entre  $Z_{ocl}(s)$  del control ACC convencional y  $Z_{ocl}(s)$  del control RMF paso-bajo.

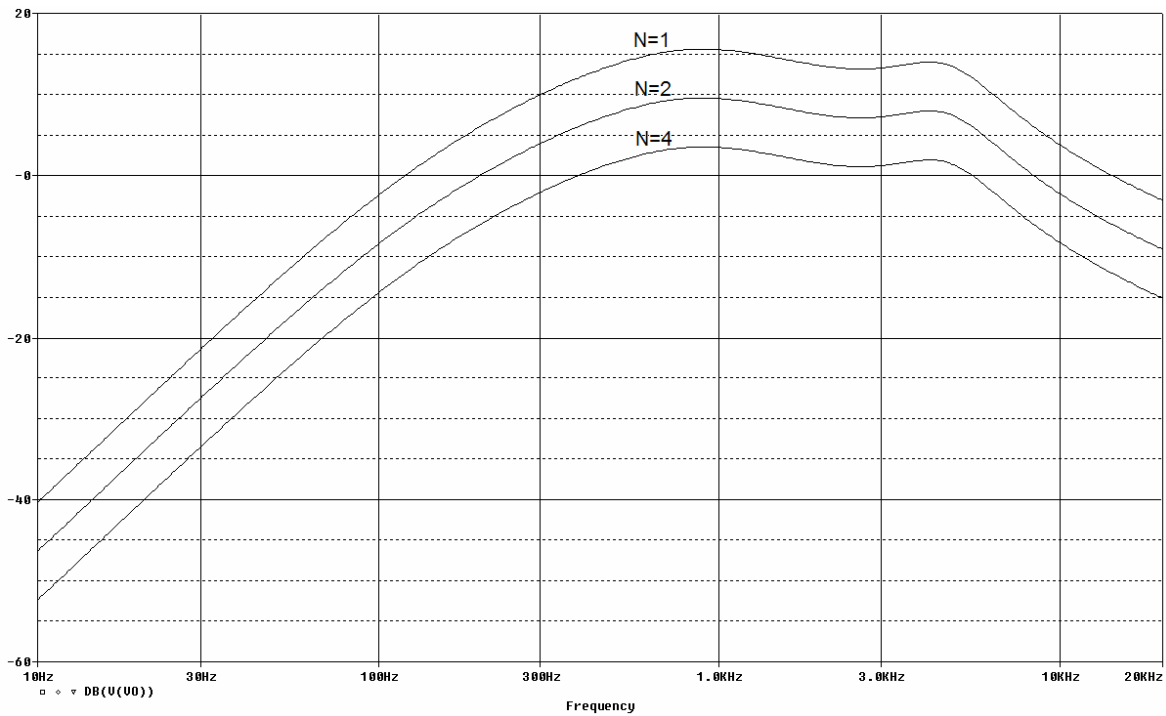


Fig.6.21: Diagrama de Bode de  $Z_{ocl}(s)$  con control RMF paso-bajo y  $N$  variando entre 1 y 4.

#### 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.

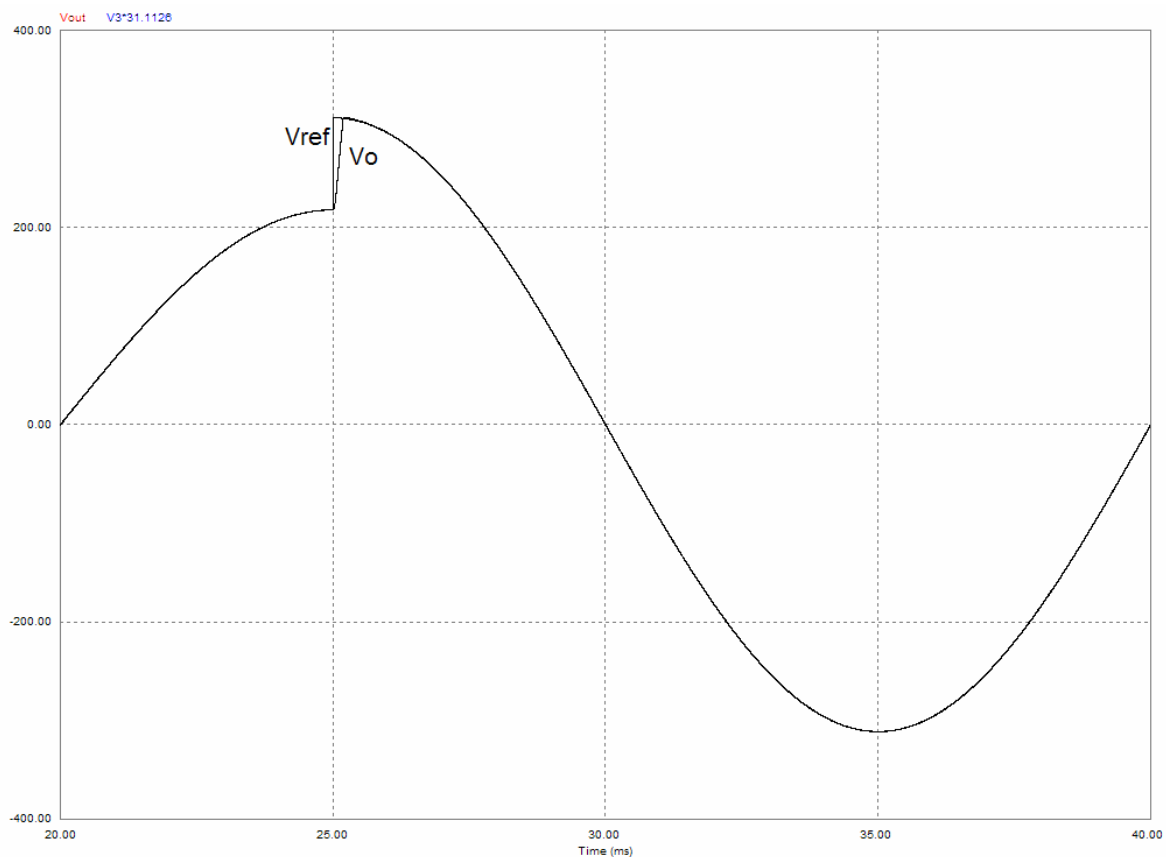


Fig.6.22a: Respuesta temporal en gran señal ante escalón en  $V_{ref}$ . RMF paso-bajo.

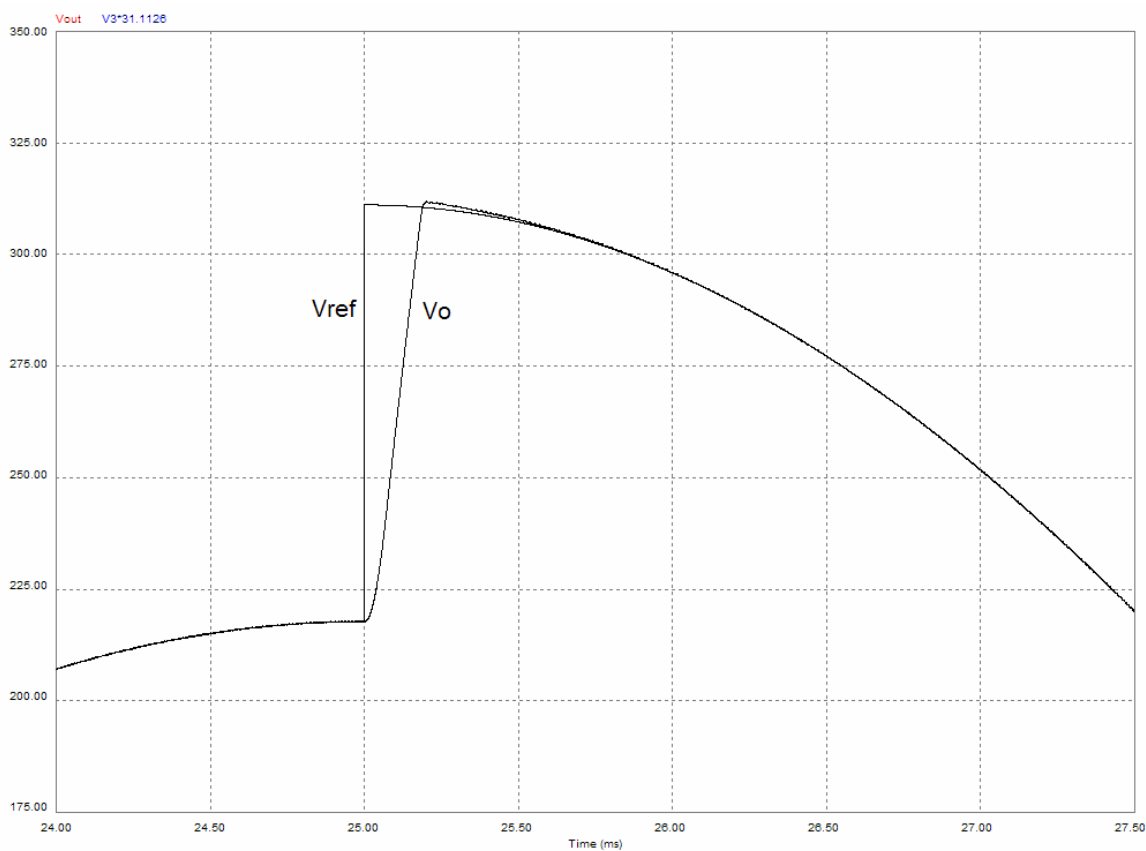


Fig.6.22b: Ampliación respuesta temporal en gran señal ante escalón en  $V_{ref}$ . RMF paso-bajo.

#### 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.

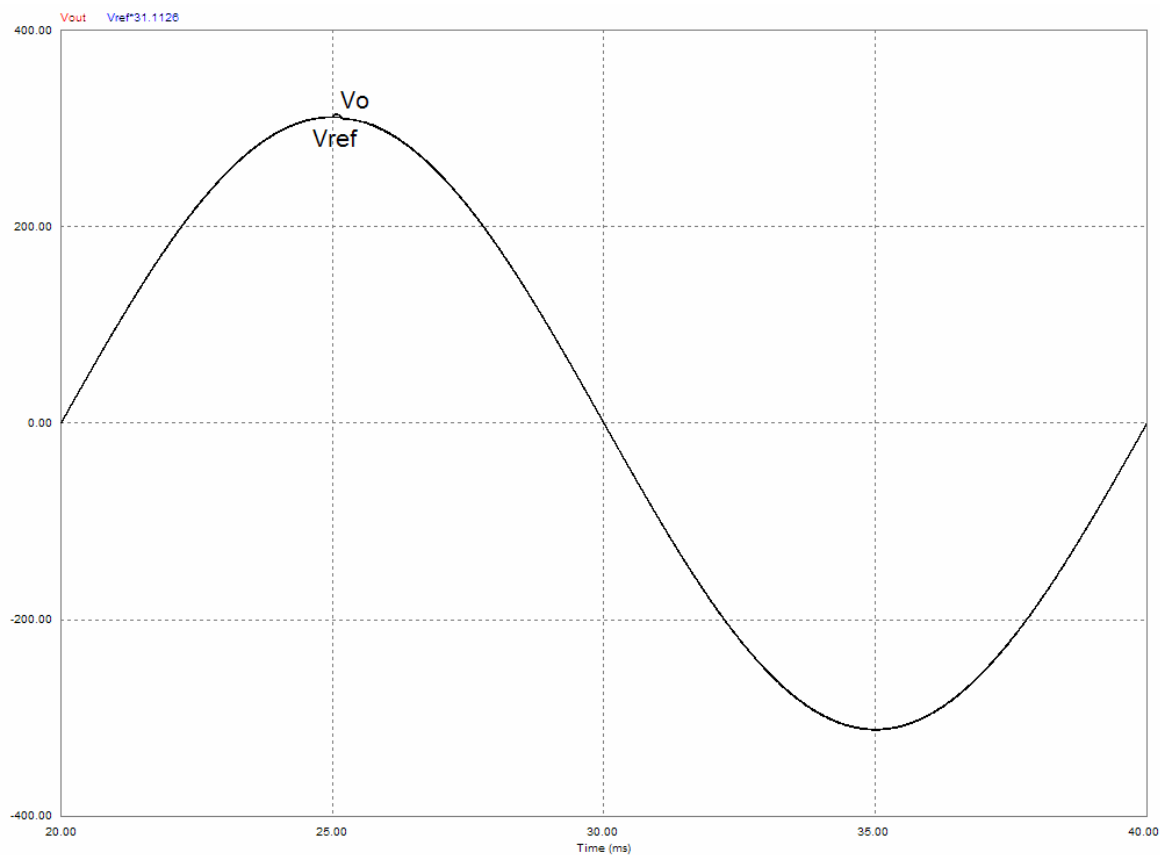


Fig.6.23a: Respuesta temporal en gran señal ante escalón en  $V_i$ . RMF paso-bajo.

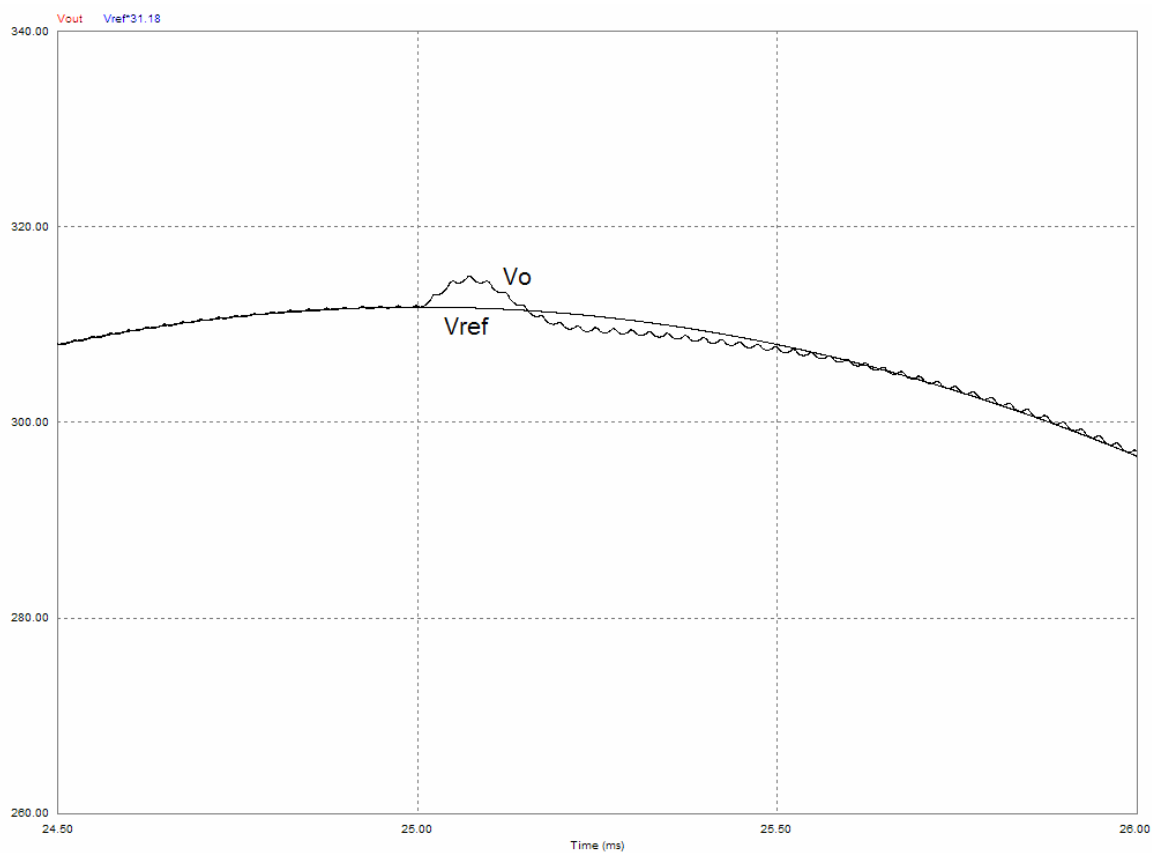


Fig.6.23b: Ampliación respuesta temporal en gran señal ante escalón en  $V_i$ . RMF paso-bajo.

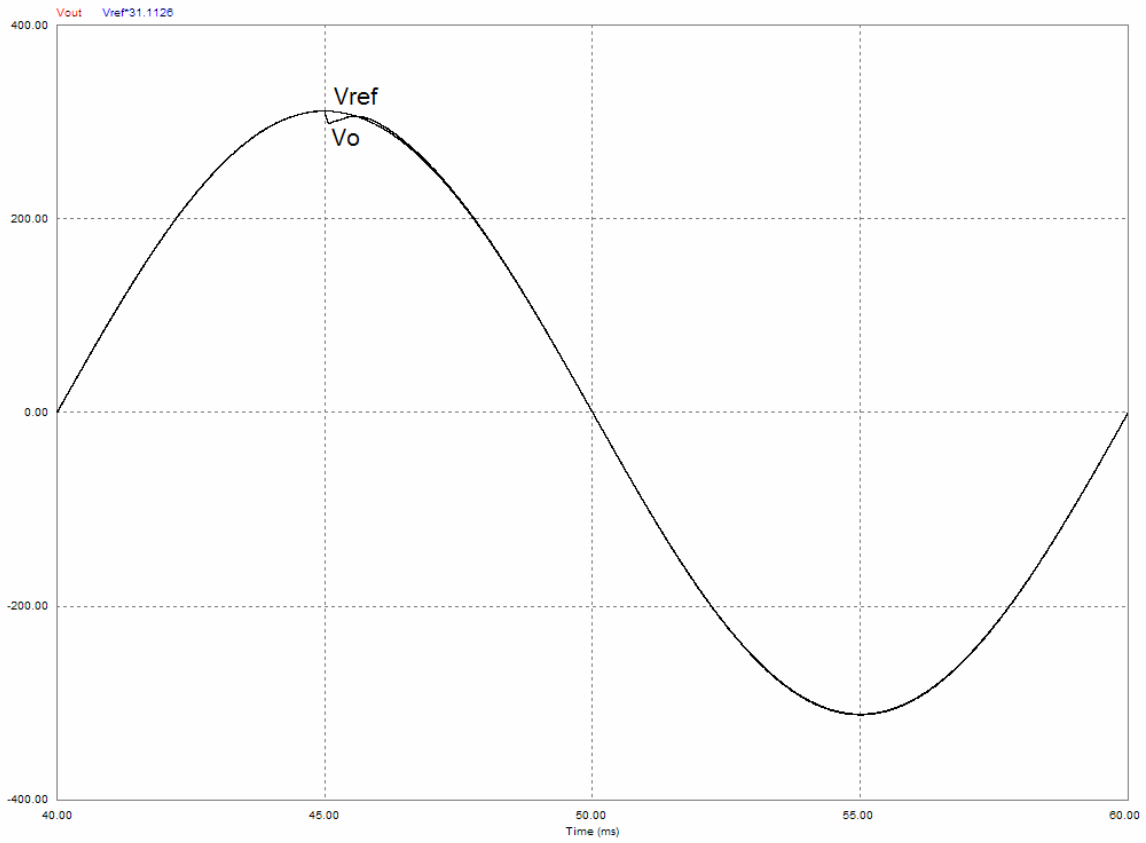


Fig.6.24a: Respuesta temporal en gran señal ante escalón de carga. RMF paso-bajo.

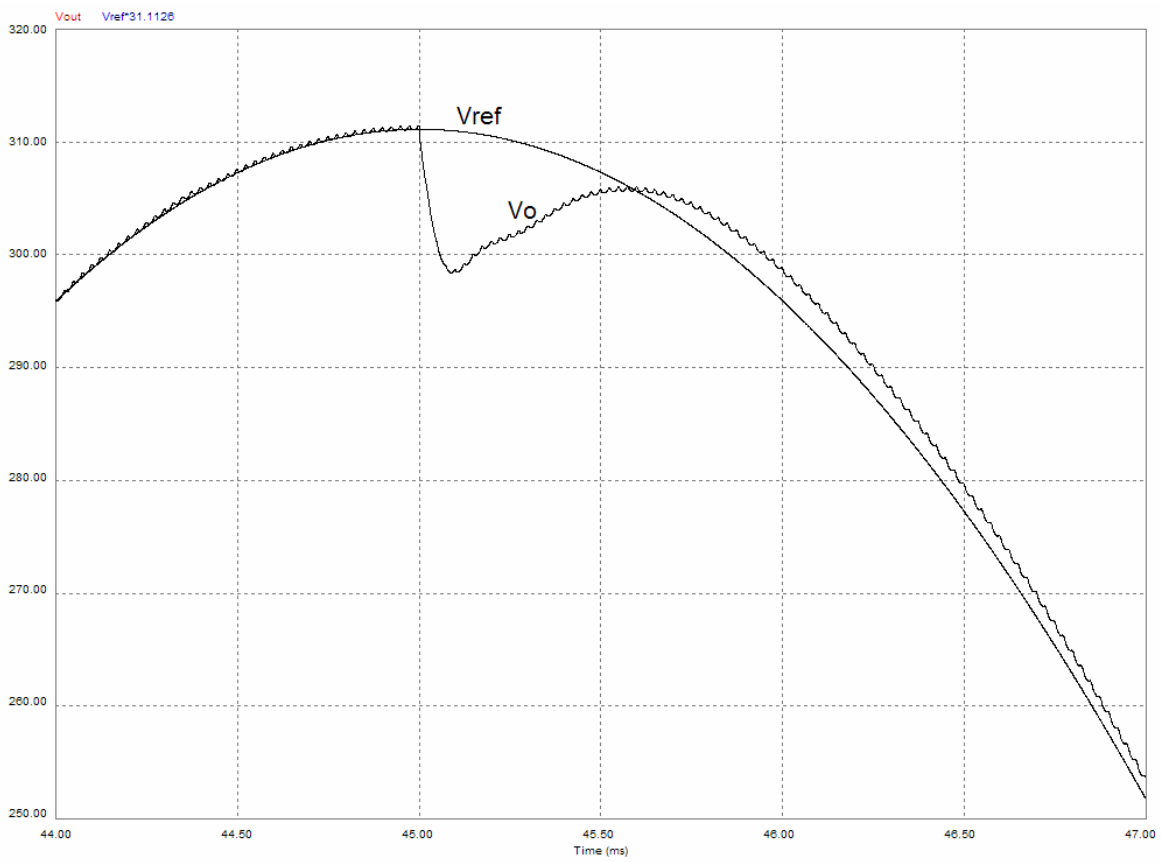


Fig.6.24b: Ampliación respuesta temporal en gran señal ante escalón de carga. RMF paso-bajo.

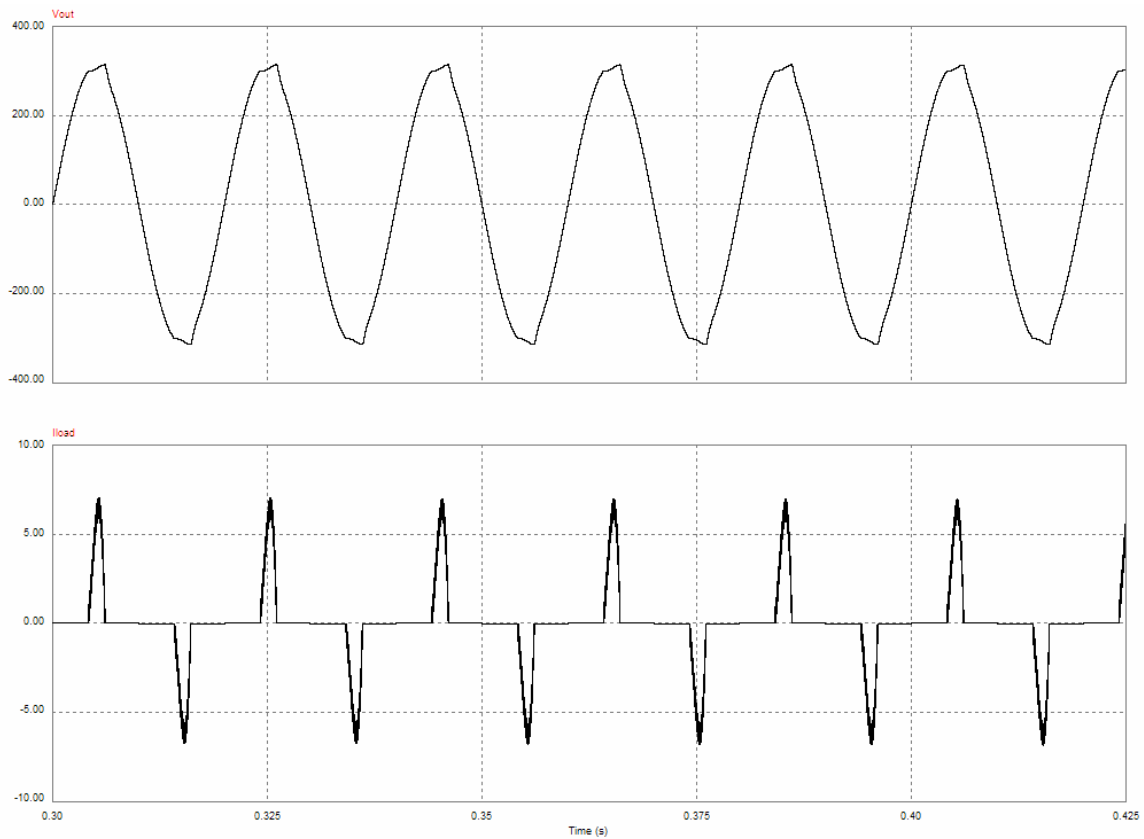


Fig.6.25: Respuesta temporal en gran señal con carga no-lineal. RMF paso-bajo.

#### 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.

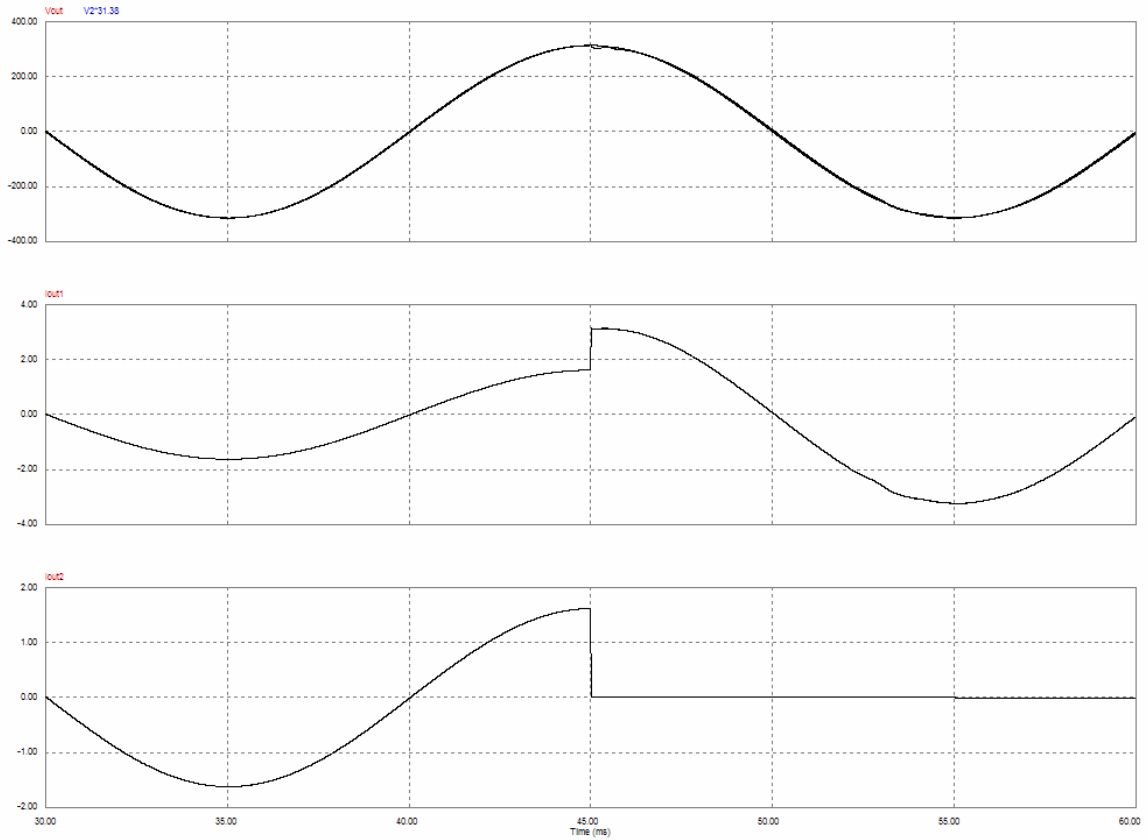


Fig.6.26a: Respuesta gran señal de  $V_o$  ante la desconexión de un módulo. RMF paso-bajo.

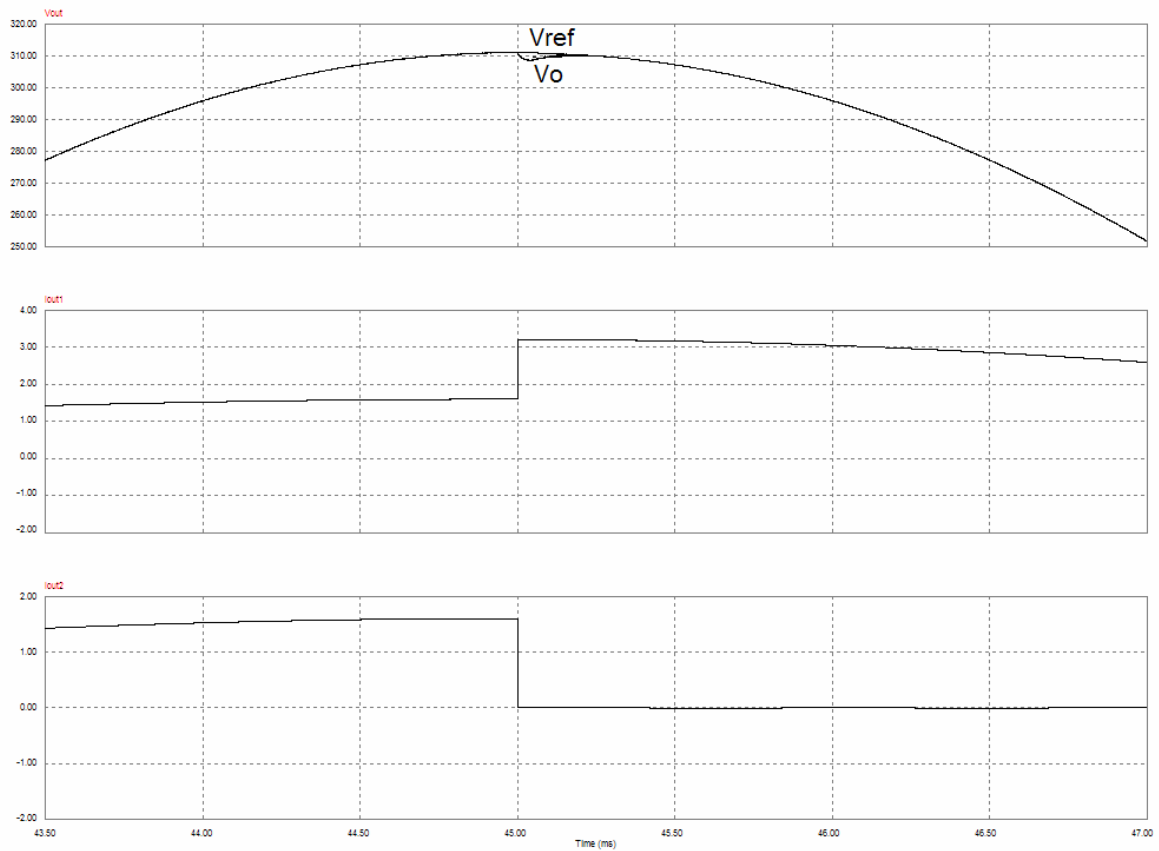


Fig.6.26b: Respuesta gran señal de  $V_o$  ante la desconexión de un módulo. RMF paso-bajo.



## 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.

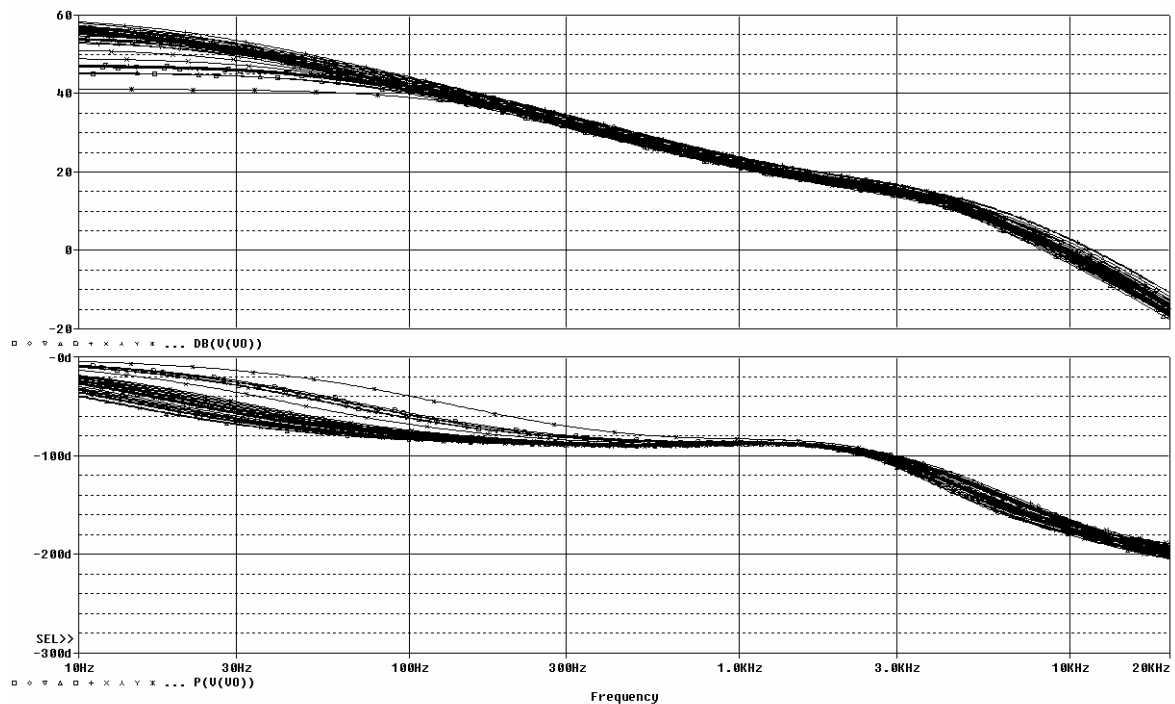


Fig.6.27: Análisis de Montecarlo de  $VOC(s)$  con barrido paramétrico de  $N$ .

### 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  $80^\circ$  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.

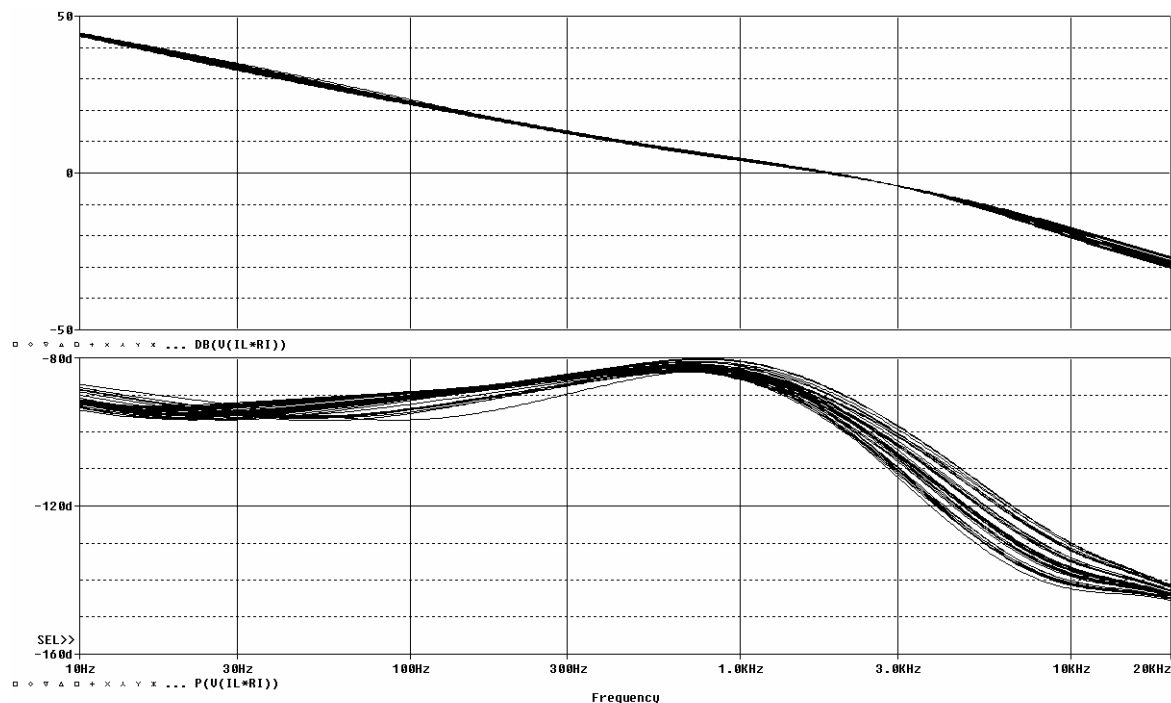


Fig.6.28: Análisis de Montecarlo de  $T_{ext,i}(s)$  con barrido paramétrico de  $N$ .

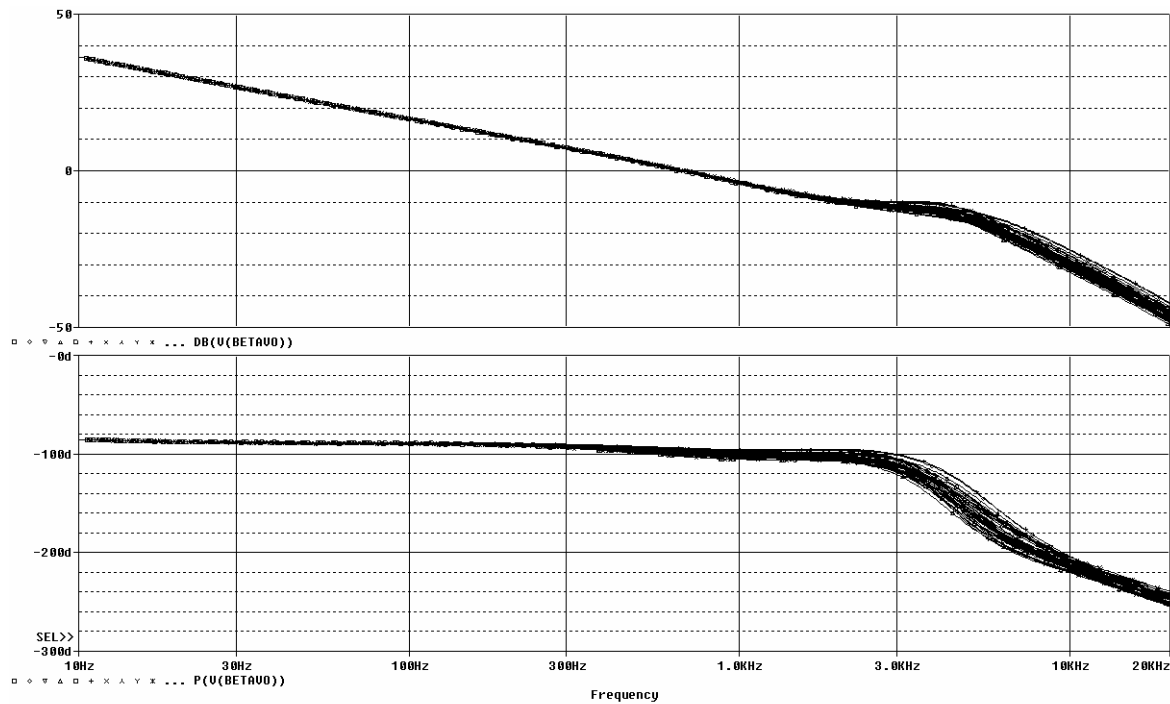


Fig.6.29: Análisis de Montecarlo de  $T_{ext,v}(s)$  con barrido paramétrico de  $N$ .

### 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  $53^\circ$  y  $55^\circ$ . 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  $45^\circ$  y  $64^\circ$ .

### 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.

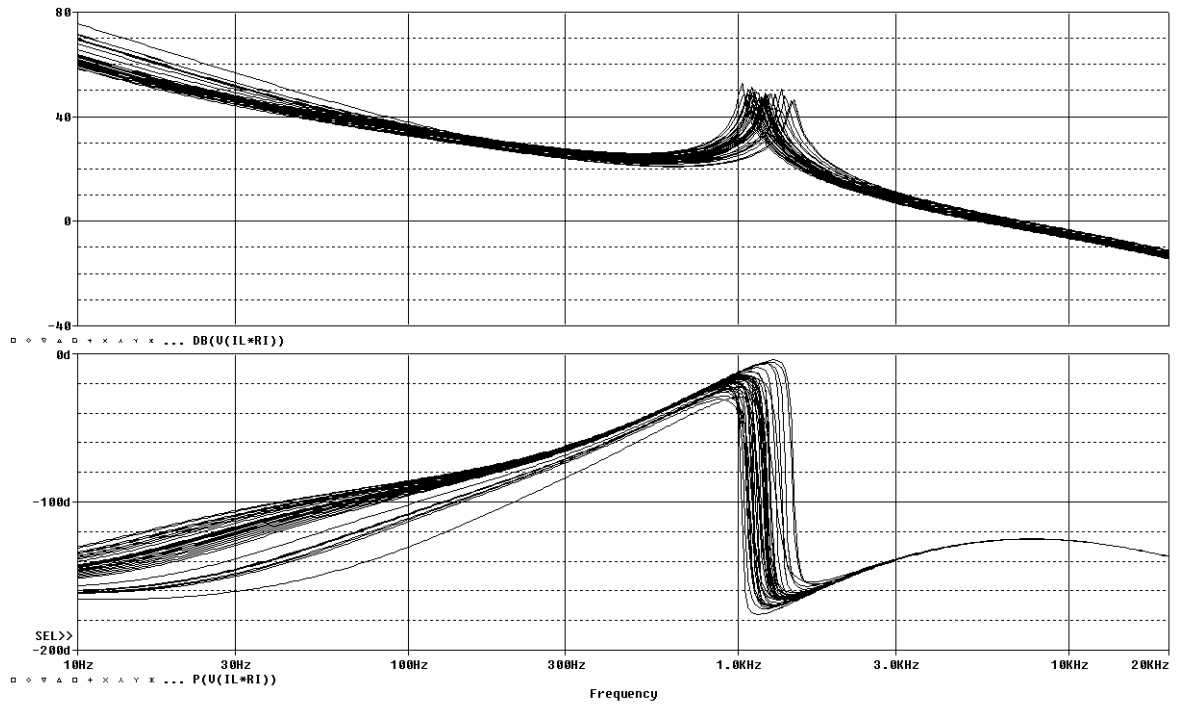


Fig.6.30: Análisis de Montecarlo de  $T_{eq,i}(s)$  con barrido paramétrico de  $N$ .

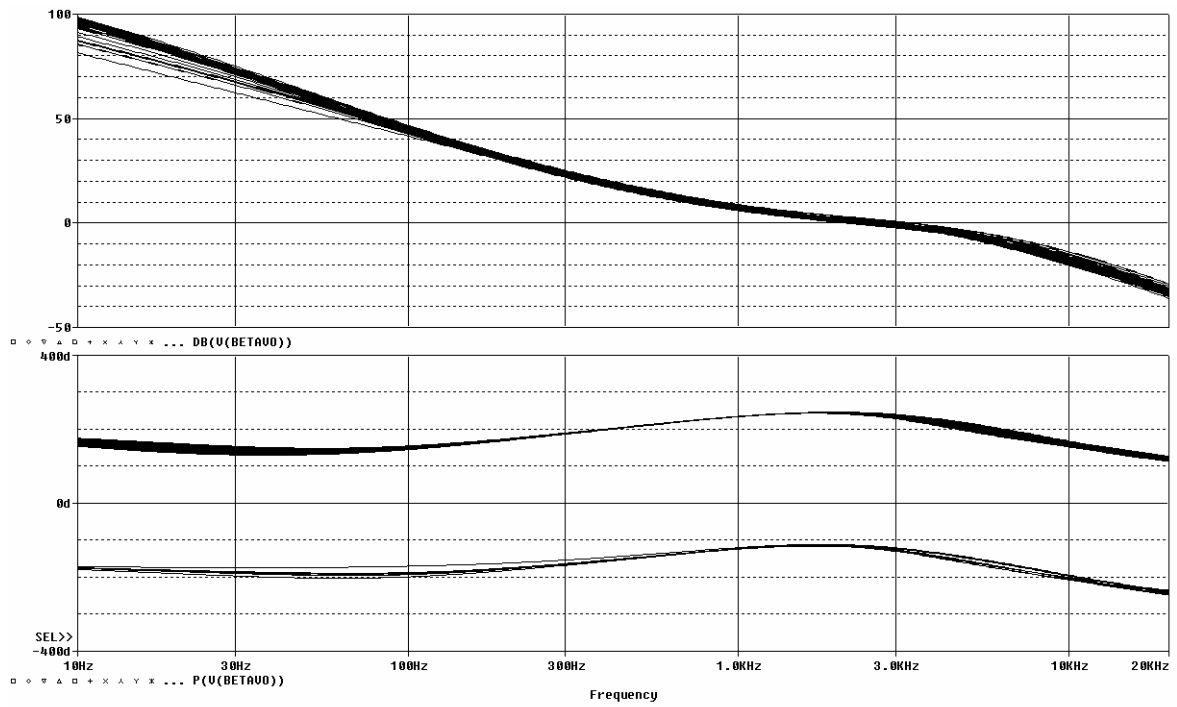


Fig.6.31: Análisis de Montecarlo de  $T_{eq,v}(s)$  con barrido paramétrico de  $N$ .

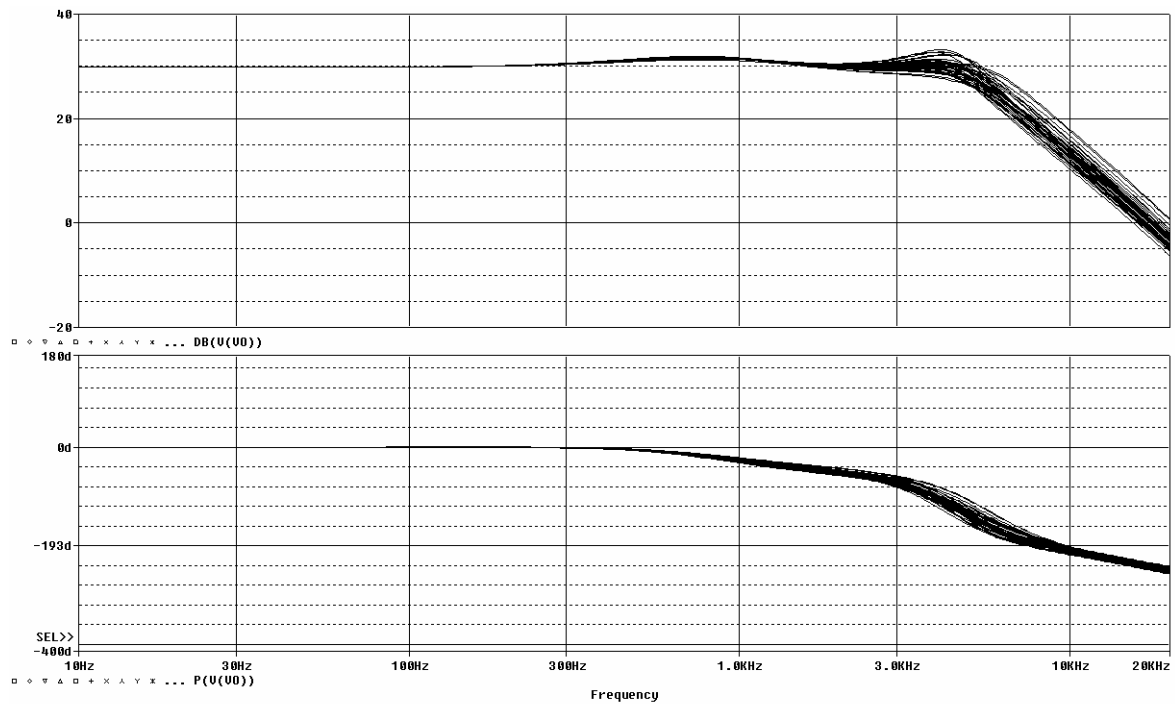


Fig.6.32: Análisis de Montecarlo de  $VOR(s)$  con barrido paramétrico de  $N$ .

### 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.

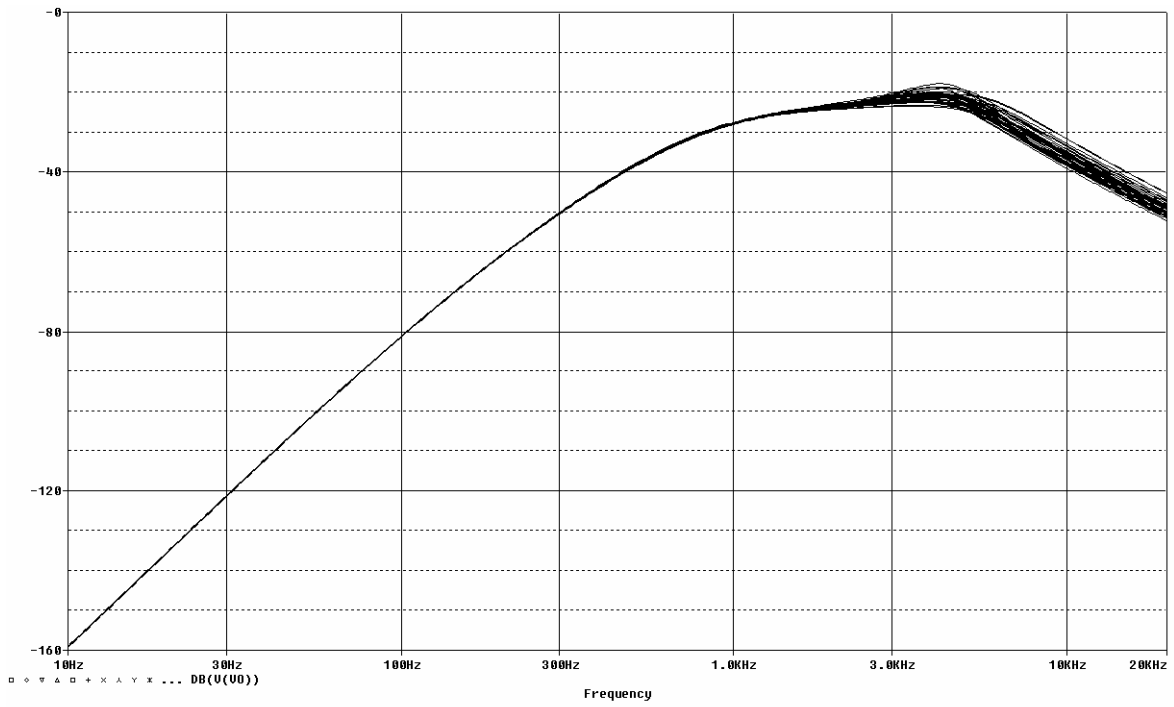


Fig.6.33: Análisis de Montecarlo de  $A_{cl}(s)$  con barrido paramétrico de  $N$ .

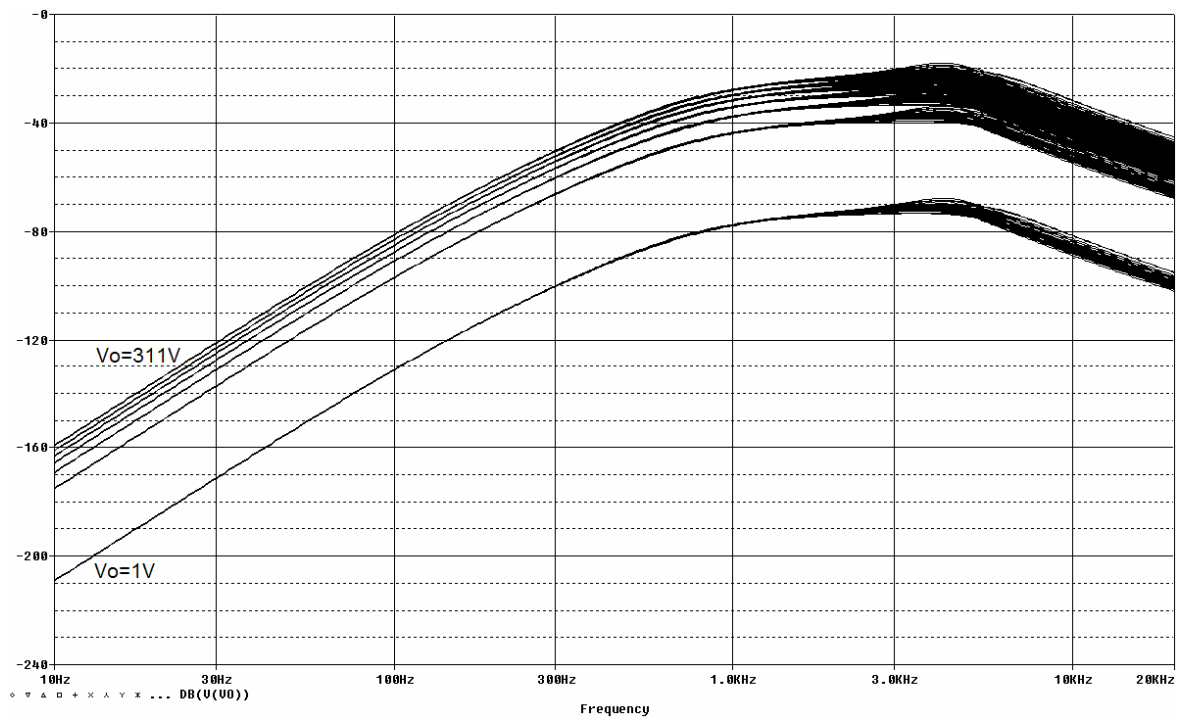


Fig.6.34: Análisis de Montecarlo de  $A_{cl}(s)$  con barrido paramétrico de  $V_o$ .

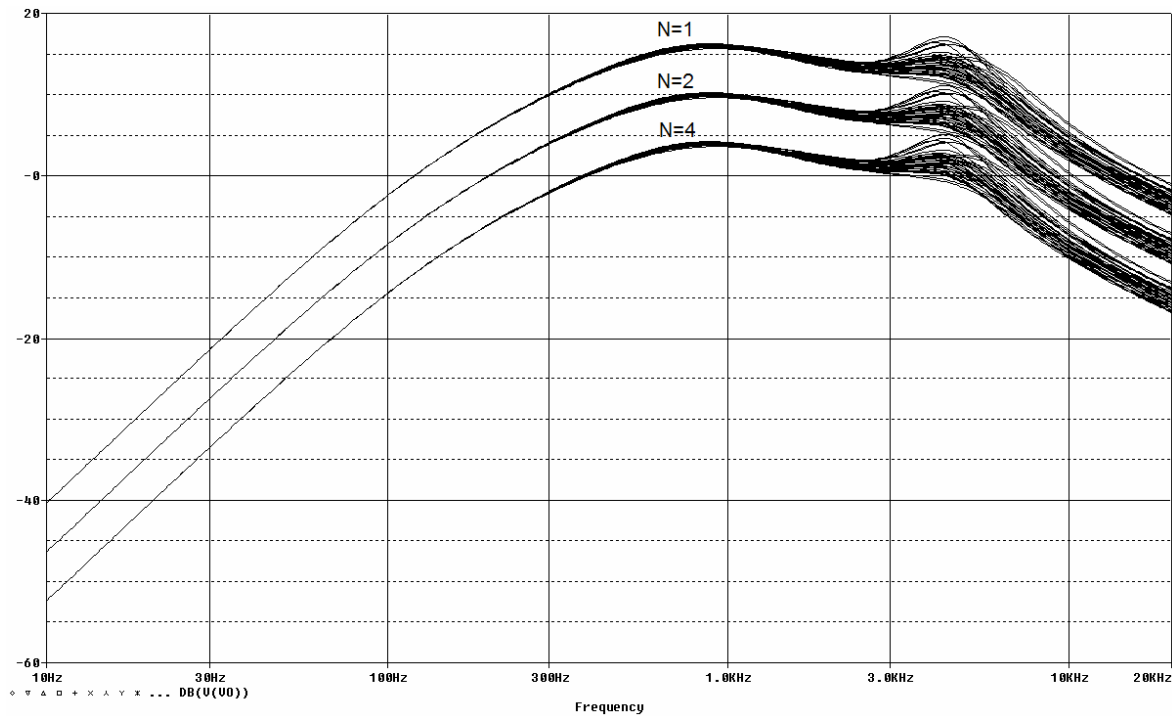


Fig.6.35: Análisis de Montecarlo de  $Z_{oci}(s)$  con barrido paramétrico de  $N$ .

## 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.