

TESIS DOCTORAL n° 354

8/7/1999

Universitat de València

Físicas
T.D
356

Departamento de Informática y Electrónica



VNIVERSITAT
DE VALÈNCIA

**Modelización, control e implementación de un
procesador energético paralelo para aplicación
en sistemas multisalida**

TESIS DOCTORAL

PRESENTADA POR:

Agustín Ferreres Sabater

VALENCIA, 1999



UMI Number: U607750

All rights reserved

INFORMATION TO ALL USERS

The quality of this reproduction is dependent upon the quality of the copy submitted.

In the unlikely event that the author did not send a complete manuscript and there are missing pages, these will be noted. Also, if material had to be removed, a note will indicate the deletion.




UMI U607750

Published by ProQuest LLC 2014. Copyright in the Dissertation held by the Author.
Microform Edition © ProQuest LLC.

All rights reserved. This work is protected against
unauthorized copying under Title 17, United States Code.



ProQuest LLC
789 East Eisenhower Parkway
P.O. Box 1346
Ann Arbor, MI 48106-1346

 UNIVERSITAT DE VALÈNCIA
REGISTRE GENERAL
ENTRADA

31 MAR. 1999

N.º

HORA

OFICINA AUXILIAR NÚM. 16

FISICAS

UNIVERSITAT DE VALÈNCIA
BIBLIOTECA CIÈNCIES

Nº Registre 13.886

DATA 14.9.1999

SIGNATURA TD.356

Nº LIBIS: j 2015830



VNIVERSITAT
DE VALÈNCIA

Dpto. de Informàtica y Electrònica
C/. Dr. Moliner, 50
46100 Burjassot
Espana



Tel. : int-34-96-3160-450
FAX: int-34-96-3160-466

D. Enrique Maset Sancho, Profesor Titular de Universidad, y **D. José Antonio Carrasco Hernández**, Profesor Ayudante de Facultad, ambos del Departamento de Informática y Electrónica de la Universidad de Valencia.

HACEN CONSTAR: Que el Licenciado en Ciencias Físicas D. Agustín Ferreres Sabater ha realizado bajo su dirección el trabajo titulado "**Modelización, control e implementación de un procesador energético paralelo para aplicación en sistemas de alimentación multisalida**", que se presenta en esta memoria para optar al grado de Doctor en Ingeniería Electrónica.

Y para que así conste, firmamos el presente documento en Valencia a treinta de marzo de mil novecientos noventa y nueve.

Fdo. Enrique Maset Sancho
Prof. Titular de Universidad

Fdo. J. Antonio Carrasco Hernández
Prof. Ayudante de Facultad



Agradecimientos

Agradecer a mis directores de tesis, el Profesor Titular Dr. Enrique Maset Sancho, y el Profesor Ayudante Dr. José Antonio Carrasco Hernández, todo su apoyo y ayuda en la realización de la tesis. Sus sabios consejos han sido decisivos para concluir este trabajo con éxito.

Una mención especial merece el Catedrático Enrique J. Dede García-Santamaría, su sus enseñanzas y ayuda me han permitido aprender y trabajar en el campo de la Electrónica de Potencia. Mi más sincero agradecimiento.

A mis compañeros del Laboratorio de Electrónica Industrial e Instrumentación, por sus aportaciones técnicas, gracias a ellas el trabajo ha sido más fácil y el resultado final más completo. Por orden alfabético, Silvia Casans, Juan B^a Ejea, José Miguel Espí, Vicente Esteve, Rafael García, José Jordan, Jesús Maicas, Edith Navarro, José Pelegrí, Diego Ramirez, y Esteban Sanchis.

A todos mis compañeros de la Unidad docente de Electrónica, sin olvidar a Jaime Castello, y a Lola y Amparo, directa o indirectamente todos han aportado su buen hacer haciendo que el cada día sea más fácil.

A los compañeros con los que convivo Manuel Agustí, José Alemany, Clemente Bertomeu, y a Jesús Gómez y Sonia, que ya han seguido su propio camino. Se supone que estos son los mejores años de nuestra vida.....

A mi familia

A todas las personas que me quieren

Resumen y objetivos de la Tesis Doctoral

Cualquier sistema electrónico que incluya un procesado o tratamiento de la señal, y además, algún tipo de actuador mecánico generalmente necesita, como mínimo, dos tensiones diferentes de alimentación. Excluyendo los sistemas de alimentación distribuida, la solución técnica más utilizada para proporcionar dos o más tensiones consiste en las fuentes de alimentación multisalida. En una fuente de alimentación multisalida los diferentes circuitos que conforman cada salida comparten un mismo transformador de potencia optimizando coste, masa, y volumen. Las ventajas obtenidas con este procedimiento tienen en su contra el efecto que sobre cada salida individual provocan las demás en su conjunto debido, principalmente, a los efectos de los elementos parásitos de los componentes. Un cambio de carga en una de las salidas produce un transitorio que es visto por todas las demás como un efecto de impedancia cruzada, y al final del transitorio, la tensión de cada salida es diferente respecto a la que tenían antes del transitorio. Este último resultado se conoce como regulación cruzada.

La disminución de los efectos de la regulación cruzada ha sido objeto de estudio durante los últimos años. El objetivo ha sido el desarrollo de distintas estrategias que permiten, desde disminuir los efectos de la regulación cruzada hasta los niveles deseables, a eliminarla completamente. El resultado final suele suponer una penalización sobre el diseño del sistema directamente proporcional al grado de regulación a conseguir en las distintas salidas. Entre las soluciones propuestas para eliminar la regulación cruzada las técnicas de post-regulación se han consolidado como la opción más aceptada ya que, pueden aplicarse a cualquier convertidor y no suponen ninguna complejidad adicional a la hora de plantear el diseño. En esta Tesis Doctoral se abordará el estudio de la técnica conocida como *post-regulación mediante transformador controlado*, que si bien se ha empleado en convertidores resonantes, su modelización, y aplicación en convertidores PWM, está aun por estudiar y valorar.

El primer Capítulo consiste en una breve introducción al problema de la regulación cruzada y la impedancia cruzada para posteriormente describir las técnicas de post-regulación actualmente más empleadas, con especial atención al post-regulador con transformador

controlado. El Capítulo segundo trata del estudio de las características estáticas del post-regulador con transformador controlado. Partiendo de los estudios disponibles sobre el post-regulador se plantean mejoras en su modo de actuación y se discuten tres alternativas diferentes para controlar el transformador. Las dos primeras consisten en emplear un convertidor auxiliar Boost en sus dos modos de funcionamiento, continuo y discontinuo. La tercera consiste en controlar el transformador con una tensión PWM directamente, sin filtrado. Finalmente se comprueba experimentalmente, para el estado estacionario, el funcionamiento del post-regulador para cada uno de los tres métodos de control.

El Capítulo tercero trata de la dinámica de la salida controlada con el post-regulador cuando este emplea un convertidor auxiliar tipo Boost. Mediante la técnica de promediado de variables de estado se propone el modelo de pequeña señal, tanto para el modo continuo como para el modo discontinuo de funcionamiento del convertidor auxiliar. Los resultados más significativos de esta sección son las expresiones analíticas de las impedancias cruzadas y de la impedancia de la salida post-regulada. Como complemento al modelo de pequeña señal se plantea un modelo de gran señal implementado sobre el simulador Pspice. Con este nuevo modelo se reproducen los resultados obtenidos con el modelo de pequeña señal y además es posible simular los transitorios en las tensiones de salida ante cambios de carga.

La modelización del convertidor cuando el transformador se controla con una tensión PWM sin filtrar es el objetivo del Capítulo 4. En las secciones siguientes del Capítulo se plantea el correspondiente modelo de gran señal aplicado a un nuevo prototipo experimental, de mayor tensión de entrada y mayores corrientes de salida. El final del Capítulo contrasta los resultados experimentales con los teóricos confirmando la utilidad del modelo de gran señal como una herramienta básica de diseño.

Finalmente, en el Capítulo 5, se presentan las conclusiones y la valoración de los diferentes estudios planteados a lo largo de la Tesis Doctoral.

ÍNDICE

1. LA REGULACIÓN DE CONVERTIDORES DE MÚLTIPLES SALIDAS	1
1.1. INTRODUCCIÓN.....	1
1.2. MOTIVACIÓN.....	1
1.2.1. <i>Sistemas distribuidos y sistemas multisalida.....</i>	<i>1</i>
1.2.2. <i>La regulación cruzada en sistemas multisalida.....</i>	<i>3</i>
1.3. REGULACIÓN DE MÚLTIPLES SALIDAS.....	4
1.3.1. <i>Esquema resumen de los métodos de post-regulación.....</i>	<i>4</i>
1.3.2. <i>Regulación de múltiples salidas con regulación cruzada.....</i>	<i>5</i>
1.3.3. <i>Regulación de múltiples salidas sin regulación cruzada.....</i>	<i>7</i>
1.3.3.1. <i>Convertidores controlados por FM Y PWM.....</i>	<i>7</i>
1.3.3.2. <i>Regulador lineal.....</i>	<i>8</i>
1.3.3.3. <i>Desviador de corriente.....</i>	<i>9</i>
1.3.3.4. <i>El Magamp.....</i>	<i>9</i>
1.3.3.5. <i>El post-regulador mediante interruptor síncrono (SSPR).....</i>	<i>12</i>
1.3.3.6. <i>Post-regulación mediante Transformador controlado.....</i>	<i>15</i>
1.4. BIBLIOGRAFÍA.....	18
2. EL POST-REGULADOR EN MODO PARALELO CON TRANSFORMADOR CONTROLADO.22	
2.1. INTRODUCCIÓN.....	22
2.2. DESCRIPCIÓN DEL POST-REGULADOR CON TRANSFORMADOR.....	23
2.3. LA POST-REGULACIÓN EN MODO PARALELO.....	27
2.4. EL POST-REGULADOR PARALELO CON TRANSFORMADOR CONTROLADO MEDIANTE UN CONVERTIDOR AUXILIAR TIPO BOOST.....	28
2.5. EL POST-REGULADOR PARALELO CON TRANSFORMADOR CONTROLADO MEDIANTE UNA TENSIÓN PWM SIN FILTRAR.....	30
2.6. EL POST-REGULADOR PARALELO APLICADO A TOPOLOGÍAS CON TRANSFORMADOR FUNCIONANDO EN UN SOLO CUADRANTE.....	34
2.6.1. <i>Regulación de línea.....</i>	<i>36</i>
2.6.2. <i>Regulación de carga e impedancia-cruzada en la salida V_{o1}.....</i>	<i>36</i>
2.6.3. <i>Regulación de carga e impedancia cruzada en la salida V_{o2}.....</i>	<i>36</i>
2.7. APLICACIÓN DEL POST-REGULADOR PARALELO CON TRANSFORMADOR A UN PROTOTIPO EXPERIMENTAL	37
2.7.1. <i>El prototipo experimental.....</i>	<i>37</i>
2.7.2. <i>El post-regulador con el convertidor auxiliar funcionando en modo continuo.....</i>	<i>38</i>
2.7.3. <i>El post-regulador con el convertidor auxiliar funcionando en modo discontinuo.....</i>	<i>39</i>
2.7.4. <i>El post-regulador con transformador controlado mediante una tensión PWM.....</i>	<i>40</i>
2.8. BIBLIOGRAFÍA.....	42

3. ESTUDIO EN PEQUEÑA SEÑAL DEL POST-REGULADOR CON TRANSFORMADOR CONTROLADO CON UN CONVERTIDOR AUXILIAR BOOST	44
3.1. INTRODUCCIÓN.....	44
3.2. MODELO EN PEQUEÑA SEÑAL CON EL CONVERTIDOR AUXILIAR TRABAJANDO EN MODO CONTINUO	45
3.2.1. <i>Modelización del convertidor</i>	45
3.2.2. <i>La función de transferencia de control en lazo abierto</i>	53
3.2.3. <i>Estudio de las impedancias cruzadas</i>	56
3.2.4. <i>Estudio mediante el modelo de gran señal</i>	60
3.2.5. <i>Impedancia de la salida V_{o2}</i>	64
3.3. MODELO EN PEQUEÑA SEÑAL CON EL CONVERTIDOR AUXILIAR TRABAJANDO EN MODO DISCONTINUO ..	67
3.3.1. <i>Modelización del convertidor</i>	67
3.3.2. <i>La función de transferencia en lazo abierto</i>	73
3.3.3. <i>Estudio de la impedancia cruzada</i>	76
3.3.4. <i>Impedancia de salida</i>	78
3.4. BIBLIOGRAFÍA.....	79
4. ESTUDIO DEL POST-REGULADOR CON TRANSFORMADOR CONTROLADO POR UNA TENSIÓN PWM.....	82
4.1. INTRODUCCIÓN.....	82
4.2. MODELIZACIÓN DEL CONVERTIDOR EN PEQUEÑA SEÑAL CON TRANSFORMADOR CONTROLADO POR PWM	83
4.2.1. <i>Modelización del convertidor</i>	83
4.2.2. <i>La función de transferencia en lazo abierto</i>	87
4.2.3. <i>Estudio de la impedancia cruzada</i>	89
4.2.4. <i>Estudio de la impedancia de salida Z_2</i>	92
4.2.5. <i>Estudio de la audiosusceptibilidad</i>	94
4.3. ESTUDIO EN RÉGIMEN DE GRAN SEÑAL DEL POST-REGULADOR CON TRANSFORMADOR CONTROLADO MEDIANTE PWM	98
4.3.1. <i>Limitaciones del modelo de pequeña señal y justificación del modelo de gran señal</i>	98
4.3.1.1. Efecto de los diodos rectificadores	101
4.3.1.2. Efecto de las tensiones de saturación de los amplificadores.....	102
4.3.1.3. Elementos parásitos del transformador	104
4.3.1.4. El circuito del modelo de gran señal	106
4.3.2. <i>Resultados experimentales</i>	106
4.3.2.1. Cambios de carga simultáneos y en fase.....	108
4.3.2.2. Cambios de carga simultáneos y en contrafase.....	110
4.3.2.3. Cambio de carga en la salida V_{o1}	114
4.4. BIBLIOGRAFÍA.....	116

5. CONCLUSIONES	118
5.1. APORTACIONES DE ESTE TRABAJO	118
5.2. APLICACIONES	120
5.3. SUGERENCIAS PARA TRABAJOS FUTUROS	121
1. ANEXO 1	123
1.1. PLANOS ELÉCTRICOS DEL CONVERTIDOR DE 5 V, 10 A Y 3,3 V 10 A	123
1.2. PLANOS ELÉCTRICOS DEL CONVERTIDOR DE 5 V, 10 A Y 3,3 V 10 A	125
1.3. PLANOS ELÉCTRICOS DEL CONVERTIDOR DE 5 V, 10 A Y 3,3 V 10 A	127
1.4. PLANOS ELÉCTRICOS DEL CONVERTIDOR DE 5 V, 20 A Y 3,3 V 35 A	129
2. ANEXO 2	130
2.1. CONTROL DEL TRANSFORMADOR AUXILIAR MEDIANTE UN CONVERTIDOR BOOST EN MODO CONTINUO	130
3. ANEXO 3	144
3.1. CONTROL DEL TRANSFORMADOR AUXILIAR MEDIANTE UN CONVERTIDOR BOOST EN MODO DISCONTINUO	144
4. ANEXO 4	157
4.1. CONTROL DEL TRANSFORMADOR AUXILIAR MEDIANTE UNA TENSIÓN PWM SIN FILTRAR. CÁLCULO DE LAS RESPUESTAS EN FRECUENCIA Y AUDIOSUSCEPTIBILIDAD	157

Capítulo 1: La regulación de convertidores de múltiples salidas.

1. La regulación de convertidores de múltiples salidas

1.1. Introducción

El capítulo comienza con una explicación básica del modo de actuación de los convertidores multisalida. Tras una introducción al problema de la regulación cruzada a continuación se enumeraran las técnicas que permiten mejorar y o eliminar la regulación cruzada a tenor de los trabajos que en los últimos años han aparecido sobre convertidores multisalida. Las técnicas que se perfilan como más adecuadas para regular las diferentes salidas siguen dos líneas bien diferenciadas. Una primera línea consiste en disminuir la influencia de cada salida sobre las restantes mediante el acoplo de los inductores de salida, esta técnica tendrá un buen futuro a medida que se mejoren los componentes magnéticos y la compacidad de los convertidores. El otro camino, el que hoy por hoy domina en las técnicas de construcción de convertidores multisalida, consiste en añadir post-regulación y eliminar totalmente la regulación cruzada. Las técnicas de post-regulación que actualmente se emplean son bien conocidas, y tanto en prestaciones como en método de diseño han alcanzado ya la madurez. En los sucesivos puntos del capítulo se analizan con detalle las diferentes técnicas de post-regulación, haciendo énfasis en el post-regulador con transformador controlado. Esta técnica aun no ha sido completamente estudiada, ni explotada en todas sus potenciales aplicaciones. En definitiva este primer capítulo pretende dar una visión general de las diferentes técnicas de post-regulación.

1.2. Motivación

1.2.1. Sistemas distribuidos y sistemas multisalida

Con el objeto de alimentar las diferentes cargas de un equipo a partir de una única tensión de alimentación pueden plantearse dos soluciones: los sistemas de potencia distribuidos y los sistemas multisalida, tal como muestran las figuras 1.1 y 1.2. Los sistemas de potencia distribuidos alimentan cada carga con un convertidor independiente y no existe ninguna interacción entre las diferentes salidas si se asume que la línea que comparten no se ve alterada por las condiciones de carga que soporta. Hipótesis muy razonable cuando la línea

de alimentación es la red eléctrica o un bus regulado. El inconveniente que presenta la alimentación distribuida es el aumento de componentes y volumen así como la pérdida de rendimiento. En cambio, en aplicaciones muy concretas donde un fallo de una de las salidas no debe interferir en las otras, o cuando se exigen condiciones de regulación muy restrictivas, los sistemas de alimentación distribuida se perfilan como la opción más adecuada para alimentar diferentes cargas.

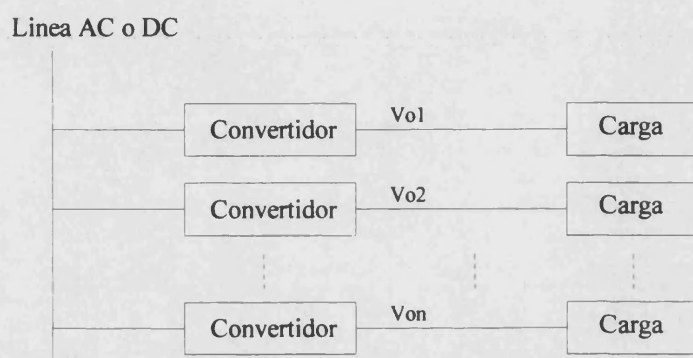


Figura 1.1.: Esquema general de un sistema de potencia distribuido.



Figura 1.2.: Esquema general de un sistema de potencia multisalida.

Frente a los sistemas de alimentación distribuida los sistemas multisalida suponen una disminución de masa y volumen y un aumento del rendimiento, por ello los sistemas multisalida se perfilan como la opción más adecuada para alimentar desde la misma fuente cargas con diferentes tensiones [Jamerson-89]. Básicamente el sistema de alimentación multisalida se caracteriza por la presencia de un transformador con múltiples secundarios donde cada uno de ellos alimenta a cada salida. El hecho de que las diferentes salidas compartan el mismo transformador de potencia producirá interacciones entre ellas que se manifestarán en fenómenos de regulación cruzada e impedancia cruzada. Todo ello será planteado en el siguiente apartado.

1.2.2. La regulación cruzada en sistemas multisalida

El principal problema que encuentran los convertidores con varias salidas es la regulación de cada una de éstas con una sola unidad de procesamiento de energía. En un convertidor de alimentación de una sola salida la tensión de salida puede regularse controlando el ciclo de trabajo de un conmutador. El control de una variable de entrada permite controlar una variable de salida. Al aumentar el número de salidas, sin embargo, aumentamos el número de variables de salida pero no el de entrada, que usualmente sigue siendo una. Como resultado de esta situación solamente puede hacerse frente a la regulación del voltaje de salida de una sola de las salidas, véase la figura 1.3. Las demás salidas permanecen no reguladas y siguen a la salida regulada. Si el transformador fuese ideal y no existiesen elementos parásitos en el resto de los componentes, la regulación de una salida bastaría para asegurar, en estado estacionario, la regulación de las demás asumiendo que las relaciones de transformación pueden ajustarse exactamente.

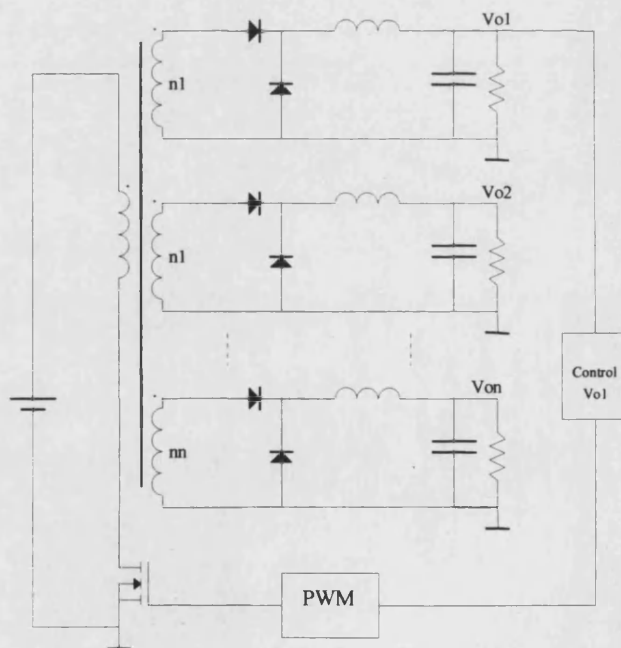


Figura 1.3.: Convertidor multisalida con regulación cruzada en varias salidas y una regulada.

Por otra parte, en función de la carga, las inductancias de dispersión retrasan la aparición de los pulsos transmitidos por el transformador a cada salida de manera desigual, produciendo en estado estacionario variaciones en las tensiones de salida dependientes de la carga [Dixon-88]. Este fenómeno se conoce con el nombre de regulación cruzada. Las

variaciones de tensión producidas son mayores cuanto mayor es la diferencia de carga entre las salidas. Para un convertidor con dos salidas, por ejemplo, los efectos de la regulación cruzada son máximos cuando una salida soporta la mínima carga y la otra la máxima carga.

Otro fenómeno que aparece en los convertidores multisalida es la impedancia cruzada entre las diferentes salidas. Supongamos que se dispone de un método de regulación tal que todas las salidas estén completamente reguladas en estado estacionario, eliminándose la regulación cruzada. Los cambios de carga en una salida producen un transitorio en las variables asociadas a la regulación de esa salida y, la forma, amplitud, y duración viene dado por la propia dinámica de la salida. Todas las salidas que compartan alguna variable con la salida que experimenta el cambio de carga serán afectadas también por el transitorio. La forma y magnitud del transitorio dependerá ahora, tanto de la propia dinámica de cada salida, como de la dinámica de la salida en la que se produce el cambio de carga. Este fenómeno se conoce como impedancia cruzada, y aparece siempre que varias salidas tienen variables comunes en el lazo de control, independientemente de que no exista regulación cruzada entre ellas. Enumeraremos en el siguiente apartado los métodos más comunes empleados para eliminar la regulación cruzada.

1.3. Regulación de múltiples salidas

1.3.1. Esquema resumen de los métodos de post-regulación

Se han planteado diferentes soluciones con el objeto de reducir o eliminar totalmente la regulación cruzada. La figura 1.4 muestra las formas más usuales de regular la tensión en fuentes multisalida. A partir de la figura 1.4 la principal distinción que puede hacerse entre los métodos de regulación será, considerar por una parte los que sólo reducen la regulación cruzada, y por otra los que la eliminan totalmente. Entre estos últimos puede hacerse una nueva distinción. Por un lado están los convertidores dobles, donde una salida se controla por PWM y otra por variación de frecuencia y por otro, los post-reguladores, que físicamente se intercalan entre el rectificador y el filtro de salida. Su actuación consiste en controlar la diferencia de tensión entre la salida del rectificador y la tensión de salida deseada.

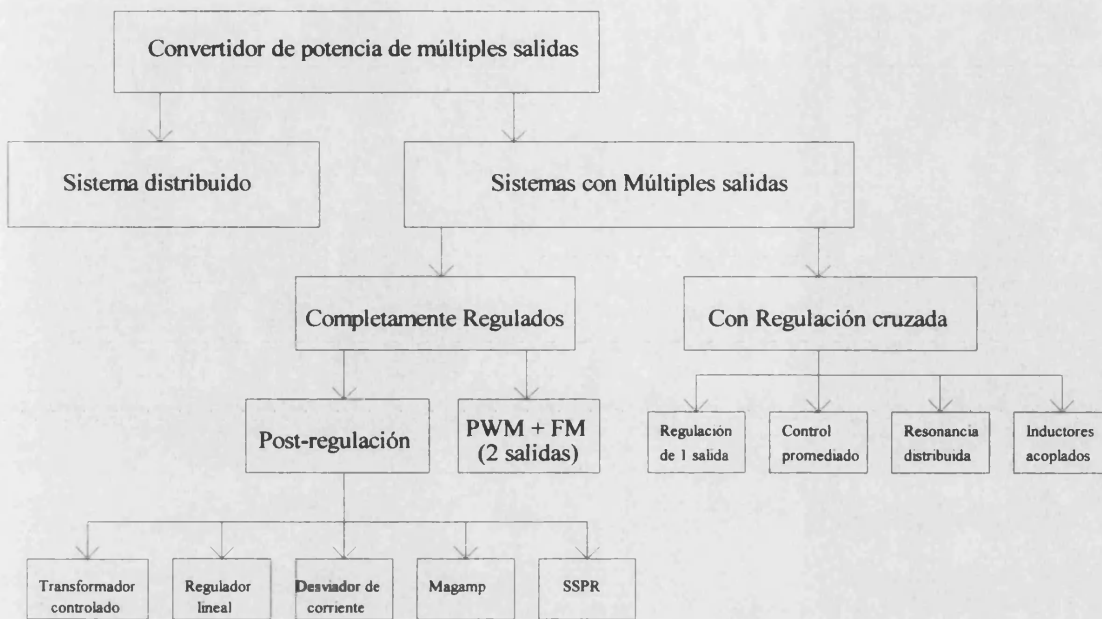


Figura 1.4.: Esquema general de los diferentes métodos de regulación de las salidas de un convertidor multisalida.

1.3.2. Regulación de múltiples salidas con regulación cruzada

Regular convertidores esperando la aparición de los efectos de la regulación cruzada en sus salidas, pero acotando la magnitud del efecto, es una alternativa a tener en cuenta cuando las especificaciones de regulación no son muy restrictivas. Un procedimiento eficaz de conseguir un acotamiento máximo de la regulación cruzada entre salidas puede obtenerse con ayuda del control promediado [Chen-93], véase la figura 1.5.

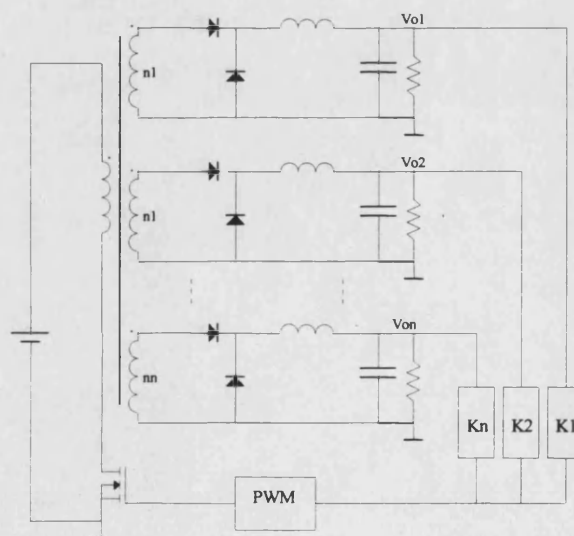


Figura 1.5.: Regulación promediada de las diferentes salidas de un convertidor multisalida.

El control promediado asigna un peso determinado a cada una de las salidas para que influya en el lazo de realimentación. De esta forma puede introducirse en el control la influencia que la variación de tensión en una salida, debido a una variación de carga, tiene sobre el conjunto y acotar este efecto sobre la totalidad de las salidas. Este procedimiento requiere una serie de cálculos complicados en los que intervienen todas las características reales de la etapa de potencia para su implementación práctica, y el diseño del lazo requiere la evaluación de sistemas de ecuaciones.

Otro método utilizado para reducir la regulación cruzada consiste en acoplar los inductores de los filtros de salida. La idea, que no es reciente, fue ya puesta en práctica en los años 80, un trabajo en esta línea corresponde a la referencia [Zhang-89]. Al compartir los dos inductores de filtro el mismo núcleo el efecto de las inductancias de dispersión del transformador principal tiende a igualarse en las dos salidas contribuyendo a la mejora de la regulación cruzada. Los mejores resultados se obtienen cuando se acoplan las salidas por pares cuyas tensiones de salida son idénticas en valor y de distinta polaridad [Brown-90].

Recientemente se han realizado nuevos trabajos donde se aprovechan las técnicas de construcción de los transformadores planares con devanados de chapa de cobre flexible [Alou-98], las prestaciones dependen directamente del grado de acoplo de los inductores. La aplicación más relevante de este modo de regulación se orienta hacia las fuentes que deben operar con cargas pulsantes de gran amplitud de corriente con elevadas tasas de cambio en la magnitud de la corriente.

Otra solución planteada en [Nojiri-98], además de acoplar los inductores del filtro de salida, añade un interruptor entre el inductor y el condensador de filtro de una de las salidas consiguiendo una regulación muy precisa. Esta última opción realmente está ya empleando un post-regulador al introducir un elemento de conmutación en el filtro de salida. En una línea parecida está el trabajo [Barry-99] donde acoplan los inductores y además utilizan un magamp también acoplando los inductores, así pues también se introduce un elemento de post-regulación.

1.3.3. Regulación de múltiples salidas sin regulación cruzada

1.3.3.1. Convertidores controlados por FM Y PWM.

Siguiendo la idea de introducir una nueva variable de control para conseguir una nueva salida totalmente regulada se desarrollaron los convertidores comúnmente conocidos como Forward-Flyback. Estos convertidores son capaces de obtener dos salidas totalmente reguladas haciendo que una se controle por PWM y otra por desplazamiento de frecuencia. En esta línea uno de los primeros trabajos corresponde a la referencia [Dauhjare-83] donde evitan el bobinado de desmagnetización del convertidor Forward y consiguen una completa regulación en ambas salidas. Como inconveniente principal necesitan de una gran excursión de frecuencia para conseguir regular completamente la salida en todas las condiciones de carga. En convertidores sin aislamiento galvánico, tal como se plantea en [Charanasomboom-88], se aplicó también la técnica de regular una salida por modulación de frecuencia. El principal problema también viene asociado a las variaciones de frecuencia necesarias para obtener completa regulación, que superan el 1000%.

Nuevos trabajos, donde la salida modulada en frecuencia es realmente un circuito resonante [Fisher-89], permiten obtener excursiones de frecuencia más razonables. En esta línea destacan los trabajos [Sebastián-88] [Sebastián-90]. El método propuesto consiste en el uso de un núcleo saturable, sin curva de magnetización cuadrada, en la salida controlada mediante excursión de frecuencia. Con ello se consiguen variaciones de frecuencia moderadas, del orden del 50%, ante grandes variaciones de carga. En cuanto a las prestaciones dinámicas se mejoran los resultados obtenidos con los magamps convencionales al no aparecer el desplazamiento de fase propio del circuito de desmagnetización.

Los trabajos más recientes en la línea de los convertidores Forward-Flyback consiguen ya trabajar a frecuencia fija introduciendo otro elemento de conmutación [Vazquez-95]. El interruptor auxiliar sólo maneja una parte de la potencia de la segunda salida con lo que se consigue una mejora del rendimiento frente a la utilización de un post-regulador conmutado. La idea se ha extendido al control de más salidas tal como se plantea en [Barrado-98]. En este trabajo se muestra un convertidor a frecuencia constante basado en una topología Forward-

Flyback con dos transformadores y dos Mosfets de potencia, donde la tercera salida es controlada mediante el desfase entre los dos interruptores de potencia

1.3.3.2. Regulador lineal

El regulador lineal en serie ha sido tradicionalmente la elección más conservadora para diseñar post-reguladores hasta corrientes del orden de los 10 A. Actualmente el post-regulador lineal ha sido desplazado por el magamp y el SSPR en aplicaciones de media y alta potencia y su rango de aplicación ha quedado limitado a aplicaciones de baja potencia. El magamp y el SSPR actúan como un interruptor y la potencia perdida en ellos es mínima. La actuación del post-regulador se muestra en la figura 1.6.

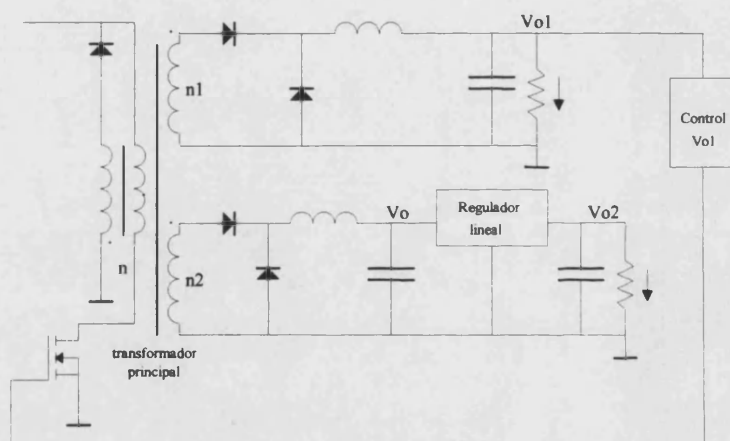


Figura 1.6.: Esquema del principio de regulación del regulador lineal.

Tal como indica la figura 1.6 el post-regulador soporta la caída de tensión entre V_o y V_{o2} y la potencia disipada es directamente proporcional a la corriente que proporciona la salida. Internamente está constituido por el circuito de realimentación y un transistor que soporta la diferencia de tensión entre la entrada y la salida. Con la generalización de los diseños de post-reguladores de baja caída a partir de tecnologías PMOS se consiguen caídas menores de 1 V para corrientes de hasta 8 A. Las principales virtudes de este post-regulador son la precisión, la buena respuesta dinámica, la ausencia de rizado a la salida y la no emisión de interferencias electromagnéticas. Por todas estas características siguen utilizándose preferentemente como medio de obtención de tensiones auxiliares en los circuitos de control.

1.3.3.3.Desviador de corriente

El método de post-regulación conocido como desviador de corriente [Palczynski-93] se aplica a sistemas multisalida y consiste en transferir corriente de la salida de mayor tensión a la salida de menor tensión. Obviamente la condición necesaria para aplicar esta técnica de regulación es disponer de dos salidas de diferente tensión. El esquema básico del post-regulador corresponde a la figura 1.7.

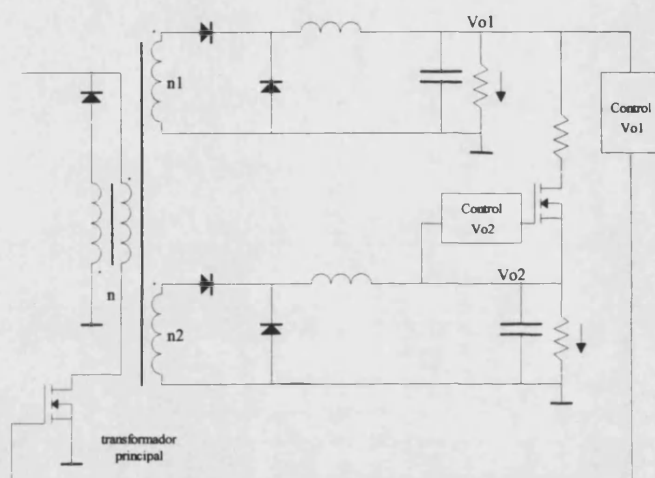


Figura 1.7.: Principio de regulación del desviador de corriente.

El transistor del desviador de corriente puede trabajar bien en la zona activa o bien en conmutación, en este último caso introduce ruido y rizado y por ello se prefiere operar en la zona activa. La aplicación de este circuito de post-regulación queda restringida a la situación en que las corrientes a manejar por el post-regulador son pequeñas ya que las pérdidas en la resistencia y el Mostef del post-regulador pueden ser grandes. Otra característica que restringe su rango de aplicación es la falta de aislamiento galvánico entre las diferentes salidas. Como buenas propiedades, el circuito de control puede alimentarse con la salida de mayor tensión y no necesita aislamiento, además, si el transistor funciona en la zona activa no introduce ruido electromagnético.

1.3.3.4.El Magamp

La técnica de los amplificadores magnéticos, comúnmente llamados magamps, consiste en introducir un inductor saturable entre el secundario del transformador y el diodo rectificador. Con mucho, es el post-regulador más presente en la bibliografía, destacan los

trabajos de [Jamerson-87] [Unitrode-88] [Dixon-94] [Jovanovick-97], pero son innumerables los trabajos que hacen referencia a los magamps. La figura 1.8 ilustra un convertidor multisalida con esta técnica de post-regulación.

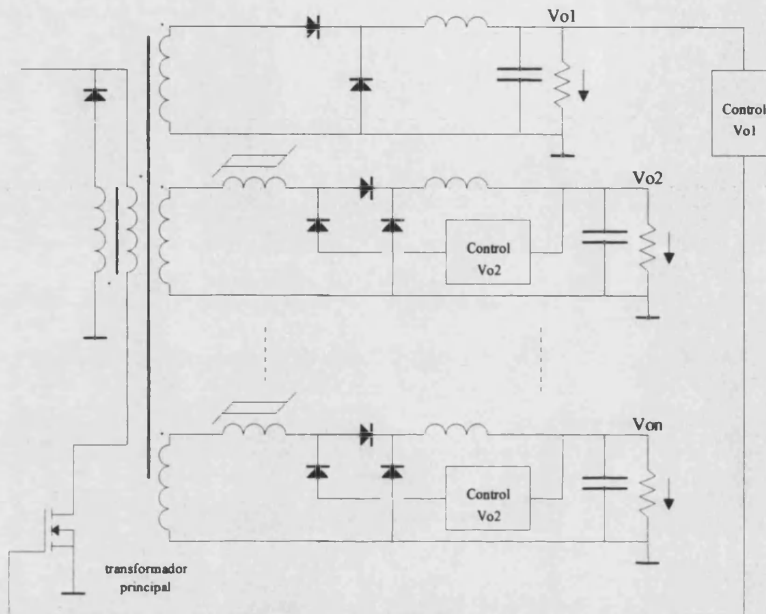


Figura 1.8.: Esquema de un convertidor multisalida post-reguladas con magamp.

El término de amplificador magnético para designar al inductor saturable puede dar lugar a malas interpretaciones. En realidad el inductor se diseña para saturarse después de un tiempo determinado, mientras no está saturado soporta toda la tensión del secundario y cuando se satura se convierte en un cortocircuito. Un circuito gobernado por el lazo de control desmagnetiza el inductor después de cada ciclo, durante el tiempo que dura el estado de conducción del diodo de libre circulación. Según el grado de magnetización que presente el inductor al iniciar cada nuevo ciclo de trabajo, bloquea durante más o menos tiempo la tensión disponible en el secundario del transformador.

En definitiva, mediante la acción, del magamp se controla el balance voltios-segundo sobre el inductor de la salida recortando el tiempo de actuación de la tensión del secundario del transformador. Este modo de actuación hace que no se aprovechen todos los voltios disponibles en el secundario del transformador ya que hay que cubrir la situación en que la tensión de entrada sea menor que la nominal. Más concretamente la relación de espiras del secundario del transformador principal debe ser sobredimensionada para que permita alcanzar la salida su tensión nominal en condiciones de mínima tensión de entrada y máxima carga.

La principal ventaja que tiene este tipo de post-regulación es el rendimiento y la ausencia de ruido debido al post-regulador. Las pérdidas que se producen en los magamps vienen dadas por la excursión máxima de campo en el núcleo que se esté utilizando y suelen ser bastante menores que las que se obtienen con otros métodos de regulación [Fisher-88]. La desmagnetización se realiza mediante un transistor bipolar y el lazo de control resulta muy inmune al ruido. Las desventajas están asociadas a la propia naturaleza del magamp que incorpora un elemento no lineal en el lazo de realimentación.

La corriente de desmagnetización que debe ser inyectada durante el estado OFF del diodo rectificador depende del punto de magnetización que se pretende alcanzar y es difícil, a priori, determinar la ganancia necesaria en el lazo de realimentación para cubrir todas las situaciones posibles. Por otra parte, por el propio modo de actuación al bloquear durante un tiempo la tensión del secundario del transformador, se introduce un retraso de fase proporcional a la frecuencia, este retraso penaliza fuertemente el ancho de banda del post-regulador. Se trata pues de un método indudablemente atractivo pero no evidente a la hora de plantear el diseño final, es por este motivo por el que ha sido tan estudiado.

Una de las técnicas de post-regulación que aparece denominada como transformador controlado [Knight91] [Sun-93] es, en definitiva, una extensión del control con magamp. Esta técnica se estudiará con detalle para resaltar la diferencia con otros métodos de post-regulación que utilizan también un transformador. El método consiste en añadir un transformador auxiliar, a modo de magamp, en serie con el primario del transformador principal, tal como muestra la figura 1.9. La inductancia magnetizante del primario del transformador auxiliar actúa como un magamp y el punto de magnetización adecuado, que permitirá controlar el tiempo de bloqueo de tensión en el próximo periodo, se consigue reseteando el núcleo con el devanado secundario del transformador. Generalmente se parte de un control feedforward en primario, que mantiene el balance voltios-segundo, y el post-regulador actúa frente a variaciones de carga. En fuentes multisalida, si se mantiene la disposición de componentes de la figura 1.9, para cada salida independiente hay que introducir un nuevo transformador principal y el correspondiente transformador auxiliar conectados al inversor.

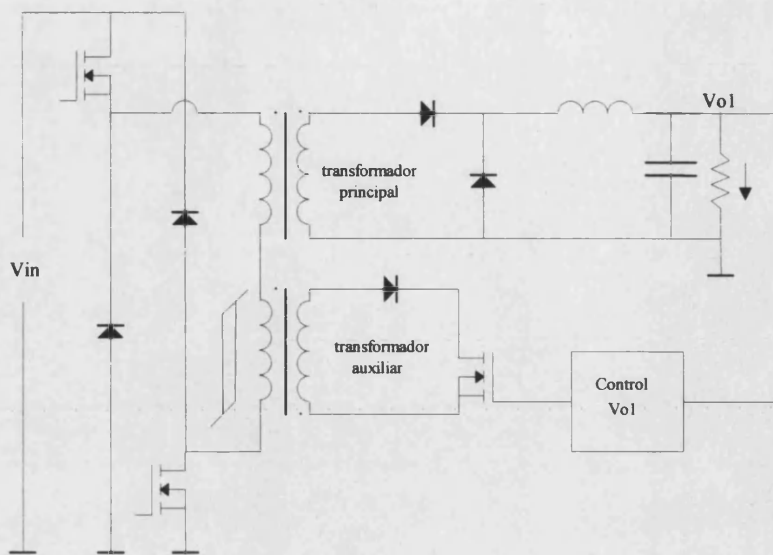


Figura 1.9.: Esquema de regulación con el magamp ubicado en primario y reseteado desde secundario.

En una aplicación típica para fuentes multisalida los transformadores auxiliares se conectarían en serie con los secundarios que alimentan cada salida reproduciendo la misma configuración que se obtiene con magmap. La aplicación de este método se restringe a altas tensiones de salida o altas corrientes, y aunque el método resulta aparentemente redundante presenta alguna ventaja frente a los magamp ya que el transformador auxiliar se construye con una ferrita común.

1.3.3.5.El post-regulador mediante interruptor síncrono (SSPR)

El circuito básico de Post-regulación por medio de un interruptor en serie [Jamerson-89] se muestra en la figura 1.10. El interruptor actúa sincronizado con la tensión cuadrada presente en el secundario del transformador, y según las necesidades de regulación se abre antes de terminar el tiempo correspondiente al ciclo de trabajo impuesto desde el primario. En definitiva se trata de controlar el balance voltios-segundo sobre el inductor dejando que la tensión de secundario actúe durante más o menos tiempo. La tensión que recibe el inductor del filtro es la del secundario, pero el tiempo que el inductor soporta la tensión viene determinado por un circuito de control sólo dependiente del valor V_o .

El modo de actuación es como el de un magamp pero tanto el lazo de control como la implementación resultan mucho más inmediatos. Del mismo modo que ocurre con el magamp no se aprovechan todos los voltios-segundo disponibles en el secundario del transformador.

En la práctica se utiliza un transistor Mosfet como interruptor y tanto el circuito de disparo como el de control destacan por su sencillez [Lin-90]. La aplicación del SSPR a un convertidor Forward multisalida resulta inmediata y se ilustra en la figura 1.11.

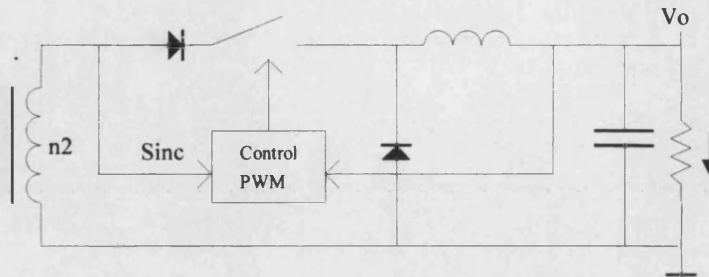


Figura 1.10.: Principio de operación del post-regulador mediante interruptor síncrono.

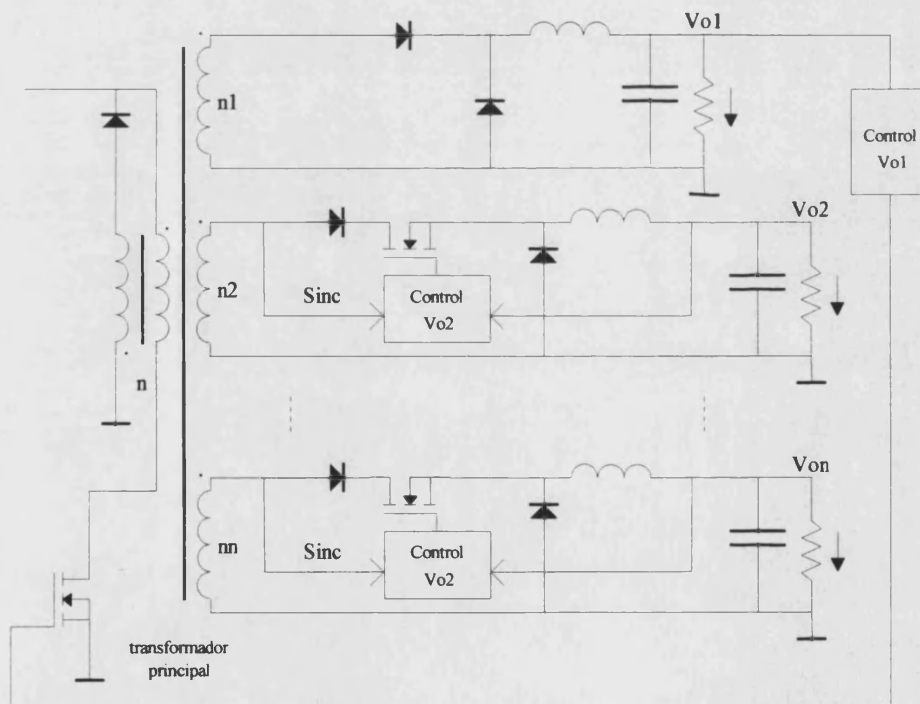


Figura 1.11.: Principio de regulación de varias salidas con post-regulación mediante un interruptor síncrono.

La salida principal V_{o1} se regula mediante el control PWM y cada una de las salidas auxiliares dispone de un lazo de realimentación independiente que controla el tiempo de conducción del respectivo Mosfet de cada post-regulador. Como ocurre con los magamp, las interacciones de los lazos de control de las salidas secundarias con el lazo de control principal son prácticamente nulas para el control en modo tensión. En métodos de control menos

usuales, tales como el control en modo corriente de pico, pueden aparecer interacciones entre los lazos de control [Cooke-98].

Una variante de los SSPR consiste en aunar la capacidad de recortar el ciclo de trabajo con las técnicas de rectificación síncrona. Si la puesta en conducción del interruptor se sincroniza con la tensión de secundario, el interruptor hace las veces del diodo rectificador y este último se puede eliminar, resultando de ello una mejora notable del rendimiento. En la práctica prescindir del diodo rectificador tiene el inconveniente de necesitar dos transistores Mosfet conectados en antiserie para así evitar el diodo parásito del Mosfet. En esta dirección se están desarrollando circuitos de control ASIC aplicados a convertidores Flybak de varias salidas [Yee-98].

En cuanto a la dinámica, los más recientes estudios corresponden a los trabajos [Levin-95][Chen-98], y tal como se constata el diseño del lazo de control resulta sencillo. La única salvedad que, por otra parte afecta también al post-regulador con magamp, tiene que ver con el modo de sincronización. Si el interruptor síncrono se sincroniza con el flanco de bajada de la tensión de secundario aparece un retraso de fase tal como ocurre en los magamp. Otro inconveniente, que es intrínseco al método de post-regulación con magamp y SSPR, está relacionado con el modo de funcionamiento de la salida que fija el ciclo de trabajo. Cuando la salida principal, diseñada para operar normalmente en modo continuo, pasa a modo discontinuo la impedancia de la salida V_{o2} y la impedancia cruzada entre ambas salidas se degrada considerablemente.

Otra alternativa planteada en [Ollero-96] [Alvarez-98] consiste en eliminar el diodo rectificador y aprovechar el diodo intrínseco del Mosfet como rectificador al tiempo que se controla la resistencia del canal. La acción de control resulta equivalente a la de un post-regulador lineal pero con una ventaja evidente, un sólo elemento discreto hace de rectificador y regulador. En cambio, el margen de regulación resulta muy limitado, entre algunos milivoltios y 0.7 V aproximadamente, como ventaja adicional, el ruido que pudiera introducir la conmutación del Mosfet es eliminado al operar, este último, en la zona óhmica. En general, aunque la idea es ingeniosa, queda restringida a aplicaciones de baja corriente de salida.

1.3.3.6. Post-regulación mediante Transformador controlado

En la literatura se encuentran diferentes trabajos que bajo la denominación de transformador controlado utilizan técnicas cualitativamente muy diferentes. Todas tienen en común el añadir un transformador auxiliar que, o bien aporta la tensión necesaria para mantener la regulación o bien interrumpe la corriente durante una fracción del periodo de conducción emulando a un magamp. Este último caso propuesto en [Sun-93] ya ha sido comentado anteriormente ahora centraremos la exposición sobre aquellas topologías que, introduciendo un transformador en el circuito de secundario, son capaces de aportar a la salida una tensión variable, ya sea esta negativa, positiva, o bien bipolar.

Los post-reguladores con transformador controlado se introdujeron inicialmente para regular convertidores resonantes de una o varias salidas. Los post-reguladores, tales como el magmap y el SSPR actúan bloqueando la tensión e interrumpiendo el flujo de la corriente de secundario, este modo de actuación impide la resonancia de la corriente y no es útil para aplicar a ciertos convertidores resonantes [Kang-92] [Weinberg-93]. En lo que sigue analizaremos el funcionamiento del post-regulador con transformador controlado y las dos principales variantes que presenta.

Un esquema básico de post-regulador con transformador controlado para una topología funcionando en dos cuadrantes es el propuesto en la referencia [Kang-92]. La figura 1.12. ilustra el esquema del mencionado post-regulador.

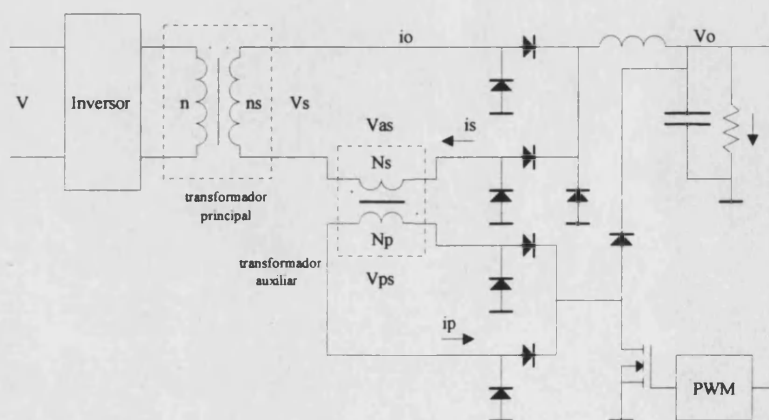


Figura 1.12.: Principio de operación del post-regulador con transformador controlado. El transformador auxiliar aporta sobre el filtro de salida la tensión adicional requerida por las necesidades de regulación.

El funcionamiento es como sigue: la corriente i_s , impuesta por las condiciones de carga, se refleja en el primario del transformador auxiliar de relación de espiras N_p , tras ser rectificadas, dependiendo del estado de conducción del Mosfet, se descarga a masa o sobre la propia salida a regular. Asumiendo una caída de tensión nula en los diodos, cuando el transistor conduce el primario del transformador auxiliar es un cortocircuito y el filtro de la salida es atacado sólo por la tensión de secundario del transformador principal. Cuando el transistor está cortado el transformador auxiliar contribuye con una tensión negativa, igual a la tensión de la salida dividida por la relación de transformación. Esta tensión se resta a la tensión del secundario del transformador principal y permite regular la salida.

El análisis del modo de operación revela que la actuación es cualitativamente como la de un magamp o un SSPR ya que, el secundario del transformador principal, a tensión nominal de entrada, debe aportar un balance voltios-segundo por exceso y el post-regulador se encarga de recortarlo. En los magamp y SSPR se parte del concepto de reducción del tiempo que actúa la tensión del secundario principal y en el post-regulador mediante transformador controlado es la tensión la que se reduce.

El post-regulador representado en la figura 1.12 actúa realmente como un regulador en modo paralelo ya que sólo una parte de la corriente de carga es procesada por el post-regulador, esta parte, es inversamente proporcional a la relación de espiras del transformador auxiliar. El modo de actuación del post-regulador paralelo es, en principio, más óptimo que la regulación serie, donde siempre se procesa toda la corriente de carga. En la práctica la regulación en paralelo mediante el post-regulador con transformador presenta una limitación asociada además de al número de componentes, al grado de regulación a alcanzar, este también es inversamente proporcional al número de espiras del transformador auxiliar. Si se pretende conseguir grandes márgenes de regulación la relación de espiras baja y la corriente a manejar crece, en esta situación las pérdidas en los diodos y el transformador penalizan el rendimiento total de convertidor.

Otra variante sobre el regulador paralelo con transformador aparece en las referencias [Weinberg-93] [Carrasco-95], el esquema de regulación empleado corresponde a la figura 1.13. Las diferencias con la figura 1.12 son principalmente dos: la introducción de un devanado más en el transformador principal y el empleo de un convertidor auxiliar como medio de control.

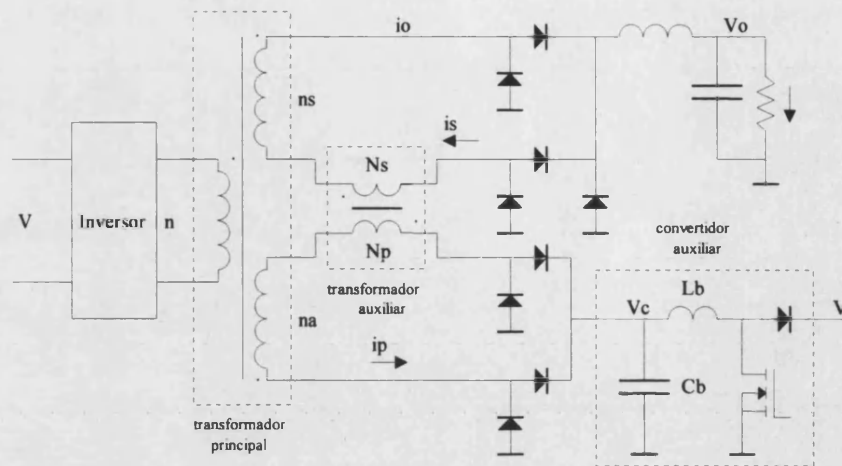


Figura 1.13.: Principio de operación del post-regulador con transformador controlado por una tensión bipolar.

La principal diferencia respecto al regulador que se mostró en la figura 1.12 tiene que ver con la adición del devanado con n_a espiras, gracias a él es posible que el secundario del transformador auxiliar vea una tensión bipolar como se describe a continuación.

Los componentes que controlan la tensión V_c están dispuestos según una topología Boost y forman el convertidor auxiliar remarcado en la figura 1.13. Controlando el ciclo de trabajo del convertidor auxiliar se controla la tensión V_c entre 0 y V voltios. Dado que V_c es una tensión estable fácilmente se obtiene la tensión de salida V_{o2} en estado estacionario, que viene dada por la expresión:

$$V_{o2} = \frac{V n_s}{n} + \frac{N_s}{N_p} \left(\frac{V n_a}{n} - V_c \right) \quad (1.1)$$

El término entre paréntesis puede ser positivo o negativo según el valor de V_c y ello hace que el post-regulador tenga la propiedad tanto de restar tensión como de sumarla. El diseño suele realizarse para que en condiciones de tensión de entrada nominal el post-regulador aporte una tensión nula, y en estas condiciones el balance voltios segundo que aporta el secundario se aprovecha en su totalidad. Otra diferencia respecto al post-regulador representado en la figura 1.12 tiene que ver con la fuente a la que se le inyecta la corriente manejada por el post-regulador. Dado que esta fuente determina la tensión en el secundario del transformador auxiliar, cuanto mayor sea la tensión de la fuente, mayor puede ser la relación de espiras del transformador auxiliar y menor la corriente a manejar, consiguiéndose

así una mejora del rendimiento. Por otra parte habrá que tener en cuenta que, reinyectar la corriente a la fuente de tensión que alimenta el convertidor tiene como inconveniente la necesidad de aislamiento en el lazo de control, y además el empleo de transistores que soporten mayor tensión aunque menos corriente.

Otras consideraciones que deben ser tratadas para valorar las dos opciones de post-regulación que se presentan en las figuras 1.12 y 1.13 hacen referencia al comportamiento dinámico del post-regulador. La referencia [Carrasco-97] trata la dinámica del post-regulador con convertidor auxiliar trabajando en modo continuo aplicado a un convertidor resonante, y no existen referencias disponibles sobre la dinámica del post-regulador con control PWM descrito en [Kang-92]. Más concretamente la aplicación de estos post-reguladores a los convertidores PWM más usuales, tal como las fuentes de varias salidas con topología Forward, está aun pendiente de estudio y valoración, siendo el tema principal a tratar en los sucesivos capítulos de esta Tesis Doctoral.

1.4. Bibliografía

[Alou-98] P. Alou, J.A. Cobos, O. García, R. Prieto and J. Uceda “Coupling Inductors for Supplying Pulsating Loads with DC/DC Converters” Proc. of IEEE PESC98, 1998, pp. 1790-1795.

[Alvarez-Barcia, 98] L. Alvarez-Barcia, S. Ollero, E. De la Cruz, F. Cañizales. “Low Power Multioutput Converter with Post-Regulation based on Synchronous Rectification and Windings Integrated in the PCB” Proc. APEC'98, 1998.

[Barrado] A. Barrado, R. Vázquez, A. Lázaro, J. Pleite, E. Olías “Convertidor CC/CC a frecuencia constante con tres salidas totalmente reguladas utilizando únicamente dos interruptores controlados” SAAEI'98, 1998, pp. 519-522.

[Barry-99] Noel Barry, Barry Daly, “Coupled Magnetic Amplifiers in Forward Converter Topologies”, IEEE Transaction on Power Electronics. Vol. 14 NO. 1, January 1999. pp.168-175.

[Brown-90] Marty Brown, “Practical Switching Power Supply Desing”, Motorola Series in

Solid State Electronics, Academic Press 1990.

- [Carrasco-95] José A. Carrasco, E. Maset, E. Sanchis and E. J. Dede, "A multiple output regulator using the variable transformer turns ratio regulator technique", Proc. of PESC95, 1995, pp. 1098-1103.
- [Carrasco-98] José A. Carrasco, Alan H. Weinberg, Enrique Maset, and Enrique J. Dede, "A High-Efficiency Regulation Technique for a Zero-Voltage Zero-Current Power Switching Converter" IEEE Transactions on Power Electronics, Vol. 13 no. 4 July 1998. Pp. 739-747.
- [Charanasomboom-88] T. Charanasomboon, M. J. Devaney, Richard G. Hofst, "Single Switch dual Output DC-DC Converter", Power Electronics Specialists Conference, 1988, pp. 157-163.
- [Chen-98] Yie-Tone Chen, "The Overall Small-Signal Model of the Synchronous Switch Postregulator" IEEE Transaction on Power Electronics. Vol. 13 NO. 5, September 1998. pp.
- [Cooke-98] Philip Cooke "Control Loop Interactions for Secondary Side Post Regulators" Proc. of APEC'98, 1998, pp.
- [Dauhjare-83] A. Dauhjare y R. D. Middlebrook, "A Simple PWM-FM Control for an Independently Regulated Dual Output Converter" POWERCON 10, March, 1983.
- [Dixon-88] L. H. Dixon "The effects of Leakage Inductance on Switching Power Supply Performance" Unitrode Switching Regulated Power Supply Design Seminar, SEM-600, pp P2.1-P2.10.
- [Dixon-94] L. H. Dixon "Unique Voltage-Mode Control Method Optimizes Magnitude Performance", Unitrode Switching Regulated Power Supply Design Seminar, SEM-1000, pp 5.1-5.8.
- [Fisher-88] R. A. Fisher, et al. "A 500 kHz, 250 W DC-DC Converter With Multiple Outputs Controlled by Phase-Shifted PWM and Magnetic Amplifiers", Proc. of HFPC, 1988,

pp. 100-110.

[Harper-88] D. J. Harper, D. R. Hyde, G. M. Fry, J. A. Houldsworth, "Controlled Synchronous Rectifier", Proc. of HFPC, 1988, pp. 165-172.

[Jamerson-89] C. L. Jamerson "Post-Regulation Techniques for 100 kHz to 300 kHz Multiple output PWM Supplies", Proc. of HFPC 1989, pp. 260-273.

[Jamerson-87] Clifford Jamerson, "Calculation of Magnetic Amplifier Post-regulator Voltage Control Loop Parameters, Proc. of HFPC 1987, pp. 222-235.

[Jovanovic-97] Milan M. Jovanovic, Laszlo Huber, " Small-signal modeling of magamp PWM switch", Proc. of PESC97, 1997, pp. 922-928.

[Kang-92] Young G. Kang, Anand K. Upadhyay, "A Parallel Resonant Converter with Postregulators" Transactions on Power Electronics. Vol 7, nº 2, April 1992, pp.

[Knight-91] M.A. Knight, K. L. Erickson, "Controlled Transformer", IEEE APEC'91, 1991, pp. 550-564.

[Levin-95] Gedaly Levin, "A New Secondary Side Post Regulator (SSPR) PWM Controller for Multiple Output Power Supplies" APEC 1995, pp. 736-742.

[Lin-90] Yung-Lin Lin, Kwang H.Liu, "A New Synchronous-Switch Post Regulator for Multi-Output Forward Converters" APEC 1990, pp. 693-698.

[Nojiri-98] Yoshihiro Nojiri et al. "Stability Analysis of Multiple-Output DC-DC Converters with Cross and Precise Regulations" Proc. of IEEE PESC98, 1998, pp. 374-379.

[Palczynski-93] Jack Palczynski, "Current Divider. A Novel Circuit to Regulate Multiple Outputs" Proc. of IEEE APEC'93, 1993, pp. 456-463.

[S. Ollero, 96] -S. Ollero, E. De la Cruz, L. Alvarez-Barcia, C. García. "New Post-Regulation and Protection methods for multiple output power converters with Synchronous Rectification" IEEE International Telecommunications Energy Conference, 1995, pp.

462-469.

[Sebastián-88] J. Sebastián, J. Uceda, M. Rico, M. A. Pérez, F. Aldana, "A complete study of the double Forward-Flyback converter" Power Electronics Specialists Conference, 1988, pp. 142-149.

[Sebastián-90] J. Sebastián, J. Blanco, J. Uceda, A. Lumbreras, F. Cañizales. "An alternative Method for Controlling Two-Output DC-to-DC Converters Using Saturable Core Inductor", Power Electronics Specialists Conference, 1990. pp. 43-50,

[Sun-93] N. Sun, D.Y. Chen, F.C. Lee, P. Gradzki, (VPI&SU) and M.A. Kinght (Zytec Corporation), "Forward Converter Regulator Using PWM Controlled Transformer" PESC '93, June 1993. Also published in IEEE Trans. on Power Electronics, Vol. 11, No. 2, March 1996.

[Unitrode-88] "Magnetic Amplifier Control for Simple, Low-Cost, Secondary Regulation", Unitrode Switching Regulated Power Supply Design Seminar, SEM-600, pp P4.1-P4.9.

[Vazquez-95] M. Vázquez, E. De la Cruz, J. A. Navas, J. A. Cobos", Fixed Frequency Forward-Flyback Converter With Two Fully Regulated Outputs", IEEE International Telecommunications Energy Conference, 1995, pp161-166.

[Weinberg-93] A. H. Weinberg, D. O'Sullivan, J. A. Carrasco, "Variable Transformer Turns Ratio Regulator $\{TR\}^2$ for a DC/DC Converter or Inverter, Proc. of the European Space Power Conference, ESA WPP-054, pp. 33-37.

[Yee-98] H.P. Yee, Satoru Sawahata, "Diode-less Multiple Output Flyback Converters" APEC 1998.

[Zhang-98] Zhe Zhang, S. Cuk, "Multiple output, high power density off-line switcher", Proc. of HFPC98, May, 1998 pp. 416-428.

Capítulo 2: El Post-regulador en modo paralelo con transformador controlado.

2. El Post-regulador en modo paralelo con transformador controlado

2.1. Introducción

En el capítulo anterior se han presentado los post-reguladores más utilizados en fuentes de alimentación multisalida. En este capítulo estudiaremos con detalle los post-reguladores tales que su actuación consiste en sumar, mediante un transformador auxiliar, una cierta tensión sobre el filtro de salida en orden a obtener el grado de regulación deseado. En primer lugar se analizarán las características de las dos variantes de post-regulador con transformador controlado que aparecen en la biografía [Weinberg-93] [Kang-92], y posteriormente se propondrá un nuevo circuito que aúne las mejores cualidades de los dos post-reguladores. Finalmente se construirá un prototipo experimental y se discutirán, desde un análisis basado en el comportamiento estacionario, las diferentes topologías planteadas para construir el post-regulador.

Como punto de partida, se estudia el post-regulador propuesto en [Weinberg-93], y se deducen las expresiones matemáticas que permiten diseñar el post-regulador para alcanzar un objetivo de regulación dado. Por otra parte, partiendo del análisis del modo paralelo de post-regulación, y a partir de criterios de rendimiento, se establecen los márgenes de funcionamiento más adecuados para los post-reguladores paralelo mediante transformador.

Siguiendo las referencias anteriormente citadas se constata que el principio con el que opera el post-regulador impone la necesidad de disponer de una tensión variable, responsable de la acción de control, sobre el primario del transformador auxiliar. Además la mayor versatilidad se obtiene cuando dicha tensión de control es bipolar y entonces, el transformador auxiliar es capaz tanto de sumar como de restar tensión. Con esta última particularidad como objetivo, las soluciones planteadas en la bibliografía son susceptibles de mejora. Bien porque no permiten obtener una tensión bipolar, o bien porque necesitan de un convertidor auxiliar completo que impone una dinámica más pobre al post-regulador. En el presente capítulo se analizarán las opciones de mejora que admiten las diferentes topologías propuestas en la

bibliografía para conseguir la tensión de control. Dando un paso más, como síntesis de las diferentes alternativas planteadas, se llegará a una nueva propuesta de implementación del post-regulador.

Tal como consta en la bibliografía la aplicación del post-regulador paralelo con transformador se ha limitado a los convertidores cuyo transformador principal era atacado por un inversor, y operaba por tanto en dos cuadrantes. Más concretamente dado que el post-regulador con transformador, a diferencia del magamp y SSPR no interrumpe la resonancia de la corriente, históricamente su aplicación se ha centrado sobre los convertidores resonantes. Así pues el post-regulador con transformador controlado no ha sido aplicado aun a convertidores PWM. Por otra parte en las topologías con control PWM, donde el transformador principal opera en un solo cuadrante, las alternativas clásicas de post-regulación, tales como el magamp y el SSPR, se han mostrado muy eficientes a medias corrientes de salida, y es difícil mejorar el rendimiento que con ellos se obtiene.

En los sucesivos puntos del capítulo se planteará la aplicación del post-regulador con transformador controlado en sustitución del magamp y el SSPR en una topología Forward con control PWM, donde el transformador principal funciona en un solo cuadrante. Dado que el funcionamiento en un solo cuadrante suele ser el caso más desfavorable para los transformadores. Es de esperar que, si el transformador auxiliar opera fácilmente en topologías de un cuadrante, la aplicación a topologías de dos cuadrantes no comporte ninguna dificultad adicional.

Como punto final y aplicación práctica de las propuestas planteadas a lo largo del capítulo se construye un prototipo experimental donde se analiza el funcionamiento de las distintas opciones de control del transformador, así mismo, se presenta una valoración de los resultados obtenidos.

2.2. Descripción del Post-regulador con transformador

Tal como se describe en la sección 1.3.2.6 del capítulo 1 el post-regulador con transformador admite diferentes variantes. Nuestro trabajo se centrará sobre aquellas variantes que permiten sumar una tensión bien negativa o bien positiva sobre el filtro de la salida a

regular, manteniendo como objetivo final llegar a sumar una tensión bipolar. El esquema básico para un post-regulador de este tipo, aplicado a topologías con transformador funcionando en dos cuadrantes [Weinber-93] se muestra en la figura 2.1.

En el principio de regulación está implícito el hecho de que se dispone de la tensión variable V_c , ello implica la necesidad de un circuito adicional para proveer dicha tensión, y el correspondiente lazo de realimentación para regularla. Las alternativas de regulación de V_c se han comentado ya en el Capítulo 1 y se estudiarán, con profundidad, en este y en los capítulos siguientes. Estudiemos a continuación como actúa el post-regulador.

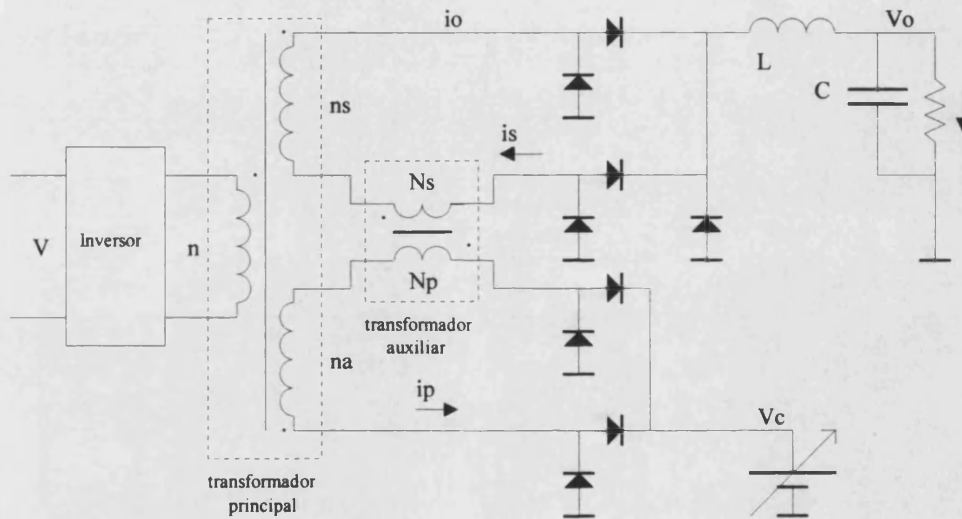


Figura 2.1.: Esquema del post-regulador con transformador controlado.

La figura 2.1 supone una situación en la que el inversor opera con un ciclo de trabajo constante y la regulación de la tensión de salida V_o se consigue mediante la acción del post-regulador. Particularizando para un ciclo de trabajo del 100%, considerando un semiperiodo de funcionamiento, y siguiendo el convenio de puntos de los transformadores se deduce, para el estado estacionario, el balance de tensiones sobre la salida V_o . La figura 2.2 corresponde a esta situación particular, y fácilmente se obtiene el valor de la tensión de salida V_o en estado estacionario, esta viene dada por la ecuación (2.1).

$$V_o = \frac{V_{n_s}}{n} + \frac{N_s}{N_p} \left(\frac{V_{n_a}}{n} - V_c \right) \quad (2.1)$$

En la expresión (2.1) queda patente que la regulación se consigue mediante la variación de V_c , y el margen de regulación depende fundamentalmente del factor que multiplica al término entre paréntesis. Este factor corresponde a la relación de transformación del transformador auxiliar, $N = N_p/N_s$, a menor N , mayor capacidad de regulación ante cambios de la tensión de alimentación V .

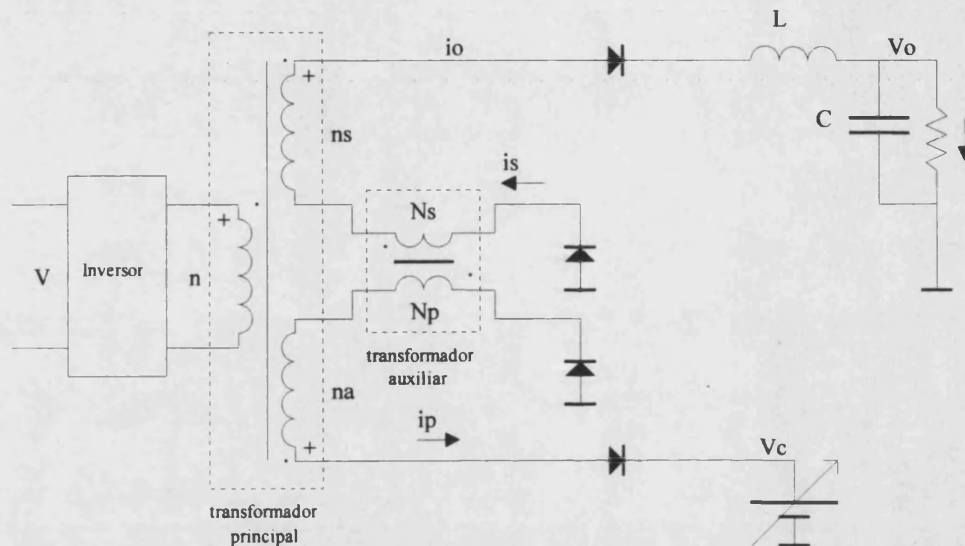


Figura 2.2.: Esquema del post-regulador con transformador controlado particularizado al semiperiodo positivo.

Por otra parte la elección adecuada de n_a y de los límites para V_c permite que el post-regulador sea capaz, tanto de restar tensión como de sumarla, y ello marca una diferencia cualitativa respecto a los post-reguladores serie tales como el magamp y el SSPR. Recordemos que estos últimos, tal como se comentó en el capítulo 1, sólo actúan recortando el ciclo de trabajo y reduciendo el balance voltios-segundo disponible en el secundario de la salida a regular.

A continuación plantearemos, para un caso general, el cálculo de la relación N que permite mantener la regulación de la salida ante unas condiciones de trabajo extremas previamente fijadas. Supóngase que se desea regular frente a variaciones de línea, y definamos M como la variación en tanto por uno, es decir, una variación del 10% equivale a $M = 0.1$.

Para una cierta tensión de línea mínima, dada por $V(1-M)$, el circuito de realimentación, en orden a sumar la mayor tensión mediante el transformador auxiliar, hace

que la tensión V_c valga cero. Particularizando el valor mínimo de la tensión de entrada, a la ecuación (2.1) tendremos:

$$V_o = \frac{V(1-M)n_s}{n} + \frac{N_s}{N_p} \frac{V(1-M)n_a}{n} \quad (2.2)$$

Combinando esta última ecuación con la ecuación (2.1) particularizada para la tensión de entrada a su valor nominal, podemos obtener la relación N que permite alcanzar el grado de regulación deseado, expresada en la siguiente ecuación:

$$\frac{N_s}{N_p} = \frac{Mn_s}{(1-M)n_a} \quad (2.3)$$

Del mismo modo plantearémos el caso en que la tensión de línea es máxima, en esta situación la tensión V_c alcanzará el valor máximo, y la ecuación (2.1) toma la forma:

$$V_o = \frac{V(1+M)n_s}{n} + \frac{N_s}{N_p} \left(\frac{V(1+M)n_a}{n} - V_{\alpha(\max)} \right) \quad (2.4)$$

De nuevo combinando las ecuaciones (2.1) y (2.4) obtenemos la relación N .

$$\frac{N_s}{N_p} = \frac{VMn_s}{nV_{\alpha(\max)} - V(1+M)n_a} \quad (2.5)$$

En función de los valores V y V_c , e igualando las ecuaciones (2.3) y (2.5), puede ajustarse el parámetro n_a y la relación N_s/N_p según se desee un determinado margen de regulación ante variaciones de línea y de carga. Así mismo, la elección de n_a y N pueden ayudar al redondeo del número de espiras del secundario del transformador principal. Este opción puede ser muy interesante en salidas de baja tensión que impongan secundarios monoespira.

En cuanto a las corrientes manejadas por el post-regulador, tal como muestra la figura 2.1, el primario del transformador auxiliar maneja una corriente N veces menor que el

secundario del transformador principal. Este resultado es especialmente importante ya que las pérdidas en los diodos rectificadores del primario del transformador auxiliar son proporcionales a la corriente y penalizan el rendimiento total del convertidor [Kang-92]. Por otra parte, de las ecuaciones (2.3) y (2.5), se infiere que la disminución de la relación de espiras del transformador auxiliar permite incrementar el margen de regulación. Así pues, la elección de la relación de espiras N es el punto más importante del diseño, y hay que encontrar el compromiso adecuado entre el rendimiento total del convertidor y el margen de regulación deseado. Estudiaremos a continuación como procesa la energía el post-regulador haciendo el cálculo de la potencia que maneja y estableceremos límites adecuados para la relación de transformación, N , del transformador auxiliar.

2.3. La Post-regulación en modo paralelo

Estudiaremos ahora el modo de operación del post-regulador correspondiente a la figura 2.1. El objetivo es mostrar, mediante criterios de rendimiento, como representa una alternativa adecuada para cualquier post-regulador conmutado que opere en cascada tal como se describe en [Carrasco-96] [Carrasco-98].

Supongamos un sistema compuesto por un prerregulador y un convertidor de potencia -podría ser, por ejemplo, un sistema resonante que proporcione aislamiento galvánico y un prerregulador para proporcionar a la salida una tensión constante [Ferrerres-98]. Disponiendo el conjunto en cascada, según indica la figura 2.3.a, el rendimiento del conjunto es el producto del rendimiento individual de cada etapa. Tomando un rendimiento del 90% para cada convertidor, el rendimiento final del proceso sería del 81%.

Si construimos el regulador en modo paralelo, tal como indica la figura 2.3.b, y fijamos unos márgenes de regulación tales que la salida se mantenga regulada ante una variación en la entrada del 20% como máximo, obtendríamos un rendimiento del 88%. Esta diferencia se debe a que, gracias a la regulación paralela, en el post-regulador sólo manejamos el 20% de la potencia total que maneja el convertidor sin regulación, en cambio, el margen de regulación queda limitado al 20% [Carrasco-95]. En muchas ocasiones márgenes de regulación del 20% o incluso menores son suficientes, y es en estos casos donde el post-regulador paralelo tiene mejor aplicación.

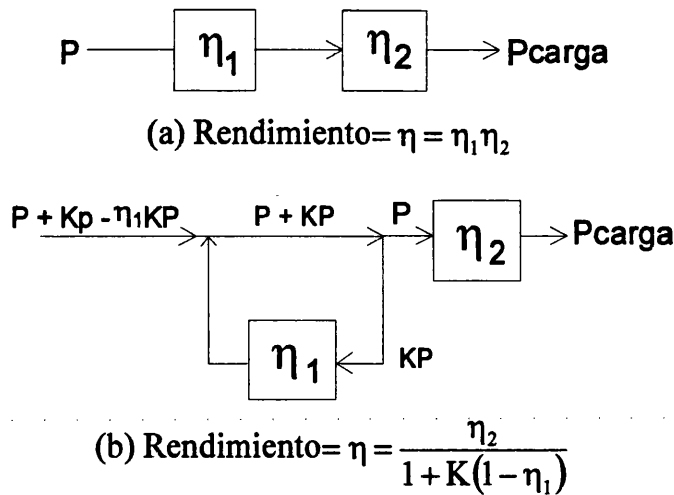


Figura 2.3.: (a) Diagrama de bloques de un proceso de regulación serie, (b) diagrama de bloques de un proceso de regulación paralelo.

En el caso en que los márgenes de variación de tensión sean muy grandes el regulador paralelo puede perder parte de su interés frente a los reguladores conmutados más sencillos tales como un convertidor Buck en cascada. Supongamos que se persigue un margen de regulación del 50%, es este caso el Post-regulador solo manejará la mitad de la potencia que maneja un regulador serie pero, dado que el regulador paralelo emplea además un transformador, la potencia perdida en el post-regulador paralelo puede ser comparable a la perdida por el regulador serie.

En otras ocasiones, principalmente en convertidores resonantes, el post-regulador paralelo con transformador resulta la única opción, ya que no interrumpe la resonancia de la corriente de secundario [Kang-92] [Carrasco-98].

2.4. El Post-regulador paralelo con transformador controlado mediante un convertidor auxiliar tipo Boost

Hasta ahora hemos explicado el funcionamiento del Post-regulador asumiendo que se dispone, como sumidero de corriente, de una fuente de tensión, V_c , fácilmente controlable, y cuyo mecanismo de control no debe penalizar el rendimiento del convertidor. La tensión V_c puede controlarse con un convertidor auxiliar, tal como ya se comento en el capítulo 1, y se muestra en la figura 2.4. Los componentes del convertidor auxiliar están dispuestos según una topología Boost. Véase como la máxima tensión que puede alcanzar la tensión de control V_c

es la tensión de alimentación V y el flujo de potencia es de V_c hacia V . En cuanto al modo de funcionamiento del convertidor, este presenta ciertas particularidades que merecen un estudio más detallado.

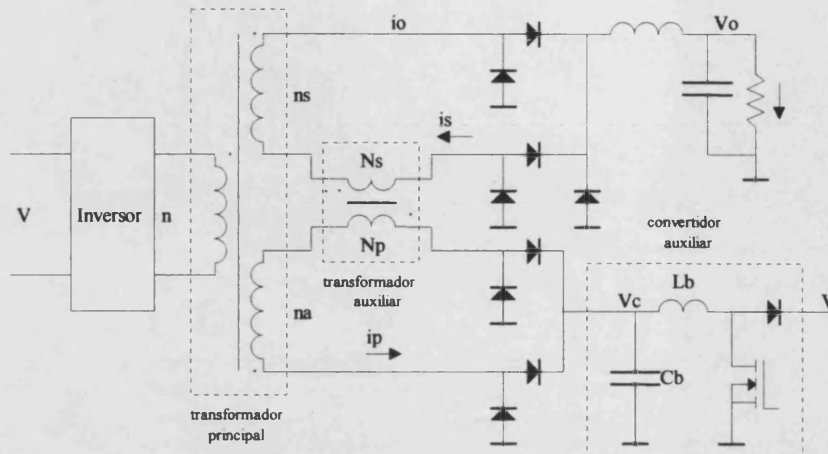


Figura 2.4.: Esquema del post-regulador controlando la tensión V_c mediante un convertidor auxiliar dispuesto según una topología boost.

Concretamente el convertidor auxiliar se alimenta por corriente y el control se efectúa sobre la tensión de entrada, ya que, la salida es una fuente de tensión fija que actúa como sumidero de corriente. Se comprueba fácilmente como el condensador C_b se carga durante el tiempo que dura la transferencia de potencia del transformador principal con la corriente del primario del transformador auxiliar. En orden a mantener un determinado valor de la tensión V_c , en extremos del condensador C_b , éste se descarga por el inductor L_b , cuyo nivel de corriente depende del ciclo de trabajo del Mosfet. La corriente que circula por L_b se reinyecta en la fuente de tensión V , esta es la fuente de tensión primaria que alimenta todo el convertidor.

Un punto especialmente importante es la elección del modo de funcionamiento del convertidor auxiliar. Si la corriente por L_b no se anula en ningún momento, es decir, el convertidor trabaja en modo continuo, la relación entre las tensiones V y V_c viene dada por la función de transferencia del convertidor Boost en estado estacionario. Llamando D al ciclo de trabajo del transistor, véase la figura 2.4, la relación entre V y V_c viene dada por la expresión:

$$V_c = V(1 - D) \tag{2.6}$$

Otra opción, no planteada en la bibliografía, y que representa una de las aportaciones de este trabajo, es hacer que el convertidor auxiliar opere en modo discontinuo. Como principal diferencia con el modo continuo es de esperar que aparezca una dinámica más rápida. En el capítulo siguiente se modelizará el convertidor en ambos modos de funcionamiento y se expondrán a través de sus funciones de transferencia las características de cada uno de ellos.

Independientemente del modo de funcionamiento de L_b , su corriente debe ser inyectada en una fuente de tensión que actúe como sumidero de potencia. La disposición mostrada en la figura 2.4, donde el inductor L_b se descarga en la fuente de alimentación V , suele ser la más eficiente dado que permite una mayor relación de transformación N . En principio, la descarga de L_b podría hacerse sobre cualquier fuente de tensión continua presente en el sistema, y siempre con la ventaja añadida del aislamiento galvánico entre la salida regulada y la fuente que actúa como sumidero de la corriente. En sucesivos apartados volveremos sobre esta idea.

2.5. El Post-regulador paralelo con transformador controlado mediante una tensión PWM sin filtrar.

Tal como se ha visto en el punto anterior, introduciendo un convertidor auxiliar para controlar la tensión V_c se consigue una tensión continua y estable entre extremos del condensador C_b . Como contrapartida, el convertidor añadido aporta al circuito dos componentes reactivos, que además, imponen unas ciertas características a la dinámica del convertidor [Carrasco-97]. En el trabajo [Kang-92] se plantea otra opción de regulación de la tensión V_c . Esta consiste en sustituir la tensión V_c por una tensión cuadrada, sincronizada con la tensión del secundario de la salida a controlar, tal como muestra la figura 2.5.

El valor promedio de esta tensión cuadrada, tomando como periodo de promediado el tiempo en que se transfiere potencia a la salida, debe ser igual a la tensión continua V_c que se obtenía mediante el convertidor auxiliar. En definitiva, durante el estado ON de un periodo de funcionamiento la tensión en el primario del transformador auxiliar será durante un intervalo positiva y durante otro intervalo negativa. El valor promedio de la suma de ambos intervalos debe ser el que impongan las necesidades de regulación.

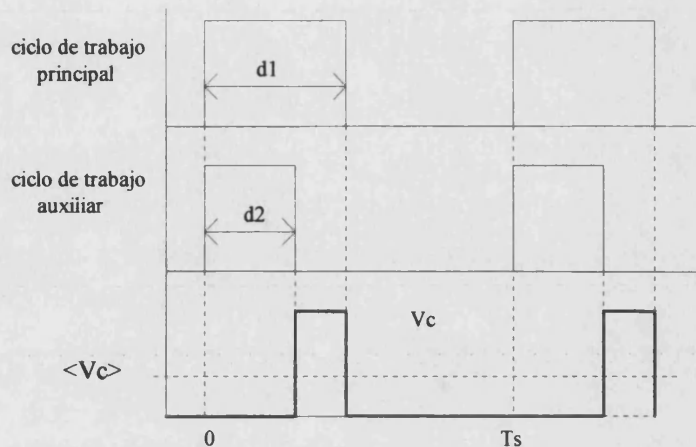


Figura 2.5.: Principio de regulación consistente en sustituir la tensión V_c por una onda cuadrada de equivalente valor medio durante el periodo de transferencia de potencia.

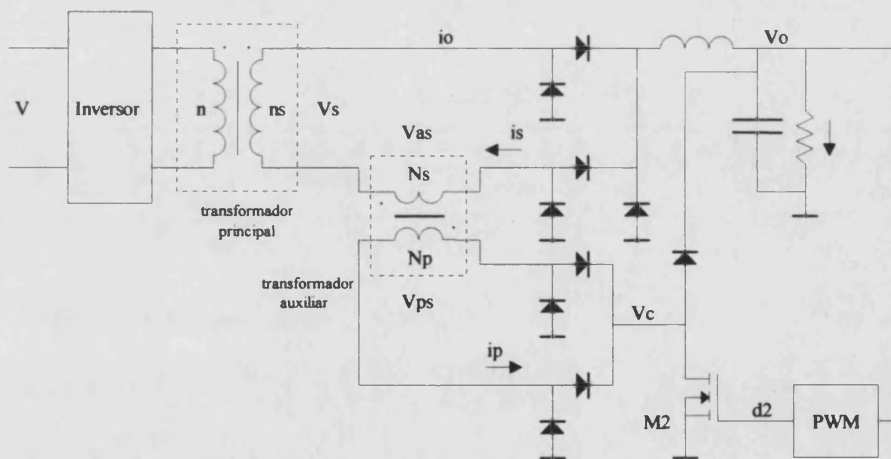


Figura 2.6.: Implementación del principio de regulación consistente en sustituir la tensión continua V_c por una onda cuadrada de equivalente valor medio durante el periodo de transferencia de potencia.

Analizaremos ahora el efecto que tiene utilizar la propia tensión de salida como sumidero de la corriente de primario del transformador auxiliar. Supongamos una fuente de alimentación reductora y un objetivo de regulación dado. En el convertidor de la figura 2.6, al reinyectar la corriente del primario del transformador auxiliar sobre la propia salida, el valor promedio de la tensión V_c alcanza como máximo el valor V_o . Dado que la salida V_o tiene una tensión mucho más baja que la tensión V , que alimenta el convertidor, el margen de regulación se ve disminuido respecto al caso en que la corriente del primario del transformador auxiliar se reinyecta sobre la tensión de alimentación.

Para ilustrar mejor esta situación supongamos que el inversor opera con un ciclo de trabajo del 100% y la corriente del primario del transformador auxiliar se devuelve a la propia salida, en estas condiciones la tensión V_o en estado estacionario viene dado por la expresión (2.7). Donde, según la figura 2.6, d_2 corresponde al ciclo de trabajo del transistor M_2 . Equivalentemente d_2 corresponde al ciclo de trabajo de la tensión PWM presente en V_c .

$$V_o = \frac{V n_s}{n} + \frac{N_s}{N_p} \left(\frac{V n_a}{n} - V_o (1 - d_2) \right) \quad (2.7)$$

Con las mismas condiciones de ciclo de trabajo del inversor, si ahora reinyectamos la corriente del primario del transformador auxiliar a la fuente que alimenta el convertidor, la tensión V_o en estado estacionario viene dada por la expresión:

$$V_o = \frac{V n_s}{n} + \frac{N_s}{N_p} \left(\frac{V n_a}{n} - V (1 - d_2) \right) \quad (2.8)$$

De las expresiones (2.7) y (2.8) se deduce que la relación de espiras del transformador auxiliar debe cambiar para conseguir el mismo margen de regulación en ambos casos. Obviamente la tensión reflejada en el secundario del transformador auxiliar depende de la tensión V , cuanto mayor sea esta, mayor puede ser la relación N , y menor la corriente manejada por el post-regulador para cumplir un cierto objetivo de regulación impuesto.

Recapitulando, el post-regulador presentado en la figura 2.6 puede prescindir de los elementos reactivos del convertidor auxiliar pero la tensión añadida mediante el transformador auxiliar no es bipolar, y la corriente manejada por el post-regulador es alta. Por otra parte, el post-regulador propuesto en [Weinberg-93], correspondiente a la figura 2.4, maneja unas corrientes menores y aporta una tensión bipolar. En cambio su dinámica es más pobre dado que necesita de un convertidor auxiliar completo para conseguir la regulación. El objetivo será pues, obtener una síntesis de ambos post-reguladores que aúne las mejores características de cada uno de ellos.

La solución que se propone, no presente en la bibliografía, se muestra en la figura 2.7. Simplemente se cambia el convertidor auxiliar de la figura 2.4 por la modulación PWM de la

tensión V_c . El circuito propuesto corresponde a la figura 2.7. El post-regulador aporta sobre el filtro de salida una tensión bipolar con lo que el filtro, en función de las necesidades, puede ver una tensión efectiva superior a la disponible en el secundario del transformador principal. Fácilmente se comprueba como la tensión que añade el post-regulador V_{post} puede ser bipolar para ciertos valores de d_2 si $n > n_a$, según muestra la siguiente ecuación:

$$V_{post} = \frac{N_s}{N_p} \left(\frac{V n_a}{n} - V(1 - d_2) \right) \quad (2.9)$$

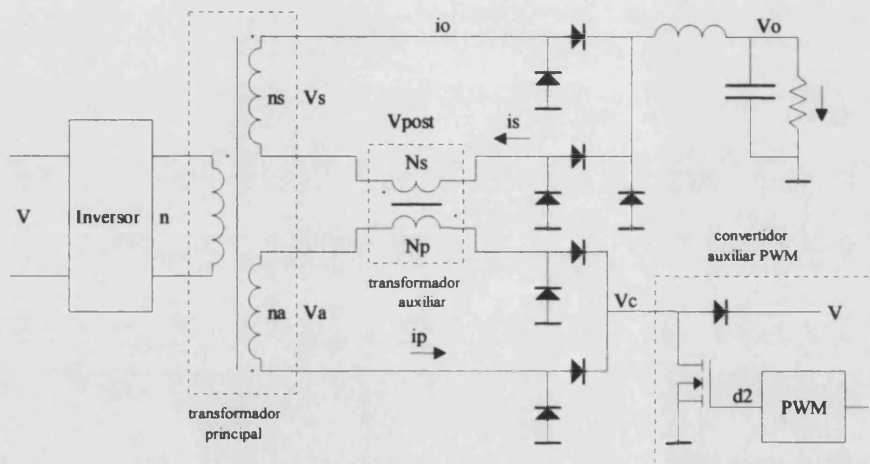


Figura 2.7.: Implementación del post-regulador mediante la modulación PWM de la tensión V_c y reinyectando la corriente manejada por el post-regulador a la fuente de tensión principal.

El añadir una tensión bipolar puede permitir un mejor margen de maniobra a la hora de ajustar el número de vueltas del secundario del transformador principal, y muy particularmente en las salidas de baja tensión con secundarios monoespira. Si el post-regulador sólo actúa reduciendo la tensión efectiva sobre el filtro de salida, el número de espiras del secundario debe aumentar respecto a una situación en la que el Post-regulador permite aumentar o disminuir la tensión efectiva sobre el filtro.

Otra diferencia del post-regulador propuesto en la figura 2.7 frente al de la referencia [Kang-92], mostrado en la figura 2.6 tiene que ver con la devolución de la energía procesada por el post-regulador. Supongamos una situación, generalmente la más usual en fuentes de alimentación multisalida de media y baja potencia, donde la fuente que alimenta el convertidor tiene una tensión mucho más alta que la de salida. Si la energía se devuelve a la misma salida que se pretende regular se penaliza el rendimiento cuando se imponen márgenes

de regulación grandes, equivalentemente, relaciones de transformación bajas para el transformador auxiliar. En estas condiciones de trabajo la corriente por los diodos rectificadores puede ser del orden de la corriente de carga y las pérdidas en los diodos importantes. El problema se agudiza en fuentes de alta corriente y de baja tensión con tensiones de salida comparables a la caída directa de los diodos.

En cambio un post-regulador como el de la figura 2.6 presenta cierta ventaja frente al propuesto en este trabajo, ésta tiene que ver con el aislamiento del lazo de control ya que, en el Post-regulador propuesto, la energía se devuelve a una fuente de tensión referenciada a primario y el sensado de la tensión de salida se realiza en secundario.

2.6. El Post-regulador paralelo aplicado a topologías con transformador funcionando en un solo cuadrante

La aplicación de la regulación paralela con transformador controlado sobre convertidores PWM no ha sido desarrollada aun. El motivo es que los post-reguladores usualmente empleados en convertidores PWM, tales como los magamp y más recientemente los SSPRs presentan muy buen rendimiento, y las técnicas de diseño están ya muy maduras. Para ciertas condiciones de trabajo donde se impongan grandes corriente de salida y las necesidades de regulación no sean excesivas el post-regulador paralelo puede tener una buena aplicación. En estas condiciones la corriente manejada por el regulador será mucho menor que la corriente de carga, y la potencia perdida por el post-regulador paralelo con transformador puede ser mínima. Cuando además la tensión de alimentación es alta y la tensión de salida baja se dan las condiciones en que los rendimientos pueden ser comparables a los obtenidos con los post-reguladores serie de mejor rendimiento.

Otra particularidad juega a favor del post-regulador paralelo con transformador, su capacidad de añadir una tensión bipolar sobre el filtro de salida. Como consecuencia de añadir una tensión bipolar la relación de espiras del secundario del transformador principal puede ajustarse exactamente y no por exceso, tal como imponen las técnicas de diseño del magamp y el SSPR. Ello permite un posible mejor aprovechamiento del balance voltios-segundo del transformador principal.

El Post-regulador paralelo con transformador, bien controlado mediante un convertidor auxiliar o bien controlado mediante la tensión V_c modulada por PWM, puede ser aplicado satisfactoriamente también a topologías donde el transformador funcione en un solo cuadrante, cuyo representante más conocido es el convertidor Forward. La figura 2.8 muestra el método de post-regulación con transformador controlado aplicado a un convertidor Forward de dos salidas. La aplicación no representa ningún cambio frente a las topologías donde los transformadores funcionan en dos cuadrantes, ya que los cuatro diodos rectificadores (en la figura 2.8 dentro del recuadro de trazo discontinuo) permiten la circulación de la corriente reflejada por el secundario y también la descarga de la corriente magnetizante.

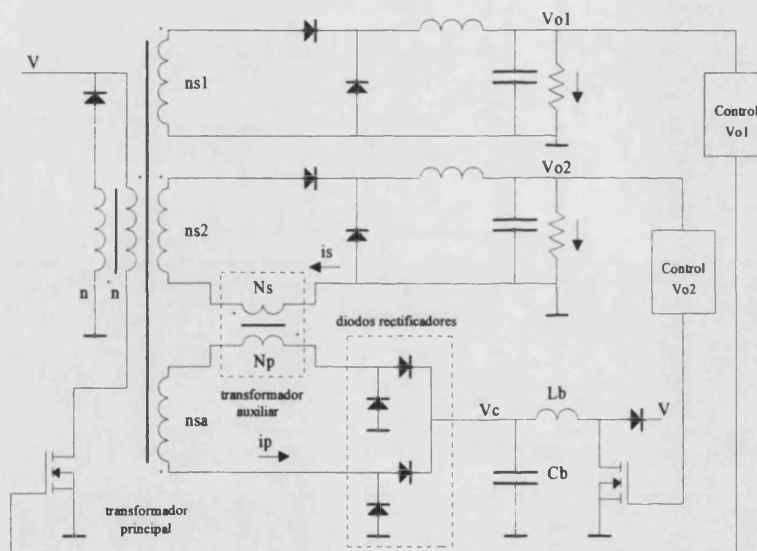


Figura 2.8.: Implementación del post-regulador paralelo mediante transformador a una topología Forward.

La salida principal V_{o1} se regula mediante la técnica PWM tomando como señal de error para el lazo de realimentación sólo una muestra de V_{o1} . Partiendo de estas condiciones el filtro de la salida V_{o2} es atacado por una onda de tensión cuadrada cuyo ciclo de trabajo no viene impuesto por las necesidades de regulación de V_{o2} , y por tanto, es una salida no regulada. La regulación de V_{o2} se consigue mediante un segundo lazo de control que actúa regulando la tensión V_c , y en consecuencia, la tensión de salida V_{o2} . Esta es una técnica usual y bien conocida ya que, en su planteamiento, es idéntica al método de post-regulación mediante el magamp y los SSPRs. Un simple análisis del circuito permite entrever cual va a ser el comportamiento esperado y, posteriormente, se analizarán con detalle las características del convertidor que ahora avanzamos a continuación.

2.6.1. Regulación de línea.

Si la tensión de alimentación del convertidor, que denotaremos por V , presenta variaciones, el lazo de control principal adaptará el ciclo de trabajo de modo que se compensen las variaciones de línea en orden a mantener constante la salida V_{o1} . Dicho de otro modo la salida V_{o1} recibe un balance voltios-segundo prácticamente constante. Como la segunda salida V_{o2} comparte el transformador esta también ve un balance voltios-segundo constante apenas necesita regular. En consecuencia, la regulación de línea de la salida V_{o2} debe resultar mejorada respecto a la que se obtendrá en la salida V_{o1} pues contribuyen a la regulación dos lazos.

2.6.2. Regulación de carga e impedancia-cruzada en la salida V_{o1} .

El lazo de control principal regula la salida V_{o1} ante variaciones de carga. La única influencia de la salida V_{o2} sobre la salida V_{o1} se puede tener a través del transformador, asumiendo un transformador ideal no hay ningún efecto de la salida V_{o2} sobre la salida V_{o1} . Si el transformador no es ideal, dado que comparten el primario, los cambios en la corriente de V_{o2} producirán caídas de la tensión útil en el primario del transformador por efecto de las resistencias parásitas. Este efecto se controlará asumiendo unos límites en los valores de los elementos parásitos del transformador principal. Además se compensará mediante el lazo de control principal consiguiéndose con ello una regulación cruzada y una impedancia cruzada prácticamente nulas. Una situación especial se da con el control en modo corriente de pico donde si hay una interacción de la salida post-regulada sobre la salida principal.

2.6.3. Regulación de carga e impedancia cruzada en la salida V_{o2}

La salida V_{o2} ve un balance voltios-segundo en función de las necesidades de la salida V_{o1} y por tanto no esta regulada. Si la carga en la salida V_{o1} permanece constante la salida V_{o2} recibe un balance voltios-segundo también constante y mediante la tensión que añade el transformador auxiliar se ajusta la salida V_{o2} , consiguiendo en estado estacionario una regulación cruzada nula. Los transitorios producidos por los cambios de carga en la salida V_{o2} serán regulados también mediante la tensión que aporta el transformador auxiliar.

Ahora bien, con cada salto de carga en la salida V_{o1} se producirá un transitorio en el ciclo de trabajo principal que afectará a la salida V_{o2} dejando a esta última sin regulación.

Será el lazo de control secundario el que compense las variaciones del ciclo de trabajo principal. El efecto de la dinámica del filtro de la segunda salida y del post-regulador va a hacer que la acción del segundo lazo no sea instantánea, y aparecerá un efecto de impedancia cruzada entre ambas salidas. El estudio de las impedancias cruzadas será uno de los objetivos principales de este trabajo.

2.7. Aplicación del post-regulador paralelo con transformador a un prototipo experimental

2.7.1. El prototipo experimental

En esta sección retomaremos el convertidor propuesto en el punto 2.6 desarrollando un prototipo experimental. El objetivo es analizar experimentalmente las cualidades del post-regulador y comprobar los dos métodos de control de la tensión que aporta el transformador auxiliar. Más concretamente, en primer lugar implementaremos el post-regulador con el convertidor auxiliar tipo Boost, tanto en modo continuo como en modo discontinuo, y en segundo lugar sustuiremos el convertidor auxiliar por el control PWM, tal como se describe en el apartado 2.5.

Como ejemplo de aplicación se ha desarrollado el convertidor Forward de 85 W y de dos salidas, mostrado en la figura 2.9.

Las especificaciones básicas del convertidor son las siguientes:

Salida $V_{o1} = 5 \text{ V}$, 10 A

Salida $V_{o2} = 3.3 \text{ V}$ 10 A

Tensión de entrada $50 \text{ V} \pm 10\%$

Frecuencia de conmutación de los transistores: $M1 = 100 \text{ kHz}$, y $M2 = 200 \text{ kHz}$.

Los esquemas eléctricos completos del convertidor se muestran en el anexo 1. El valor de los inductores L_1 y L_2 se ha escogido para que operen en modo continuo, así pues, ambas

salidas del convertidor Forward funcionan en modo continuo en todas las condiciones de carga, y es el convertidor auxiliar el que puede funcionar en modo continuo o discontinuo.

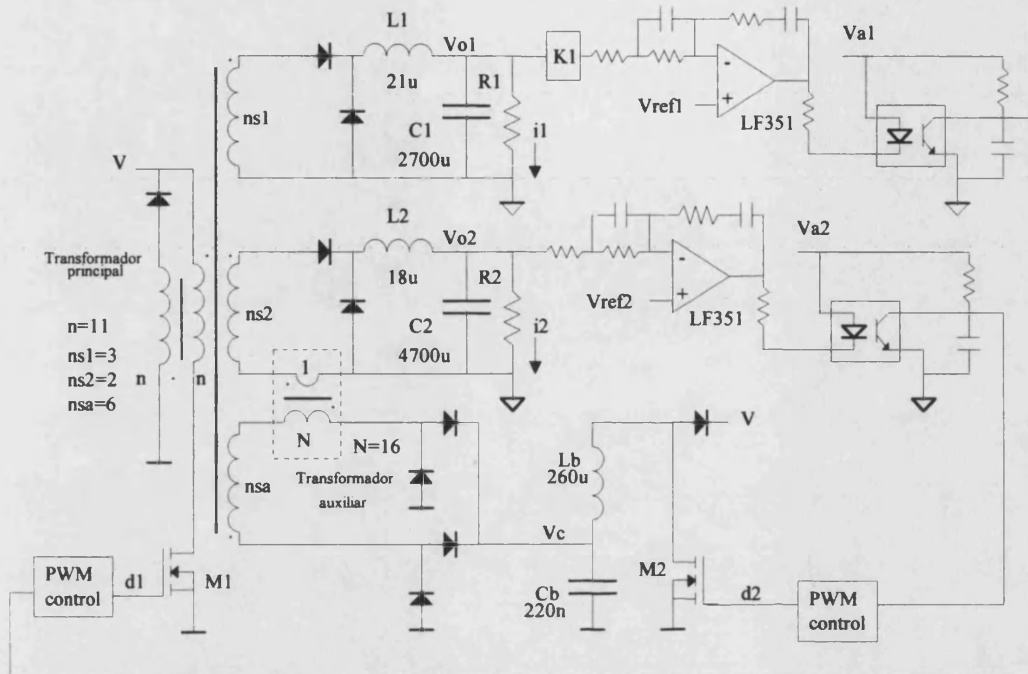


Figura 2.9.: Convertidor Forward de dos salidas, de 5 V y 3.3 V con post-regulación paralela mediante transformador en la salida de 3.3 V.

Mostraremos en las siguientes secciones, y para el estado estacionario, las formas de onda experimentales más relevantes en cada uno de los modos de funcionamiento del convertidor auxiliar. Las medidas se han efectuando con una corriente de 7.5 A en cada una de las salidas, lo que representa el 75% de la carga máxima.

2.7.2. El post-regulador con el convertidor auxiliar funcionando en modo continuo

La figura 2.10 muestra las formas de onda experimentales obtenidas con el convertidor auxiliar trabajando en modo continuo. Las trazas 1 y 2 muestran las señales de disparo de las puertas de los transistores M_1 y M_2 respectivamente. La traza 3 corresponde a la corriente por el inductor L_b , y la traza 4 a la tensión sobre el condensador C_b , que es la tensión de control V_c . Tal como muestran las trazas 1 y 2 la frecuencia de funcionamiento del convertidor auxiliar es el doble de la del convertidor principal.

En principio, la conmutación de los transistores no debe estar necesariamente sincronizada, y el diseño se puede abordar considerando al convertidor auxiliar como un convertidor independiente, cuya misión es ajustar la tensión V_c según impongan las necesidades de regulación. En nuestro caso, para mayor simplicidad del circuito de control, el convertidor principal y el auxiliar comparten la misma señal en diente de sierra en sus respectivos moduladores de pulso, y por tanto, la frecuencia de conmutación del transistor M_2 es el doble de la del transistor M_1 .

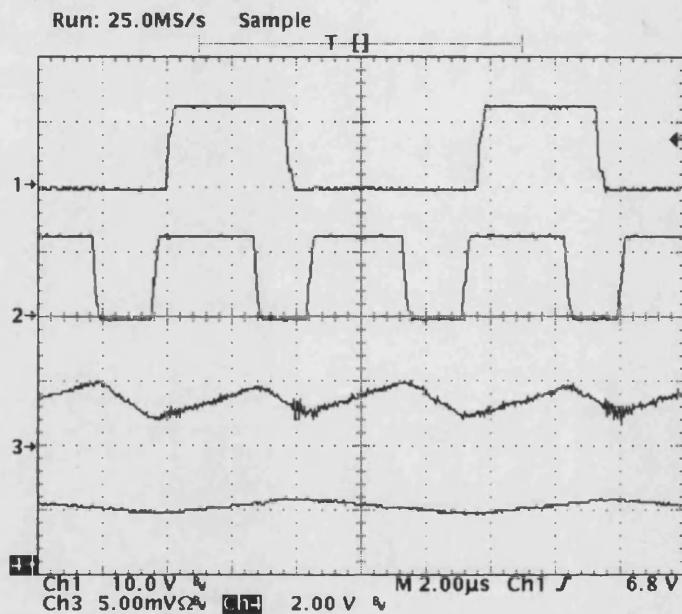


Figura 2.10.: Formas de onda del convertidor Forward en estado estacionario. Convertidor auxiliar en modo continuo

Con una frecuencia de conmutación más alta en M_2 que en M_1 se consigue disminuir el valor del inductor L_b sin violar, en el convertidor auxiliar, la condición de funcionamiento en modo continuo. Como se verá en el capítulo siguiente la dinámica de la segunda salida depende en gran medida del valor del inductor L_b .

2.7.3. El post-regulador con el convertidor auxiliar funcionando en modo discontinuo

La disminución del inductor L_b hasta $70 \mu\text{H}$ lleva al convertidor auxiliar a funcionar en modo discontinuo en todas las condiciones de carga. En la figura 2.11 se muestran las formas de onda más relevantes cuando el convertidor auxiliar funciona en modo discontinuo.

Las trazas 1 y 2 corresponden a las señales de disparo de las puertas de los transistores M_1 y M_2 respectivamente. La traza 3 muestra la corriente por el inductor L_b , se observa como ahora la corriente se anula totalmente en cada periodo. Finalmente la traza 4 corresponde a la tensión V_c . En estado estacionario las diferencias de funcionamiento entre el modo continuo y el modo discontinuo no son relevantes, en cambio, tal como estudiaremos en el próximo capítulo la dinámica del convertidor y las funciones de transferencia dependen fuertemente del modo de funcionamiento del convertidor auxiliar.

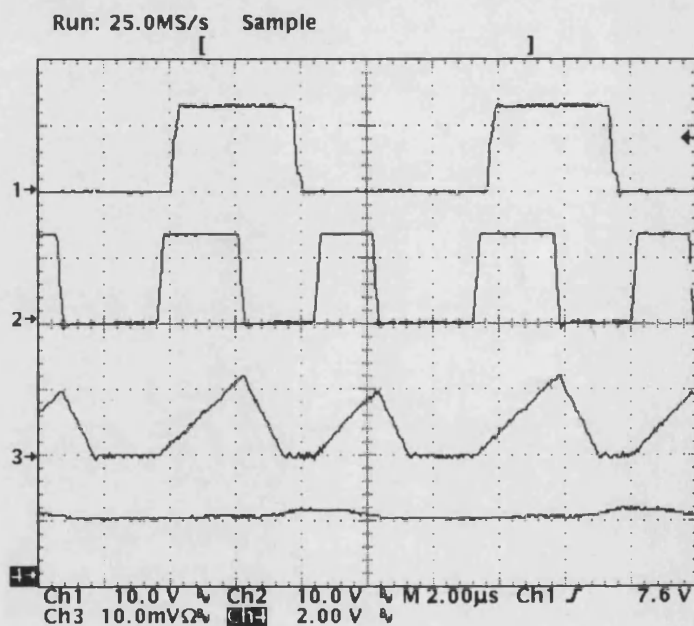


Figura 2.11.: Formas de onda del convertidor Forward en estado estacionario. Convertidor auxiliar en modo discontinuo

2.7.4. El post-regulador con transformador controlado mediante una tensión PWM

La siguiente alternativa de control de la tensión V_c consiste en eliminar los elementos reactivos del convertidor auxiliar, L_b y C_b , tal como se ha explicado en la sección 2.5. En la figura 2.12 se muestran las formas de onda cuando el convertidor auxiliar opera sin los elementos reactivos y la tensión de control del transformador es una tensión PWM sin filtrar.

Las trazas 1 y 2 muestran las señales de disparo de las puertas de los transistores M_1 y M_2 respectivamente. La traza 3 corresponde a la corriente por el primario del transformador auxiliar, esta corriente es igual a la corriente del inductor de salida L_2 durante el estado ON,

pero dividida por la relación de espiras del transformador auxiliar. Se observa como la pendiente de la corriente cambia bruscamente al cortarse el transistor M_2 ya que, en este momento, cambia la polaridad del transformador auxiliar, y la tensión en extremos del inductor L_b disminuye. La traza 4 corresponde a la tensión en el drenador de M_2 , donde se distinguen tres estados diferenciados.

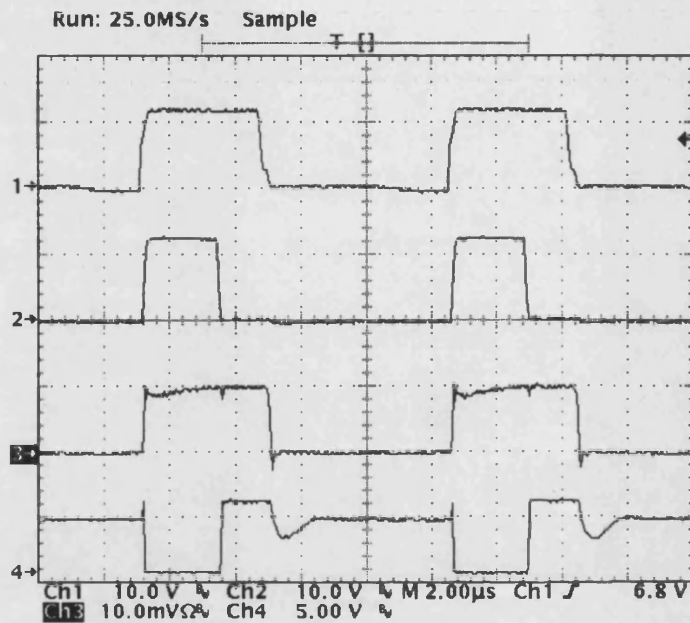


Figura 2.12.: Formas de onda del convertidor en estado estacionario. Control del transformador auxiliar mediante una tensión PWM.

Durante el estado alto de la traza 2, que corresponde a la señal de puerta de M_2 , éste conduce la corriente del primario del transformador auxiliar. Cuando el transistor se corta, y mientras dura el estado ON del transistor M_1 , la corriente del primario del transformador auxiliar se devuelve a la fuente de alimentación. En estas condiciones el diodo D_a está polarizado, y el transistor M_2 soporta la tensión de alimentación V . Cuando acaba el estado ON del transistor principal se corta el diodo D_a y la tensión que soporta M_2 viene dada por el divisor de tensión que conforman los diodos rectificadores polarizados inversamente con el diodo D_a , tal como ilustra la figura 2.13.

Comprobado el correcto funcionamiento del convertidor para todos los modos de control del transformador auxiliar, el próximo capítulo tratará de la dinámica del convertidor cuando el control del transformador auxiliar se implementa mediante el convertidor boost.

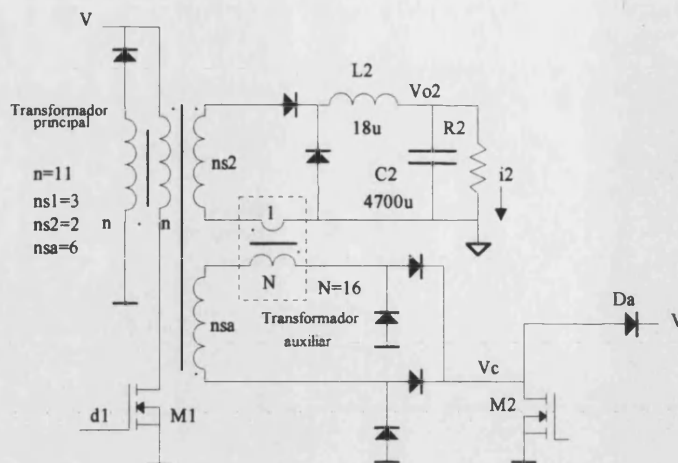


Figura 2.13.:Detalle del post regulador funcionando sin elementos reactivos en el convertidor auxiliar.

2.8. Bibliografía

- [Carrasco-95] José A. Carrasco, E. Maset, E. Sanchis and E. J. Dede, "A multiple output regulator using the variable transformer turns ratio regulator technique", Proc. of PESC95, 1995, pp. 1098-1103.
- [Carrasco-97] José A. Carrasco, J. B. Ejea, A. Ferreres, E. J. Dede, "Modeling Multiple-Output Converters with Parallel Post-Regulators", Proc. of PESC97, 1997, pp. 916-921.
- [Carrasco-98] José A. Carrasco, Alan H Weinberg, Enrique Maset, and Enrique J. Dede, "A High-Efficiency Regulation Technique for a Zero-Voltage Zero-Current Power Switching Converter" IEEE Transactions on Power Electronics, Vol, 13 no. 4 July 1998. pp. 739-747.
- "Diseño Práctico de Convertidores de Alimentación Conmutados" Laboratorio de Electrónica Industrial e Instrumentación, L.E.I.I. Universidad de Valencia 1996.
- [Ferreres-98] A. Ferreres, J. A. Carrasco, J. B^a Ejea, J. M. Espí. "Convertidor resonante con rectificación síncrona para fuentes de alimentación de baja tensión y alto rendimiento". Revista Española de Electrónica, Marzo, 1998 pgs. 75-78.

International Rectifier, Schottky Diode, Designer's Manual 1992.

International Rectifier, Power Semiconductors, Product Digest 1992/93.

[Kang-92] Young G. Kang, Anand K. Upadhyay, "A Parallel Resonant Converter with 1988, pp. 142-149.

Philips, "Soft Ferrites", Data Handbook MA01, Philips Components, 1996.

Siemens Matsushita Components "Ferrite und Zubehör" 1994,

[Weinberg-93] A. H. Weinberg, D. O'Sullivan, J. A. Carrasco, "Variable Transformer Turns Ratio Regulator $\{TR\}^2$ for a DC/DC Converter or Inverter, Proc. of the European Space Power Conference, ESA WPP-054, pp. 33-37.

**Capítulo 3: Estudio en pequeña señal del
post-regulador con
transformador controlado con
un convertidor auxiliar Boost.**

3. Estudio en pequeña señal del post-regulador con transformador controlado con un convertidor auxiliar Boost

3.1. Introducción

En este capítulo trataremos de la dinámica del post-regulador con transformador cuando la tensión del primario del transformador auxiliar se controla mediante un convertidor auxiliar tipo Boost. El principal objetivo será obtener las expresiones matemáticas de las impedancias cruzadas para los dos modos de funcionamiento del convertidor auxiliar. Las medidas experimentales, que se contrastarán con los resultados teóricos, se obtendrán del prototipo experimental propuesto en el capítulo anterior. Paralelamente se propondrá un modelo de gran señal que permite obtener los mismos resultados que el modelo de pequeña señal y además simular los transitorios en las tensiones de salida ante cambios de carga.

A diferencia del planteamiento del capítulo anterior, donde se partía de unas referencias concretas y se aportaban mejoras sobre ellas, el estudio de la dinámica del post-regulador que se plantea en este capítulo es novedoso. La única referencia encontrada sobre la dinámica del post-regulador corresponde al trabajo [Carrasco-97] donde se modeliza el post-regulador aplicado a un convertidor resonante. Dado que nosotros centraremos el estudio de la dinámica del post-regulador en convertidores PWM, el trabajo que sigue, a pesar de utilizar una técnica clásica como el promediado de variables de estado, es original.

En primer lugar, tomando como punto de partida las ecuaciones de gran señal obtenidas mediante promediado de variables de estado, se estudia la dinámica de la salida controlada por el post-regulador cuando el convertidor auxiliar funciona en modo continuo. Introduciendo perturbaciones en las ecuaciones de gran señal, tras linealizar el modelo, se llega a las ecuaciones de pequeña señal donde ya están implícitas todas las funciones de transferencia del convertidor. Se hace especial énfasis en las impedancias cruzadas por ser éste el punto más conflictivo y, a veces olvidado, que presentan los convertidores multisalida.

Cuando ya se ha estudiado la estabilidad del convertidor y quedan completamente definidos los componentes del lazo de realimentación, se plantea un modelo de gran señal que parte de las ecuaciones de gran señal ya obtenidas. Con este modelo, implementado sobre el simulador Pspice, se dispone de un camino paralelo para estudiar las funciones de transferencia a medida que se van encontrando analíticamente y se van contrastando experimentalmente. Así pues, todas las respuestas en frecuencia de las funciones de transferencia se obtienen por el método analítico, experimentalmente, y con el modelo de gran señal. Estudiadas las funciones de transferencia en el dominio frecuencial, se plantea el estudio, mediante el modelo de gran señal, de la evolución temporal de las tensiones de salida cuando se producen cambios de carga. Finalmente se contrastan los resultados experimentalmente.

En una segunda parte se modeliza el post-regulador en modo discontinuo y se reproducen las mismas funciones que se han obtenido para el caso de modo continuo. El modo discontinuo, dado que permite disminuir el valor de los componentes reactivos del convertidor auxiliar, mejora las prestaciones dinámicas obtenidas con el modo continuo.

3.2. Modelo en pequeña señal con el convertidor auxiliar trabajando en modo continuo

3.2.1. Modelización del convertidor

El convertidor objeto de nuestro estudio se ilustra en la figura 3.1, y corresponde al prototipo experimental propuesto en el capítulo anterior cuando la tensión en primario del transformador auxiliar se controla mediante el convertidor auxiliar Boost. La hipótesis de partida consiste en imponer para el convertidor auxiliar un funcionamiento en modo continuo.

Definiremos en primer lugar, las constantes que representarán las relaciones de transformación entre los devanados del transformador principal:

$$n_2 = \frac{n_{s2}}{n} \tag{3.1}$$

$$n_1 = \frac{n_{s1}}{n} \tag{3.2}$$

$$n_a = \frac{n_a}{n} \tag{3.3}$$

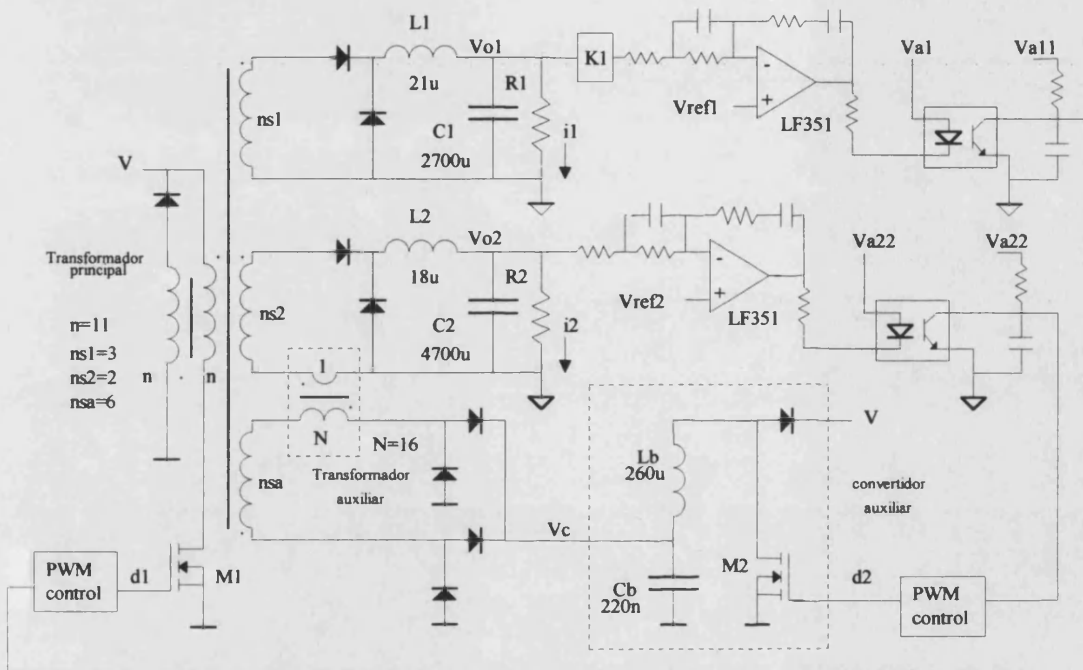


Figura 3.1.: Esquema completo del prototipo experimental con la salida V_{o2} regulada mediante post-regulador con transformado controlado mediante un convertidor auxiliar boost.

A continuación, mediante la técnica del promediado de variables de estado [Middlebrook-83] aplicado al circuito de la salida V_{o2} del convertidor de la figura 3.1, se obtendrán las ecuaciones de gran señal correspondientes. Para una mayor claridad, en una primera aproximación, se considerará V_c , como una tensión auxiliar. Por otra parte se introducirán también los elementos parásitos de los inductores y los condensadores de los filtros de salida. Los valores de estos elementos, no mostrados en la figura 3.1, se han determinado experimentalmente. Recordaremos también la nomenclatura de las variables correspondientes a los ciclos de trabajo, más concretamente:

R_{L2} representa la resistencia parásita del inductor L_2 ,

R_{C2} corresponde a la resistencia serie del condensador C_2 .

d_1 es la variable que corresponde al ciclo de trabajo de M_1

d_2 es la variable correspondiente al ciclo de trabajo de M_2

Fácilmente se obtienen ahora las ecuaciones de gran señal en términos de la corriente por el inductor i_{L2} y la tensión, v_{o2} , sobre la carga R_2 , estas son:

$$i_{L2} = \frac{1}{sL_2 + R_{L2}} \left(-v_{o2} + \frac{Vd_1}{n_2} + \frac{Vd_1}{Nn_a} - \frac{V_c d_1}{N} \right) \quad (3.4)$$

$$v_{o2} = R_2 \frac{(sR_{c2}C_2 + 1)}{sC_2(R_{c2} + R_2) + 1} i_{L2} \quad (3.5)$$

Con el objetivo de conseguir una mayor simplicidad en las ecuaciones que surgirán a lo largo del capítulo definiremos las funciones auxiliares $T_2(s)$ y $F_2(s)$ correspondientes al filtro de salida considerando los elementos parásitos. Estas funciones quedan representadas por las ecuaciones (3.6) y (3.7).

$$T_2(s) = \frac{1}{sL_2 + R_{L2}} \quad (3.6)$$

$$F_2(s) = R_2 \frac{(sR_{c2}C_2 + 1)}{sC_2(R_{c2} + R_2) + 1} \quad (3.7)$$

El circuito promediado de gran señal, correspondiente a las ecuaciones (3.4), y (3.5), se muestra en la figura 3.2. Fácilmente se deduce la ecuación que, en estado estacionario, relaciona la tensión de salida con el ciclo de trabajo que, prescindiendo de los elementos parásitos, corresponde a la expresión (3.8). Donde el término entre llaves representa la tensión que añade al transformador auxiliar.

$$V_{o2} = d_1 \left(\frac{V}{n_2} + \left\{ \frac{V}{Nn_a} - \frac{V_c}{N} \right\} \right) \quad (3.8)$$

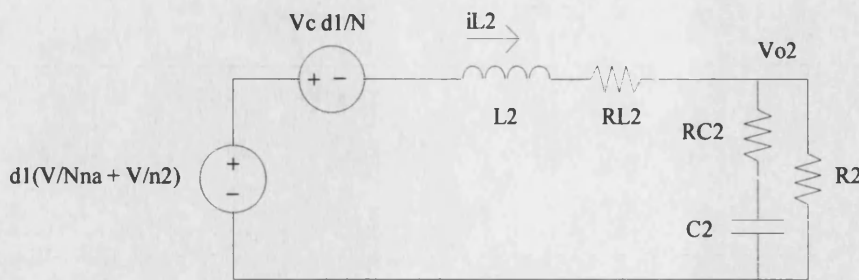


Figura 3.2 Circuito de gran señal de la salida controlada con post-regulador. Inicialmente se considera V_c como una tensión auxiliar.

Ahora introduciremos la tensión de control, V_c , como función del ciclo de trabajo d_2 del convertidor auxiliar Boost, tal como muestra la figura 3.3. La particularidad de este convertidor radica en que es atacado por corriente y es la tensión de entrada y no la de salida la que se regula a través del ciclo de trabajo d_2 .

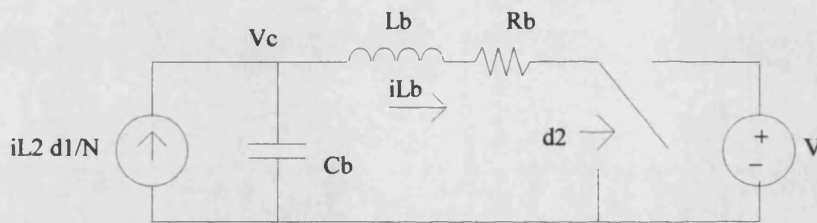


Figura 3.3 Esquema del principio de regulación de la tensión V_c .

Para la modelización del convertidor auxiliar se partirá de la hipótesis de funcionamiento continuo, es decir, la corriente por L_b no se anula en ningún estado de funcionamiento del convertidor. Partiendo de esta hipótesis las ecuaciones de gran señal del convertidor auxiliar, obtenidas mediante promediado de variables de estado, resultan:

$$i_{Lb} = \frac{1}{sL_b} (V_c - R_b i_{Lb} - (1 - d_2)V) \quad (3.9)$$

$$v_c = \frac{1}{sC_b} \left(-i_{Lb} + \frac{i_{L2} d_1}{N} \right) \quad (3.10)$$

Conocidas ya las ecuaciones de gran señal podemos construir el circuito completo de gran señal. En la figura 3.4 se muestra el esquema completo de variables de gran señal donde fácilmente se comprueba el principio de funcionamiento del post-regulador.

Introduciendo perturbaciones en las ecuaciones (3.9), y (3.10), y separando las ecuaciones que contienen exclusivamente los términos DC tenemos:

$$0 = \frac{1}{sL_b} (V_c - R_b I_{L_b} - (1 - D_2)V) \quad (3.11)$$

Esta ecuación representa en estado estacionario un balance de tensiones y corresponde a la función de transferencia de un convertidor elevador tipo Boost funcionando en modo continuo.

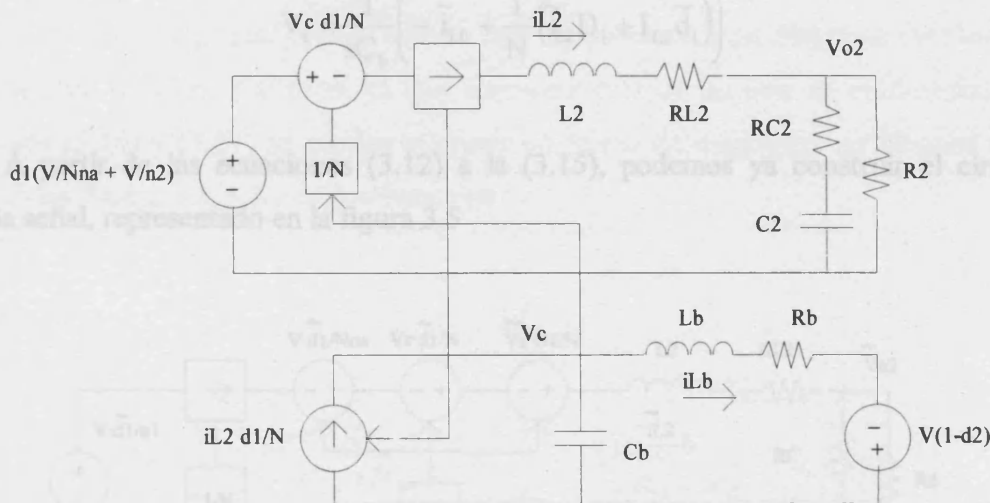


Figura 3.4.: Circuito completo de gran señal de la salida V_{o2} , controlada con el post-regulador. El transformador auxiliar se sustituye por una fuente de tensión y una fuente de corriente.

Cabe destacar como el transformador auxiliar se sustituye por una fuente de corriente y una fuente de tensión, del mismo modo que se plantea en la referencia [Carrasco-97]. Posteriormente volveremos sobre este circuito ya que es posible la simulación mediante Pspice y se dispone entonces de una herramienta de análisis y diseño muy poderosa para anticiparse al comportamiento real del circuito.

Finalmente, tras introducir perturbaciones en las ecuaciones (3.4) y (3.5), las ecuaciones AC del modelo de pequeña señal en términos de las corrientes por los inductores, la tensión V_c , y la tensión de salida V_{o2} corresponden a las expresiones (3.12) a la (3.15). Las variables perturbadas de pequeña señal se representan por letras minúsculas cubiertas con un guión.

$$\tilde{i}_{L2} = T_2(s) \left(-\tilde{v}_{o2} + \frac{1}{n_2} (V\tilde{d}_1 + \tilde{v}D_1) + \frac{1}{Nn_a} (+V\tilde{d}_1 + \tilde{v}D_1) - \frac{1}{N} (V_c\tilde{d}_1 + \tilde{v}_cD_1) \right) \quad (3.12)$$

$$\tilde{v}_{o2} = F_2(s) \tilde{i}_{L2} \quad (3.13)$$

$$\tilde{i}_{Lb} = \frac{1}{sL_b} (\tilde{v}_c - R_b \tilde{i}_{Lb} - (1 - D_2)\tilde{v} + \tilde{d}_2V) \quad (3.14)$$

$$\tilde{v}_c = \frac{1}{sC_b} \left(-\tilde{i}_{Lb} + \frac{1}{N} (\tilde{i}_{L2}D_1 + I_{L2}\tilde{d}_1) \right) \quad (3.15)$$

A partir de las ecuaciones (3.12) a la (3.15), podemos ya construir el circuito de pequeña señal, representado en la figura 3.5

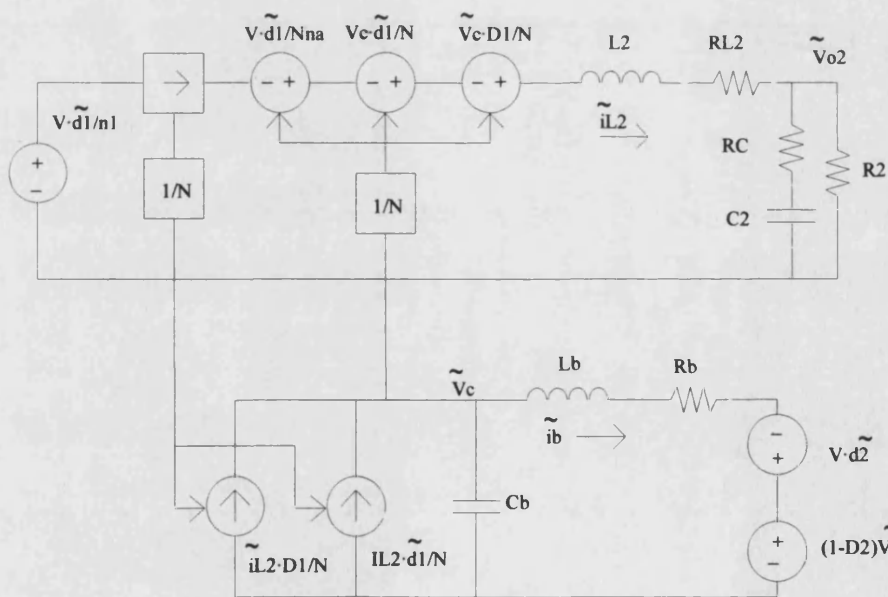


Figura 3.5 Circuito de pequeña señal de la salida controlada con el post-regulador.

Sustituiremos las ecuaciones (3.14) en la (3.15) y la (3.15) en la (3.12), e introduciremos una nueva variable de pequeña señal, \tilde{i}_{L2} . Esta nueva variable representa las perturbaciones ocasionadas por los saltos de carga en pequeña señal como cambios en la corriente que ataca al filtro R_2C_2 de salida, representado por la función $F_2(s)$. Finalmente se

obtienen las expresiones de la tensión de salida en función de los cambios en las diferentes variables:

$$\tilde{v}_c = \frac{1}{sL_b + R_b} \frac{(1 - D_2)\tilde{v} - \tilde{d}_2 V}{\frac{1}{sL_b + R_b} + sC_b} + \frac{1}{N} \frac{\tilde{i}_{L2} D_1 + I_{L2} \tilde{d}_1}{\frac{1}{sL_b + R_b} + sC_b} \quad (3.16)$$

$$\tilde{v}_{o2} = F_2(s) \left(T_2(s) \left(-\tilde{v}_c + \frac{1}{n_2} (V\tilde{d}_1 + \tilde{v}D_1) + \frac{1}{Nn_a} (V\tilde{d}_1 + \tilde{v}D_1) - \frac{1}{N} (V_c\tilde{d}_1 + \tilde{v}_c D_1) \right) + \tilde{i}_{L2} \right) \quad (3.17)$$

El circuito de pequeña señal admite una representación en diagrama de bloques más adecuada para estudiar el sistema ya que aparecerá más de un lazo de realimentación. Las ecuaciones (3.16) y (3.17) se pueden expresar en forma de diagramas de bloques tal como muestran las figuras 3.6 y 3.7 respectivamente

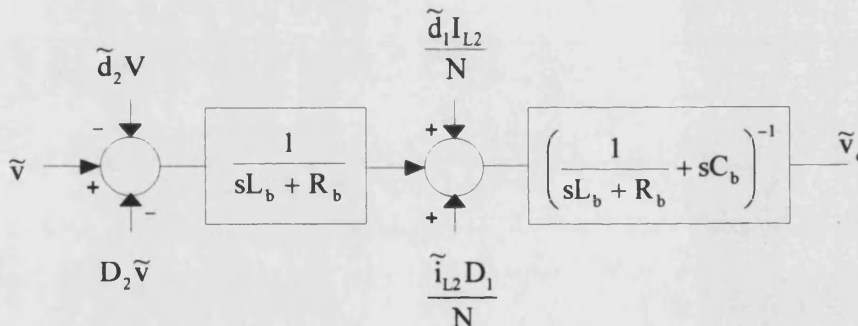


Figura 3.6 Diagrama de bloques correspondiente a la ecuación 3.16.

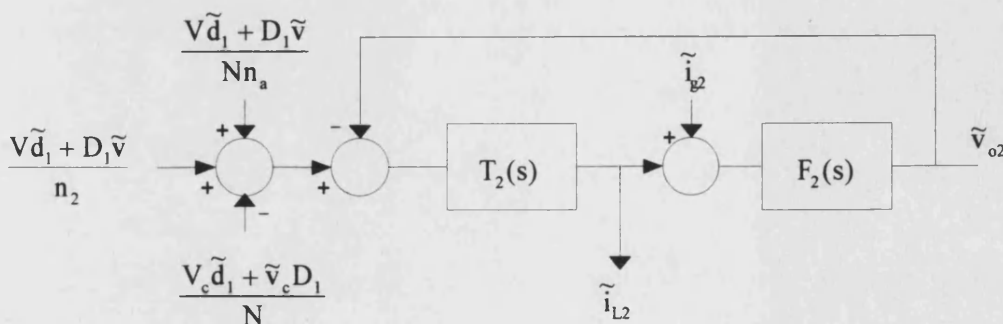


Figura 3.7 Diagrama de bloques correspondiente a la ecuación 3.17.

El objetivo es encontrar ahora el diagrama de bloques en lazo cerrado que permitirá estudiar la evolución de la tensión de la salida V_{o2} como función de las variables implicadas en el proceso de regulación. Debemos recordar que al cerrar el lazo de realimentación que controla el convertidor Boost relacionaremos las variaciones de pequeña señal entre \tilde{v}_{o2} y \tilde{d}_2 . A partir de la figura 3.1 y para una modulación PWM en diente de sierra se llega a la expresión:

$$\tilde{d}_2 = -M_2 A_{e2}(s) K_2 \tilde{v}_{o2} \quad (3.18)$$

Donde:

M_2 es la función de transferencia del modulador PWM.

$A_{e2}(s)$ es la función de transferencia de la red de compensación y del circuito de aislamiento del lazo de control.

K_2 corresponde a la ganancia del divisor de tensión de la red de muestreo.

El signo (-) es debido a la realimentación negativa del lazo de control.

Plantearemos ahora el diagrama de bloques completo donde se ha cerrado ya el lazo de realimentación. El diagrama se representa para el caso particular en que la tensión de entrada no varía, es decir, $V = cte$. Y por tanto $\tilde{v} = 0$.

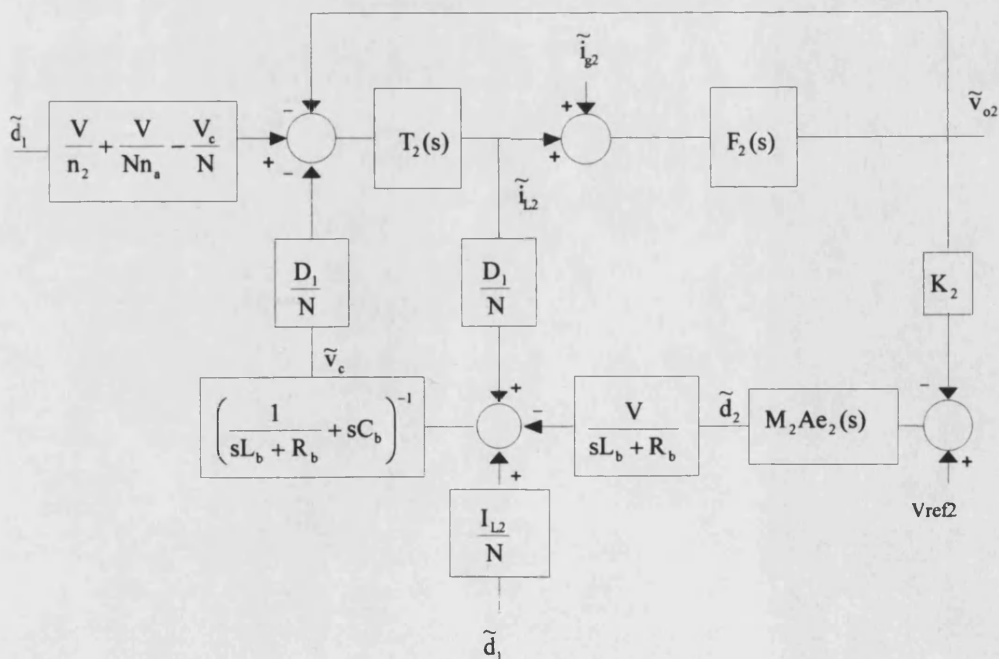


Figura 3.8.: Diagrama de bloques del circuito de la salida V_{o2} con el lazo de control cerrado.

El diagrama de bloques de la figura 3.7 contiene ya la información básica necesaria para estudiar las funciones de transferencia que permitirán diseñar convenientemente el lazo de control de la salida V_{o2} .

3.2.2. La función de transferencia de control en lazo abierto

La estrategia de control de la salida V_{o2} consiste en compensar las variaciones del ciclo de trabajo principal, d_1 , mediante el lazo de realimentación que actúa sobre la variable d_2 . En primer lugar hay que garantizar la estabilidad del lazo de control en ausencia de perturbaciones, para ello se estudiará la respuesta en frecuencia de la función de transferencia en lazo abierto [Ogata-93] [Dorf-98] [Chetty-86] aplicando los criterios usuales de margen de ganancia y margen de fase. Reduciendo el diagrama a un solo lazo de realimentación encontramos fácilmente las funciones del camino directo y las del camino de la realimentación. El producto de ambas corresponde a la función de transferencia en lazo abierto que denotaremos como $A_{ol}(s)$, y representa la expresión (3.19).

$$A_{ol}(s) = \frac{T_2(s)F_2(s)}{1 + \frac{D_1^2}{N^2} \frac{T_2(s)(sL_b + R_b)}{1 + sC_b(sL_b + R_b)} + T_2(s)F_2(s)} \left(\frac{D_1 V M_2 A_{e2}(s) K_2}{N(1 + sC_b(sL_b + R_b))} \right) \quad (3.19)$$

El único término desconocido es la función $A_{e2}(s)$ que incluye la ganancia del amplificador de error, la compensación, y la función de transferencia del optoacoplador para aislar el circuito de secundario. El esquema eléctrico de la función $A_{e2}(s)$ corresponde a la figura 3.9.

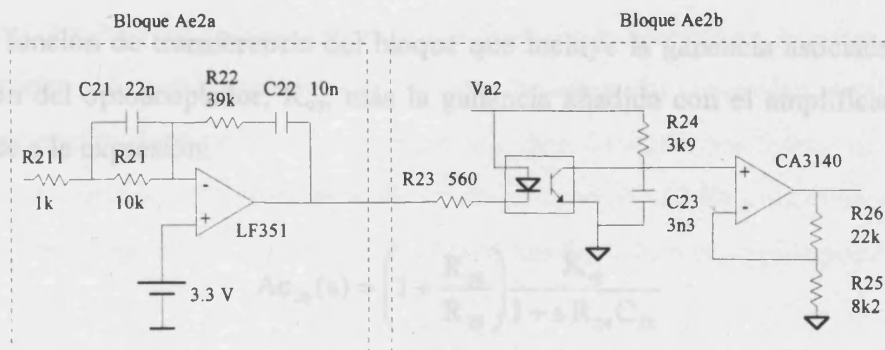


Figura 3.9: Circuito eléctrico que incluye el amplificador de error, la compensación, el aislamiento, y un bloque de ganancia adicional.

En principio, la estrategia para ajustar la compensación ha consistido en conseguir una frecuencia de cruce tan alta como sea posible manteniendo el margen de fase del orden de los 60°. Como red de compensación se ensayó en primer lugar un compensador PI. A continuación, para mejorar el ancho de banda y mantener un margen de fase del orden de 60°, se ha tomado un compensador equivalente a un regulador PI en cascada con una red de adelanto de fase. Los dos ceros del compensador se han fijado de modo que el pico de resonancia la resonancia del filtro de salida quedara entre los dos. El segundo polo se ha fijado con el criterio de seleccionar la frecuencia de cruce de ganancia. La elección del circuito final se ha realizado siguiendo la bibliografía sobre el tema [Chetty-86].

La función de transferencia del bloque Ae_{2a} del circuito de la figura 3.9 viene dada por la expresión (3.20)

$$Ae_{2a}(s) = \frac{(1 + sR_{22}C_{22})(1 + sR_{21}C_{21})}{sC_{22}(R_{21} + R_{211}) \left(1 + sC_{21} \frac{R_{21}R_{211}}{R_{21} + R_{211}} \right)} \quad (3.20)$$

Para evitar los polos del amplificador operacional que actúa como compensador y amplificador de error se ha limitado su ganancia y se ha añadido un amplificador adicional, tal como muestra la figura 3.9. De esta manera se consiguen medidas más precisas sobre todo en las medidas de fase. Como el compensador no atenúa las altas frecuencias, para proporcionar una atenuación de 40 db/dec a frecuencias superiores al ancho de banda se ha añadido un polo adicional, asociado a la presencia del condensador C_{23} en el circuito de polarización del optoacoplador.

La función de transferencia del bloque que incluye la ganancia asociada al punto de polarización del optoacoplador, K_{op} , más la ganancia añadida con el amplificador adicional corresponde a la expresión:

$$Ae_{2b}(s) = \left(1 + \frac{R_{26}}{R_{25}} \right) \frac{K_{op}}{1 + sR_{24}C_{23}} \quad (3.21)$$

Finalmente, la función asociada al amplificador de error con el compensador más el aislamiento del lazo corresponde al producto de (3.20) y (3.21).

$$Ae_2(s) = Ae_{2a}(s)Ae_{2b}(s) \tag{3.22}$$

Ajustada la compensación y fijadas las variables se ha calculado, para la función de transferencia en lazo abierto $A_{ol}(s)$, la respuesta en frecuencia a partir del modelo de pequeña señal, esta se muestra en las figuras 3.10 y 3.11.

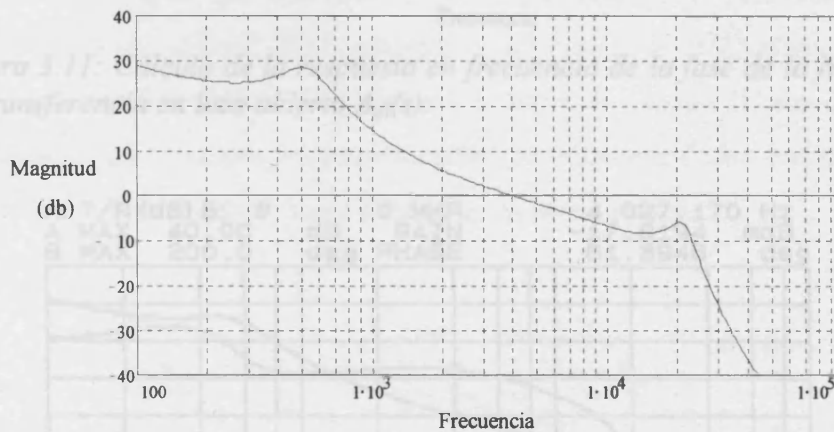


Figura 3.10: Cálculo de la respuesta en frecuencia del Módulo de la función de transferencia en lazo abierto $A_{ol}(s)$.

El ancho de banda se ha ajustado alrededor de los 4 kHz con el fin de dejar un margen de ganancia suficiente en el punto donde se produce la resonancia debida a los elementos reactivos del convertidor auxiliar. La resonancia aparece en torno a los 20 kHz y viene dada por los valores de L_b y C_b . La medida experimental de la función de transferencia en lazo abierto se ha realizado con ayuda del analizador de Ganancia-Fase HP 4194 A, y corresponde a la figura 3.13. La coincidencia con los resultados teóricos es buena lo que confirma la exactitud del modelado del circuito de la salida controlada con el post-regulador. Las divergencias se observan principalmente en la fase y son debidas en su mayor medida a la ganancia finita del operacional del amplificador de error. Se comprobó experimentalmente como la aportación del amplificador de error a la fase de $A_{ol}(s)$ era menor de la esperada a frecuencias del orden de la frecuencia de cruce y superiores. Más concretamente la brusca caída de la fase sobre los 20 kHz es debida al polo que introduce el amplificador operacional.

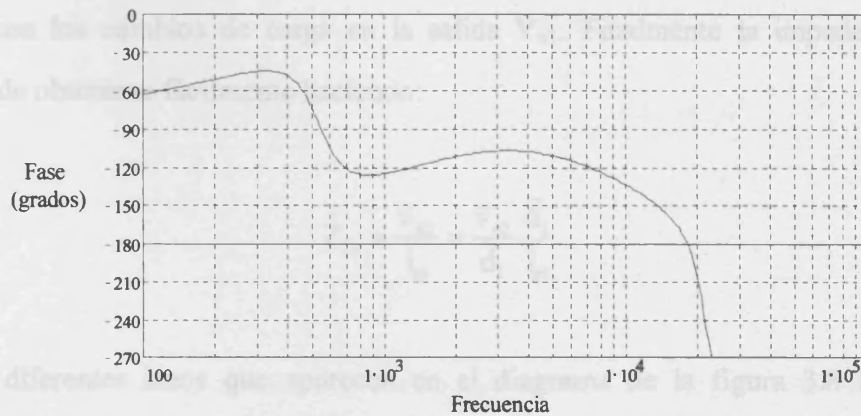


Figura 3.11: Cálculo de la respuesta en frecuencia de la fase de la función de transferencia en lazo abierto $A_{ol}(s)$.

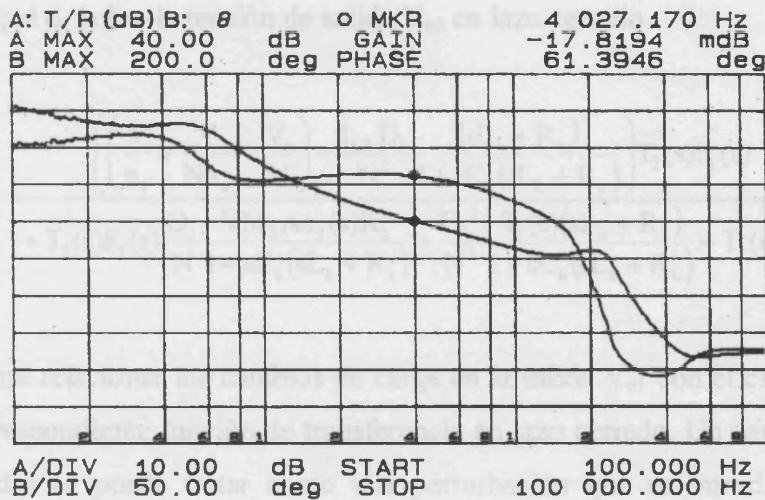


Figura 3.12: Medida experimental de la respuesta en frecuencia de la función de transferencia en lazo abierto $A_{ol}(s)$.

3.2.3. Estudio de las impedancias cruzadas

Una vez compensado el sistema y garantizada la estabilidad el próximo objetivo, y el de mayor dificultad, es calcular las impedancias cruzadas. Un cambio de carga en la salida V_{o1} produce un transitorio en el ciclo de trabajo d_1 afectando a través de este último a la salida V_{o2} ya que, el ciclo de trabajo d_1 , afecta a las dos salidas en la proporción que fijan las respectivas relaciones de transformación. Por tanto hay que encontrar en primer lugar la expresión de la función $\tilde{v}_{o2}/\tilde{d}_1$ cuando el lazo que controla la variable d_1 esta cerrado. Seguidamente se calculará la expresión $\tilde{d}_1/\tilde{i}_{g1}$ que relaciona los cambios en el ciclo de

trabajo d_1 con los cambios de carga en la salida V_{o1} . Finalmente la impedancia cruzada $\tilde{v}_{o2}/\tilde{i}_{b1}$ puede obtenerse fácilmente haciendo:

$$Z_{21} = \frac{\tilde{v}_{o2}}{\tilde{i}_{b1}} = \frac{\tilde{v}_{o2}}{\tilde{d}_1} \frac{\tilde{d}_1}{\tilde{i}_{b1}} \quad (3.23)$$

Los diferentes lazos que aparecen en el diagrama de la figura 3.8 hacen que la reducción del sistema sea tediosa. Afortunadamente interpretando el diagrama de bloques de la figura 3.8 como un flujograma, y empleando la regla de Mason [Ogata-93], se obtiene fácilmente la relación que muestra, en pequeña señal, la influencia de las variaciones del ciclo de trabajo principal d_1 sobre la tensión de salida V_{o2} en lazo cerrado.

$$\frac{\tilde{v}_{o2}}{\tilde{d}_1} = \frac{\left(\left(\frac{V}{n_1} + \frac{V}{Nn_a} - \frac{V_c}{N} \right) - \frac{I_{L2} D_1}{N^2} \frac{(sL_b + R_b)}{1 + sC_b(sL_b + R_b)} \right) T_2(s) F_2(s)}{1 + T_2(s) F_2(s) \frac{D_1}{N} \frac{VM_2 Ae_2(s) K_2}{1 + sC_b(sL_b + R_b)} + \frac{D_1^2}{N^2} \frac{T_2(s)(sL_b + R_b)}{1 + sC_b(sL_b + R_b)} + T_2(s) F_2(s)} \quad (3.24)$$

Falta ahora relacionar los cambios de carga en la salida V_{o1} con el ciclo de trabajo d_1 mediante la correspondiente función de transferencia en lazo cerrado. Un cambio de carga en una de las salidas se puede tratar como una perturbación que se introduce en el punto adecuado del sistema. Simularemos cambios en la resistencia de carga por perturbaciones de la corriente que se inyecta al filtro R_1C_1 de la salida V_{o1} . Como notación para la variable que representa un cambio de la corriente de carga en pequeña señal en la salida V_{o1} se tomará el símbolo \tilde{i}_{b1} . Materializando esta idea, tal como muestra la figura 3.13, se puede encontrar la función de transferencia que relaciona los cambios de carga con cualquier variable presente del sistema, en nuestro caso el ciclo de trabajo d_1 .

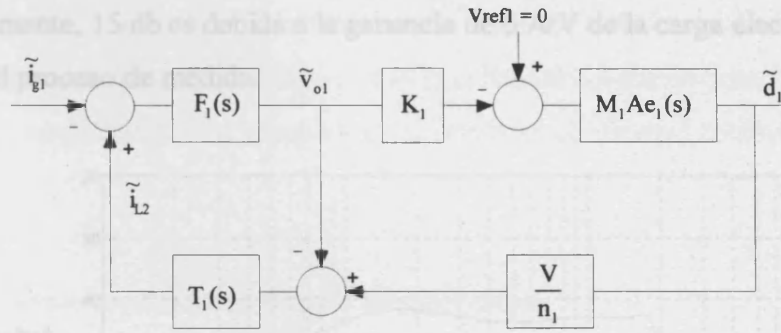


Figura 3.13: Diagrama de bloques en lazo cerrado del lazo de control de la salida V_{o1} .

Donde las funciones $F_1(s)$ y $T_1(s)$ involucran a los elementos parásitos y se definen como:

$$T_1(s) = \frac{1}{sL_1 + R_{L1}} \tag{3.25}$$

$$F_1(s) = R_1 \frac{(sR_{C1}C_1 + 1)}{sC_1(R_{C1} + R_1) + 1} \tag{3.26}$$

Siguiendo el diagrama de bloques de la figura 3.13 la función de transferencia buscada, en pequeña señal, es:

$$\frac{\tilde{d}_1}{\tilde{i}_{t1}} = \frac{F_1(s)M_1A_{e1}K_1}{1 + F_1(s)T_1(s) + F_1(s)T_1(s)M_1A_{e1}K_1 \frac{V}{n_1}} \tag{3.27}$$

De las expresiones (3.23) (3.24) y (3.27) llegamos a la impedancia cruzada Z_{12} .

El cálculo de la respuesta en frecuencia de la función Z_{21} se muestra en el diagrama de Bode de la figura 3.14. El conocimiento de la impedancia Z_{21} permite cuantificar la influencia de los cambios de carga de la salida V_{o1} sobre la salida V_{o2} . Dado que la curva se sitúa por debajo de -40 db, la interpretación del diagrama permite afirmar que el cambio en la tensión V_{o2} es menor de 10 mV por cada amperio que cambia en la carga de V_{o2} , es decir, se tiene una atenuación superior a un factor 100 en todo el rango de frecuencias. La respuesta en frecuencia de la función Z_{21} se ha medido también experimentalmente con ayuda de una carga dinámica. La figura 3.15 muestra los resultados experimentales obtenidos donde la diferencia

de, aproximadamente, 15 db es debida a la ganancia de 6 A/V de la carga electrónica HP 6060 A utilizada en el proceso de medida.

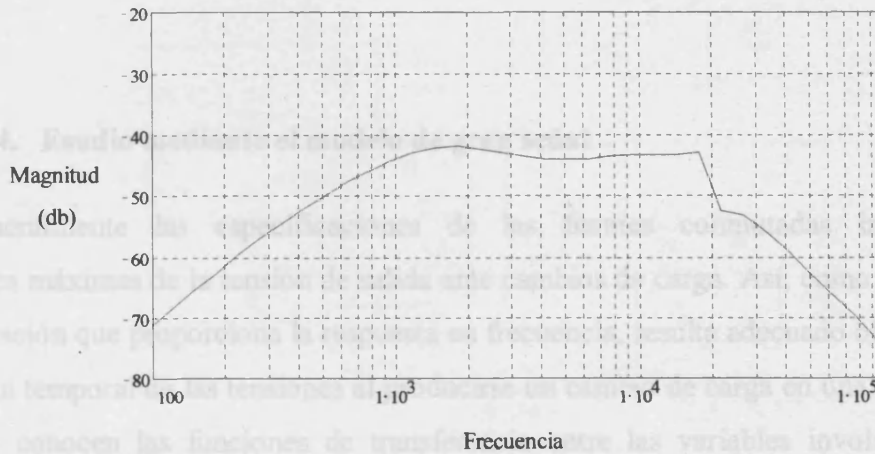


Figura 3.14: Cálculo de la respuesta en frecuencia de la impedancia cruzada Z_{21} .

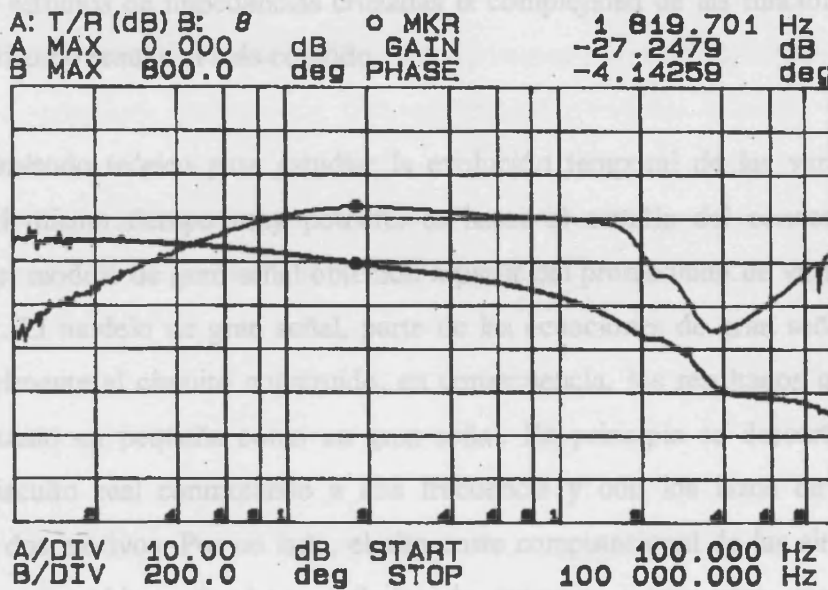


Figura 3.15: Respuesta en frecuencia medida experimentalmente de la impedancia cruzada Z_{21} .

Los resultados teóricos y experimentales presentan una buena aproximación y ratifican la bondad del método escogido para encontrar la expresión matemática de la impedancia cruzada Z_{21} , y el acierto a la hora de modelizar el post-regulador. La medida nos ratifica que la impedancia cruzada se manifiesta como con una atenuación mayor de 40 db en la función de transferencia Z_{21} . La evidente discrepancia que aparece entre el cálculo teórico y la medida experimental sobre los 40 kHz se debe a la limitación intrínseca del modelo de pequeña señal,

válido para frecuencias inferiores a la mitad de la frecuencia de conmutación. En cualquier caso, debemos destacar que, a partir de los 10 kHz la limitación que impone la carga dinámica repercute en la exactitud de los resultados, tal como se confirmará también en posteriores medidas.

3.2.4. Estudio mediante el modelo de gran señal

Generalmente las especificaciones de las fuentes conmutadas imponen unas desviaciones máximas de la tensión de salida ante cambios de carga. Así, como complemento a la información que proporciona la respuesta en frecuencia, resulta adecuado obtener además la evolución temporal de las tensiones al producirse un cambio de carga en una de las salidas. Cuando se conocen las funciones de transferencia entre las variables involucradas en el proceso de un cambio de carga, aplicando transformadas inversas a las funciones de transferencia del modelo en pequeña señal se obtiene la respuesta temporal de dichas variables. En estudios de impedancias cruzadas la complejidad de las funciones hace que el método analítico no resulte el más cómodo.

Otro método teórico para estudiar la evolución temporal de las variables, fácil de concebir y al mismo tiempo muy potente, es hacer el estudio del convertidor mediante simulación del modelo de gran señal obtenido a partir del promediado de variables de estado [Navarro-98]. El modelo de gran señal, parte de las ecuaciones de gran señal, y por tanto, reproduce fielmente el circuito construido, en consecuencia, los resultados que proporciona son válidos tanto en pequeña como en gran señal. En principio se descartó la opción de simular el circuito real conmutando a alta frecuencia y con los lazos de realimentación cerrados por dos motivos. Por un lado, el alto coste computacional de las simulaciones, que además generan archivos de datos difíciles de manejar, y por otro, los problemas de convergencia asociados al proceso de conmutación de alta corriente.

El modelo de gran señal del convertidor se ha construido con ayuda del simulador Pspice 6.0, y el circuito se ilustra en figura 3.16. La implementación del convertidor reproduce el modelo de gran señal mostrado en la figura 3.4. El transformador auxiliar se sustituye por fuentes controladas de tensión y corriente cuya ganancia debe coincidir con la relación de espiras 1/16, en nuestro caso. Ante todo debemos destacar la sencillez del modelo donde fácilmente se distinguen los diferentes bloques del circuito.

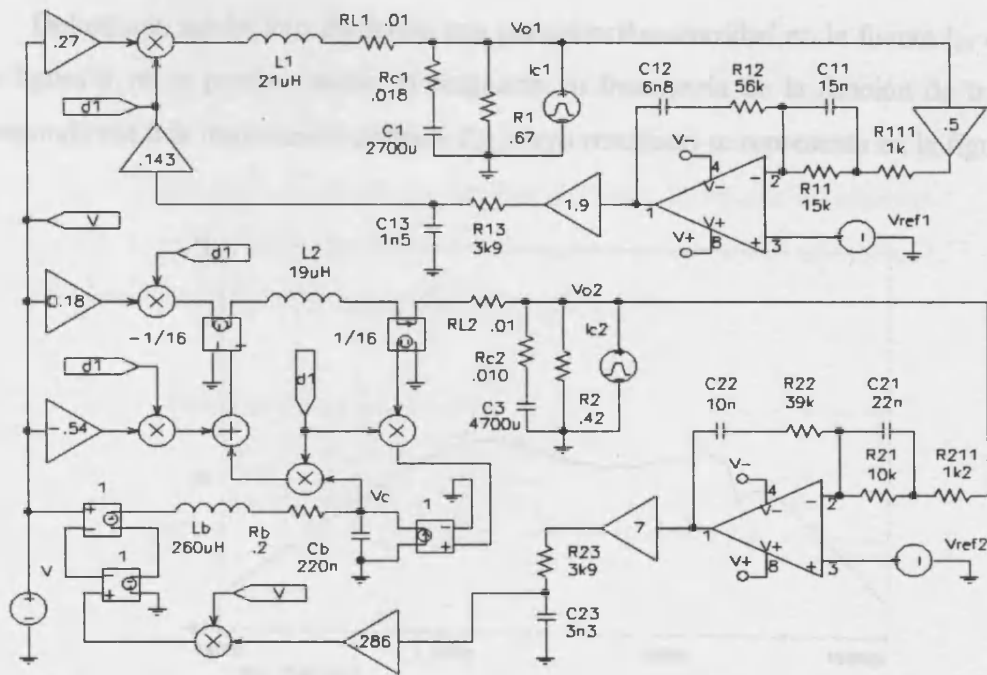


Figura 3.16: Modelo Pspice de gran señal del convertidor.

Obtener la respuesta en frecuencia de las diferentes funciones de transferencia a partir del circuito es inmediato, las mismas representaciones obtenidas a partir del modelo de pequeña señal pueden obtenerse introduciendo una perturbación en el circuito. La figura 3.17 muestra la ganancia y la fase de la función de transferencia en lazo abierto al introducir una perturbación en el lazo de control, esta resulta coincidente con la medida experimental de la figura 3.13.

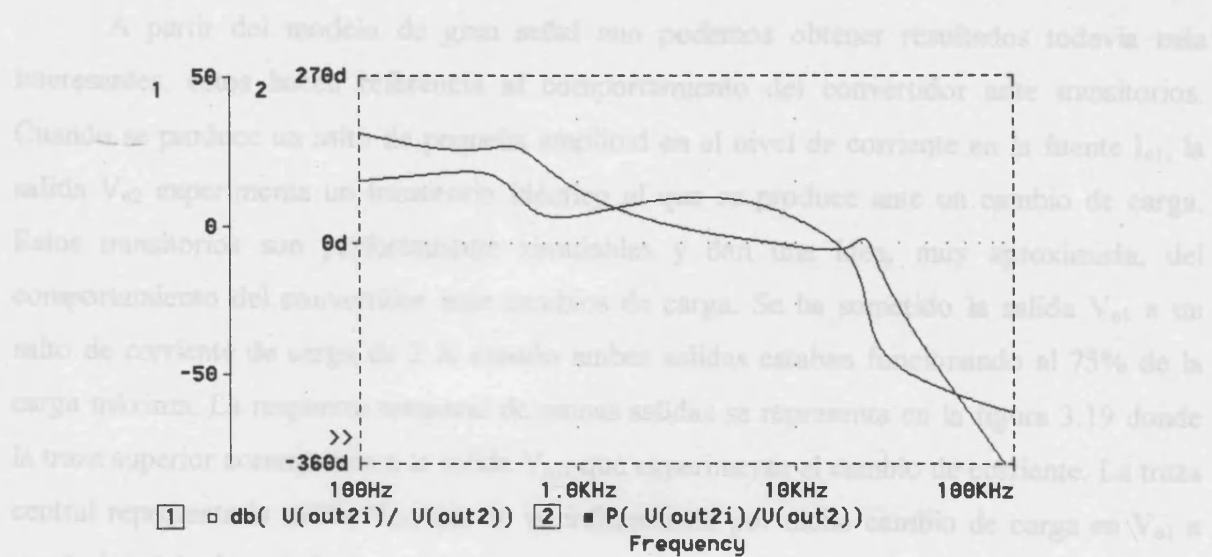


Figura 3.17: Simulación de la espuesta en frecuencia de la función de transferencia de la segunda salida en lazo abierto obtenida a partir del modelo de gran señal.

Del mismo modo introduciendo una perturbación senoidal en la fuente I_{c1} del circuito de la figura 3.16 se puede obtener la respuesta en frecuencia de la función de transferencia correspondiente a la impedancia cruzada Z_{21} , cuyo resultado se representa en la figura 3.18.

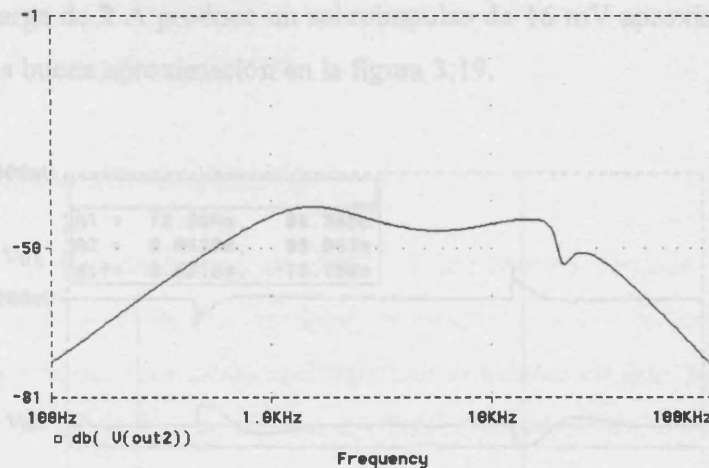


Figura 3.18: Simulación de la respuesta en frecuencia de la impedancia-cruzada Z_{21} obtenida a partir del modelo de gran señal.

Tal como muestra el resultado de la simulación se obtiene una atenuación superior a 40 db en todo el rango de frecuencia. Una vez más los resultados teóricos son ampliamente coincidentes y confirman la utilidad práctica del modelo de gran señal, que se consolida como una herramienta clave a la hora de afrontar el diseño del convertidor.

A partir del modelo de gran señal aun podemos obtener resultados todavía más interesantes, estos hacen referencia al comportamiento del convertidor ante transitorios. Cuando se produce un salto de pequeña amplitud en el nivel de corriente en la fuente I_{c1} , la salida V_{o2} experimenta un transitorio idéntico al que se produce ante un cambio de carga. Estos transitorios son perfectamente simulables y dan una idea, muy aproximada, del comportamiento del convertidor ante cambios de carga. Se ha sometido la salida V_{o1} a un salto de corriente de carga de 2 A cuando ambas salidas estaban funcionando al 75% de la carga máxima. La respuesta temporal de ambas salidas se representa en la figura 3.19 donde la traza superior corresponde a la salida V_{o1} , que experimenta el cambio de corriente. La traza central representa la salida V_{o2} , que se ve influenciada por dicho cambio de carga en V_{o1} a través del ciclo de trabajo d_1 .

La medida del pico del transitorio, tal como ilustra la figura 3.19 es del orden de 17 mV. Recordemos que, según la figura 3.15 donde se representa la impedancia cruzada Z_{21} , la atenuación de 42 db puede interpretarse como un sobreimpulso de 1/126 voltios en la tensión de salida de V_{o2} por cada Amperio de cambio de carga en modo escalón en I_{o1} . Con estos datos un salto de carga de 2 A produce un sobreimpulso de 16 mV aproximadamente, lo que se confirma con una buena aproximación en la figura 3.19.

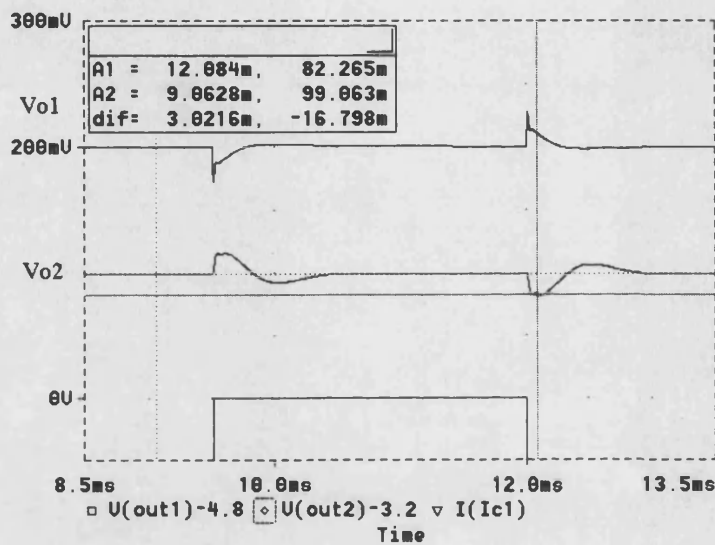


Figura 3.19: Simulación de los transitorios en las tensiones de salida ante un salto de carga de 2 A en la salida V_{o1} .

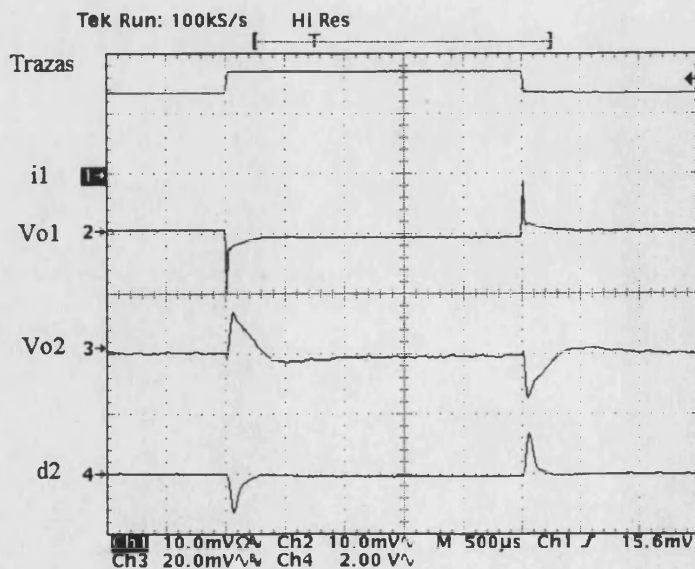


Figura 3.20: Medida experimental de los transitorios en las tensiones de salida ante un salto de carga de 2 A en la salida V_{o1} .

Experimentalmente se han estudiado también los transitorios conectando una carga dinámica a la salida V_{o1} , programada para realizar saltos de carga de 2 A. La respuesta temporal obtenida y visualizada en el osciloscopio (en modo alta resolución) se muestra en la figura 3.21. El nivel máximo que se alcanza en el transitorio que experimenta la salida V_{o2} es ligeramente menor que en la simulación y coincide con el esperado para una perturbación de pequeña señal tal como ya se ha comentado.

3.2.5. Impedancia de la salida V_{o2}

Del mismo modo que hemos estudiado la impedancia cruzada se puede estudiar también la impedancia de salida V_{o2} , es decir, la influencia de los saltos de carga sobre la propia tensión de salida. La simulación realizada con el modelo de gran señal se ilustra en la figura 3.21, donde la salida V_{o2} se somete a cambios de carga de 2 A, produciéndose el correspondiente transitorio en la tensión.

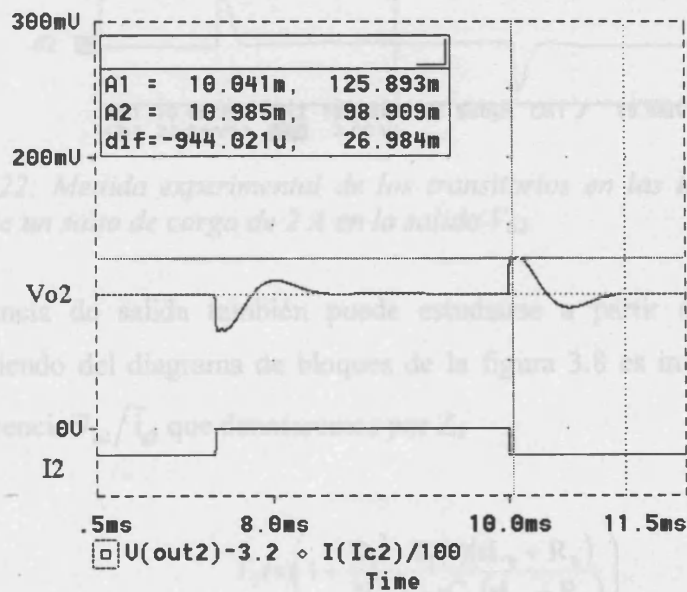


Figura 3.21: Simulación del transitorio en V_{o2} ante un salto de carga de 2 A en la salida V_{o2} .

Paralelamente los efectos de la impedancia de salida se han comprobado también experimentalmente. En la figura 3.22 se muestra el oscilograma correspondiente, donde pueden observarse los transitorios que se producen en ambas tensiones de salida cuando se cambia la corriente de carga de la salida V_{o2} en 2 A. En este caso coinciden también los resultados experimentales con los teóricos confirmando la validez y la utilidad del modelo de

gran señal. La interpretación de la figura 3.22 aporta otro dato muy importante, muestra la medida experimental de la impedancia cruzada debida a la influencia de los saltos de carga en la segunda salida sobre la salida V_{o1} . Se observa como la tensión V_{o1} , a todos los efectos, no varia al producirse cambios de carga en la segunda salida confirmando los planteamientos introducidos en el Capítulo 2 sobre la influencia de la salida V_{o2} sobre la salida V_{o1} . Posteriormente volveremos sobre este tema.

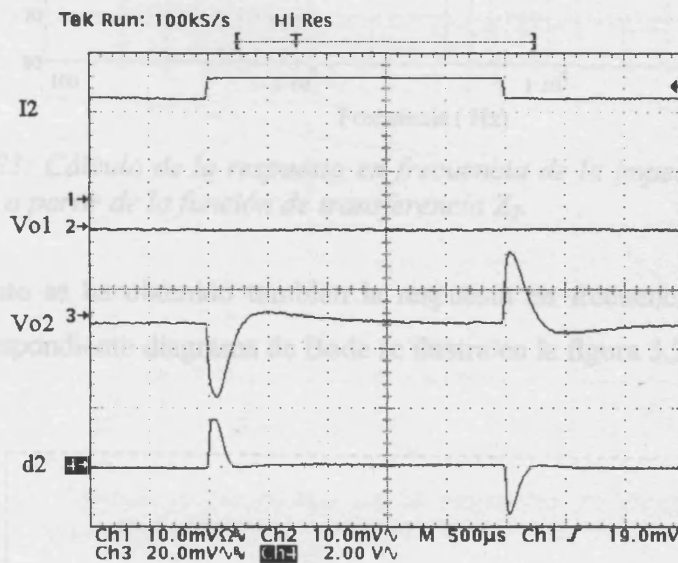


Figura 3.22: Medida experimental de los transitorios en las tensiones de salida ante un salto de carga de 2 A en la salida V_{o2} .

La impedancia de salida también puede estudiarse a partir de las funciones de transferencia. Partiendo del diagrama de bloques de la figura 3.8 es inmediato encontrar la función de transferencia $\tilde{v}_{o2}/\tilde{i}_{i2}$ que denotaremos por Z_2

$$Z_2 = \frac{\tilde{v}_{o2}}{\tilde{i}_{i2}} = \frac{F_2(s) \left(1 + \frac{D_1^2 T_2(s)(sL_b + R_b)}{N^2} \right)}{1 + \frac{D_1^2 T_2(s)(sL_b + R_b)}{N^2} + \frac{T_2(s)F_2(s)D_1 V M_2 A e_2(s) K_2}{N(1 + sC_b(sL_b + R_b))} + T_2(s)F_2(s)} \quad (3.28)$$

La respuesta en frecuencia de la función Z_2 queda representada en la figura 3.23 Como era de esperar, a altas frecuencias, la respuesta en frecuencia se estabiliza en torno a -40 db ya que la resistencia serie del condensador C_2 es del orden de los 10 miliohmios. Con la información de la figura 3.23 podemos concluir que la impedancia de salida debe manifestarse como una caída de aproximadamente 10 mV por A durante los transitorios.

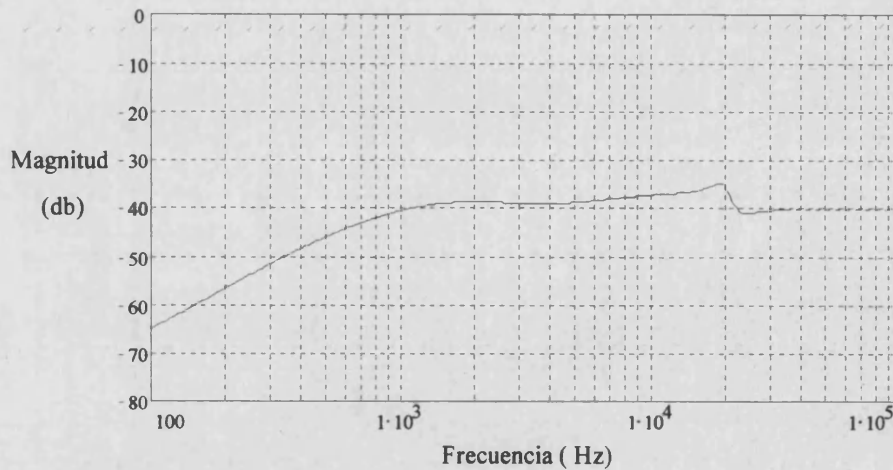


Figura 3.23: Cálculo de la respuesta en frecuencia de la impedancia de la salida V_{o2} a partir de la función de transferencia Z_2 .

Paralelamente se ha obtenido también la respuesta en frecuencia con el modelo de gran señal, el correspondiente diagrama de Bode se ilustra en la figura 3.24.

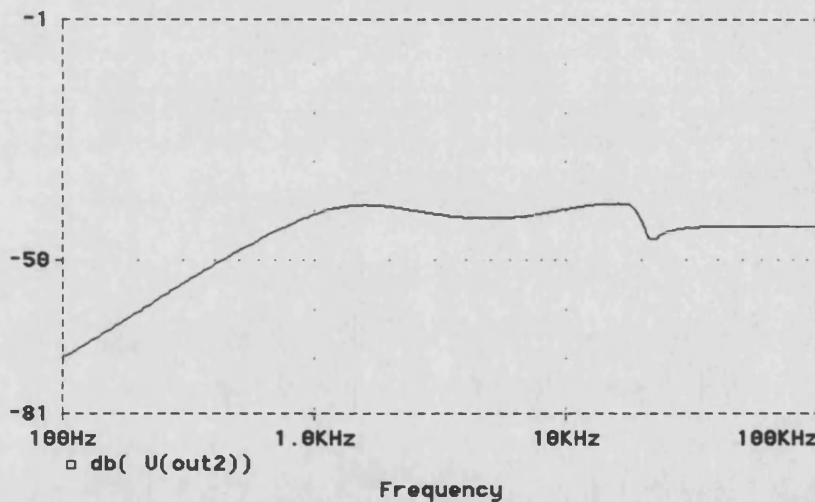


Figura 3.24: Representación de la respuesta en frecuencia de la impedancia de la salida V_{o2} . Obtenida a partir del modelo de gran señal.

Una vez más los resultados obtenidos mediante simulación con el modelo de gran señal coinciden con los cálculos a partir de las ecuaciones del modelo de pequeña señal.

Finalmente, también se ha comprobado experimentalmente la respuesta en frecuencia de la impedancia Z_2 , las medidas experimentales se muestran en la figura 3.25. Recordamos que la carga dinámica introduce un factor de amplificación de 6 A/V y la curva del módulo

aparece desplazada +15 db aproximadamente. Se observa como a partir de los 10 kHz, aproximadamente, las curvas dejan de ser coincidentes, ello es debido a la limitación en la respuesta de la carga dinámica y a más alta frecuencia a las limitaciones propias del modelo ya que estamos cerca de la frecuencia de conmutación.

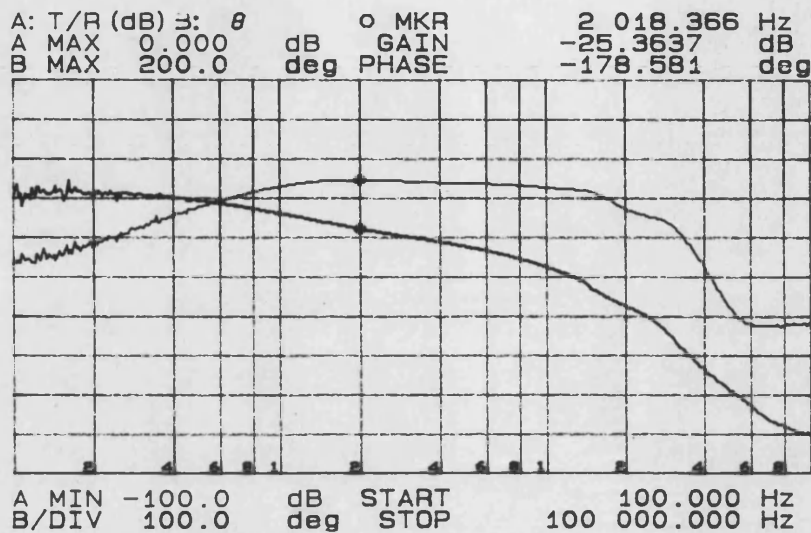


Figura 3.25: Medida experimental de la respuesta en frecuencia de la impedancia de la salida V_{o2} .

3.3. Modelo en pequeña señal con el convertidor auxiliar trabajando en modo discontinuo

3.3.1. Modelización del convertidor

Plantaremos ahora el estudio del convertidor auxiliar bajo la hipótesis de funcionamiento discontinuo para todo el rango de carga. El único cambio a realizar en la parte de potencia del convertidor consiste en disminuir el inductor L_b hasta 70 μH . Retomando el inicio del capítulo, el punto de partida de nuestro análisis será la modelización del convertidor auxiliar. El método de modelización elegido es el del conmutador PWM, descrito en la referencia [Vorpérian-89]. Este método resulta más exacto que el de promediado de variables de estado propuesto en [Midlebroock-83] y además no reduce en un orden el sistema resultante tal como se expone en [Lee-90].

La figura 3.26 muestra el convertidor auxiliar donde ya se ha sustituido el transistor y el diodo por el conmutador PWM.

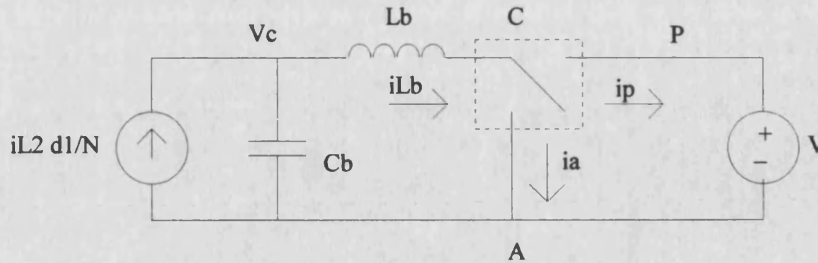


Figura 3.26: Modelo del conmutador PWM aplicado al convertidor auxiliar Boost funcionando en modo discontinuo.

Definiremos en primer lugar los tres estados de funcionamiento que presenta el convertidor en un periodo con ayuda de la figura 3.27.

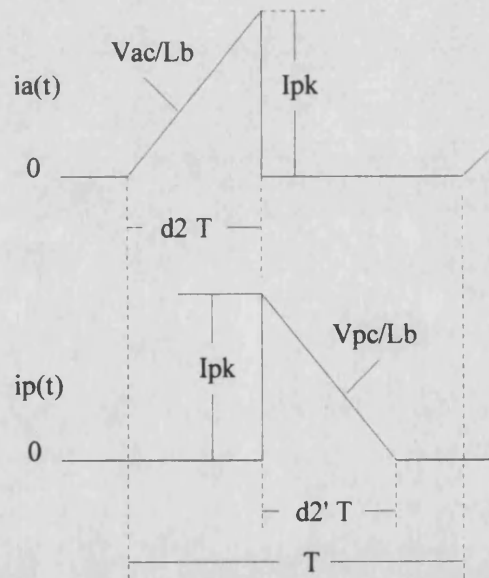


Figura 3.27: Definición de los tres estados de funcionamiento del convertidor auxiliar en modo discontinuo.

Calcularemos ahora los valores promedio de las corrientes y tensiones por el conmutador, tal como expresan las siguientes expresiones.

$$i_a = \frac{d_2}{2} \left(\frac{v_{ca} T d_2}{L_b} \right) \tag{3.29}$$

$$v_{pc} = \frac{v_{ca} d_2}{2i_p} \left(\frac{v_{ca} T d_2}{L_b} \right) \tag{3.30}$$

Siguiendo las referencias sustuiremos el conmutador PWM por fuentes de corriente y de tensión cuyos valores son el valor promedio dado por las ecuaciones (3.29) y (3.30).

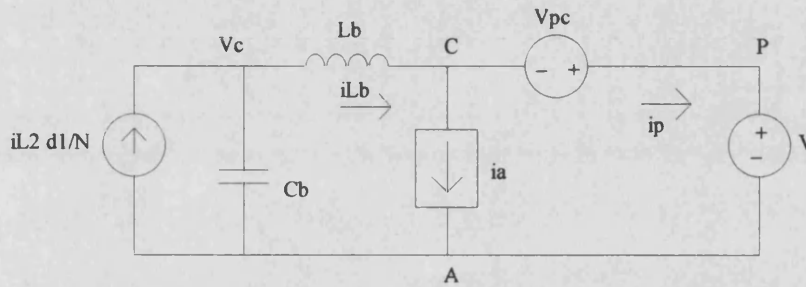


Figura 3.28: Sustitución del conmutador del convertidor auxiliar por fuentes de corriente y de tensión.

El paso siguiente es introducir perturbaciones en la fuente de corriente i_a y la fuente de tensión v_{cp} teniendo en cuenta la dependencia funcional impuesta por las ecuaciones (3.29) (3.30). Emplearemos como notación el convenio tal que las variables correspondientes a DC se escriben en mayúsculas, y las variables AC perturbadas se escriben en minúscula y cubiertas con un guión. La ecuación (3.31) corresponde a la perturbación de la ecuación (3.29).

$$\tilde{i}_a = \frac{I_a}{V_{ca}} \tilde{v}_{ca} + \frac{2I_a}{D_2} \tilde{d}_2 \tag{3.31}$$

Perturbando ahora la ecuación (3.30) se obtiene la ecuación (3.32).

$$\tilde{v}_{pc} = -\frac{V_{pc}}{I_p} \tilde{i}_p + \frac{2I_a}{I_p} \tilde{v}_{ca} + \frac{2I_a V_{ca}}{I_p D_2} \tilde{d}_2 \tag{3.32}$$

Particularizado para una tensión de entrada constante, el circuito del modelo AC de pequeña señal del convertidor auxiliar, construido a partir de las ecuaciones 3.31 y 3.32 se ilustra a continuación, en la figura 3.30.

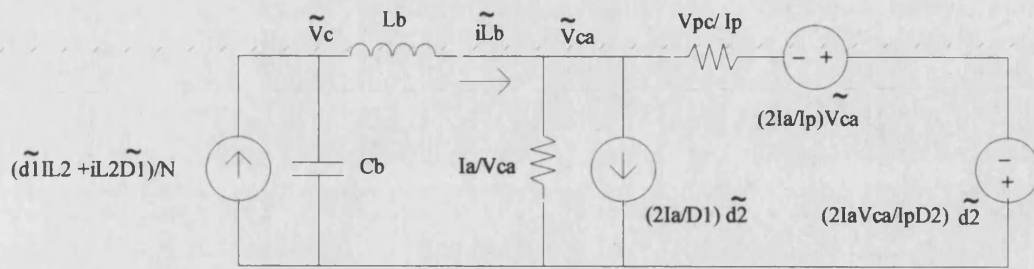


Figura 3.30: Circuito en pequeña señal del convertidor auxiliar.

En orden a obtener unas expresiones más compactas se definen las nuevas constantes K_b y r . El valor de estas constantes viene dado por las ecuaciones 3.33 y 3.34.

$$r = \left(\frac{I_p}{V_{pc}} + \frac{I_a}{V_{ca}} + \frac{2I_a}{V_{pc}} \right)^{-1} \quad (3.33)$$

$$K_b = \frac{2(V_{pc} + V_{ca})}{D_2} \frac{1}{\frac{V_{ca}}{V_{pc}} + \frac{V_{ca}}{V_{pc}} + 2} \quad (3.34)$$

En función de las nuevas constantes, las ecuaciones que relacionan las variables del circuito de pequeña señal corresponden a las expresiones 3.35 y 3.36

$$\tilde{v}_c = \frac{1}{sC_b} \left(-\tilde{i}_{L_b} + \frac{1}{N} (\tilde{i}_{L_2} D_1 + I_{L_2} \tilde{d}_1) \right) \quad (3.35)$$

$$\tilde{i}_{L_b} = \frac{1}{sL_b + r} (\tilde{v}_c + K_b \tilde{d}_2) \quad (3.36)$$

Finalmente la expresión de la tensión de control V_c en función de la carga de la salida y el ciclo de trabajo viene dada por la expresión 3.37.

$$\tilde{v}_c = \frac{sL_b + r}{sC_b(sL_b + r)} \left(\frac{1}{N} (\tilde{i}_{L_2} D_1 + I_{L_2} \tilde{d}_1) + \frac{K_b}{sL_b + r} \tilde{d}_2 \right) \quad (3.37)$$

Las ecuaciones 3.33 y 3.34 pueden ser expresadas en función de valores más fácilmente calculables y con posibilidad del contrastarlos experimentalmente, tales como el ciclo de trabajo D_2 y la tensión V_c . De este modo se obtienen las ecuaciones:

$$r = \left(\frac{T D_2^2}{2L_b} \left(\frac{V_c^2}{(V - V_c)^2} + \frac{V_c}{(V - V_c)} + 1 \right) \right)^{-1} \quad (3.38)$$

$$K_b = \left(\frac{D_2}{2V} \left(\frac{V_c}{V - V_c} + \frac{V - V_c}{V_c} + 2 \right) \right)^{-1} \quad (3.39)$$

Ahora introduciremos la dependencia del ciclo de trabajo D_2 con el nivel de carga de la salida. En estado estacionario la tensión en el condensador C_b permanece constante por tanto el valor medio de la corriente que recibe es el valor medio de la corriente por el inductor L_b . Expresando este resultado matemáticamente llegamos a la ecuación:

$$I_{L2} \frac{D_1}{N} \equiv I = \frac{i_{pk}}{2} (D_2 + D_2') \quad (3.40)$$

A partir de la ecuación 3.40 podemos llegar ya a las expresiones que relacionan la carga de la salida con el ciclo de trabajo y la tensión V_c en estado estacionario. Estas corresponden a las ecuaciones 3.41 y 3.42 donde queda patente la fuerte dependencia de los valores estacionarios con la carga, tal como resulta usual en los convertidores PWM trabajando en modo discontinuo.

$$V_c = \frac{V}{1 + \frac{V T D_2^2}{2 I L_b}} \quad (3.41)$$

$$D_2 = \sqrt{\frac{2(V - V_c) I L_b}{V V_c T}} \quad (3.42)$$

Modelizado el convertidor auxiliar podemos plantear ya los diagramas de bloques del circuito completo de la segunda salida. Para ello partiremos nuevamente de las ecuaciones

3.12 y 3.13 del modelo de pequeña señal de la salida V_{o2} . Estas ecuaciones se plantearon para estudiar la salida V_{o2} y por su forma son independientes del modo de control de V_c . La dependencia con el modo de control de V_c viene dada por la ecuación 3.37. Los diagramas de bloques del circuito de la salida V_{o2} , particularizados para el caso en que la tensión de entrada es constante, es decir, $\tilde{v} = 0$ corresponden a las figuras 3.31 y 3.32

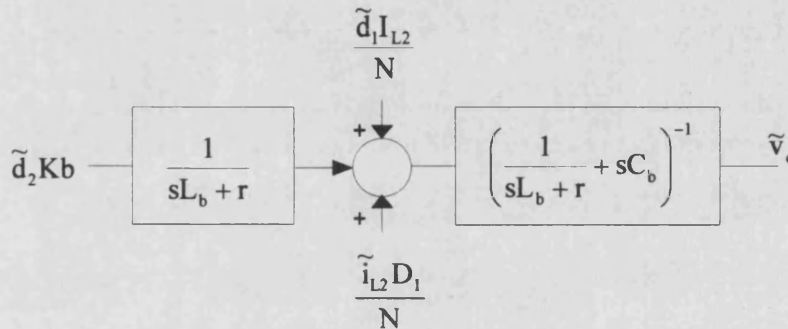


Figura 3.31 Diagrama de bloques del convertidor auxiliar funcionando en modo discontinuo, correspondiente a la ecuación 3.37.

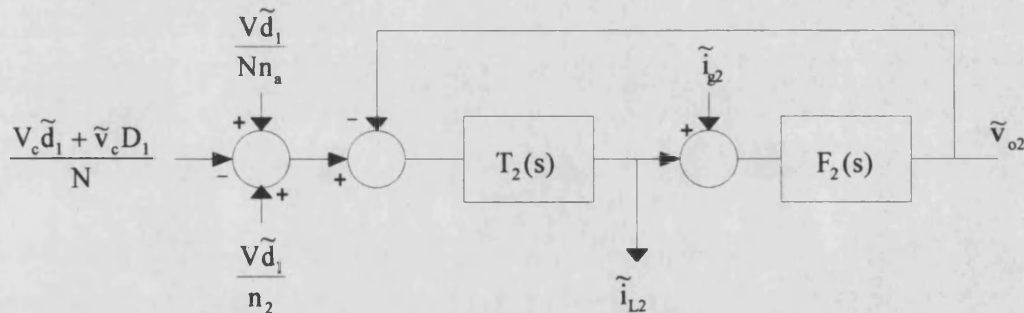


Figura 3.32 Diagrama de bloques correspondiente al circuito de control de la salida V_{o2} particularizado al caso en que $\tilde{v} = 0$.

Nuevamente a la hora de plantear el diagrama de bloques final del modelo de pequeña señal de la salida V_{o2} debemos recordar que, al cerrar el lazo de realimentación, relacionamos las variaciones de pequeña señal entre \tilde{v}_{o2} y \tilde{d}_2 . Siguiendo los pasos y las definiciones dadas al respecto en el punto 3.2.1, la ecuación que relaciona \tilde{v}_{o2} y \tilde{d}_2 es:

$$\tilde{d}_2 = -M_2 A_{e2}(s) K_2 \tilde{v}_{o2} \tag{3.43}$$

Donde la función de transferencia $A_{e2}(s)$ tiene la misma forma que en la figura 3.10, pero los valores de los componentes se han ajustado a la nueva situación. La figura 3.33 muestra el

circuito que incluye el amplificador de error, la compensación, el aislamiento y una ganancia adicional, cuya función de transferencia total es $A_{e2}(s)$.

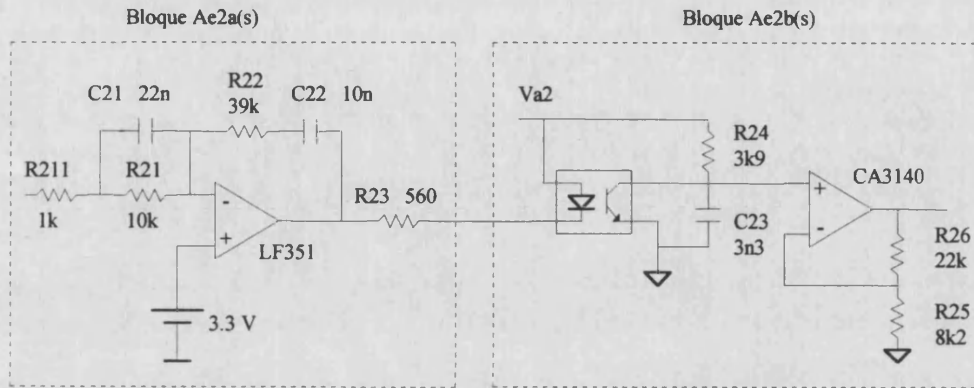


Figura 3.33: Amplificador de error, compensador, circuito de aislamiento, y bloque de ganancia correspondiente al lazo de control de V_{o2} .

3.3.2. La función de transferencia en lazo abierto

Plantearemos ahora, uniendo los diagramas de las figuras 3.31 y 3.32, el diagrama de bloques completo correspondiente al circuito de la salida V_{o2} donde se ha cerrado ya el lazo de realimentación. El diagrama se muestra en la figura 3.34, para el caso particular en que la tensión de entrada no varía, es decir, $V = cte.$ y por tanto $\tilde{v} = 0$. Siguiendo el mismo orden de cálculos que en el apartado 3.2.2 en primer lugar se estudiará la estabilidad del sistema a partir de la función de transferencia en lazo abierto, aplicando los criterios de margen de fase y margen de ganancia. Reduciendo el diagrama a un solo lazo de realimentación encontramos la función de transferencia en lazo abierto que denotaremos como $A_{o1}(s)$ y corresponde a la expresión 3.44. La estrategia es ajustar la compensación de modo que la frecuencia de cruce no sea muy diferente a la que se obtuvo anteriormente, cuando el convertidor auxiliar funcionaba en modo discontinuo.

$$A_{o1}(s) = \frac{T_2(s)F_2(s)}{1 + \frac{D_1^2}{N^2} \frac{T_2(s)(L_b + r)}{1 + sC_b(L_b + r)} + T_2(s)F_2(s)} \frac{D_1 K_b M_2 A_{e2}(s) K_2}{N(1 + sC_b(L_b + r))} \quad (3.44)$$

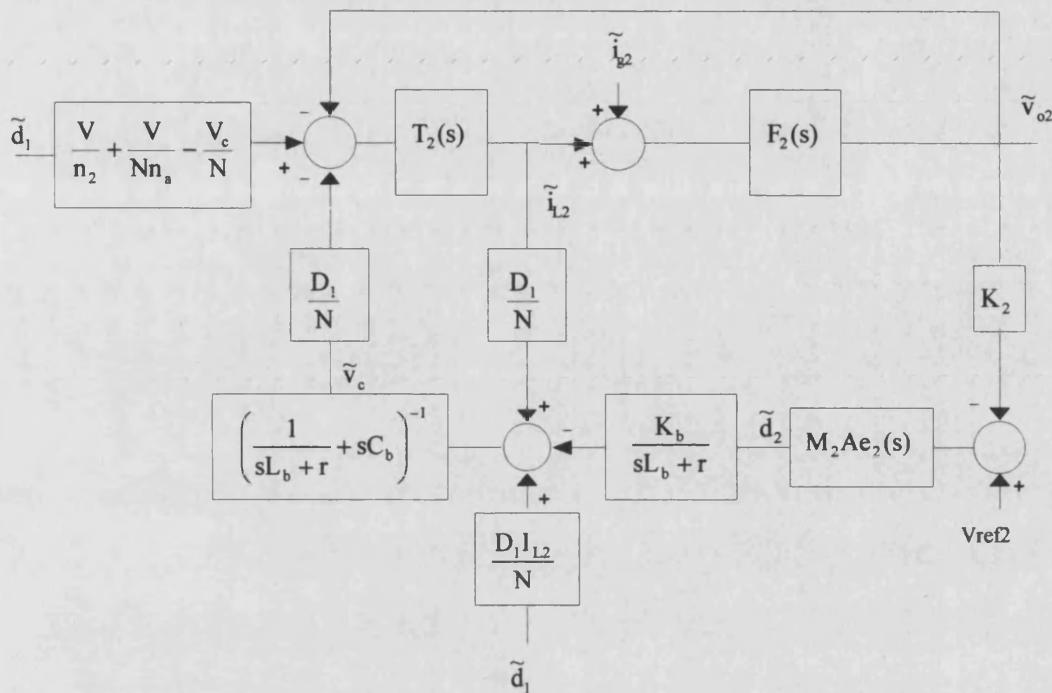


Figura 3.34: Diagrama de bloques del circuito de la salida V_{o2} con los correspondientes lazos de realimentación.

Ajustada la compensación, la respuesta en frecuencia de la función de transferencia en lazo abierto, $A_{o1}(s)$, calculada a partir del modelo de pequeña señal, se muestra en la figuras 3.35 y 3.36. Las condiciones de trabajo se corresponden con tensión de entrada nominal y el 75% de la carga máxima, 7.5 A para ambas salidas.

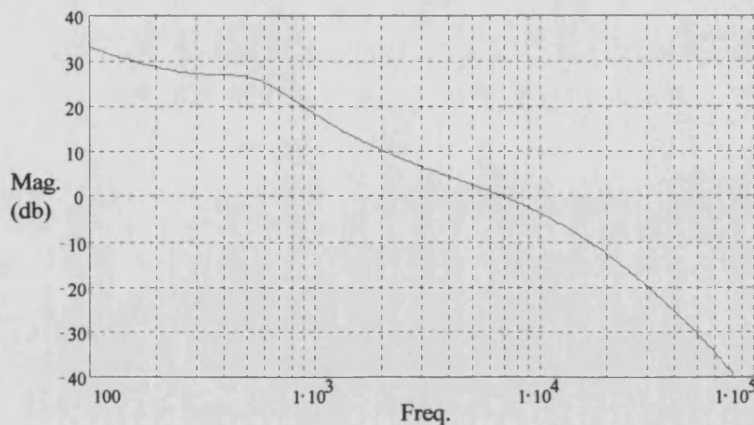


Figura 3.35: Módulo de la respuesta en frecuencia de la función de transferencia en lazo abierto $A_{o1}(s)$.

En la curva del módulo se observa como la resonancia introducida por C_b y L_b es fuertemente atenuada y ya no es limitación para aumentar la frecuencia de cruce con objeto de mejorar el ancho de banda. A pesar de no tener ninguna limitación la frecuencia de cruce se

ha ajustado alrededor los 5 kHz con el fin de comparar mejor la respuesta con la obtenida en la figura 3.11 cuando el convertidor auxiliar trabajaba en modo continuo.

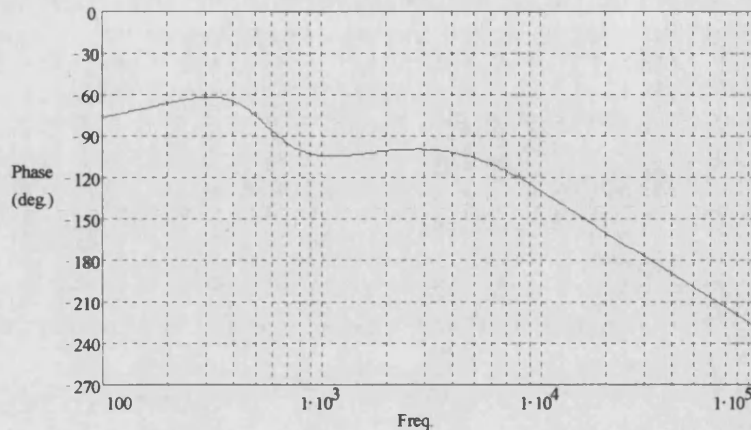


Figura 3.36: Fase de la respuesta en frecuencia de la función de transferencia en lazo abierto $A_{o1}(s)$. Convertidor auxiliar trabajando en modo discontinuo.

En la curva de fase podemos observar como, en comparación con la figura 3.12, ahora se dispone de un mayor margen de fase, del orden de los 80°. La medida experimental de la función de transferencia en lazo abierto corresponde a la Figura 3.37

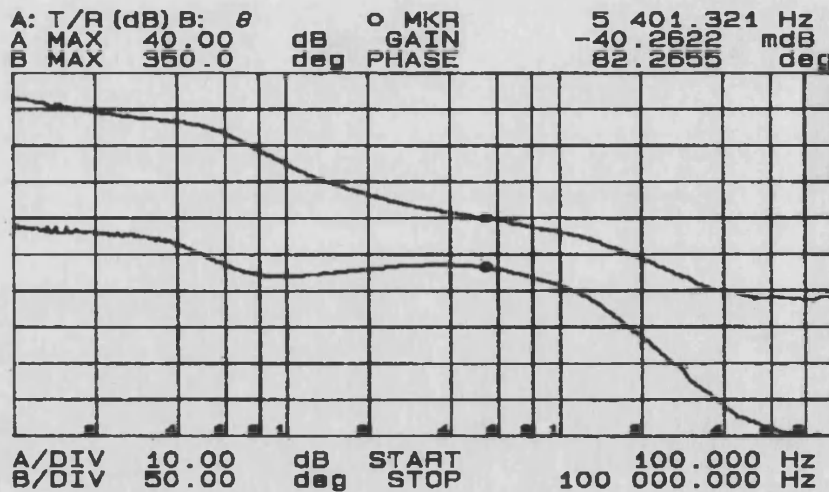


Figura 3.37: Medida experimental de la respuesta en frecuencia de la función de transferencia en lazo abierto $A_{o1}(s)$. Convertidor auxiliar trabajando en modo discontinuo

La coincidencia entre los resultados experimentales y los calculados es buena para las condiciones de trabajo en las que se ha efectuado la medida, y confirman la bondad del modelo de pequeña señal desarrollado para el estudio del post-regulador.

3.3.3. Estudio de la impedancia cruzada

Una vez compensado el sistema el próximo objetivo es calcular la impedancia cruzada que relaciona los cambios de tensión de la salida V_{o2} con los cambios de carga de la salida V_{o1} . Como método de trabajo seguiremos los mismos pasos que en el apartado 3.2.3.

El paso intermedio necesario para estudiar la impedancia cruzada en pequeña señal entre la salida V_{o2} y los cambios de carga en V_{o1} es encontrar la función $\tilde{v}_{o2}/\tilde{d}_1$. Expresando el diagrama de bloques de la figura 3.34 como un flujograma y empleando la regla de Mason se obtiene la relación que muestra, en pequeña señal, la influencia de las variaciones del ciclo de trabajo principal d_1 sobre la tensión de salida V_{o2} en lazo cerrado.

$$\frac{\tilde{v}_{o2}}{\tilde{d}_1} = \frac{\left(\left(\frac{V}{n_1} + \frac{V}{Nn_a} - \frac{V_c}{N} \right) - \frac{I_{L2} D_1}{N^2} \frac{T_2(s)(sL_b + r)}{1 + sC_b(sL_b + r)} \right) T_2(s)F_2(s)}{1 + T_2(s)F_2(s) \frac{D_1}{N} \frac{VM_2 Ae_2(s)K_2}{1 + sC_b(sL_b + r)} + \frac{D_1^2}{N^2} \frac{T_2(s)(sL_b + r)}{1 + sC_b(sL_b + r)} + T_2(s)F_2(s)} \quad (3.45)$$

La relación entre los cambios de carga en la salida V_{o1} con el ciclo de trabajo d_1 ya es conocida y viene dada por la ecuación 3.26.

Tal como se plantea en el apartado 3.2.3. se define Z_{21} como la impedancia cruzada, en pequeña señal, entre V_{o2} e i_{g1} , y su cálculo es inmediato a partir de las expresiones (3.45) y (3.26).

$$Z_{21} = \frac{\tilde{v}_{o2}}{\tilde{i}_{g1}} = \frac{\tilde{v}_{o2}}{\tilde{d}_1} \frac{\tilde{d}_1}{\tilde{i}_{g1}} \quad (3.46)$$

Obtenida la expresión de la función Z_{21} la respuesta en frecuencia se muestra en el diagrama de Bode de la figura 3.38. Se observa como ahora se consigue más atenuación que cuando el convertidor auxiliar funcionaba en modo continuo (ver figura 3.15). La respuesta en frecuencia de la función Z_{21} se ha medido también experimentalmente con ayuda de la carga dinámica. La figura 3.39 muestra los resultados obtenidos, donde la diferencia de aproximadamente 15 db es debida a la ganancia de 6 A/V de la carga electrónica HP

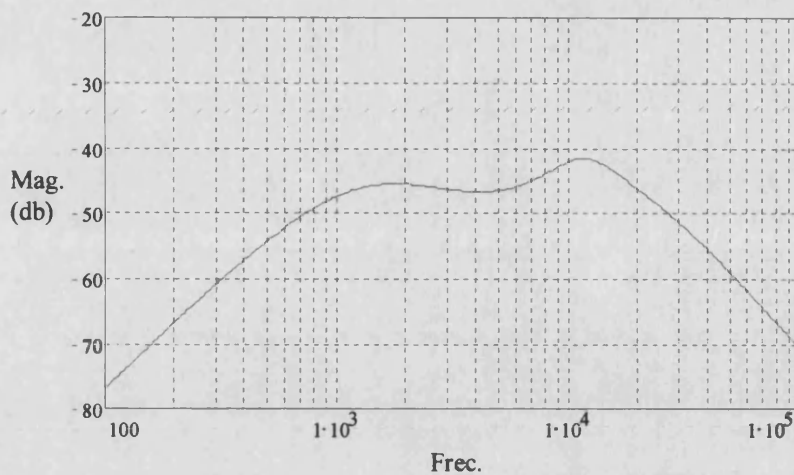


Figura 3.38.: Cálculo de la respuesta en frecuencia de la impedancia cruzada Z_{21} cuando el convertidor auxiliar funciona en modo discontinuo.

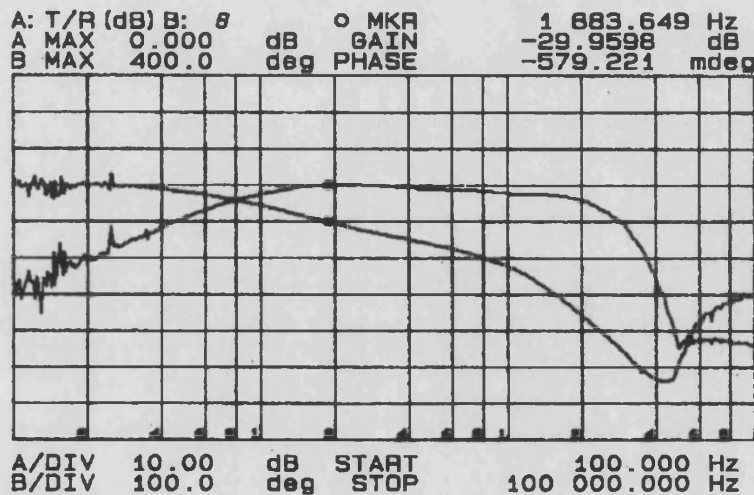


Figura 3.39: Medida experimental de la respuesta en frecuencia de la impedancia cruzada Z_{21} . Convertidor auxiliar funcionando en modo discontinuo.

Una vez más los resultados teóricos y experimentales son básicamente coincidentes a las frecuencias por debajo de los 10 kHz. Cabe destacar la mayor atenuación que, a altas frecuencias, se observa en la medida experimental, esta divergencia se debe a la limitación en la respuesta de la carga dinámica a partir de 10 kHz aproximadamente. Comparando los resultados obtenidos en la figura 3.39 con los mostrados en la figura 3.15, cuando el convertidor auxiliar operaba en modo continuo se observa como el modo discontinuo mejora la impedancia cruzada al aumentar la atenuación. Cabe destacar que la impedancia cruzada en pequeña señal en el modo discontinuo de funcionamiento del convertidor auxiliar aun admite la posibilidad de ser mejorada vía aumento de la ganancia del lazo de realimentación.

3.3.4. Impedancia de salida

Veamos ahora la impedancia de la salida V_{o2} . El punto de partida es el diagrama de bloques de la figura 3.34, dado que ahora no hay perturbación en el ciclo de trabajo d_1 , es inmediato encontrar la función de transferencia $\tilde{v}_{o2}/\tilde{i}_{b2}$, que denotaremos por Z_2

$$Z_2 = \frac{\tilde{v}_{o2}}{\tilde{i}_{b2}} = \frac{F_2(s) \left(1 + \frac{D_1^2 L_2(s)(L_b + r)}{N^2 (1 + sC_b(L_b + r))} \right)}{1 + 1 + \frac{D_1^2 L_2(s)(L_b + r)}{N^2 (1 + sC_b(L_b + r))} + \frac{L_2(s)F_2(s)D_1 K_b M_2 A e_2(s) K_2}{N(1 + sC_b(L_b + r))} + L_2(s)F_2(s)} \quad (3.47)$$

La respuesta en frecuencia de la función Z_2 se representa en la figura 3.40

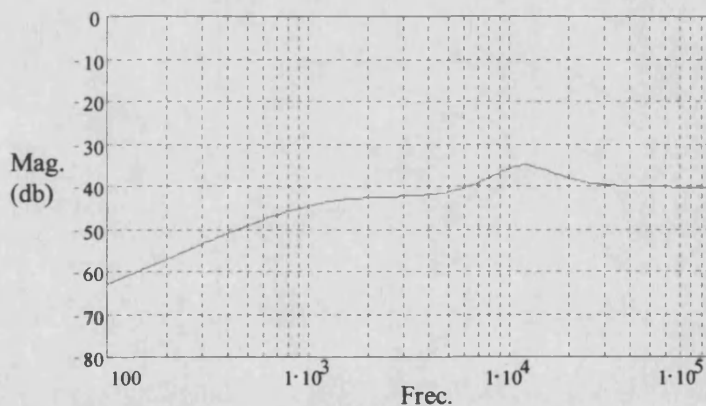


Figura 3.40.: Respuesta en frecuencia calculada para la función Z_2 , correspondiente a la impedancia de la salida V_{o2} .

La medida experimental de la impedancia Z_2 se muestra en la figura 3.41. Recordemos que hay que añadir una atenuación adicional de 15 db. A altas frecuencias vuelve a aparecer la limitación inherente a la carga dinámica que introduce una perturbación menor que la impuesta apareciendo entonces una atenuación mayor que la esperada. A frecuencias cercanas y superiores a la mitad de la frecuencia de conmutación aparece ya la limitación propia del modelo. Cabe destacar como los resultados a baja frecuencia son plenamente coincidentes, observándose una menor atenuación que para el caso del control del convertidor auxiliar en modo continuo.

A modo de valoración final entre los dos modos de funcionamiento del convertidor auxiliar, el modo discontinuo es preferible al modo continuo. Además, en un diseño final, no sería estrictamente necesario garantizar el funcionamiento en modo discontinuo para todos los niveles de carga a condición de fijar un ancho de banda adecuado. Suponiendo que se pasara a modo continuo habiendo diseñado inicialmente para modo discontinuo, el menor valor de L_b que exige el modo discontinuo hace que la resonancia con C_b aparezca a más alta frecuencia y no sea tan crítica.

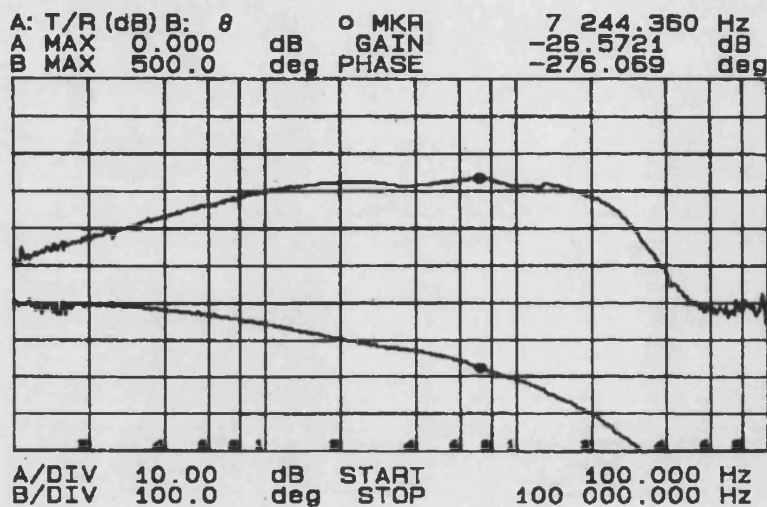


Figura 3.41: Medida experimental de la respuesta en frecuencia de la impedancia de la salida V_{o2} .

3.4. Bibliografía

- [Carrasco-95] J. A. Carrasco, J. B. Ejea, A. Ferreres, E. J. Dede, "A Multiple-output Regulator using the Variable Transformer turns ratio Regulator Technique" Power Electronics Specialists Conference, 1995, pp. 1089-1103.
- [Carrasco-97] J. A. Carrasco, E. Maset, E. Sanchis, E. J. Dede, "Modeling Multiple-output Converters with Parallel Post-regulators" Power Electronics Specialists Conference, 1997, pp. 916-921.
- [Chetty-86] P. R. K Chetty, "Switch-mode Power Spplly Design" 1986 TAB Professional and Reference Books, cap. 4 "Modeling and Analysis". First Edition.

[Dorf-98] Richard C. Dorf, Roberth H. Bishop, "Modern Control Systems" Cap. 10 "The Desing of Feedback Control Systems" Editorial Addison-Wesley, 1998 Eighth Edition.

Curso: "Diseño Práctico de Convertidores de Alimentación Conmutados" Laboratorio de Electrónica Industrial e Instrumentación, L.E.I.I. Universidad de Valencia 1996.

International Rectifier, Schottky Diode, Designer's Manual 1992.

International Rectifier, Power Semiconductors, Product Digest 1992/93.

[Lee-90] Fred C. Lee, "Modeling, Analysis, and Desing of PWM Converters" Edited by Dr. Fred C. Lee, Virginia Power Electronics Center, VPEC. 1990.

[Middlebrook-83] R. D. Middlebrook, Slobodan Cuk, "Advances in Switched-Mode Power Conversión" TESLAcO 1983.

[Navarro-98] A. E. Navarro, J. M. Espí, A. Ferreres, J. B. Ejea, "Modelización de pequeña y gran señal usando el programa Pspice", Seminario Anual de Automática Electrónica Industrial e Instrumentación, SAAEI 98, 1998, pp493-496.

[Ogata-93] Katsuhiko Ogata, "Ingeniería de Control Moderna", Cap. 6 "Análisis de respuesta en frecuencia", Cap. 7 "Técnicas de diseño y compensación". Editorial Prentice Hall, 1993, Segunda Edición.

Philips, "Soft Ferrites", Data Hanbook MA01, Philips Components, 1996.

[Reld-98] Richard Reld, Brian P. Erisman, Zoltan Zansky, "Optimizing the Load Transient Response of the Pentium® II Converter", Proc. of PCIM'98, 1998, pp 199-207.

[Sanchis-93] Esteban Sanchis, Estudio comparativo del control en modo corriente y el control en modo tensión para un conversor Buck con elementos parásitos, Tesis de Licenciatura, Universidad de Valencia, 1993.

Siemens Matsushita Components "Ferrite und Zubehör" 1994.

[Vorperian-89] Vatché Vorperian “Simplified Analysis of PWM Converters Using the Model of the PWM Switch, Part II: Discontinuous Conduction Mode”, VPEC Seminaire, September 1989.

Capítulo 4: Estudio del post-regulador con transformador controlado por una tensión PWM.

4. Estudio del post-regulador con transformador controlado por una tensión PWM

4.1. Introducción

En el capítulo anterior se ha estudiado en régimen de pequeña señal la dinámica de la salida regulada con post-regulador para el caso en que la tensión que aporta el transformador auxiliar se controla mediante un convertidor auxiliar completo. Tal como se planteo en el punto 2.5 del capítulo 2 el convertidor auxiliar puede quedar reducido a un transistor y un diodo con la consiguiente variación de las características dinámicas en la salida regulada. El estado estacionario para esta nueva situación se estudió experimentalmente en el capítulo 2, ahora se planteará el modelo de pequeña señal del convertidor y se calcularán las funciones de transferencia más relevantes.

En este capítulo, estudiaremos también el funcionamiento del post-regulador en régimen de gran señal, es decir, cuando las perturbaciones a las que están sometidas las diferentes variables son grandes, y deja de ser válido el modelo de pequeña señal. Grandes perturbaciones pueden llegar incluso a saturar algunas variables del sistema, y en esta situación, la evolución de las variables de salida ya no es fácilmente predecible.

En general los modelos de gran señal de los convertidores PWM conmutando a alta frecuencia suelen involucrar planteamientos matemáticos no triviales o en su defecto altos costes computacionales cuando se simulan los convertidores completos. Aunque, en teoría, los simuladores de circuitos electrónicos son capaces de reproducir fielmente el funcionamiento de un convertidor PWM conmutando a alta frecuencia, el alto coste computacional asociado a la simulación limita la posibilidad de alcanzar buenos resultados rápidamente. Como alternativa a la simulación del convertidor completo, la simulación del modelo de gran señal con el simulador Pspice se configura como la opción más acertada, tanto por su sencillez, como por el bajo coste computacional que conlleva al eliminar la conmutación de corrientes a alta frecuencia. En la práctica el modelo de gran señal puede

utilizarse como una herramienta de ensayo y error dada la rapidez con que se obtienen los resultados.

Como ejemplo de diseño y aplicación del modelo se construirá un nuevo convertidor de mayor potencia con un doble objetivo. Por una parte, valorar el post-regulador en una aplicación más acorde con las condiciones de trabajo que aconsejan su empleo, es decir, alta tensión de entrada con salida de baja tensión y alta corriente. Y por otra, mostrar como es posible optimizar el rendimiento del post-regulador ajustando los valores de los componentes a partir de las condiciones más desfavorables. Finalmente se presentarán los datos experimentales y la valoración de los resultados obtenidos.

4.2. Modelización del convertidor en pequeña señal con transformador controlado por PWM

4.2.1. Modelización del convertidor

El objetivo de este punto es estudiar la dinámica de la salida controlada mediante el post-regulador cuando el convertidor auxiliar Boost se elimina, y la tensión de control V_c se sustituye por una tensión PWM, tal como se planteó en el punto 2.5 del capítulo 2. El convertidor que estudiaremos en esta sección, salvo la parte del post-regulador, es idéntico al prototipo estudiado en el capítulo 3 y su comportamiento en estado estacionario ya se comprobó experimentalmente en el punto 2.7.3. del capítulo 2. El método de trabajo consistirá en partir del modelo de pequeña señal planteado en el capítulo 3 y modificar las partes correspondientes al post-regulador. El nuevo prototipo experimental se muestra en la figura 4.1.

El punto de partida para la modelización del convertidor serán las ecuaciones de gran señal (3.6) y (3.7) obtenidas mediante promediado de variables de estado en el capítulo 3, y que reproduciremos nuevamente en las ecuaciones (4.1) y (4.2). En cuanto a la notación empleada en el capítulo 4, esta será la misma que la empleada en el capítulo 3.

$$i_{L2} = T_2(s) \left(-v_{o2} + \frac{V}{n_2} + \frac{Vd_1}{Nn_a} - \frac{V_c d_1}{N} \right) \quad (4.1)$$

$$v_{o2} = F_2(s) i_{L2} \quad (4.2)$$

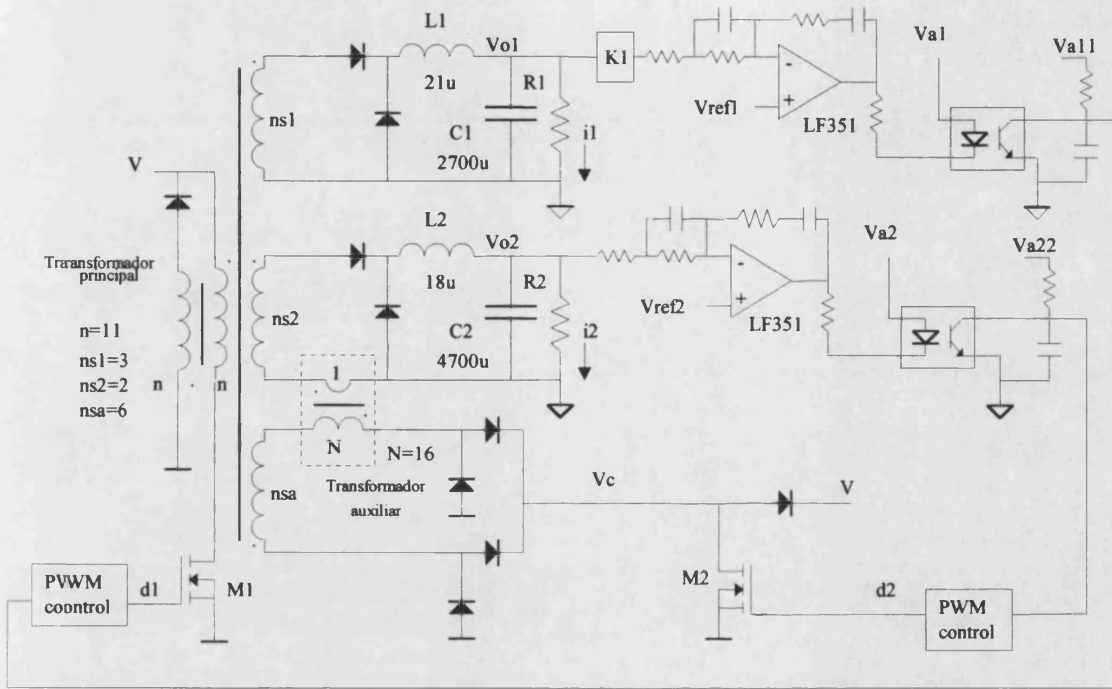


Figura 4.1: Esquema completo del prototipo experimental con el post-regulador con transformador controlado por PWM en la salida V_{o2} .

Ahora sustituiremos V_c por su valor promedio tomando como periodo de promediado la duración del estado ON del transistor principal. El cálculo corresponde a la expresión 4.3. Combinando las expresiones (4.1) y (4.3) llegamos a la ecuación (4.4), esta es la ecuación de gran señal del convertidor que relaciona la corriente por el inductor L_2 en función de las dos variables de control d_1 y d_2 .

$$V_c = V \left(1 - \frac{d_2}{d_1} \right) \quad (4.3)$$

$$i_{L2} = T_2(s) \left(-v_{o2} + \frac{Vd_1}{n_2} + \frac{Vd_1}{Nn_a} - \frac{V}{N} (d_1 - d_2) \right) \quad (4.4)$$

El siguiente paso será perturbar y linealizar las ecuaciones (4.4) y (4.2) para así obtener las expresiones (4.5) y (4.6).

$$\tilde{v}_{o2} = F_2(s) \tilde{i}_{L2} \quad (4.5)$$

$$\tilde{i}_{L2} = T_2(s) \left(-\tilde{v}_{o2} + \left(\frac{1}{n_2} + \frac{1}{Nn_a} - \frac{1}{N} \right) (VD_1 + V\tilde{d}_1 + \tilde{v}D_1) + \frac{1}{N} (VD_2 + V\tilde{d}_2 + \tilde{v}D_2) \right) \quad (4.6)$$

Tomando solamente los términos DC y despreciando los componentes parásitos del inductor L_2 y del condensador C_2 obtenemos, para el caso estacionario, la ecuación (4.7) que expresa el valor de V_{o2} en función de los ciclos de trabajo de los transistores M_1 y M_2 . Fácilmente se comprueba como los cambios en el ciclo de trabajo d_1 pueden compensarse con los cambios en el ciclo de trabajo d_2 . El termino entre llaves corresponde a la tensión que aporta el post-regulador

$$V_{o2} = \frac{V}{n_2} D_1 + \left\{ \left(\frac{V}{Nn_a} - \frac{V}{N} \right) D_1 + \frac{V}{N} D_2 \right\} \quad (4.7)$$

Siguiendo el planteamiento de diseño propuesto en el capítulo 2 se ajustan los diferentes parámetros, n_2 , n_a , N , para tener, en estado estacionario, la relación $D_2 = D_1/2$. De este modo se consigue tener el mismo margen de regulación en los dos sentidos de cambio del ciclo de trabajo D_1 .

Tomando ahora sólo los términos AC llegamos a la ecuación (4.8) donde está ya toda la información para construir el circuito de pequeña señal del convertidor, este circuito, particularizado al caso en que la tensión de entrada es constante, es decir, $\tilde{v} = 0$ corresponde a la figura 4.2

$$\tilde{i}_{L2} = T_2(s) \left(-\tilde{v}_{o2} + (V\tilde{d}_1 + \tilde{v}D_1) \left(\frac{1}{n_2} + \frac{1}{Nn_a} - \frac{1}{N} \right) + \frac{1}{N} (V\tilde{d}_2 + \tilde{v}D_2) \right) \quad (4.8)$$

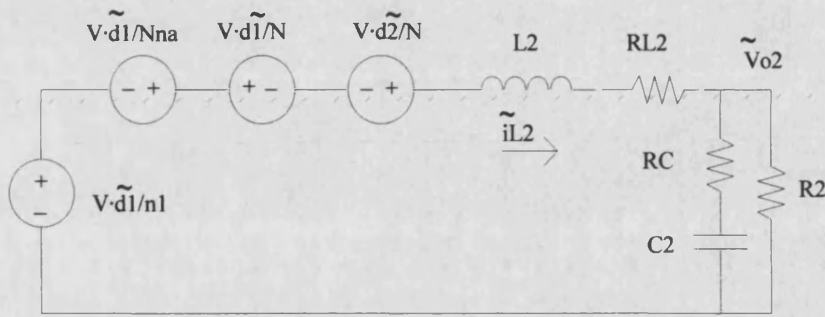


Figura 4.2. Circuito de pequeña señal del lazo de control de la salida V_{o2} . Particularizado al caso $\tilde{v} = 0$.

Abordaremos ahora el estudio del diagrama de bloques del lazo de control. Tal como se planteo en el punto 3.2.2. al cerrar el lazo de realimentación relacionamos las variaciones de pequeña señal entre \tilde{v}_{o2} y \tilde{d}_2 , la expresión que las relaciona es:

$$\tilde{d}_2 = -M_2 A_{e2}(s) K_2 \tilde{v}_{o2} \tag{4.9}$$

Las definiciones de las constantes y las variables que intervienen en la expresión (4.9) ya se dieron en el capítulo 3. Dado que ahora cambian los componentes de la red de compensación, mostraremos nuevamente, en la figura 4.3, el circuito cuya función de transferencia es $A_{e2}(s)$.

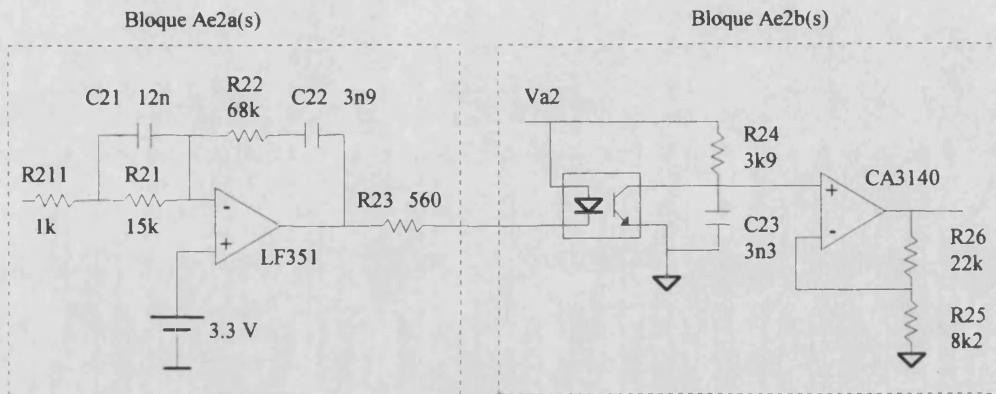


Figura 4.3: Circuito eléctrico que incluye el amplificador de error, la compensación, el aislamiento, y un bloque de ganancia adicional.

El criterio para la elección de los componentes del compensador ha tenido como objetivo aumentar la frecuencia de cruce en orden a maximizar el ancho de banda sin penalizar el margen de fase. La estrategia de diseño es pues, hacer énfasis en las buenas prestaciones dinámicas del post-regulador.

Las ecuaciones de pequeña señal, con el lazo de realimentación ya cerrado, se representan en un diagrama de bloques, donde se introduce la variable de pequeña señal, \tilde{i}_{L2} , como una perturbación adicional que representa los cambios de carga. Asumiendo que la tensión de entrada permanece constante, el diagrama de bloques correspondiente se representa en la figura 4.4.

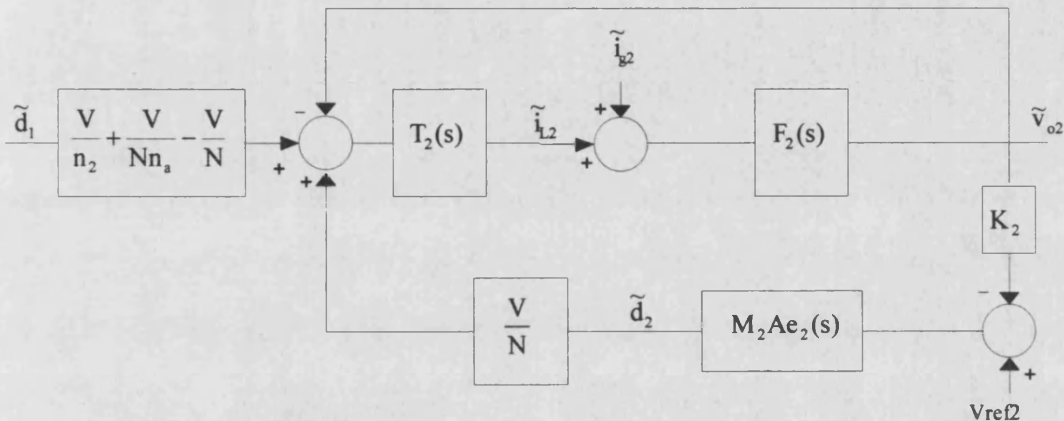


Figura 4.4: Diagrama de bloques del lazo de control de la salida V_{o2} .

Comparando este último diagrama con los diagramas de bloques de las figuras 3.x y 3.xx en el capítulo 3 hay que destacar la menor complejidad al eliminarse uno de los lazos de realimentación. Por otra parte, con el nuevo método de control, se evita la necesidad de los elementos reactivos del convertidor auxiliar, lo que llevará a una dinámica más rápida, tal como se verá en las siguientes secciones.

4.2.2. La función de transferencia en lazo abierto

Siguiendo la línea de trabajo planteada en el capítulo 3, en primer lugar, estudiaremos la estabilidad del lazo de control de la segunda salida a partir de la función de transferencia en lazo abierto. Partiendo del diagrama de la figura 4.5, la función de transferencia en lazo abierto corresponde a la expresión (4.10).

$$A_{ol}(s) = \frac{L_2(s)T_2(s)}{1 + L_2(s)T_2(s)} \frac{VM_2}{N} Ae_2(s)K_2 \quad (4.10)$$

Ajustada la compensación con los valores del circuito de la figura 4.3 la respuesta en frecuencia del módulo y la fase de la función de transferencia en lazo abierto, $A_{ol}(s)$, se muestra en las figuras 4.5 y 4.6 respectivamente.

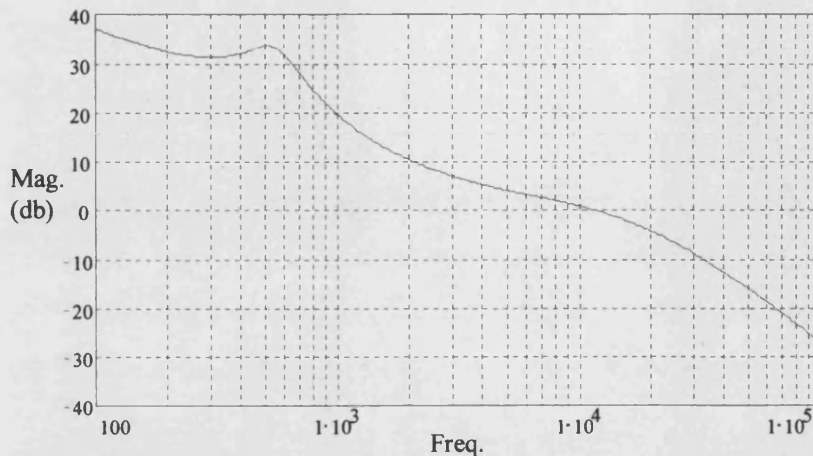


Figura 4.5: Cálculo de la respuesta en frecuencia del módulo de la función de transferencia de control en lazo abierto $A_{ol}(s)$.

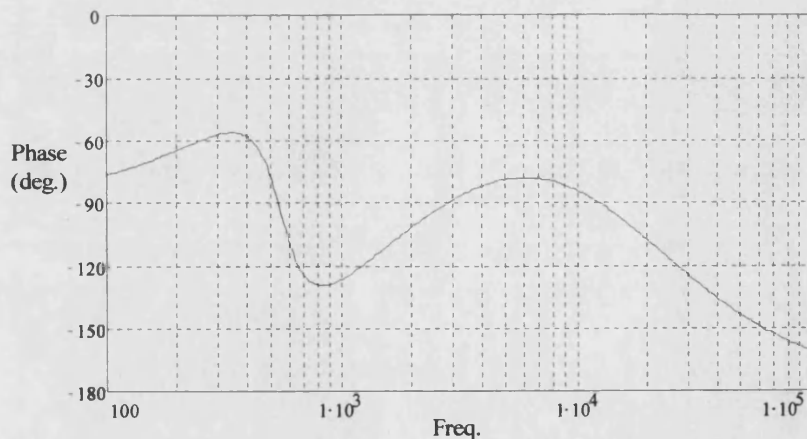


Figura 4.6: Cálculo de la respuesta en frecuencia de la fase de la función de transferencia de control en lazo abierto $A_{ol}(s)$.

Ahora la frecuencia de cruce se ha ajustado alrededor de los 10 kHz para ilustrar como el post-regulador no impone limitaciones al ancho de banda y puede resultar adecuado en las aplicaciones que requieran anchos de banda grandes. Hay que destacar como el margen de fase de la función de transferencia en lazo abierto se mantiene del orden de los 90° a la frecuencia de cruce. La medida experimental de la función de transferencia en lazo abierto corresponde a la figura 4.7.

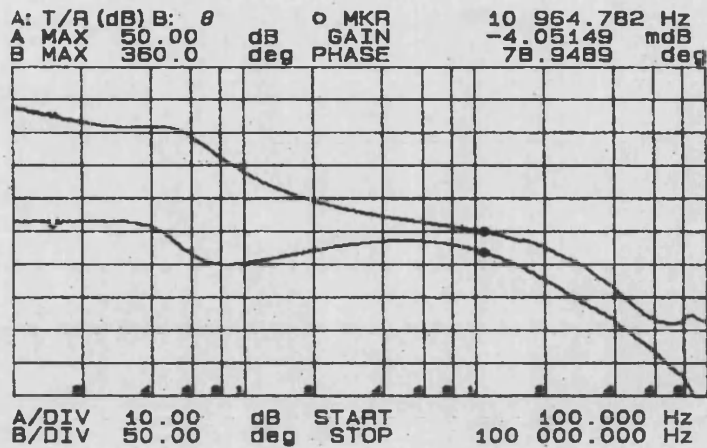


Figura 4.7: Medida experimental de la respuesta en frecuencia de la función de transferencia de control en lazo abierto $A_o l(s)$.

La coincidencia entre las curvas teóricas y la experimental es buena, las diferencias afectan a la curva de fase a frecuencias superiores a los 10 kHz aproximadamente debido, fundamentalmente, a la limitación de ganancia-ancho de banda del amplificador de error. En cambio a baja frecuencia el resultado experimental y el teórico es plenamente coincidente y confirma la exactitud del modelo de pequeña señal desarrollado.

Si comparamos la figura 4.7 con las medidas de la respuesta en frecuencia de la función de transferencia en lazo abierto, que se muestran en la figura 3.37 del capítulo 3, observamos como con el control PWM se puede mejorar el ancho de banda del lazo de control de la segunda salida. Con el control PWM, al eliminarse los elementos reactivos del convertidor auxiliar Boost, la fase de la función de transferencia del sistema en lazo abierto se mantiene a altas frecuencias. La única limitación que afecta a la fase es la posición de los polos del compensador, esta particularidad resulta muy favorable ya que no impone restricciones para fijar una frecuencia de cruce alta, y si procede, mejorar así la dinámica del convertidor en pequeña señal.

4.2.3. Estudio de la impedancia cruzada

Estudiaremos ahora la impedancia cruzada Z_{21} partiendo de las definiciones dadas en el capítulo anterior. Siguiendo el método tal como se plantea en el punto 3.3 del capítulo 3, primero, a partir del diagrama de la figura 4.4, calcularemos la función $\tilde{v}_{o2}/\tilde{d}_1$ que representa

la influencia de los cambios en el ciclo de trabajo principal sobre la segunda salida y corresponde a la expresión (4.11).

$$\frac{\tilde{v}_{o2}}{\tilde{d}_1} = \frac{T_2(s)F_2(s)\left(\frac{V}{n_2} + \frac{V}{Nn_a} - \frac{V}{N}\right)}{1 + T_2(s)F_2(s)\left(1 + \frac{V}{N}M_2Ae_2(s)K_2\right)} \quad (4.11)$$

Recordando nuevamente la relación entre el ciclo de trabajo que controla la salida V_{o1} con los cambios en la corriente de carga en la misma salida, tal como muestra la expresión (4.12).

$$\frac{\tilde{d}_1}{\tilde{i}_{g1}} = \frac{F_1(s)M_1Ae_1K_1}{1 + F_1(s)L_1(s) + F_1(s)T_1(s)M_1Ae_1K_1\frac{V}{n_1}} \quad (4.12)$$

Ahora calcular la impedancia Z_{21} es inmediato a partir de la expresión (4.13).

$$Z_{21} = \frac{\tilde{v}_{o2}}{\tilde{i}_{g1}} = \frac{\tilde{v}_{o2}}{\tilde{d}_1} \frac{\tilde{d}_1}{\tilde{i}_{g1}} \quad (4.13)$$

El cálculo de la respuesta en frecuencia de la función Z_{21} corresponde a la figura 4.8.

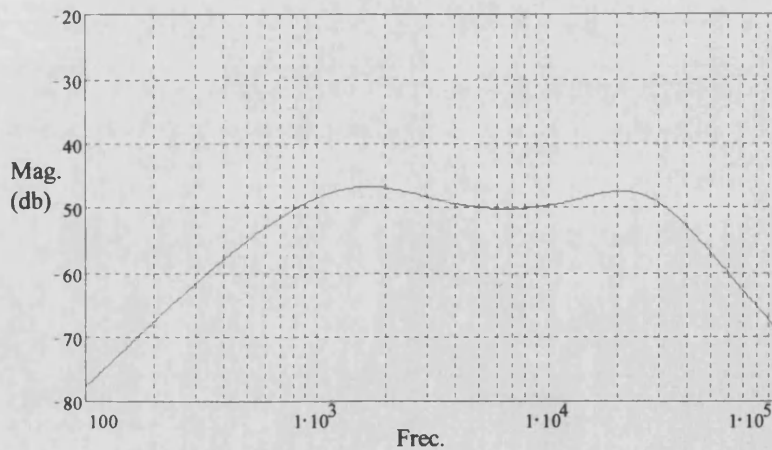


Figura 4.8: Cálculo de la respuesta en frecuencia de la impedancia cruzada, correspondiente a la función $Z_{21}(s)$.

Gracias al control del post-regulador mediante la tensión PWM se ha conseguido un mayor margen de fase, y con ello, la posibilidad de aumentar la ganancia en lazo abierto. La

mayor ganancia del lazo contribuye a mejorar la impedancia cruzada, tal como confirma la figura 4.8. Comparando estos últimos resultados con los obtenidos en la figura 3.38 del capítulo 3 se observa una mayor atenuación, lo que indica una menor influencia sobre la salida V_{o2} de los cambios de carga en la salida V_{o1} . Estos resultados se confirman nuevamente por vía experimental. La figura 4.9 muestra la respuesta en frecuencia obtenida al introducir en la carga de la salida V_{o1} una perturbación y hacer el análisis del transitorio. El resultado, comparado con la figura 4.8 es suficientemente significativo a bajas frecuencias, a más altas frecuencias, las limitaciones de la carga dinámica no permiten ya apreciar la exactitud del modelo.

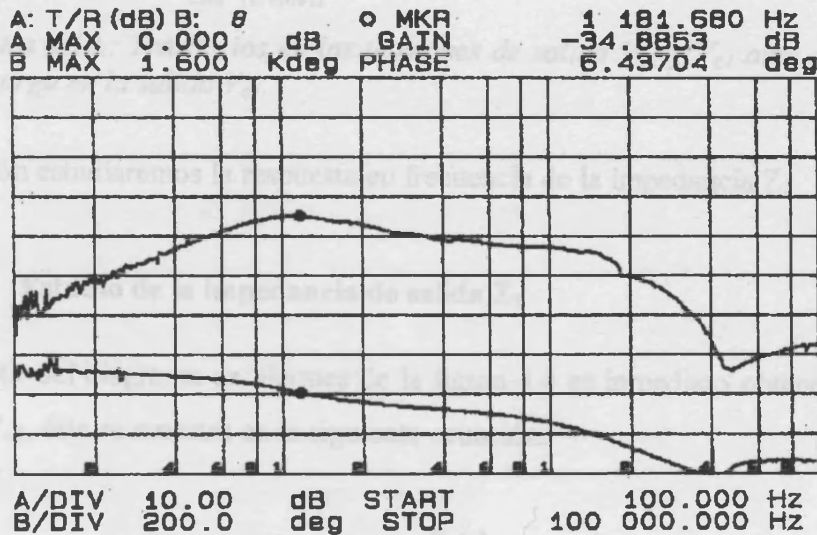


Figura 4.9: Medida experimental de la respuesta en frecuencia de la función Z_{21} . La curva del módulo aparece desplazada +15 db/dec debido a la ganancia de la carga dinámica de 6 A/V.

Como complemento a la respuesta en frecuencia, tal como se estudio en las secciones anteriores, comprobaremos experimentalmente los transitorios que se producen en ambas tensiones de salida ante cambios de carga en la salida V_{o1} . La figura 4.10 muestra el oscilograma donde se observan los transitorios que se producen en ambas salidas ante los cambios de carga en la salida V_{o1} . Las mejoras en la impedancia cruzada hacen que las desviaciones de tensión respecto al estacionario sean ligeramente menores que las correspondientes a la figura 3.20 del capítulo 3. Se concluye por tanto que, tal como anticipaban los cálculos de respuesta en frecuencia, la sustitución del convertidor auxiliar por un control PWM permite eliminar del circuito dos componentes reactivos al tiempo que mejora las prestaciones dinámicas del sistema.

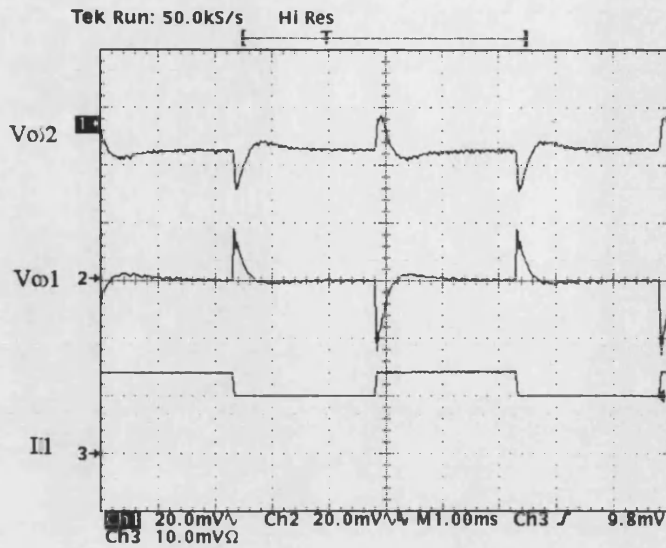


Figura 4.10.: Transitorios en las tensiones de salida V_{o2} y V_{o1} ante cambios de carga en la salida V_{o1} .

A continuación estudiaremos la respuesta en frecuencia de la impedancia Z_2

4.2.4. Estudio de la impedancia de salida Z_2

A partir del diagrama de bloques de la figura 4.4 es inmediato obtener la impedancia de la salida V_{o2} , ésta se muestra en la siguiente ecuación:

$$Z_2 = \frac{F_2(s)}{1 + T_2(s)F_2(s) \left(1 + \frac{VM_2}{N} Ae_2(s)K_2 \right)} \quad (4.14)$$

La respuesta en frecuencia de la función Z_2 corresponde a la figura 4.11. Los resultados son muy similares a los que muestran las figuras 3.23 y 3.40. Como ya se comentó el parámetro que fija la impedancia de salida a altas frecuencias es la ESR del condensador. A medias frecuencias, entre 1 y 10 kHz, el aumento del ancho de banda mejora ligeramente la respuesta en pequeña señal pero el lazo de control será más fácilmente saturable. A la hora de plantear un diseño concreto deberá tenerse en cuenta que el aumento de ganancia en lazo abierto es limitado, sólo reduciendo el valor del inductor del filtro L_2 se conseguirían mejoras sustanciales a baja frecuencia.

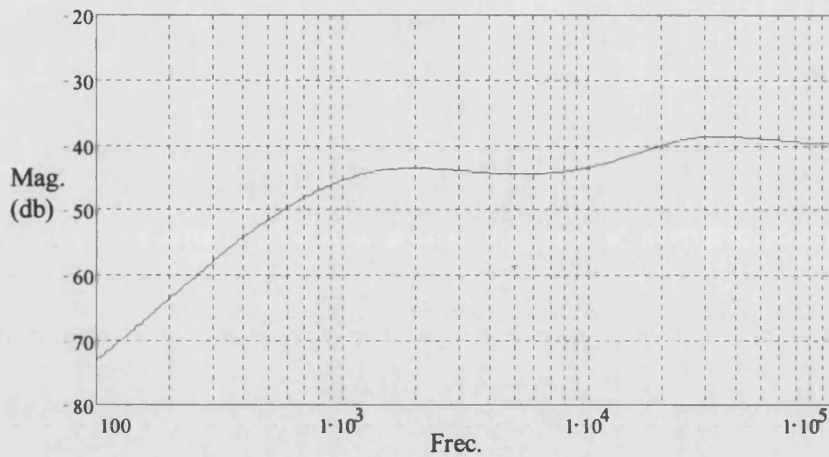


Figura 4.11.: Cálculo de la respuesta en frecuencia de la impedancia Z_2 .

Paralelamente también se ha estudiado el comportamiento de la tensión V_{o2} ante transitorios en la carga. En los correspondientes resultados, mostrados en la figura 4.12, se observa como hay una ligera disminución tanto en el pico de tensión como en la duración del transitorio. En cualquier caso debemos recalcar que la mejora de la impedancia Z_2 vía aumento de la ganancia del lazo de realimentación no representa una solución definitiva. Cuando la ganancia del lazo aumenta el sistema es más fácilmente saturable con la consiguiente disminución del nivel de perturbación que puede considerarse como pequeña señal.

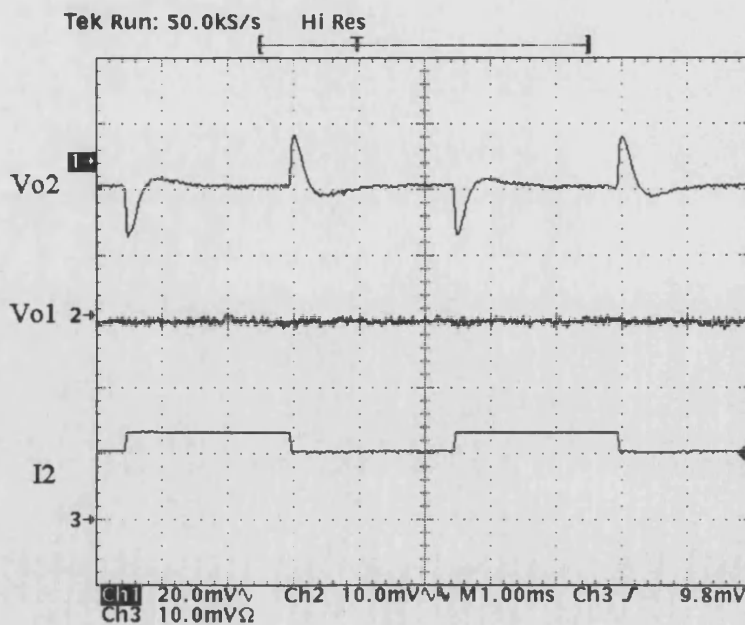


Figura 4.12.: Medida experimental de los transitorios en las tensiones de salida ante un salto de carga de 2 A en la salida V_{o2} .

4.2.5. Estudio de la audiosusceptibilidad

Como se ha demostrado en las secciones precedentes de este capítulo el control del transformador auxiliar por una tensión PWM permite una mayor simplicidad y mejores prestaciones. Tanto la modelización como las expresiones han resultado mucho más simples, si a ello añadimos la ventaja de eliminar un elemento magnético, el control de la tensión en el primario del transformador vía PWM se perfila como la mejor opción.

Con el objetivo de completar el estudio del convertidor con esta última opción de control del post-regulador obtendremos, a continuación, las expresiones de la audiosusceptibilidad de la salida V_{o2} . Dado que a la regulación de la salida V_{o2} contribuyen dos lazos de control, esperamos que la atenuación a perturbaciones en la entrada sea mayor en la salida V_{o2} que en la salida V_{o1} . En cualquier caso, hay que tener en cuenta que la tensión que aporta el transformador auxiliar depende directamente de la tensión de entrada, y su grado de influencia debe ser confirmado tanto teórica como experimentalmente.

Partiremos de las ecuaciones de pequeña señal (4.5) y (4.6) particularizadas al caso en que la tensión de entrada presenta una perturbación, y por tanto $\tilde{v} \neq 0$. Para mayor facilidad se expresarán en un diagrama de bloques las relaciones entre las variables de pequeña señal del sistema, el diagrama de bloques corresponde a la figura 4.13.

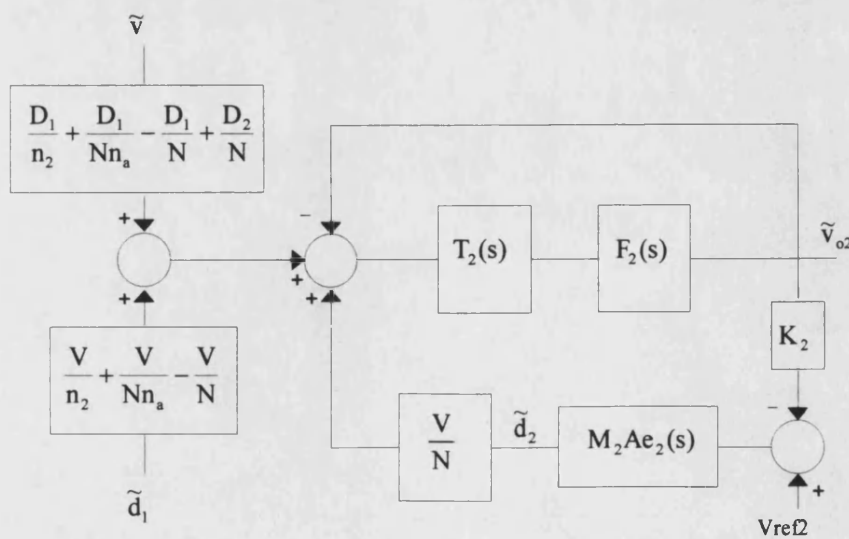


Figura 4.13: Diagrama de bloques del circuito de control de la salida V_{o2} particularizado a la presencia de perturbaciones en la tensión de alimentación V .

Debemos tener en cuenta que el lazo de realimentación principal, correspondiente a la salida V_{o1} , modifica el ciclo de trabajo d_1 en función de las variaciones de la tensión de entrada. Hay, por tanto, una relación entre \tilde{d}_1 y \tilde{v} , tal como muestra el diagrama de la figura 4.14, y el cálculo explícito de esta relación correspondiente a la expresión (4.15).

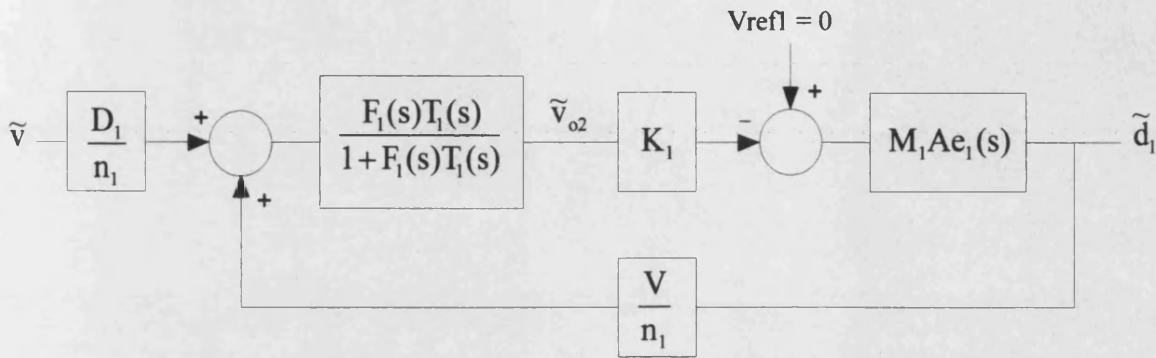


Figura 4.14.: Diagrama de bloques del lazo de control de la salida V_{o1} , particularizado al caso en que la tensión de entrada, V , presenta perturbaciones.

$$W(s) = \frac{\tilde{d}_1}{\tilde{v}} = \frac{-F_1(s)L_1(s)D_1M_1Ae_1K_1}{n_1(1+F_1(s)L_1(s))+F_1(s)L_1(s)VM_1Ae_1K_1} \quad (4.15)$$

Introduciendo la nueva relación en el diagrama obtenemos la función de transferencia que permite estudiar la influencia de las perturbaciones en la entrada sobre la segunda salida, esta función viene dada por la ecuación (4.16)

$$\frac{\tilde{v}_{o2}}{\tilde{v}} = \frac{T_2(s)F_2(s)\left(\left(\frac{V}{n_2} + \frac{V}{Nn_a} - \frac{V}{N}\right)W(s) + \left(\frac{D_1}{n_2} + \frac{D_1}{Nn_a} - \frac{D_1}{N} + \frac{D_2}{N}\right)\right)}{1 + T_2(s)F_2(s)\left(1 + \frac{VM_2}{N}Ae_2(s)K_2\right)} \quad (4.16)$$

La respuesta en frecuencia correspondiente a la función de transferencia representada por la expresión (4.16) se muestra en la figura 4.15. Añadiremos también la respuesta en frecuencia de la función audiosusceptibilidad para la salida V_{o1} , en la figura 4.16, con el fin de compararla con la obtenida para la salida V_{o2} . Tal como esperábamos la salida V_{o2} presenta una mayor atenuación frente a perturbaciones en la entrada.

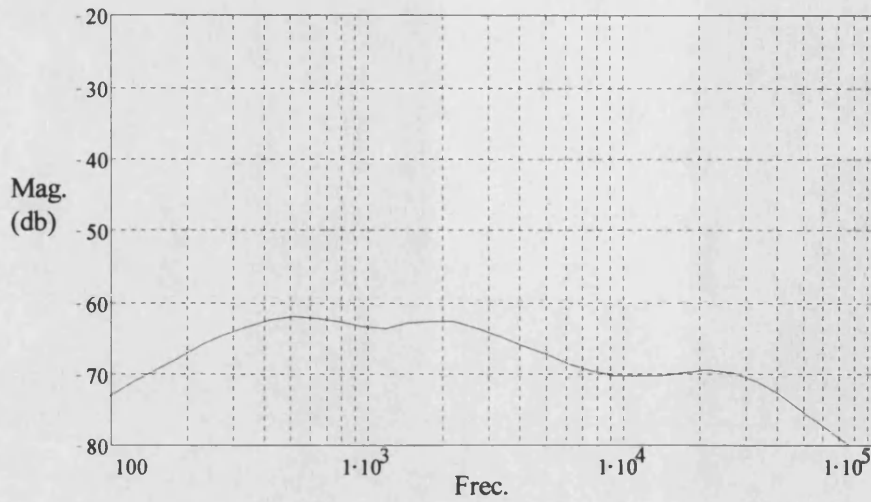


Figura 4.15.: Cálculo de la respuesta en frecuencia de la audiosusceptibilidad, o regulación de línea, de la salida V_{o2} .

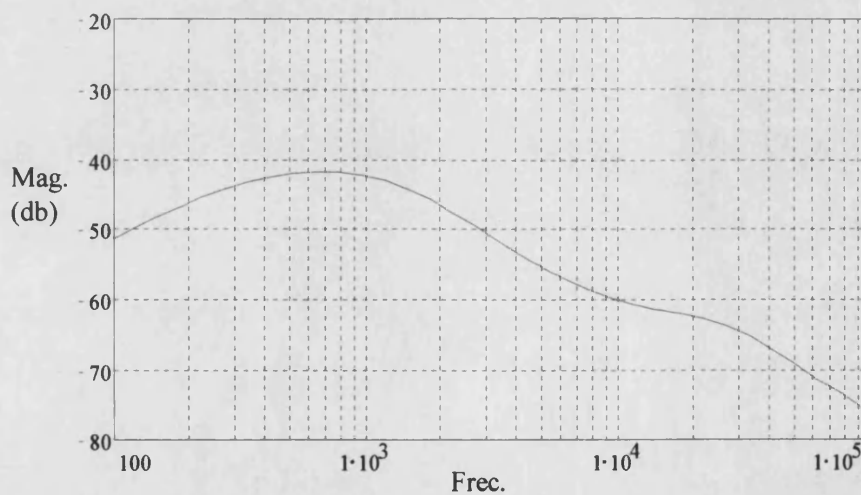


Figura 4.16.: Cálculo de la respuesta en frecuencia de la audiosusceptibilidad, o regulación de línea, de la salida V_{o1} .

La comprobación experimental de la audiosusceptibilidad se ha efectuado con ayuda del circuito mostrado en la figura 4.17. Básicamente consiste en conectar en serie con el convertidor un transistor bipolar cuya caída colector-emisor se modula en frecuencia con ayuda del oscilador variable del analizador de ganancia-fase. Las medidas experimentales obtenidas con ayuda del circuito de la figura 4.17 corresponden a las figuras 4.18 y 4.19.

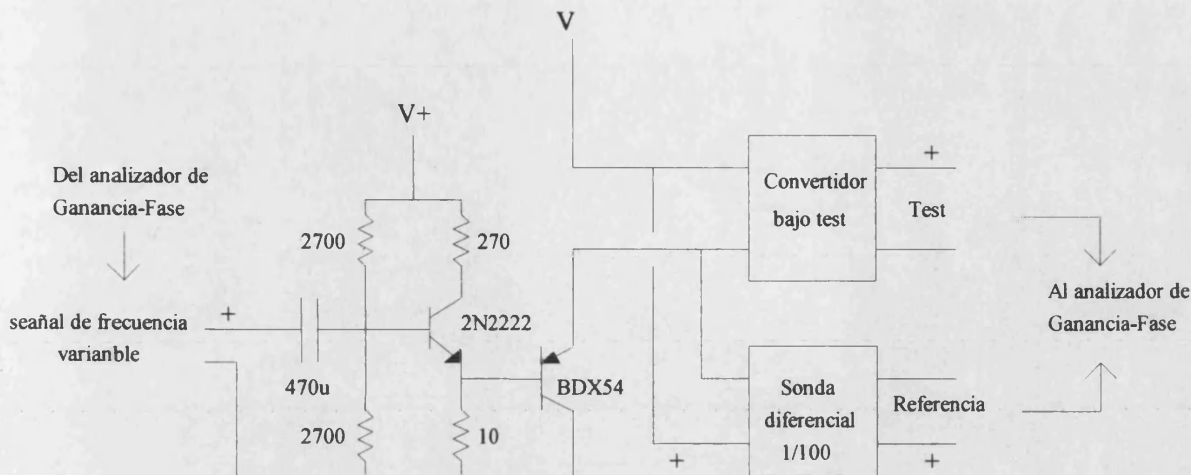


Figura 4.17.: Detalle del circuito utilizado para medir la audiosusceptibilidad.

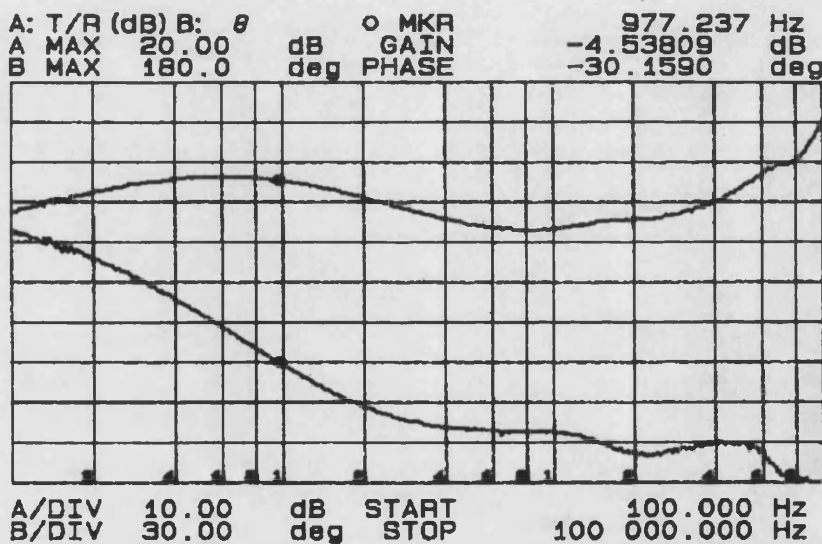


Figura 4.18.: Respuesta en frecuencia experimental de la audiosusceptibilidad, o regulación de línea, de la salida V_{o1} .

La coincidencia de la figura 4.16 con la figura 4.18 es buena a baja y media frecuencia, recordamos que, hay que añadir a la mediada experimental una atenuación de -40 db debida al factor 1/100 de amplificación de la sonda diferencial utilizada en la medida. A partir de los 10 kHz comienza a notarse el efecto de los polos del amplificador de la compensación. La atenuación 100 Hz supera los 50 db y se mantiene por encima de 40 en prácticamente todo el rango de frecuencia. Respecto a la audiosusceptibilidad de la salida V_{o2} , cuya medida corresponde a la figura 4.19, tal como esperábamos, se ve mejorada respecto a la obtenida en la salida V_{o1} . La atenuación es superior a 60 db hasta frecuencias de 10 kHz y se

mantiene superior a 40 db hasta frecuencias del orden de 80 kHz. Este resultado es atribuible al efecto del post-regulador y es el esperado también para configuraciones de post-regulación en sistemas multisalida que empleen magamp o SSPR [Chen-98].

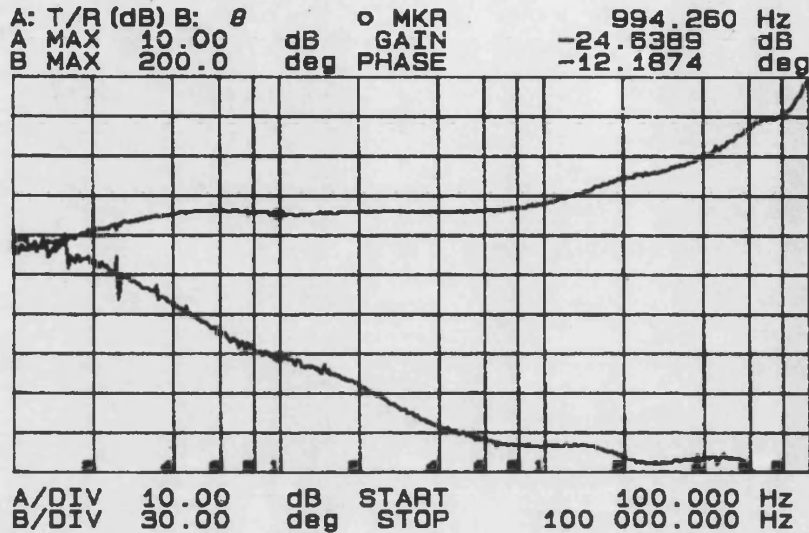


Figura 4.19.: Medida experimental de la respuesta en frecuencia de la audisusceptibilidad, o regulación de línea, de la salida V_{o2} .

4.3. Estudio en régimen de gran señal del post-regulador con transformador controlado mediante PWM

4.3.1. Limitaciones del modelo de pequeña señal y justificación del modelo de gran señal

En los modelos de pequeña señal, siendo coherente con el proceso de linealización que se aplica a las ecuaciones de gran señal después de introducir perturbaciones, se impone como punto de partida que las variaciones de los valores de las variables alrededor de sus puntos de equilibrio sean pequeñas. En régimen de gran señal las magnitudes de las perturbaciones o señales de control que se aplican sobre el sistema son tales que el modelo de pequeña señal deja de tener validez. En casos extremos algunas de las variables del sistema pueden llegar a la saturación.

El funcionamiento en régimen de gran señal puede ser el usual en convertidores de alimentación que operen en condiciones de grandes cambios de carga, un ejemplo clásico puede ser una fuente multisalida que alimente varios microprocesadores. Los microprocesadores aumentan o disminuyen su consumo de corriente con flancos de cambio de la corriente muy pronunciados, y el efecto simultáneo de varios puede llevar a las variables del lazo de control a la saturación [Reld-98]. La saturación del lazo de control no es un problema en si mismo si se conoce el efecto que produce en el sistema. Siempre se pueden conocer las especificaciones de carga de una fuente y diseñar para garantizar estas especificaciones aunque, en condiciones extremas, el sistema opere durante un tiempo limitado en estado de saturación. En la práctica los diseños de sistemas de control clásicos, basados en la modelización y el estudio en pequeña señal de los lazos de control, presentan un alto grado de incertidumbre cuando el sistema se satura.

Como alternativa y complemento a los modelos de pequeña señal se pueden plantear los modelos de gran señal, estos suelen mas complejos dada su no linealidad [Guinjoan-97]. Otro método más simple de obtener un modelo de gran señal se planteó en el capítulo 3. El modelo se particularizaba para el caso en que el post-regulador utilizaba un convertidor auxiliar como medio de regulación de la tensión del primario del transformador del post-regulador. Mediante el modelo de gran señal propuesto se conseguía reproducir los resultados obtenidos a partir del modelo de pequeña señal, y además, era posible simular los transitorios y conocer la evolución temporal de las distintas variables. El objetivo será ahora desarrollar un nuevo modelo de gran señal, adaptado al nuevo método de control del transformador auxiliar y estudiar el convertidor en régimen de gran señal.

El prototipo experimental estudiado hasta ahora puede proporcionar una potencia muy limitada y no permite explotar todas las buenas propiedades del post-regulador con transformador controlado. Debemos recordar que, para bajas y medias potencias, el magmap y el SSPR se configuran como las opciones de post-regulación más adecuadas. Desarrollaremos ahora un nuevo prototipo experimental de más potencia con un doble objetivo. Por un lado, comprobar el funcionamiento del post-regulador en una situación más acorde con su rango de aplicación, y por otro, comprobar el correcto funcionamiento en régimen de gran señal cuando se atiende a demandas de corriente mayores.

El nuevo prototipo consiste en un escalado del prototipo que se presentó en la figura 4.1 de este Capítulo. Las especificaciones básicas son:

Tensión de entrada de 220 a 360 V DC.

Tensión de salida V_{o1} 5 V, 20 A.

Tensión de salida V_{o2} 3.3 V, 35 A.

Corriente de carga mínima en V_{o1} de 3 A

Corriente de carga mínima en V_{o2} de 5 A

Máximo salto de carga en V_{o1} de 5 A con un 5% de desviación máxima de la tensión.

Máximo salto de carga en V_{o2} de 8.5 A con 5% de desviación máxima de la tensión.

El nuevo prototipo experimental de más potencia se muestra en la figura 4.20

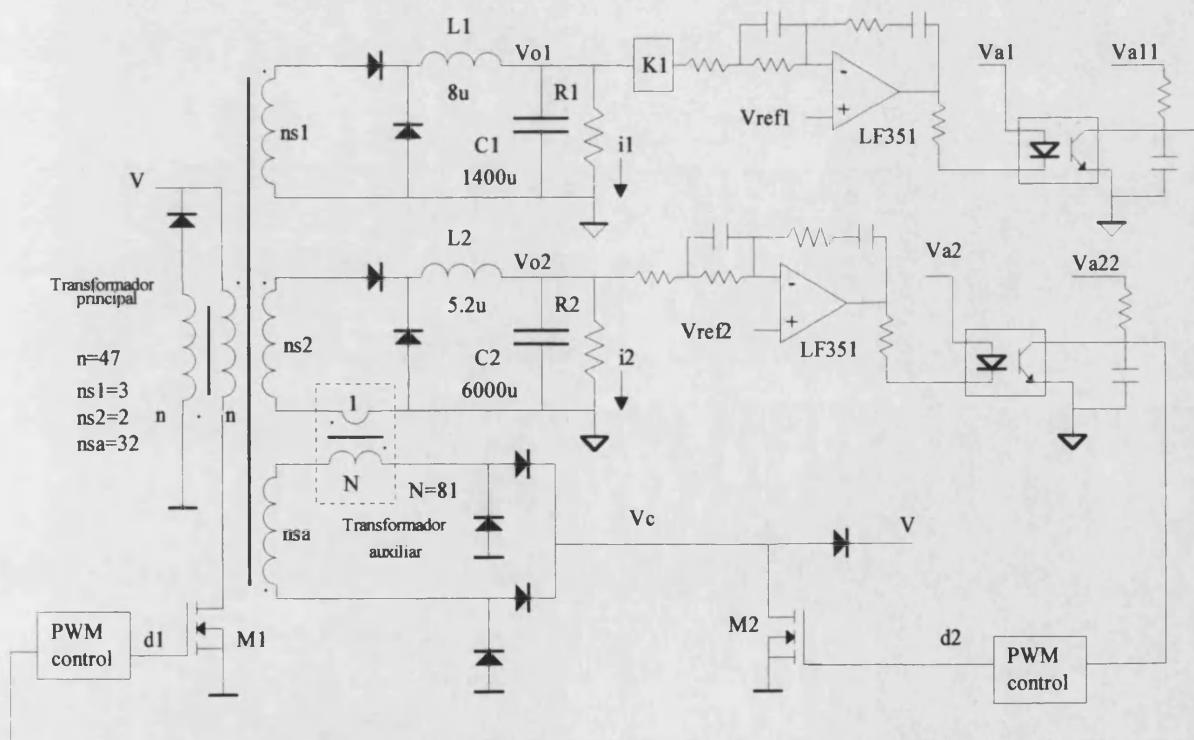


Figura 4.20.: Prototipo experimental de 5 V, 20 A y 3.3 V, 35 A. La salida de 3.3 V se regula mediante post-regulador con transformador controlado. Estudio y análisis del modelo de gran señal

Desarrollaremos ahora un modelo de gran señal para el convertidor propuesto en la figura 4.20, pero antes, debemos hacer algunas consideraciones:

Cuando se planteo el modelo de gran señal en el capítulo 3 este realmente sólo se utilizó para hacer estudios de pequeña señal, y por tanto, las diferentes variables que definen el funcionamiento del convertidor nunca llegaban a la saturación. Más concretamente, el modelo de gran señal propuesto en la figura 3.17 del capítulo 3 no incluía todos los elementos parásitos ni las caídas de tensión en los diodos rectificadores. Ahora, el modelo que desarrollaremos operará en condiciones de gran señal, y tal como se verá, algunas variables del sistema incluso llegarán a saturarse. En condiciones de funcionamiento de gran señal los valores de las variables experimentan grandes cambios alrededor de sus puntos de equilibrio. Así pues, para garantizar que el modelo reproduce al circuito real, los valores extremos que pueden alcanzar las diferentes variables deben ser exactamente los del circuito real en las mismas condiciones de trabajo. Por tanto, los elementos parásitos, las caídas de tensión en los diodos, las tensiones de saturación de los amplificadores operacionales, todo debe ser tenido en cuenta para reproducir en el modelo el circuito real. A continuación estudiaremos como pueden integrarse fácilmente las particularidades que presenta el circuito real al modelo de gran señal.

4.3.1.1.Efecto de los diodos rectificadores

La tensión disponible en el inductor del filtro de salida se ve influida por la caída de tensión de los diodos, tal como se plantea en la figura 4.21. Como muestra la figura 4.21, la tensión útil sobre el filtro L_1C_1 de la salida se ve disminuida en un valor igual a la caída de tensión directa del diodo.

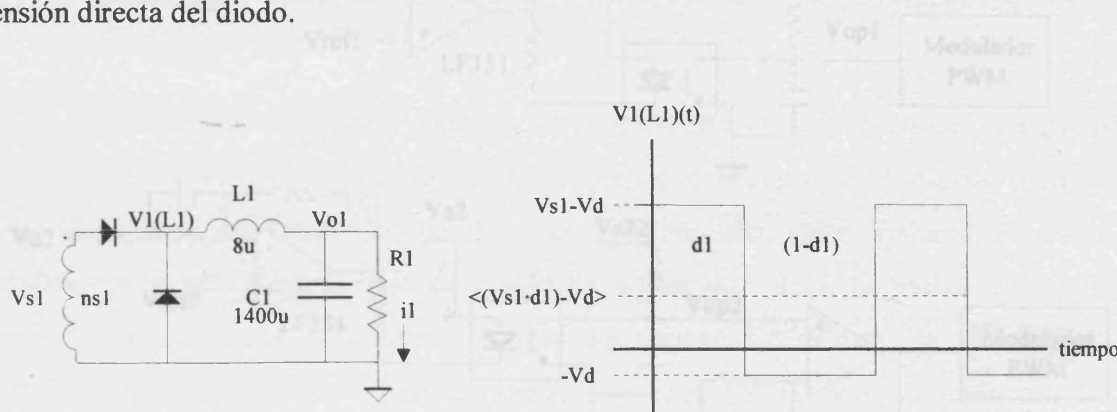


Figura 4.21 .: Circuito simplificado de la salida V_{o1} y cálculo del valor promedio de la tensión en el punto $V_{1(L1)}$ de L_1 .

El valor promedio de la tensión $V_{1(L1)}$, definiendo V_d como la caída de tensión directa del diodo, corresponde a la expresión (4.17)

$$\langle (V_{s1}d1) - V_d \rangle \quad (4.17)$$

En la práctica, para tener en cuenta la caída en los diodos, la opción más sencilla consiste en conectar en serie una fuente de tensión del valor de la caída de tensión directa del diodo. Esta opción da buenos resultados y resulta más sencilla que añadir un diodo real, ya que, por una parte reduce el coste computacional, y por otra elimina la posibilidad de que aparezcan posibles problemas de convergencia asociados al empleo de modelos de componentes reales.

4.3.1.2. Efecto de las tensiones de saturación de los amplificadores

En el circuito del prototipo experimental los amplificadores operacionales de los amplificadores de error y las compensaciones están alimentados con tensión simple, referenciada a la masa de cada una de las salidas, según ilustra la figura 4.22. Cuando la tensión de salida del amplificador se satura hacia el mínimo la polarización del optoacoplador hace que la tensión en el punto V_{op1} alcance prácticamente los cero voltios. En estas condiciones el transistor del optoacoplador está fuertemente saturado y, dada la baja corriente que conduce, su caída de tensión es menor de 2 décimas de voltio.

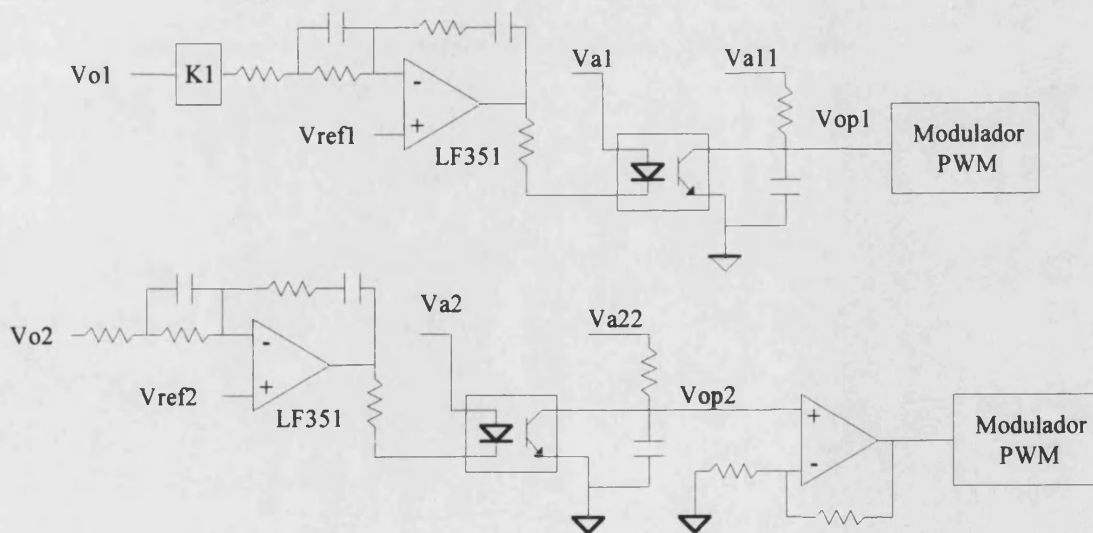


Figura 4.22.: Esquema del circuito de control del prototipo experimental de 5 V, 20 A y 3.3 V, 35 A. Incluye la detección de error, compensación, y aislamiento

En la simulación del circuito, dado que el polo del optoacoplador aparece a una frecuencia del orden de los 120 kHz, el optoacoplador se sustituye por una ganancia. Si en el

circuito del modelo de gran señal se llega a saturar el amplificador del compensador, la tensión de salida del amplificador la tensión no alcanza el nivel de masa y no se reproduce el comportamiento del circuito real. Para que a la salida del bloque de ganancia que representa al optoacoplador tengamos una tensión que alcance el nivel de masa, el amplificador del compensador debe polarizarse con una tensión ligeramente negativa que compense la tensión de saturación del amplificador. Esta corrección debe hacerse en el circuito de gran señal en coherencia con el comportamiento del circuito real donde, a la entrada del modulador, la tensión puede ser prácticamente nula.

En la figura 4.23 se ha representado para la salida V_{o1} la parte del circuito de gran señal que corresponde a la red de muestreo, el amplificador de error y la compensación, el optoacoplador, y el modulador. También se han ajustado adecuadamente las tensiones de alimentación de los amplificadores con el propósito de reproducir el circuito real.

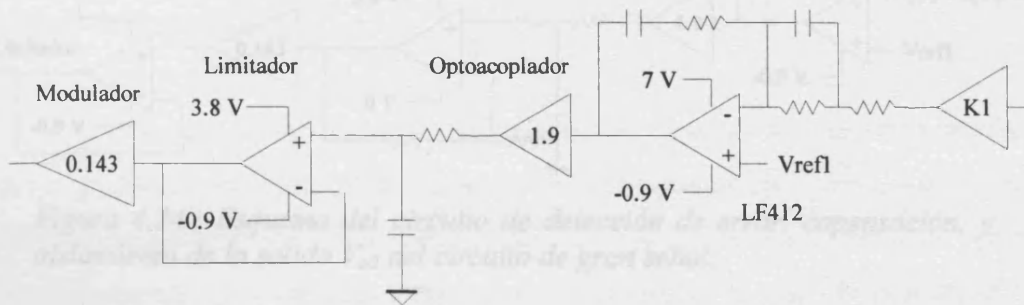


Figura 4.23.: Esquema del circuito de detección de error, compensación, y aislamiento de la salida V_{o1} del circuito de gran señal.

Otra cuestión a considerar tiene que ver con el máximo ciclo de trabajo con que opera el convertidor. Dado que el ciclo de trabajo d_1 , por las condiciones de diseño, se ha fijado de 0.44, la entrada del modulador del circuito de gran señal debe limitarse para que en condiciones de saturación el ciclo de trabajo no supere este valor. La solución adoptada se puede ver en la figura 4.23 donde, en vez de emplear limitadores, se ha utilizado un amplificador operacional configurado como seguidor. La tensión de alimentación del amplificador operacional se limita al valor dado por la expresión:

$$V_{opl} = \left(\frac{0.44}{0.143} \right) + V_{sat} = 3.8 \text{ V} \tag{4.18}$$

Esta última opción es menos problemática y más exacta que los limitadores y ha permitido ajustar exactamente el ciclo de trabajo entre los niveles requeridos.

La parte del circuito de gran señal que corresponde al amplificador de error, el compensador, el optoacoplador, el amplificador adicional, y el modulador de la salida V_{o2} se corresponde con la figura 4.24. Las tensiones de alimentación de los amplificadores se han elegido para que reproduzcan el circuito real en condiciones de saturación, tal como ya se ha comentado en los párrafos precedentes. El punto más importante a analizar corresponde al limitador del ciclo de trabajo d_2 . Por el propio funcionamiento del post-regulador el ciclo de trabajo d_2 evoluciona en función de las necesidades de regulación de V_{o2} , pero es siempre menor o igual al ciclo de trabajo d_1 .

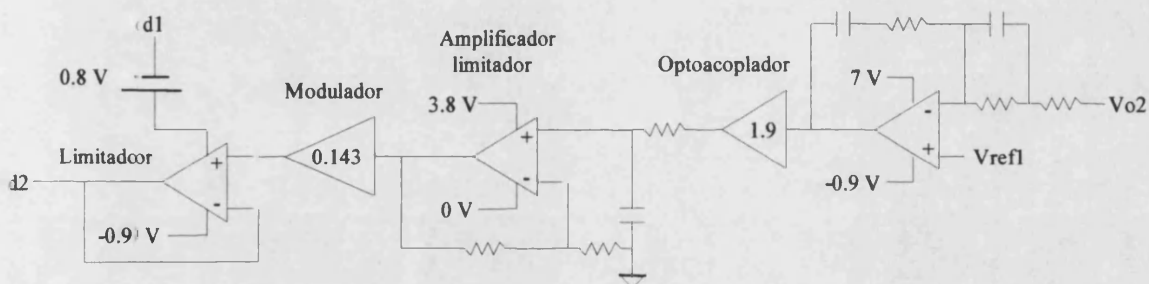


Figura 4.24.: Esquema del circuito de detección de error, compensación, y aislamiento de la salida V_{o2} del circuito de gran señal.

La solución adoptada para limitar el ciclo de trabajo d_2 ha consistido en utilizar un amplificador operacional configurado como seguidor, pero alimentado con la tensión correspondiente al ciclo de trabajo d_1 . De este modo la tensión correspondiente al ciclo de trabajo d_2 evoluciona libremente y alcanza, como máximo, el valor del ciclo de trabajo d_1 presente en cada instante. La caída de tensión propia del operacional cuando se satura hacia positivo se ha compensado sumando una fuente de tensión fija a la señal de d_1 . La buena respuesta en frecuencia que presentan los amplificadores configurados como seguidores hace que el ciclo de trabajo d_2 tome el valor que imponen las necesidades de regulación independientemente del valor del ciclo de trabajo d_1 .

4.3.1.3. Elementos parásitos del transformador

La estrategia seguida para construir los diferentes modelos ha consistido en partir siempre de un modelo lo más sencillo posible e ir completándolo a medida que surjan

divergencias entre los resultados experimentales y los teóricos. En todos los estudios realizados de los diferentes circuitos de potencia presentados a lo largo de este trabajo se han considerado los transformadores de potencia como componentes ideales. En lo que sigue, y en lo que afecta al modelo de gran señal, los transformadores se seguirán considerando como elementos ideales. Expondremos algunas consideraciones que justifican esta hipótesis de trabajo.

Fundamentalmente el efecto de las inductancias de dispersión afecta a la regulación cruzada y esta se elimina con el empleo del post-regulador. Concretamente el efecto se manifiesta como una resistencia efectiva [Dixon-88] en serie con el secundario y ello conlleva la necesidad de un mayor ciclo de trabajo. En nuestro caso la bondad de los resultados experimentales han confirmado y confirmarán, que la inclusión en el modelo del efecto de las inductancias de dispersión no es estrictamente necesaria a condición de que el transformador de potencia esté bien construido. Detalles concretos del transformador de potencia pueden consultarse en el anexo 1.

Por otra parte, la influencia de las resistencias parásitas es más obvia pero su efecto siempre se puede acotar con unas condiciones de diseño adecuadas. También se dispone de la posibilidad de considerar sus efectos como caída de tensión si se fija un punto de operación en la carga. En nuestro caso las altas corrientes de salida imponen pequeñas resistencias en los devanados y su valor no es fácil de determinar, por otra parte los efectos de la alta frecuencia hacen que las medidas de resistencia DC no sean muy significativas. A la hora de plantear el modelo de gran señal se ha optado por una simplificación del problema.

Simplemente se han medido las tensiones disponibles en los secundarios en condiciones de media carga, y se han ajustado las constantes que representan las relaciones de transformación según las medidas tomadas. De este modo, implícitamente, se está considerando el efecto de las resistencias pero la validez de la aproximación queda, en principio, limitada a unas ciertas condiciones de trabajo. En cualquier caso, las medidas a media carga confirmaron exactamente las relaciones de transformación esperadas, y por ello, se ha prescindido en el modelo de gran señal de los efectos de las resistencias parásitas del transformador.

4.3.1.4.El circuito del modelo de gran señal

Planteado el estudio de los puntos más relevantes del modelo de gran señal construiremos ya el circuito. El punto de partida serán las ecuaciones de gran señal (4.2) y (4.4), a partir de ellas se introduce la dependencia de los ciclos de trabajo en las tensiones sobre los filtros de las salidas. A diferencia del modelo de gran señal que se presentó en el capítulo 3 en este nuevo circuito los cambios de carga se simulan con una resistencia variable. En los interruptores que controlan el cambio de las resistencias se ha ajustado la velocidad de conmutación a los tiempos impuestos por el circuito real. En circuito final de gran señal corresponde a la figura 4.25

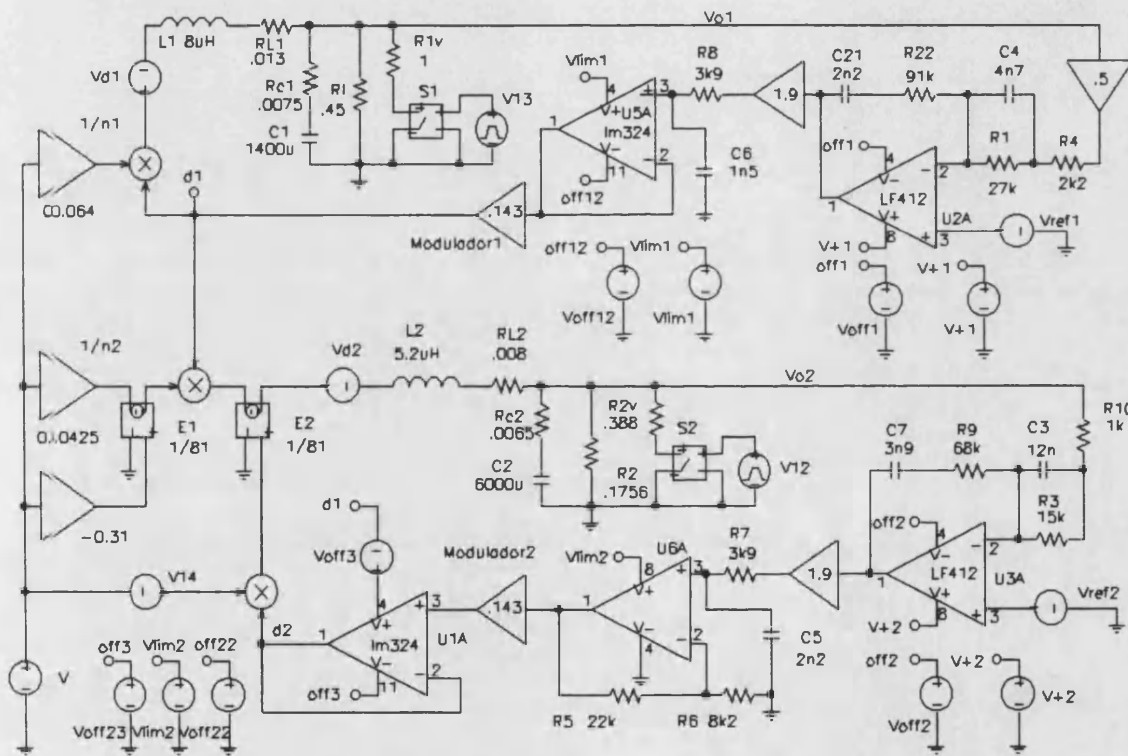


Figura 4.25.: Circuito del modelo de gran señal implementado en el simulador Pspice.

4.3.2. Resultados experimentales

La utilidad y la bondad de las aproximaciones obtenidas mediante simulación con el circuito de gran señal han quedado patentes en los resultados que se han ido mostrando a lo largo del capítulo 3. En este apartado comprobaremos el funcionamiento del modelo de gran señal en régimen de gran señal, llevando incluso algunas de las variables del lazo de control a

la saturación. El método de trabajo consistirá en aplicar saltos de carga en las diferentes salidas y capturar los transitorios que se producen a fin de compararlos con los resultados de la simulación.

El primer punto consiste en disponer de un circuito capaz de imponer a las salidas demandas de corriente en forma de escalón, y con la adecuada sincronía entre las salidas. Las cargas dinámicas para los niveles de corriente deseados no dieron buenos resultados. Los flancos que podían conseguirse eran del orden de 1 A por $5\mu\text{s}$, y además presentaban el problema añadido de la sincronización. Como alternativa a las cargas dinámicas se ha construido un circuito que permite introducir variaciones de carga en ambas salidas simultáneamente. El circuito propuesto y con el que se han obtenido los datos experimentales corresponde a la figura 4.26. La configuración de las resistencias de potencia en paralelo permite alcanzar inductancias mínimas, y conseguir pendientes de cambio de carga del orden de los 5 A/ μs . Límite impuesto por las inductancias del cableado y la velocidad de conmutación de los Mosfets. Por otra parte la polaridad de la salida del circuito de disparo puede alternarse para obtener cambios de carga en ambas salidas, bien en fase o bien en contrafase.

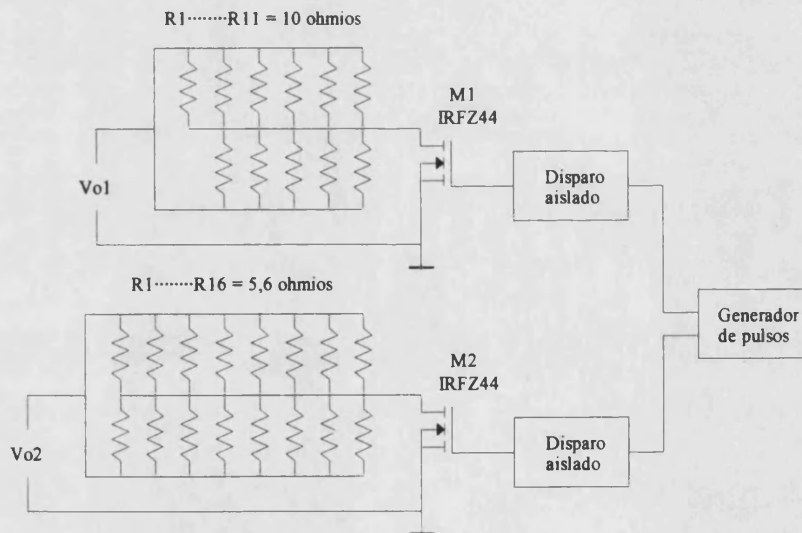


Figura 4.26.: Circuito empleado en la simulación de cambios de carga. Permite sincronizar los flancos de carga al unísono o en contrafase.

Las medidas se han efectuado con las siguientes condiciones:

Tensión de entrada de 275 V

Carga estacionaria en V_{o1} de 10 A (50%).

Salto de carga en V_{o1} de 5 A a 5 A / μ s

Carga estacionaria en V_{o2} de 20 A (50%).

Salto de carga en V_{o2} de 9 A a 4 A/ μ s

El objetivo es medir la amplitud y duración de los transitorios a fin de comparar los resultados experimentales con las simulaciones a partir del circuito de gran señal. Dado que se dispone de dos salidas y los cambios de carga pueden estar en fase o en contrafase se plantean cuatro situaciones diferentes a estudiar.

4.3.2.1. Cambios de carga simultáneos y en fase

En esta situación las dos cargas experimentan un cambio en la corriente de carga simultaneo y en fase. La figura 4.27 muestra la simulación mediante el modelo de gran señal de esta condición de funcionamiento. Las trazas inferiores de la figura 4.27 muestran el cambio de las corrientes. La simultaneidad y la fase en el cambio es especialmente favorable para la salida V_{o2} . Recordemos que la salida V_{o2} , en principio, sigue a la salida V_{o1} ya que comparten el transformador principal, por ello se ven afectadas por igual ante cambios del ciclo de trabajo d_1 . Como la demanda de mayor corriente es común a las dos salidas el cambio en el ciclo de trabajo principal es también a favor de las necesidades de la salida V_{o2} . El resultado se ilustra numéricamente en la figura 4.27, la perturbación en la salida V_{o2} es del orden de los 55 mV. Como aclaración, las indicaciones numéricas que aparecen en las simulaciones que siguen corresponden siempre al pico del transitorio alcanzado por la salida V_{o2} .

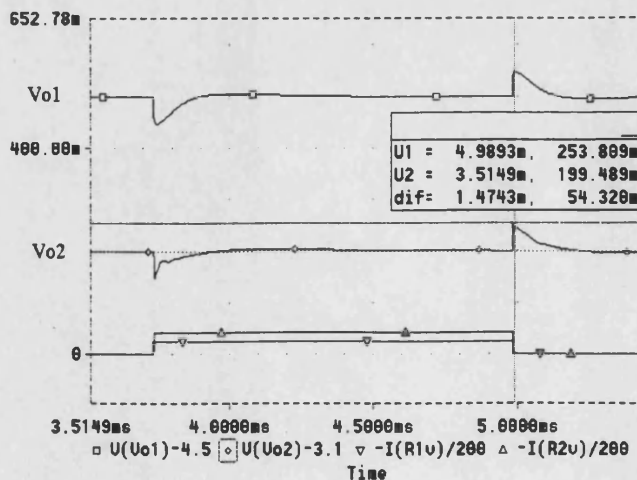


Figura 4.27: Simulación de los transitorios en V_{o1} y V_{o2} cuando se producen cambios de carga en fase en ambas salidas.

La figura 4.28 muestra nuevamente la evolución de las tensiones de salida y además los transitorios en los ciclos de trabajo d_1 y d_2 . Se observa como la máxima amplitud que alcanza d_2 está limitada al valor instantáneo de d_1 .

Por otra parte se aprecia como el ciclo de trabajo d_2 entra en saturación pero no alcanza un valor nulo, tal como sería deseable. La tensión de saturación del amplificador insertado entre el optoacoplador y el modulador impide que el ciclo de trabajo d_2 disminuya. Debemos recordar que este amplificador se introdujo para que el amplificador de la compensación pudiera operar con menos ganancia, y su inclusión no es estrictamente necesaria.

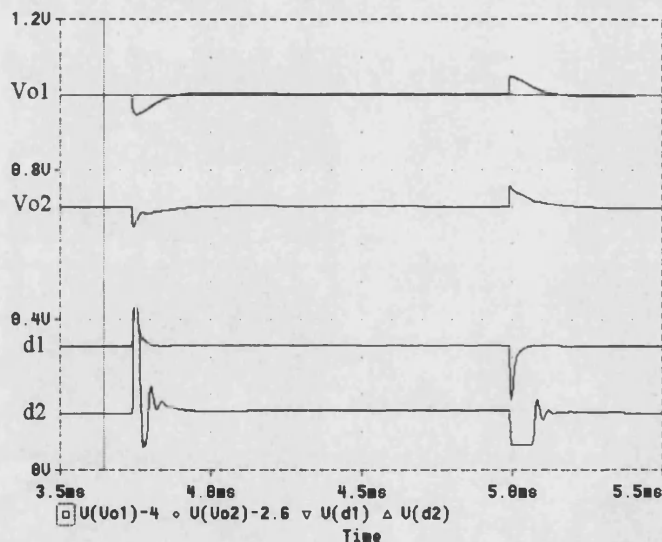


Figura 4.28.: Simulación de los transitorios en los ciclos de trabajo d_1 y d_2 cuando se producen en ambas salidas cambios de carga en contrafase.

La figura 4.29 muestra la medida experimental equivalente a la simulación de la figura 4.27, cuando los cambios de carga en ambas salidas están en fase. Para una correcta lectura de los valores hay que multiplicar por 10 las escalas correspondientes a las trazas 2 y 3. La coincidencia entre los resultados experimentales y la simulación es buena, tanto los niveles que se alcanzan en los transitorios, como los tiempos de establecimiento de la señal son coincidentes.

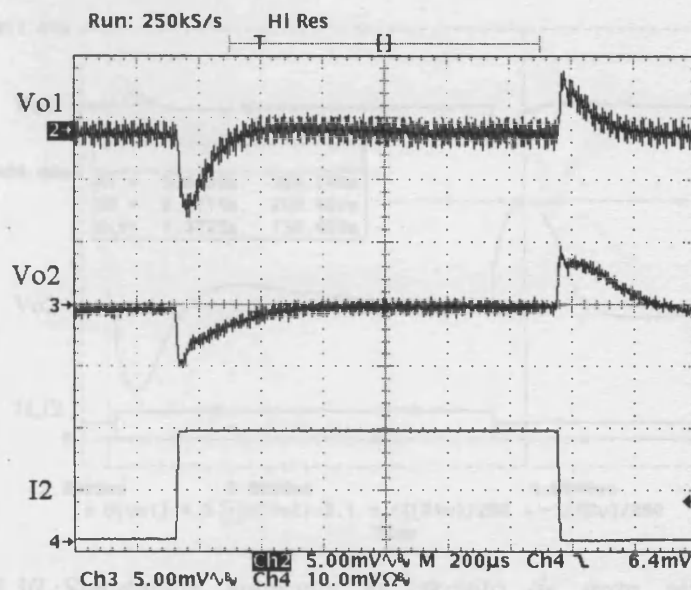


Figura 4.29: Medida experimental de los transitorios en V_{o1} y V_{o2} cuando se producen los cambios de carga en fase en ambas salidas. Las señales de las tensiones están atenuadas por 10.

4.3.2.2. Cambios de carga simultáneos y en contrafase

La situación más desfavorable para la salida V_{o2} tiene lugar cuando los cambios de carga en ambas salidas están sincronizados en contrafase, es decir, los flancos en los cambios de la corriente son coincidentes pero de sentido contrario. La figura 4.30 ilustra, mediante la simulación con el modelo de gran señal esta situación. La oscilación en la tensión V_{o2} es de 160 mV, prácticamente del orden del 5%, que es el máximo permitido por las especificaciones. La figura 4.31 ilustra el transitorio que se produce en los ciclos de trabajo. Situándonos en el punto en que se produce el pico de tensión de la salida V_{o1} , en ese preciso instante, el ciclo de trabajo d_1 disminuye bruscamente en orden a evitar la sobretensión. La salida V_{o2} dispone entonces una menor tensión en el secundario y el post-regulador aporta la máxima tensión aumentando al máximo el ciclo de trabajo d_2 . Cuando se produce la caída de tensión en V_{o1} el efecto es el contrario, entonces d_1 aumenta en contra de las necesidades de la salida V_{o2} , y este efecto, se compensa disminuyendo al mínimo el ciclo de trabajo d_2 . Se observa como d_2 permanece saturado pero es posible limitar el pico del transitorio ajustando el condensador C_2 . La falta de simetría en el transitorio se produce por efecto de la tensión de saturación del amplificador que introduce la ganancia adicional.

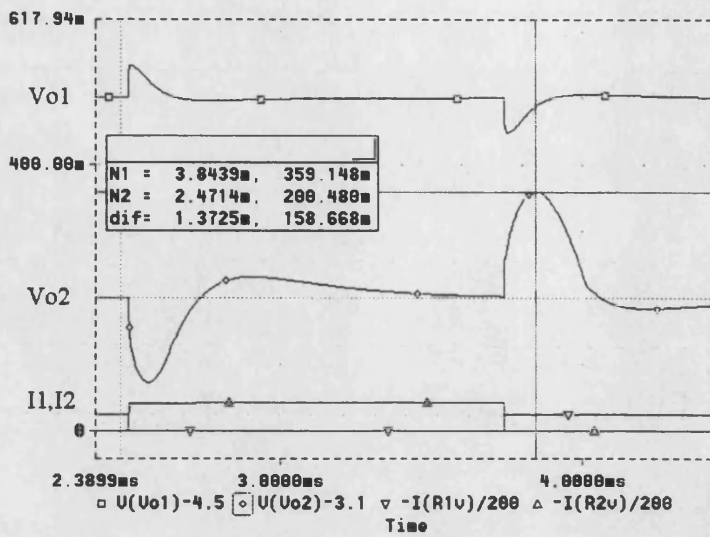


Figura 4.30.: Simulación mediante el circuito de gran señal de los transitorios en V_{o1} y V_{o2} cuando se producen en ambas salidas cambios de carga en contrafase.

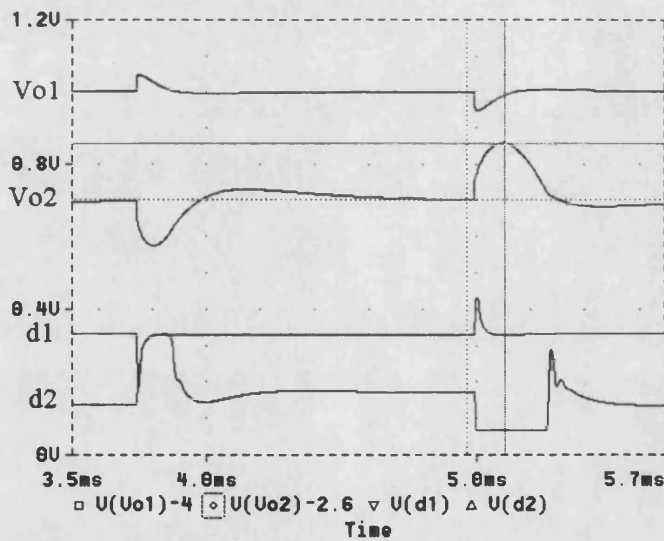


Figura 4.31.: Simulación de los transitorios en los ciclos de trabajo $d1$ y $d2$ cuando se producen en ambas salidas cambios de carga en contrafase.

Finalmente la figura 4.32 corresponde a la mediada experimental, se observa como los picos están acotados a 160 mV, dentro de los límites establecidos. Para una correcta lectura debe tenerse en cuenta que la escala de la traza 3 es de 10 mV y multiplicar por 10 debido a la atenuación de la sonda diferencial.

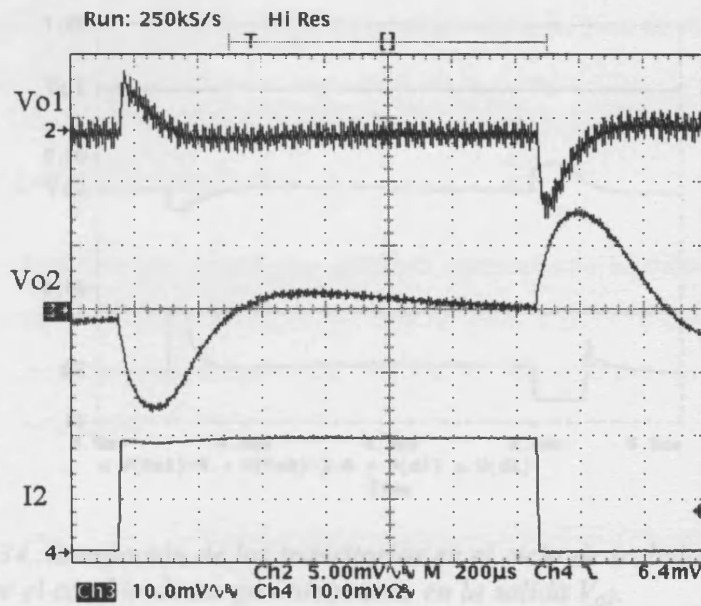


Figura 4.32: Medida experimental de los transitorios en V_{o1} y V_{o2} cuando se producen en ambas salidas cambios de carga en contrafase. La traza 4 corresponde al cambio de carga en la salida V_{o2}

Cuando se produce solamente el cambio de carga en la salida V_{o2} los transitorios en la tensión afectan sólo a la salida V_{o2} , dado que la impedancia cruzada Z_{12} no está incluida en el modelo de gran señal. La figura 4.33 muestra la simulación correspondiente, así mismo la figura 4.34 ilustra la evolución del transitorio del ciclo de trabajo d_2 . Se observa como alcanza la saturación pero los picos de tensión quedan lejos de los máximos permitidos. Recordamos que la situación más desfavorable se ha estudiado ya en el apartado anterior.

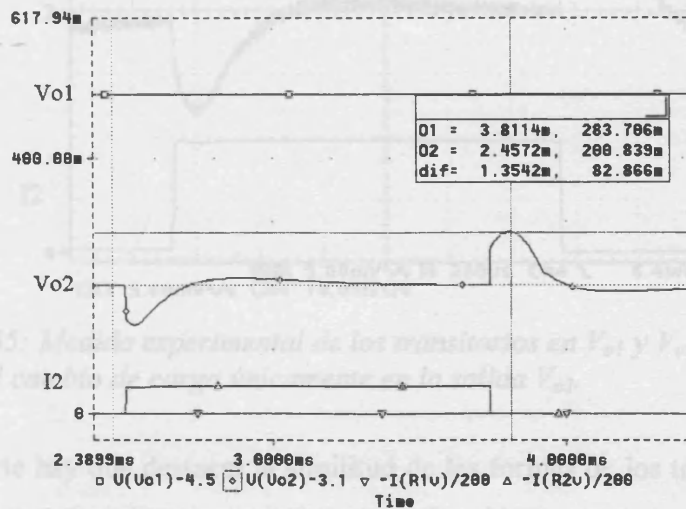


Figura 4.33.: Simulación, mediante el circuito de gran señal, de los transitorios en V_{o1} y V_{o2} cuando se produce el cambio de carga únicamente en la salida V_{o2} .

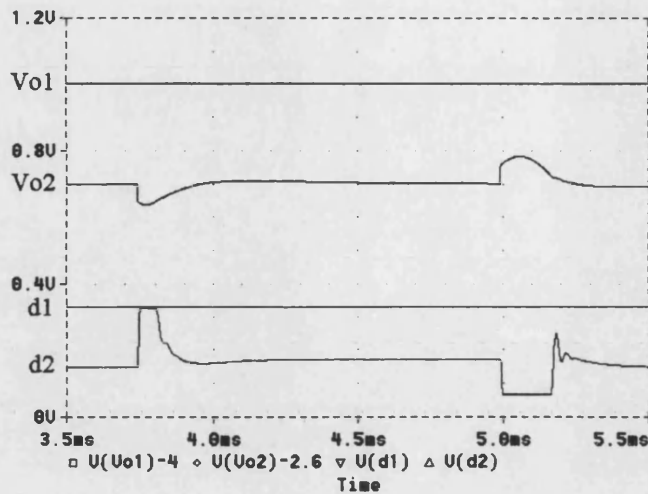


Figura 4.34.: Simulación de los transitorios en el ciclo de trabajo d_2 cuando se produce el cambio de carga únicamente en la salida V_{o2} .

La mediada experimental corresponde a la figura 4.35, de ella pueden extraerse conclusiones importantes. En primer lugar se confirma que la impedancia Z_{12} resulta despreciable a efectos prácticos, tal como se deduce de la ausencia de perturbaciones en la salida V_{o1} .

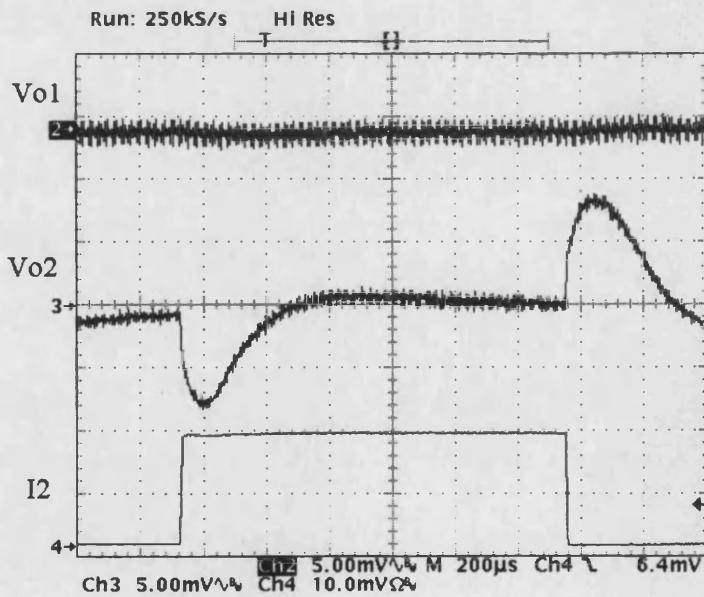


Figura 4.35: Medida experimental de los transitorios en V_{o1} y V_{o2} cuando se produce el cambio de carga únicamente en la salida V_{o2} .

Por otra parte hay que destacar la similitud de las formas de los transitorios, donde se distingue claramente el flanco brusco debido a la resistencia equivalente del condensador C_2 . Después del flanco, la tensión V_{o2} evoluciona según impone la capacidad de C_2 dado que d_2

permanece saturado durante varios periodos de conmutación. El pico de sobreoscilación es del orden de los 80 mV en línea con el valor alcanzado en la simulación.

4.3.2.3. Cambio de carga en la salida V_{o1}

La última situación que queda por estudiar corresponde al efecto de la impedancia cruzada Z_{21} . La simulación corresponde a las figuras 4.36 y 4.37. Cabe destacar la falta de simetría en la forma de los transitorios debida a los efectos de saturación de los amplificadores operacionales.

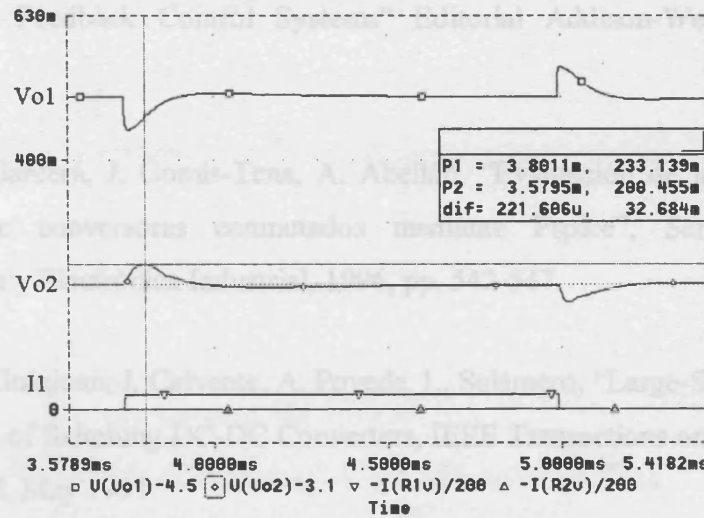


Figura 4.36.: Simulación de los transitorios en V_{o1} y V_{o2} cuando se produce el cambio de carga únicamente en la salida V_{o1} .

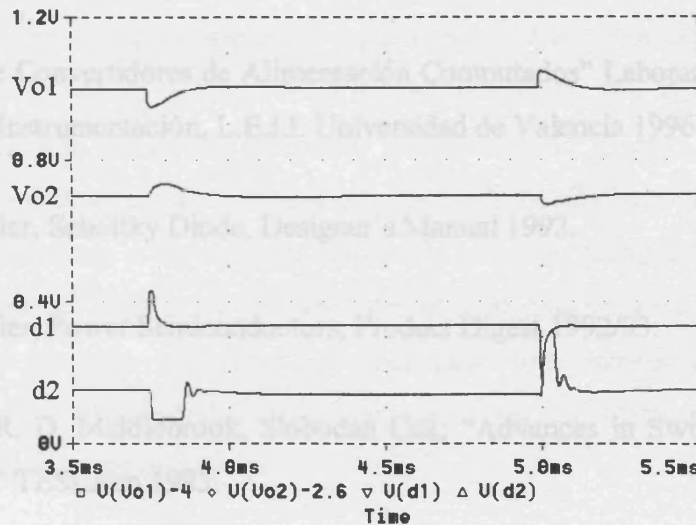


Figura 4.37.: Simulación de los transitorios en los ciclos de trabajo d_1 y d_2 cuando se produce el cambio de carga únicamente en la salida V_{o1} .

4.4. Bibliografía

[Chetty-86] P. R. K Chetty, "Switch-mode Power Sply Design" 1986 TAB Professional and Reference Books, cap. 4 "Modeling and Analysis". First Edition.

[Dixon-88] L. H. Dixon, "T effects of Leakage Inductance on Switching Power Supply Performmance", Unitrode Switching Regulated Power Supply desing Seminair, SEM-600, pp. P2.1-P2.10.

[Dorf-98] Richard C. Dorf, Roberth H. Bishop, "Modern Control Systems" Cap. 10 "The Desing of Feedback Control Systems" Editorial Addison-Wesley, 1998 Eighth Edition.

[Garcerá-96] G. Garcerá, J. Gomis-Tena, A. Abellán, "Evaluación de la respuesta en lazo cerrado de conversores conmutados mediante Pspice", Seminario Anual de Automática y Electrónica Industrial, 1996, pp. 542-547.

[Guinjoan-97] F. Guinjoan, J. Calvente, A. Poveda, L. Salamero, "Large-Signal Modeling and Simulation of Sxitching DC-DC Converters, IEEE Transactions on Power Electronics, vol 12, nº 3, May 1997

[Lee-90] Fred C. Lee, "Modeling, Analysis, and Desing of PWM Converters" Edited by Dr. Fred C. Lee, Virginia Power Electronics Center, VPEC. 1990.

"Diseño Práctico de Convertidores de Alimentación Conmutados" Laboratorio de Electrónica Industrial e Instrumentación, L.E.I.I. Universidad de Valencia 1996.

International Rectifier, Schottky Diode, Designer's Manual 1992.

International Rectifier, Power Semiconductors, Product Digest 1992/93.

[Middlebrook-83] R. D. Middlebrook, Slobodan Cuk, "Advances in Switched-Mode Power Conversión" TESLAcO 1983.

Finalmente la figura 4.38 muestra la medida experimental del efecto de la impedancia cruzada Z_{21} . Se aprecia perfectamente, debido a la saturación de uno de los amplificadores del lazo de control, la falta de simetría en la forma de onda de V_{o2} durante el transitorio, tal como anticipaban los resultados de la simulación. Una vez más los resultados experimentales son ampliamente coincidentes, confirmando la validez de las simulaciones mediante Pspice del modelo de gran señal.

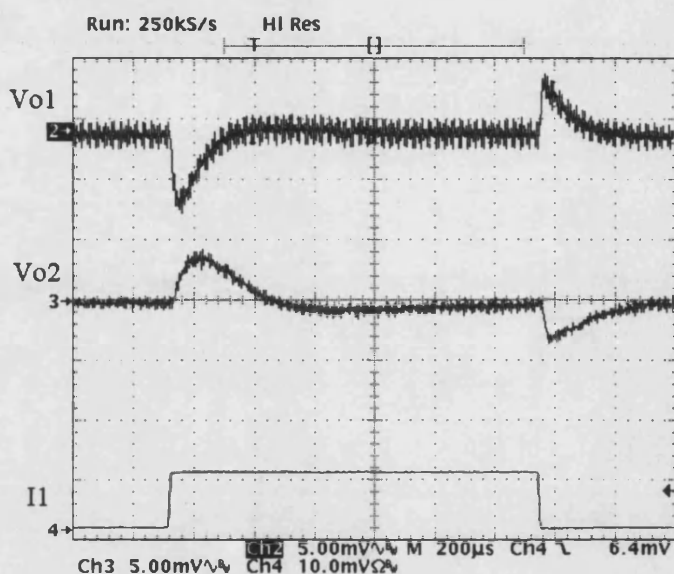


Figura 4.38: Medida experimental de los transitorios en V_{o1} y V_{o2} cuando se produce el cambio de carga únicamente en la salida V_{o1} .

Los resultados obtenidos mediante simulación, en todos los casos estudiados, sólo difieren un 10 % como máximo respecto a las medidas experimentales. Por otra parte, la sencillez del modelo junto con el bajo coste computacional que conlleva permiten recurrir al método de diseño de ensayo y error. Concluimos por tanto que el post-regulador con transformador controlado puede ser estudiado completamente incluso cuando el lazo de control opere en condiciones de saturación. Como herramienta de diseño, el modelo Pspice de gran señal, se perfila como la herramienta más adecuada si se pretende diseñar para cubrir situaciones en las que se llega a la saturación del lazo de control. Con las simulaciones se dispone fácilmente de toda la información necesaria para ajustar los valores de los componentes, y se alcanzan resultados satisfactorios sin tener que efectuar continuos cambios en los prototipos experimentales.

[Navarro-98] A. E. Navarro, J. M. Espí, A. Ferreres, J. B. Ejea, “Modelización de pequeña y gran señal usando el programa Pspice”, Seminario Anual de Automática Electrónica Industrial e Instrumentación, SAAEI 98, 1998, pp493-496.

[Ogata-93] Katsuhiko Ogata, “Ingeniería de Control Moderna”, Cap. 6 “Análisis de respuesta en frecuencia”, Cap. 7 “Técnicas de diseño y compensación”. Editorial Prentice Hall, 1993, Segunda Edición.

Philips, “Soft Ferrites”, Data Handbook MA01, Philips Components, 1996.

[Reld-98] Richard Reld, Brian P. Erisman, Zoltan Zansky, “Optimizing the Load Transient Response of the Pentium® II Converter”, Proc. of PCIM'98, 1998, pp 199-207.

[Sanchis-93] Esteban Sanchis, Estudio comparativo del control en modo corriente y el control en modo tensión para un convertidor Buck con elementos parásitos, Tesis de Licenciatura, Universidad de Valencia.

[Sanchis-94] E. Sanchis, J. A. Carrasco, E. Navarro, J. M. Espí, “FET Driver aislado galvánicamente”, Seminario Anual de Automática y Electrónica Industrial, 1994, pp 304-307.

Siemens Matsushita Components “Ferrite und Zubehör” 1994.

Capítulo 5: Conclusiones.

5. Conclusiones

5.1. Aportaciones de este trabajo

En este trabajo se ha estudiado el post-regulador cuyo principio de funcionamiento se basa en la incorporación de un transformador controlado como elemento actuador en el proceso de regulación. Dicho principio de post-regulación ha sido aplicado a los convertidores clásicos PWM. Se dispone por tanto de un nuevo post-regulador, que posee un alto rendimiento por su modo de actuación paralelo, y completamente caracterizado por sus correspondientes modelos de pequeña y gran señal. Desde el punto de vista del diseño no requiere ningún estudio complejo, simplemente el grado de regulación queda fijado por la relación de espiras del transformador auxiliar. Desglosaremos seguidamente las aportaciones de los diferentes capítulos.

En el Capítulo 2 las aportaciones son:

- Se plantea con éxito la viabilidad del post-regulador con el transformador controlado funcionando en un solo cuadrante. Anteriormente el post-regulador con transformador controlado sólo se había utilizado en inversores funcionando en dos cuadrantes.
- Por último se estudian, para el estado estacionario, tres modos diferentes de controlar el transformador auxiliar. En los dos primeros se controla el transformador auxiliar mediante una tensión continua regulada mediante un convertidor auxiliar Boost en modo continuo y en modo discontinuo. Cabe destacar que el modo discontinuo de funcionamiento del convertidor auxiliar nunca se había estudiado. El tercer método consiste en sustituir la tensión de control obtenida mediante el convertidor auxiliar por una tensión PWM sin filtrar. A diferencia de las versiones anteriores a este trabajo, y mediante la introducción de un devanado auxiliar en el transformador principal, este último modo de control permite también sumar sobre el filtro de la salida a regular una tensión

bipolar. Por otra parte la devolución de la energía procesada por el post-regulador a la fuente de alimentación del convertidor permite mejorar el rendimiento.

Del Capítulo 3 destacan las siguientes aportaciones:

- Se desarrolla el modelo de pequeña señal de la salida post-regulada cuando la tensión de control del transformador se regula con un convertidor auxiliar Boost en modo continuo. Las dos particularidades del convertidor auxiliar donde, la alimentación es por corriente y la tensión de entrada es la variable a controlar, hacen que el trabajo de modelización sea original.
- Se plantea también el modelo en pequeña señal de la salida post-regulada cuando el convertidor auxiliar Boost opera en modo discontinuo. Como en el caso continuo las particularidades del convertidor auxiliar hacen que el trabajo de modelización sea también original.
- Se han obtenido las funciones de transferencia de interés entre las que se destacan las impedancias de salida y las impedancias cruzadas. Con esta última se demuestra el objetivo perseguido por la post-regulación, regulación cruzada nula y buena respuesta dinámica en una salida al variar la otra.
- Así mismo se propone un modelo de gran señal, de fácil implementación sobre el simulador Pspice. El modelo de gran señal de la salida post-regulada reproduce el circuito correspondiente a las ecuaciones de gran señal y permite el estudio, tanto de las funciones de transferencia de pequeña señal como de la evolución temporal de las variables.

Del Capítulo 4 las aportaciones a tener en cuenta son:

- Se ha desarrollado un nuevo modelo de pequeña señal cuando el convertidor auxiliar se elimina y la tensión de control del transformador del post-regulador es una onda de tensión PWM sin filtrar. El nuevo modelo de pequeña señal es también original, ya que, el mecanismo de regulación parte de un concepto de

adición o sustracción de tensión, diferente al de reducción del tiempo, que emplean el magmap y el SSPR.

- Desde un punto de vista práctico la aportación más importante del Capítulo 4 consiste en el modelo de gran señal del convertidor cuando el transformador se controla con una tensión PWM. El nuevo modelo se estudia y analiza en cada una de sus partes para reproducir el funcionamiento del circuito incluso en condiciones de saturación de las variables del lazo de control. Esta particularidad permite disponer de una potente herramienta de diseño dado que se tiene una confirmación instantánea del efecto de la modificación de cualquier parámetro del sistema.

5.2. Aplicaciones

Actualmente el campo de las técnicas de post-regulación para medias corrientes está dominado por el magamp y el SSPR. Ambos presentan un buen comportamiento y coste medio o bajo. El empleo del post-regulador con transformador controlado no está justificado para medias corrientes de salida ya que incorpora un elemento magnético y un conmutador, además de cinco diodos.

Para altas y muy altas corrientes de salida el diseño de post-reguladores con el magamp y el empleo del SSPR ya no resultan tan evidentes. En los magamp el tiempo de subida de la corriente disminuye notablemente el ciclo de trabajo efectivo, lo que exige disminuir la frecuencia de conmutación. Cuando la regulación se realiza con un interruptor síncrono (SSPR), éste debe conmutar toda la corriente de la salida, y hay que recurrir a asociaciones paralelo para configurar un interruptor de baja resistencia. Por otra parte, la conmutación del interruptor introduce ruido electromagnético y deben incluirse redes de ayuda que suavicen las conmutaciones.

En cambio, es para altas corrientes de salida cuando el post-regulador con transformador controlado tiene mejor aplicación ya que, en estas condiciones, resulta muy favorable el hecho de que sólo maneje una fracción de la potencia de la salida. La situación que optimiza el rendimiento se presenta cuando el circuito del primario del transformador

auxiliar opera con alta tensión y el secundario con baja, ello permite manejar bajas corrientes por los diodos rectificadores conectados al primario. Resumiendo, la situación óptima para el empleo del post-regulador con transformador se presenta siempre que sea posible trabajar con relaciones de transformación en el transformador auxiliar tan altas como sea posible. Por tanto, la situación óptima se da cuando:

- La alimentación es a partir de una tensión alta (tensión de red alterna monofásica o superior)
- La salida es de baja tensión y alta corriente (del orden de la decena de voltio)
- Las variaciones a las que debe hacer frente el post-regulador son de pequeña señal

Si se dan estas condiciones la aplicación del post-regulador con transformador controlado está plenamente justificada, y en conjunto, las ventajas sobre otros métodos de post-regulación superan a las desventajas.

La aplicación del post-regulador con transformador no se restringe sólo a fuentes de alimentación multisalida. En general su aplicación es posible en cualquier circuito que incorpore aislamiento galvánico y especialmente adecuado si la magnitud a regular experimenta cambios moderados.

5.3. Sugerencias para trabajos futuros

La estrategia de diseño de los convertidores de dos salidas estudiados en este trabajo ha consistido en diseñar el lazo de control de la salida principal como si esta fuera única. De esta manera se ha comprobado la versatilidad del post-regulador al no necesitar de condiciones especiales para poder ser implantado en un circuito. En aplicaciones concretas, donde se conozcan exactamente las especificaciones de ambas salidas, sería muy conveniente plantear el grado de interacción de la salida principal sobre la segunda salida. Más concretamente, dado que la impedancia cruzada Z_{21} se manifiesta a través del ciclo de trabajo d_1 , la salida principal puede ser diseñada para minimizar los cambios en d_1 ante saltos de carga. El correspondiente estudio se centraría principalmente sobre la ganancia del lazo de control de la salida principal y la influencia del condensador de filtro, tanto de la capacidad como de los elementos parásitos. El compromiso adecuado entre estos parámetros permitiría

reducir la impedancia cruzada y obtener, bien unas prestaciones más exigentes en la segunda salida, o bien un aumento de la relación de transformación del transformador auxiliar con lo que mejoraría el rendimiento.

Otros trabajos a plantear consistirían en el estudio de las funciones de transferencia de la salida post-regulada cuando cambian las condiciones de funcionamiento de modo continuo a discontinuo. En este trabajo se ha estudiado el modo de funcionamiento más común para el convertidor Forward, cuando ambas salidas operan en modo continuo. Pueden darse tres situaciones más según cada una de las dos salidas del convertidor opere en modo continuo o discontinuo. Una nueva modelización del convertidor para los diferentes modos de funcionamiento permitiría evaluar y valorar las nuevas opciones aunque, en principio es de esperar que las prestaciones se degraden cuando cualquiera de las dos salidas opere en modo discontinuo.

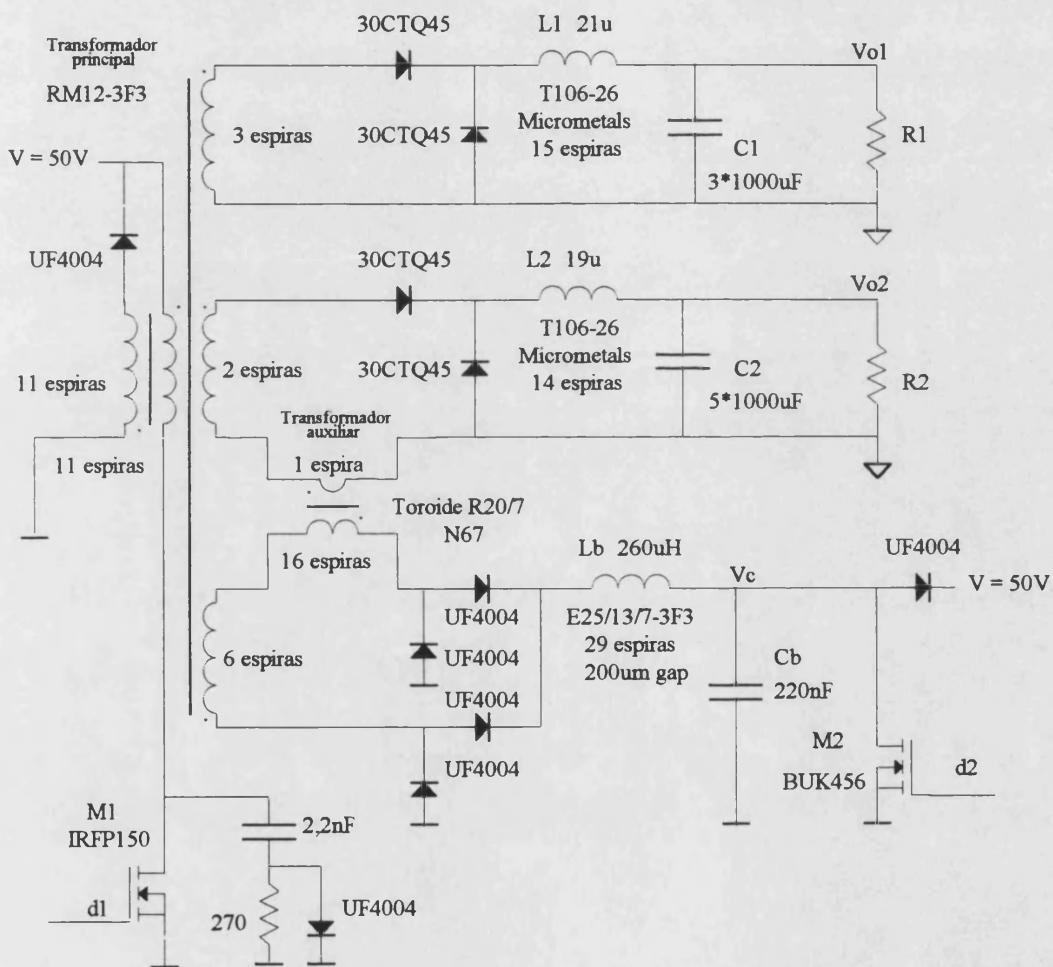
ANEXOS.

1. Anexo 1

1.1. Planos eléctricos del convertidor de 5 V, 10 A y 3,3 V 10 A.

Transformador controlado con el convertidor auxiliar Boost en modo continuo.

1.1.1. Esquema eléctrico de la sección de potencia:



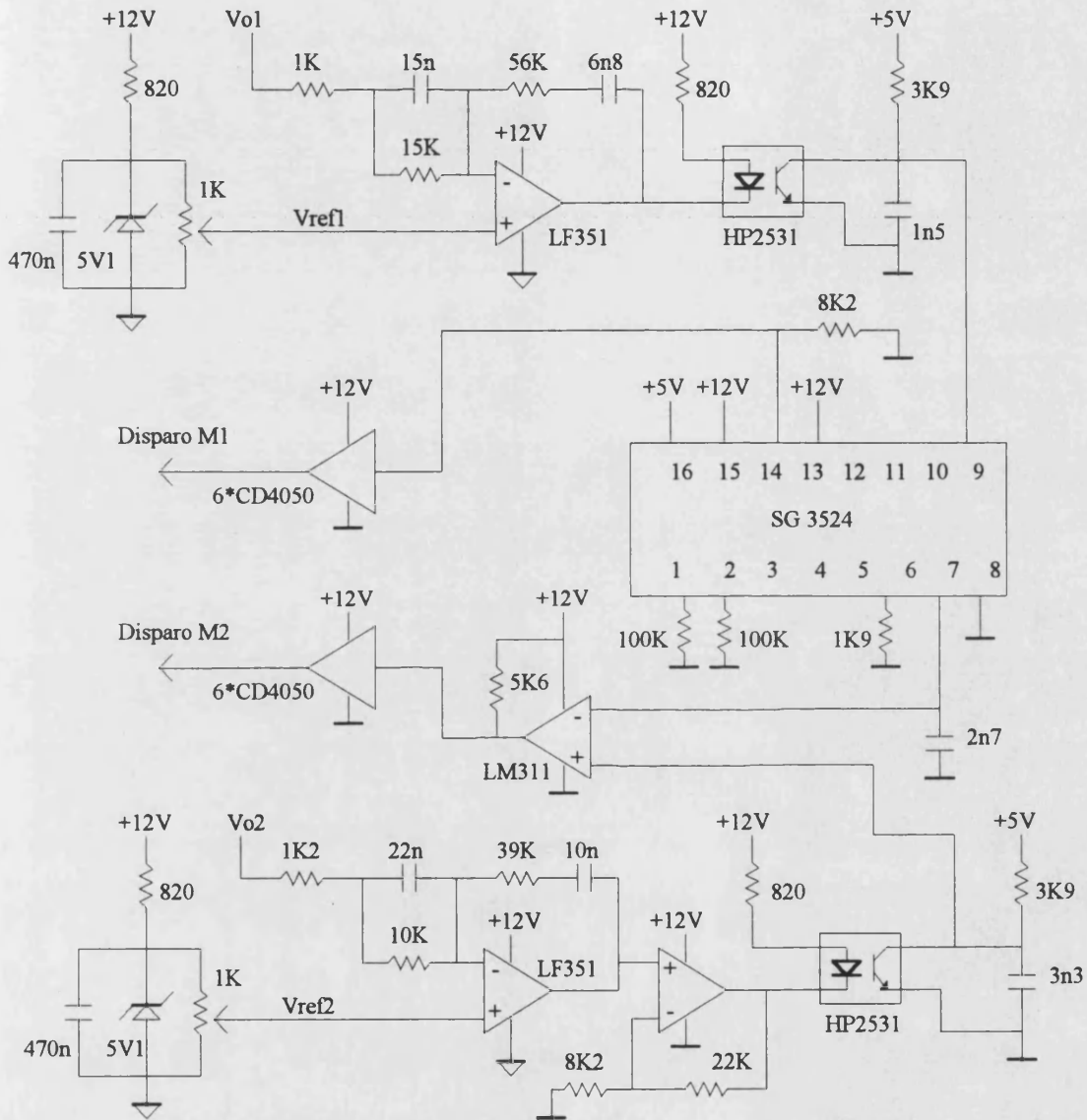
El valor de C1 corresponde al valor nominal del componente.

El valor de C1 medido con el analizador de impedancias es: $C1 = 2700 \mu\text{F}$

El valor de C2 corresponde al valor nominal del componente.

El valor de C1 medido con el analizador de impedancias es: $C2 = 4700 \mu\text{F}$.

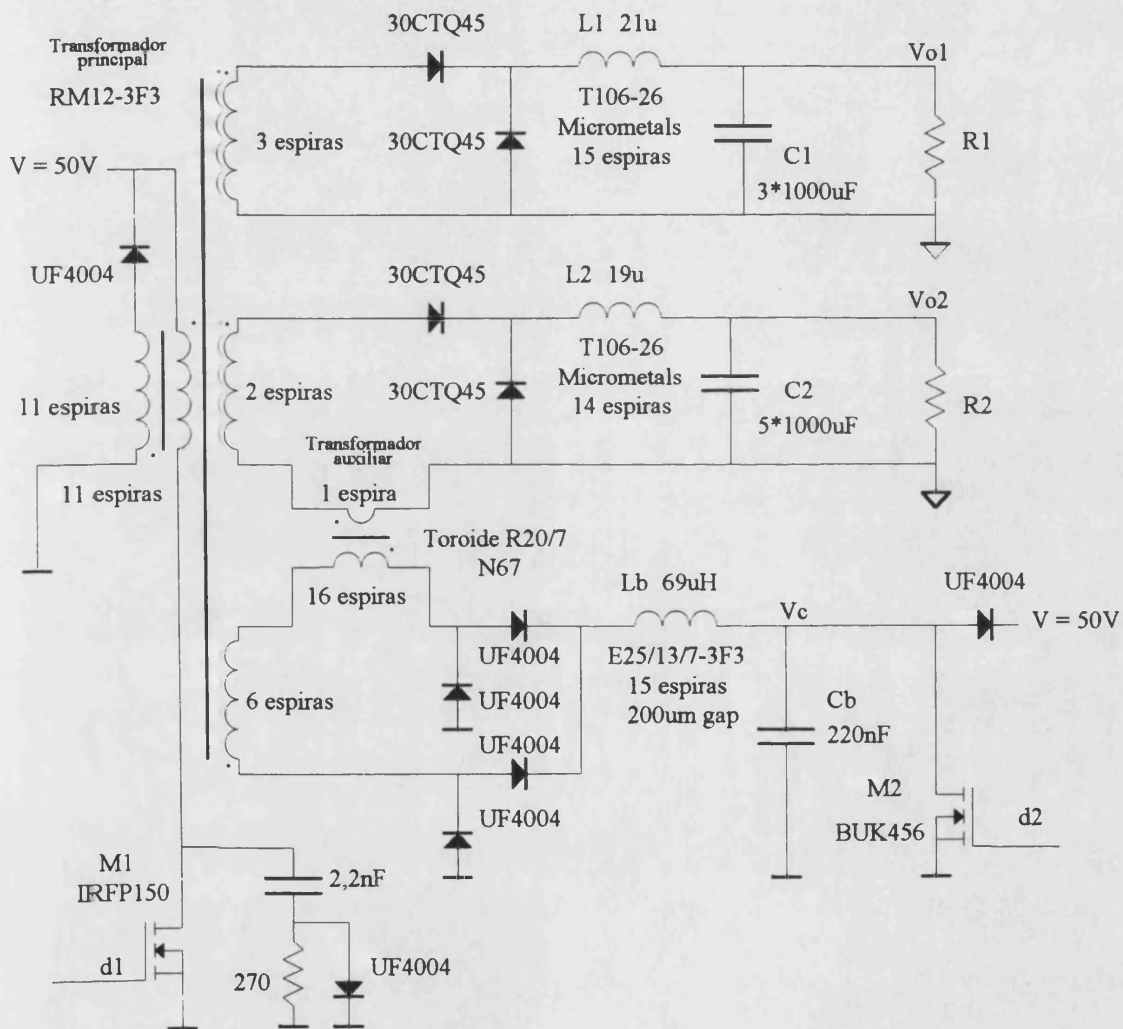
1.1.2. Esquema eléctrico de la sección de control:



1.2. Planos eléctricos del convertidor de 5 V, 10 A y 3,3 V 10 A.

Transformador controlado con el convertidor auxiliar Boost en modo discontinuo.

1.2.1. Esquema eléctrico de la sección de potencia:



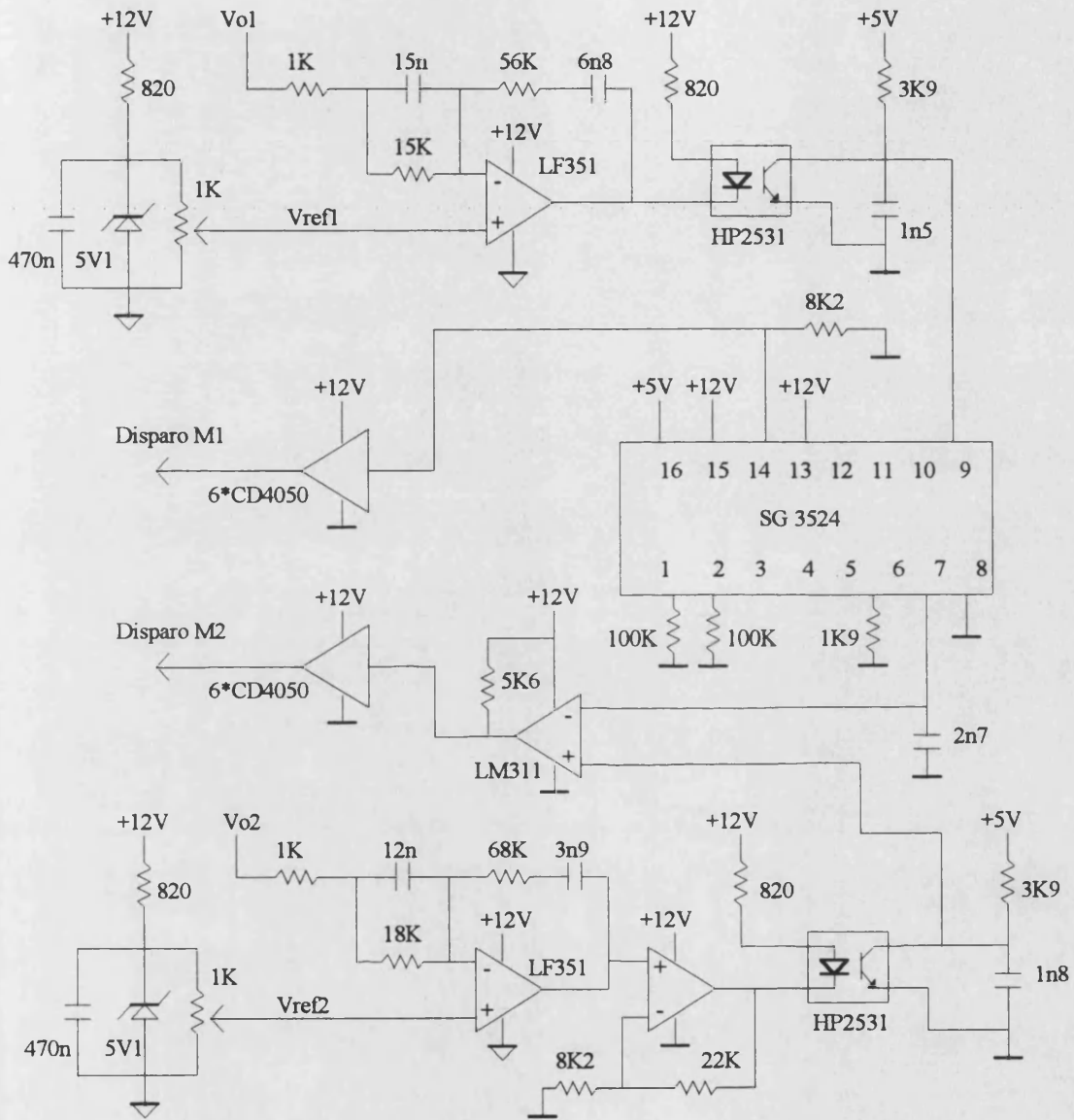
El valor de C1 corresponde al valor nominal del componente.

El valor de C1 medido con el analizador de impedancias es: $C1 = 2700 \mu\text{F}$

El valor de C2 corresponde al valor nominal del componente.

El valor de C1 medido con el analizador de impedancias es: $C2 = 4700 \mu\text{F}$

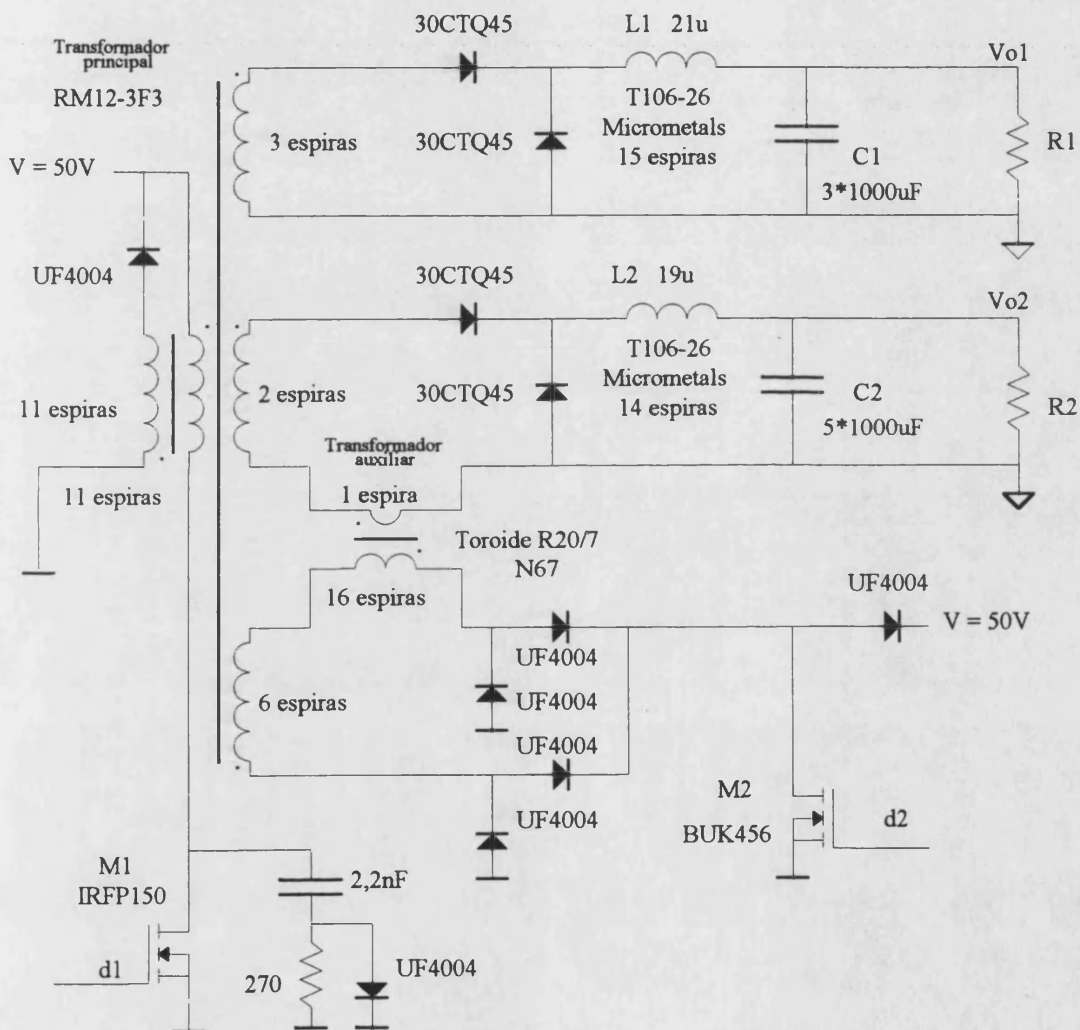
1.2.2. Esquema eléctrico de la sección de control:



1.3. Planos eléctricos del convertidor de 5 V, 10 A y 3,3 V 10 A.

Transformador controlado a partir de una tensión PWM sin filtrar.

1.3.1. Esquema eléctrico de la sección de potencia:



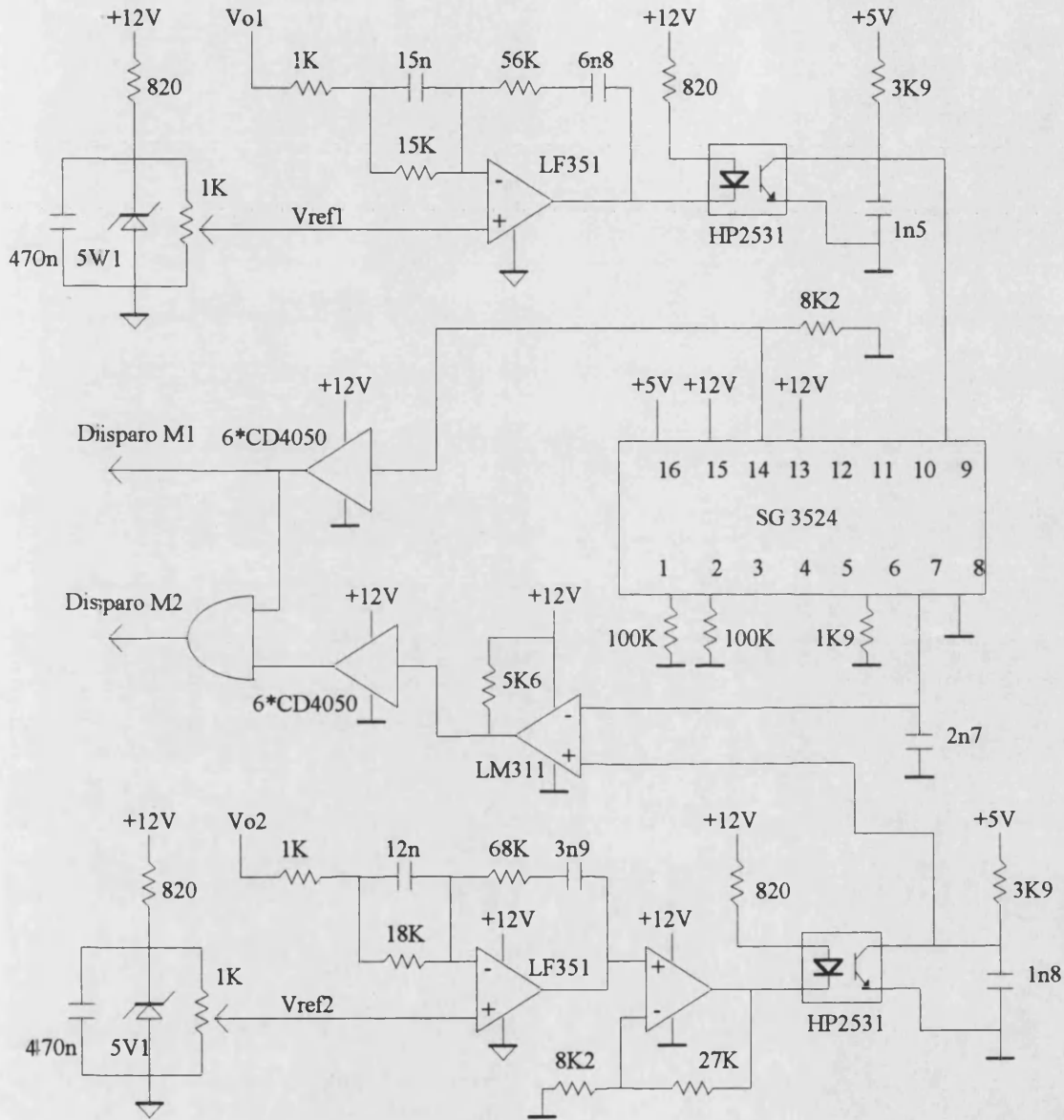
El valor de C1 corresponde al valor nominal del componente.

El valor de C1 medido con el analizador de impedancias es: $C1 = 2700 \mu\text{F}$

El valor de C2 corresponde al valor nominal del componente.

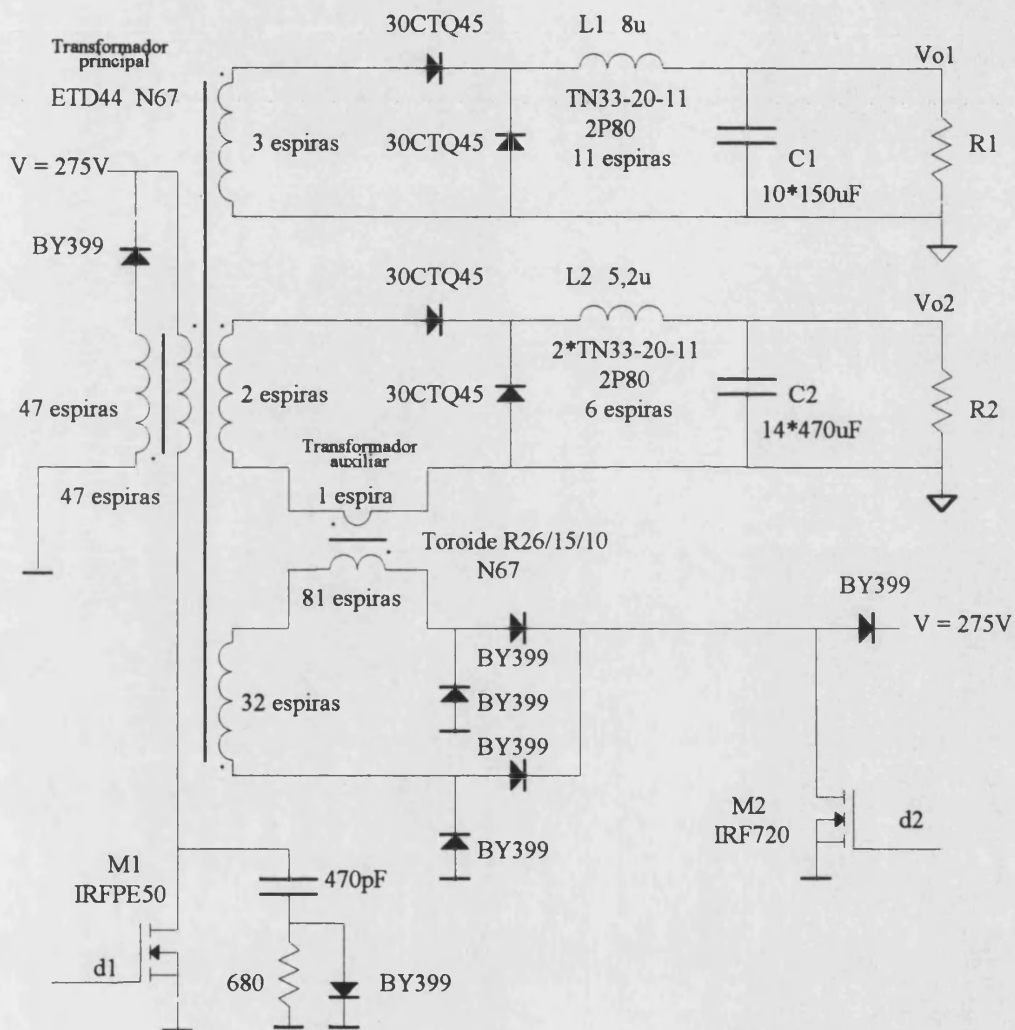
El valor de C1 medido con el analizador de impedancias es: $C2 = 4700 \mu\text{F}$

1.3.2. Esquema eléctrico de la sección de control:



1.4. Planos eléctricos del convertidor de 5 V, 20 A y 3,3 V 35 A.

1.4.1. Esquema eléctrico de la sección de potencia:



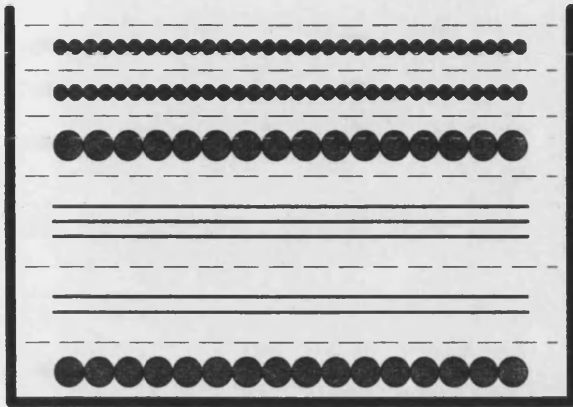
El valor de C1 corresponde al valor nominal del componente.

El valor de C1 medido con el analizador de impedancias es: $C1 = 1400 \mu\text{F}$

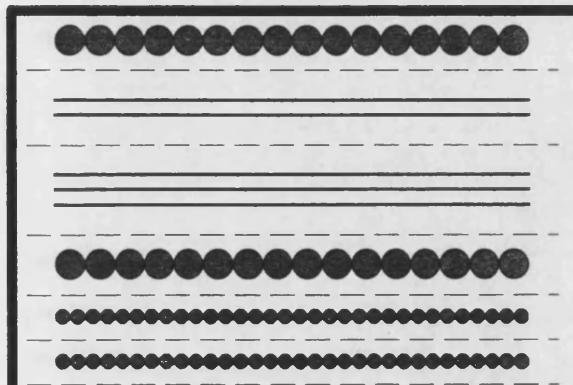
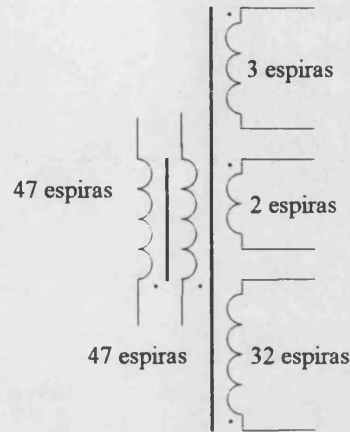
El valor de C2 corresponde al valor nominal del componente.

El valor de C1 medido con el analizador de impedancias es: $C2 = 6000 \mu\text{F}$

1.4.2. Detalle de la disposición de los devanados del transformador:

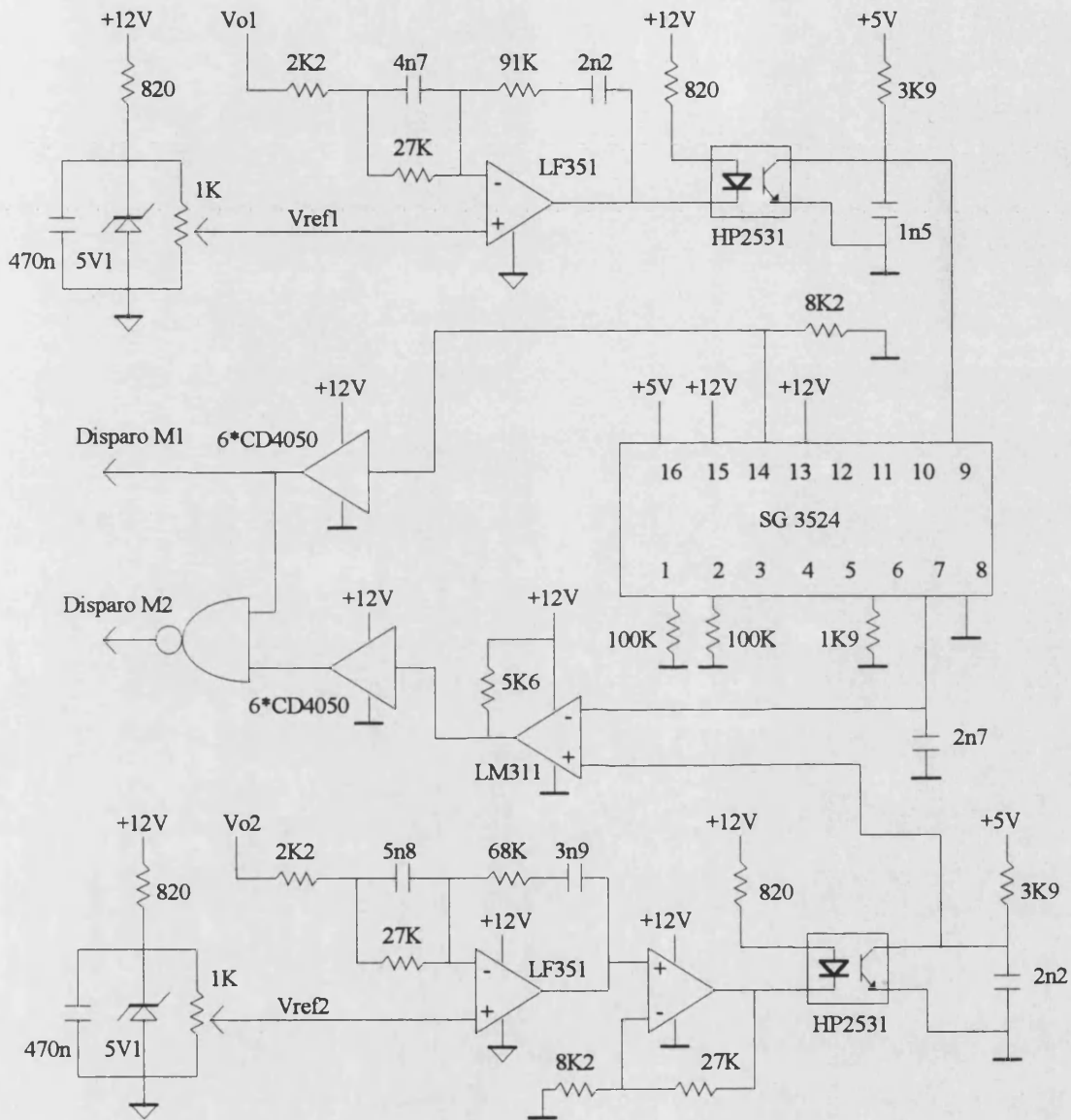


ETD44 N67



- | | |
|-----------------|----------------------------|
| 1/2 primario | 24 espiras de cable 1mm |
| secundario 2 | 2*3 espiras de chapa 0,2mm |
| secundario 1 | 3*2 espiras de chapa 0,2mm |
| 1/2 primario | 23 espiras de cable 1mm |
| desmagnetizador | 47 espiras de cable 0,4mm |
| auxiliar | 32 espiras de cable 0,6mm |

1.4.3. Esquema eléctrico de la sección de control:



2. Anexo 2

2.1. Control del transformador auxiliar mediante un convertidor Boost en modo continuo

2.1.1. Parámetros de la salida Vo2

Condensador de salida C2:

$$C2 := 4700 \cdot 10^{-6}$$

$$Rc2 := 10 \cdot 10^{-3}$$

Inductor de salida L2:

$$L2 := 19 \cdot 10^{-6}$$

$$Rl2 := 10 \cdot 10^{-3}$$

Condiciones de la salida:

$$Vo2 := 3.3$$

$$R2 := 0.42$$

$$I_L := \frac{Vo2}{R2}$$

Relaciones transformación:

$$n := 11$$

$$n2 := \frac{2}{11}$$

$$D1 := 0.39$$

Condiciones de la entrada:

$$V := 50$$

$$Vs2 := V \cdot n2$$

$$Vd2 := Vs2 - .65$$

Funciones del filtro de salida:

$$F2(s) := R2 \cdot \frac{(Rc2 \cdot C2 \cdot s + 1)}{(Rc2 + R2) \cdot C2 \cdot s + 1}$$

$$T2(s) := \frac{1}{L2 \cdot s + Rl2}$$

Filtro de salida:

$$Fi(s) := \frac{F2(s) \cdot T2(s)}{1 + F2(s) \cdot T2(s)}$$

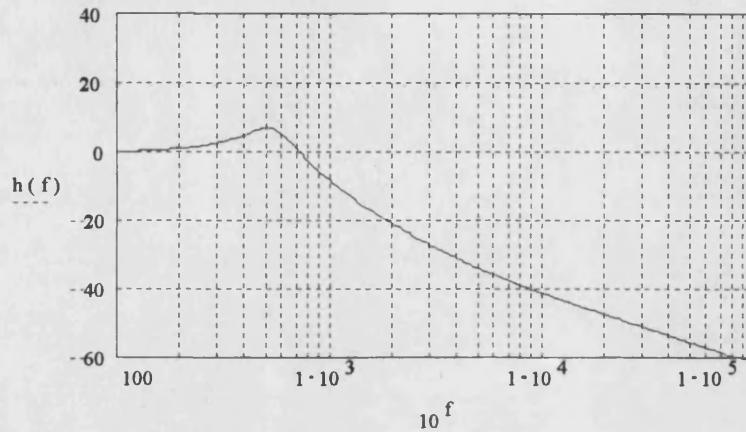
Respuesta en frecuencia del filtro de salida Fil(s)

Valor de los parámetros:

$$f = 2,201 \dots 5$$

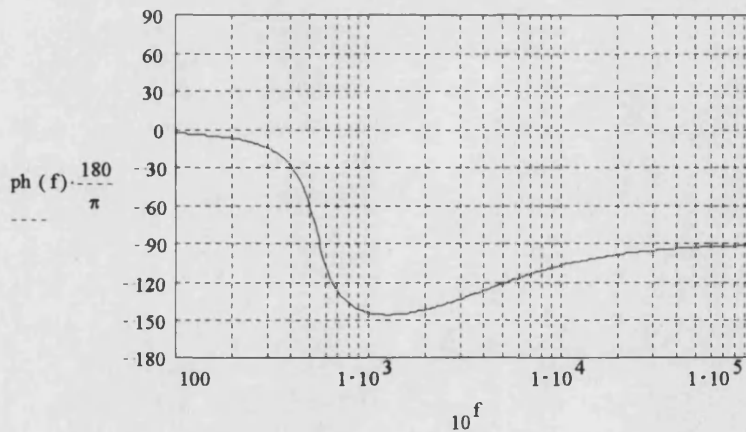
Módulo:

$$h(f) = 20 \cdot \log(\text{Fil}(i \cdot 2 \cdot \pi \cdot 10^f))$$



Fase:

$$\text{ph}(f) = \arg(\text{Fil}(i \cdot 2 \cdot \pi \cdot 10^f))$$



2.1.2. Elementos y funciones del convertidor auxiliar

Parámetros del transformador auxiliar

$$C_b = 220 \cdot 10^{-9}$$

$$L_b = 260 \cdot 10^{-6}$$

$$R_b = 8$$

Transformador auxiliar:

$$N = 16$$

$$n_a = \frac{11}{6}$$

$$V_c = 22$$

Función de transferencia del modulador

$$M_2 = \frac{1}{3.5}$$

Red de muestreo de Vo2

$$K_2 = 1$$

Función auxiliar

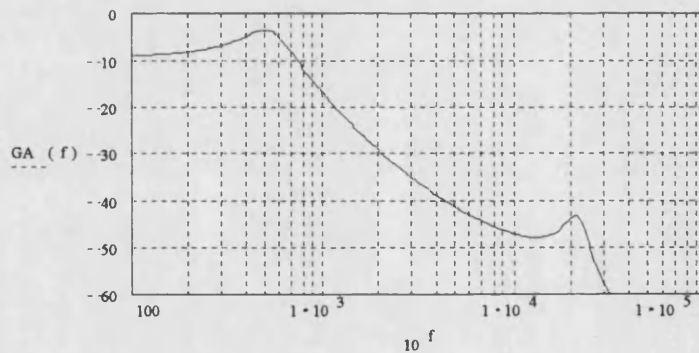
$$U(s) = \frac{1}{s \cdot L_b + R_b}$$

Función de transferencia en lazo abierto sin compensación:

$$A_o(s) = \frac{F_2(s) \cdot T_2(s)}{1 + \frac{D_1^2}{N^2} \cdot \frac{T_2(s)}{s \cdot C_b + U(s)} + F_2(s) \cdot T_2(s)} \cdot \frac{D_1}{N} \cdot \frac{U(s) \cdot M_2 \cdot V \cdot K_2}{s \cdot C_b + U(s)}$$

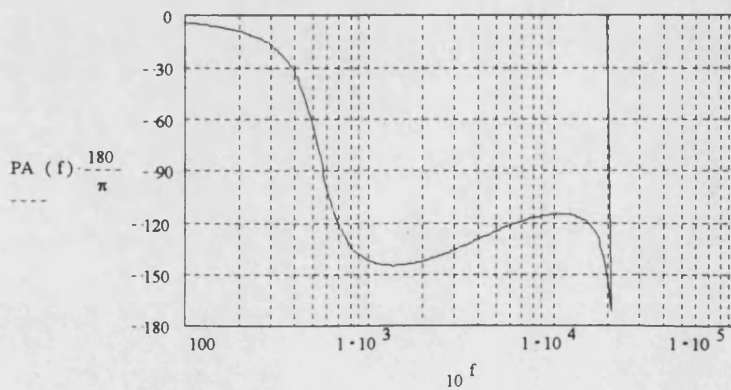
Módulo:

$$GA(f) = 20 \cdot \log(A_o(i \cdot 2 \cdot \pi \cdot 10^f))$$



Fase:

$$PA(f) = \arg(A_o(i \cdot 2 \cdot \pi \cdot 10^f))$$



2.1.3. Diseño de la compensación

Ceros del compensador

$$f_{z1} = 700$$

$$f_{z2} = 400$$

Parámetros

$$R_{21} = 10 \cdot 10^3$$

$$R_{22} = 39 \cdot 10^3$$

Cálculo de los condensadores

$$C_{21} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot R_{21} \cdot f_{z1}}$$

$$C_{21} = 2.2$$

$$C_{21} = 22 \cdot 10^{-9}$$

$$C_{22} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot R_{22} \cdot f_{z2}}$$

$$C_{22} = 1.0$$

$$C_{22} = 10 \cdot 10^{-9}$$

Polo del compensador

$$f_{p1} = 6000$$

$$f_{p1} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot C_{21} \cdot \frac{R_{21} \cdot R_{211}}{R_{21} + R_{211}}}$$

$$R_{211} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot C_{21} \cdot f_{p1}}$$

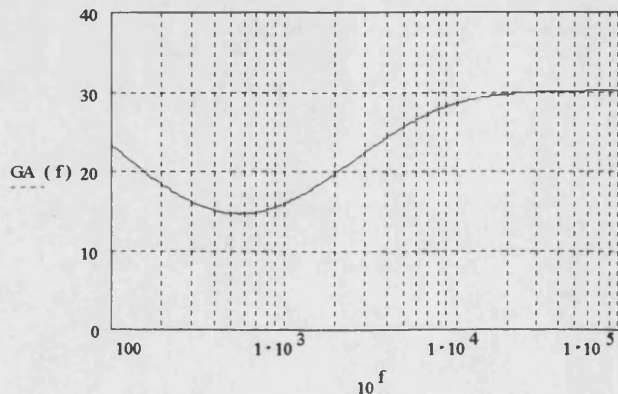
$$R_{211} = 1.2$$

$$R_{211} = 1.2 \cdot 10^3$$

$$Ae_{2a}(s) = \frac{(1 + s \cdot R_{22} \cdot C_{22}) \cdot (1 + s \cdot C_{21} \cdot R_{21})}{s \cdot C_{22} \cdot (R_{211} + R_{21}) \cdot \left(1 + s \cdot C_{21} \cdot \frac{R_{21} \cdot R_{211}}{R_{21} + R_{211}}\right)}$$

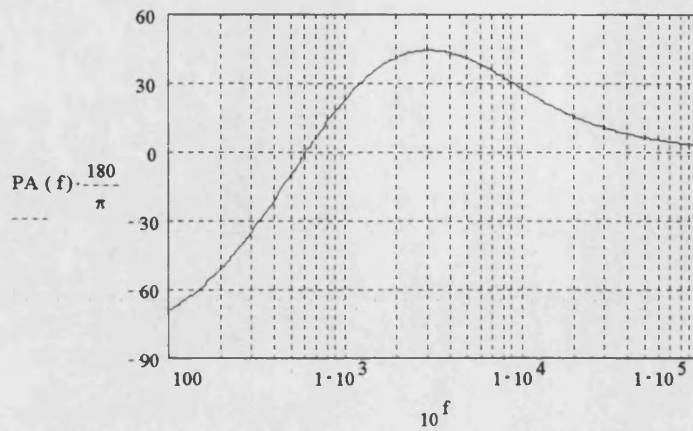
Módulo:

$$GA(f) = 20 \cdot \log\left(|Ae_{2a}(i \cdot 2 \cdot \pi \cdot 10^f)|\right)$$



Fase:

$$PA(f) = \arg(Ae2a(i \cdot 2 \cdot \pi \cdot 10^f))$$



Polo adicional

$$f_{2p2} = 12000$$

$$R_{24} = 3.9 \cdot 10^3$$

$$C_{23} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot f_{2p2} \cdot R_{24}}$$

$$C_{23} = 3.4$$

$$C_{23} = 3.3 \cdot 10^{-9}$$

Ganancia del optoacoplador

$$K_{op} = 1.9$$

Ganancia adicional

$$R_{26} = 22 \cdot 10^3$$

$$R_{25} = 8.2 \cdot 10^3$$

$$Ae2b(s) = \left(1 + \frac{R_{26}}{R_{25}}\right) \cdot \frac{K_{op}}{1 + s \cdot R_{24} \cdot C_{23}}$$

Función completa de la compensación:

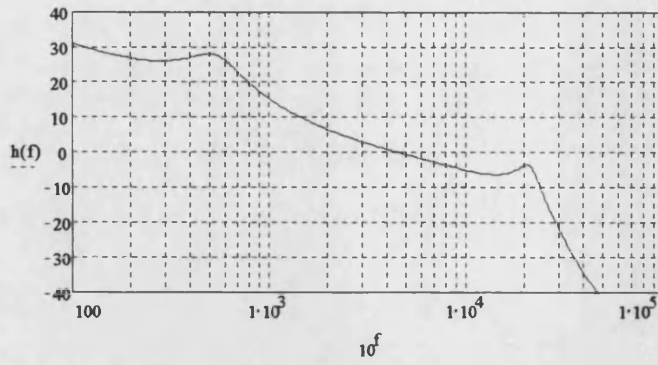
$$Ae2(s) = Ae2a(s) \cdot Ae2b(s)$$

Función de transferencia en lazo abierto Aol(s):

$$Aol(s) = A_o(s) \cdot Ae2(s)$$

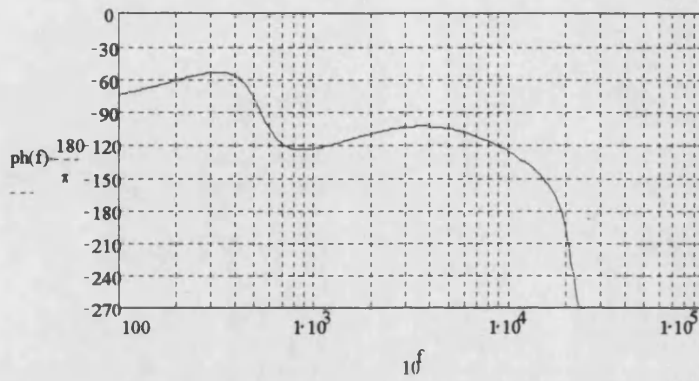
Módulo:

$$h(f) = 20 \cdot \log(Aol(i \cdot 2 \cdot \pi \cdot 10^f))$$



Fase:

$$ph(f) = \arg(-Aol(i \cdot 2 \cdot \pi \cdot 10^f)) - \pi$$

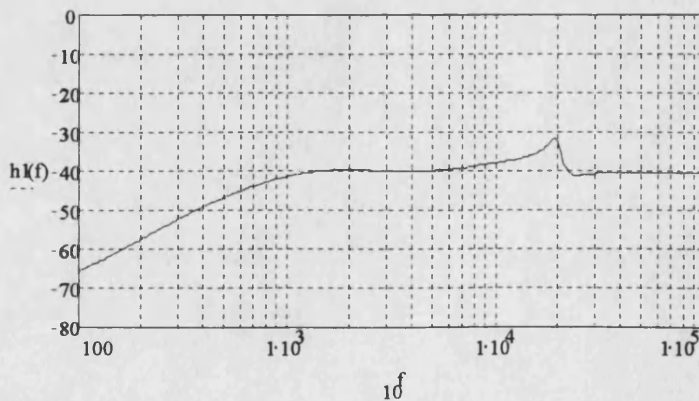


2.1.4. Cálculo de la impedancia de salida Z_2 en lazo cerrado.

$$Vo2ig2(s) = \frac{F2(s) \cdot \left(1 + \frac{D1^2}{N^2} \frac{T2(s)}{s \cdot Cb + U(s)} \right)}{1 + \frac{D1^2}{N^2} \frac{T2(s)}{s \cdot Cb + U(s)} + \frac{D1}{N} \frac{U(s) \cdot M2 \cdot V \cdot K2 \cdot Ae2(s)}{s \cdot Cb + U(s)} \cdot T2(s) \cdot F2(s) + F2(s) \cdot T2(s)}$$

Módulo:

$$h1(f) = 20 \cdot \log(Vo2ig2(i \cdot 2 \cdot \pi \cdot 10^f))$$



2.1.5. Cálculo de la función de Transferencia (Vo2/d1) en lazo cerrado.

$$W1 = V \cdot \left(\frac{1}{na \cdot N} + \frac{2}{11} \right) - \frac{Vc}{N}$$

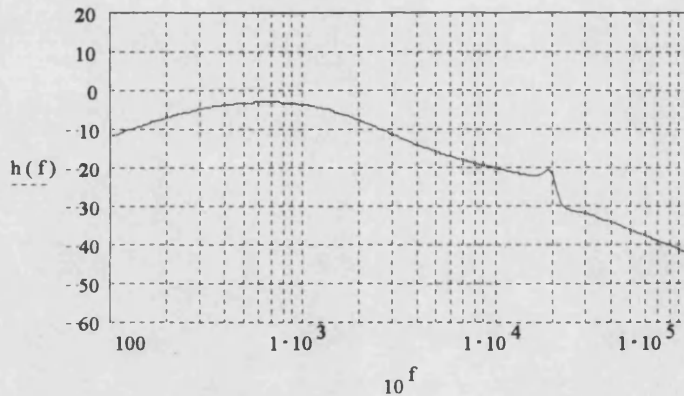
$$W2(s) = \frac{D1}{N^2} \frac{IL}{s \cdot Cb + U(s)}$$

$$W(s) = W1 - W2(s)$$

$$Vo2d1(s) = \frac{F2(s) \cdot T2(s)}{1 + \frac{D1^2}{N^2} \frac{T2(s)}{s \cdot Cb + U(s)} + \frac{D1}{N} \frac{U(s) \cdot M2 \cdot V \cdot K2 \cdot Ae2(s)}{s \cdot Cb + U(s)}} \cdot W(s)$$

Módulo:

$$h(f) = 20 \cdot \log(Vo2d1(i \cdot 2 \cdot \pi \cdot 10^f))$$



2.1.6. Estudio del lazo de control de la salida Vo1

2.1.6.1. Parámetros de la salida Vo1

Condensador de salida C1:

$$C1 = 2700 \cdot 10^{-6}$$

$$Rc1 = 18 \cdot 10^{-3}$$

Inductor de salida L2:

$$L1 = 21 \cdot 10^{-6}$$

$$Rl1 = 8 \cdot 10^{-3}$$

Condiciones de la salida:

$$Vo1 = 5$$

$$R1 = 0.85$$

$$IL = \frac{Vo2}{R2}$$

Relaciones transformación:

$$n = 11$$

$$n1 = \frac{3}{11}$$

$$D1 = 0.39$$

Condiciones de la entrada:

$$V = 50$$

$$Vs1 = V \cdot n1$$

$$Vd1 = Vs1 - .6$$

$$T1(s) = \frac{1}{L1 \cdot s + R1}$$

Funciones del filtro de salida:

$$F1(s) = R1 \cdot \frac{(Rc1 \cdot C1 \cdot s + 1)}{(Rc1 + R1) \cdot C1 \cdot s + 1}$$

Filtro de salida:

$$Fil1(s) = \frac{F1(s) \cdot T1(s)}{1 + F1(s) \cdot T1(s)}$$

Función de transferencia del modulador

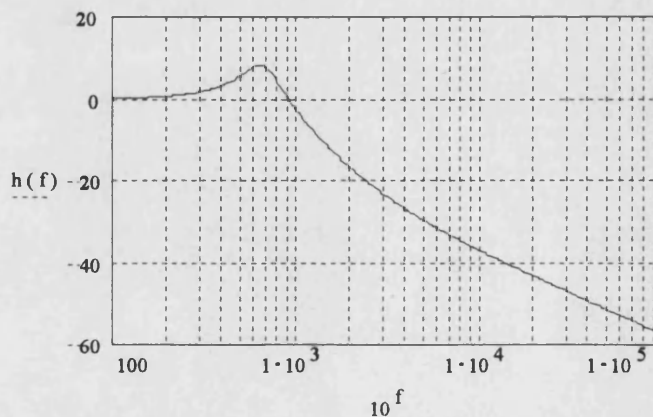
$$M1 = \frac{1}{7}$$

Red de muestreo de Vo2

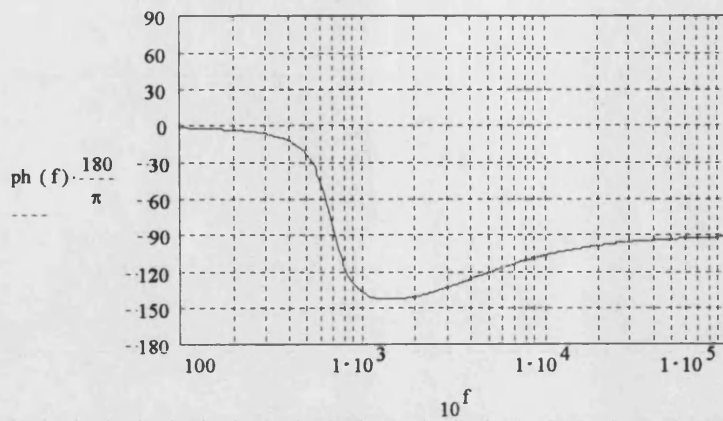
$$K1 = 0.5$$

Respuesta en frecuencia del filtro de salida Fil(s)**Módulo:**

$$h(f) = 20 \cdot \log(|Fil1(i \cdot 2 \cdot \pi \cdot 10^f)|)$$

**Fase:**

$$ph(f) = \arg(Fil1(i \cdot 2 \cdot \pi \cdot 10^f))$$



2.1.6.2. Diseño del compensador

Ceros del compensador

$f_{lz1} = 700$

$f_{lz2} = 450$

Parámetros

$R_{11} = 15 \cdot 10^3$

$R_{12} = 56 \cdot 10^3$

Cálculo de los condensadores

$$C_{11} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot R_{11} \cdot f_{lz1}}$$

$C_{11} = 1.5$

$C_{11} = 15 \cdot 10^{-9}$

$$C_{12} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot R_{12} \cdot f_{lz2}}$$

$C_{12} = 6.3$

$C_{12} = 6.8 \cdot 10^{-9}$

Polos del compensador

$f_{lp1} = 11000$

$$f_{lp1} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot C_{11} \cdot \frac{R_{11} \cdot R_{111}}{R_{11} + R_{111}}}$$

$$R_{111} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot C_{11} \cdot f_{lp1}}$$

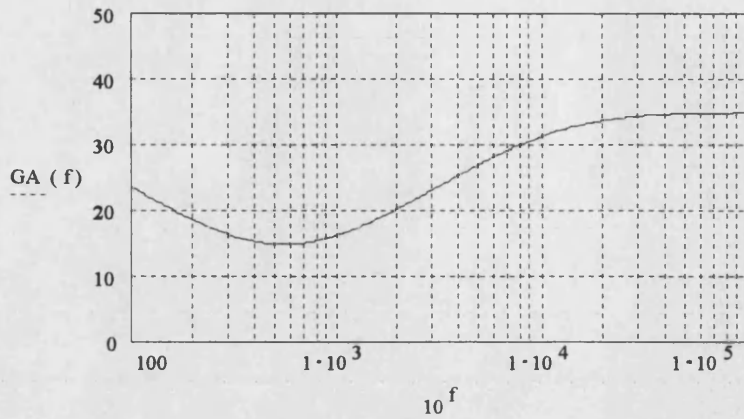
$R_{111} = 964$

$R_{111} = 1 \cdot 10^3$

$$A_{e1a}(s) = \frac{(1 + s \cdot R_{12} \cdot C_{12}) \cdot (1 + s \cdot C_{11} \cdot R_{11})}{s \cdot C_{12} \cdot (R_{111} + R_{11}) \cdot \left(1 + s \cdot C_{11} \cdot \frac{R_{11} \cdot R_{111}}{R_{11} + R_{111}}\right)}$$

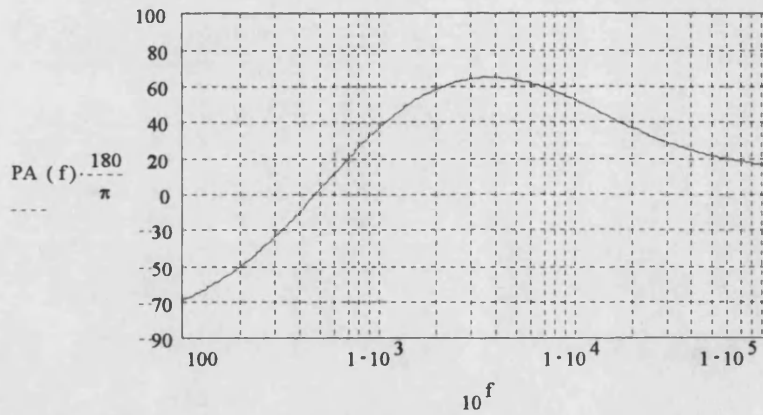
Módulo:

$GA(f) = 20 \cdot \log\left(\left|A_{e1a}(i \cdot 2 \cdot \pi \cdot 10^f)\right|\right)$



Fase:

$$PA(f) = \arg(Ae1a(i \cdot 2 \cdot \pi \cdot 10^f))$$



Polo adicional

$$f_{lp2} = 27000$$

$$R14 = 3.9 \cdot 10^3$$

$$C13 := \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot f_{lp2} \cdot R14}$$

$$C13 = 1.5$$

$$C13 = 1.5 \cdot 10^{-9}$$

Ganancia del optoacoplador

$$K_{op} = 1.9$$

$$Ae1b(s) := \frac{K_{op}}{1 + s \cdot R14 \cdot C13}$$

Función completa de la compensación:

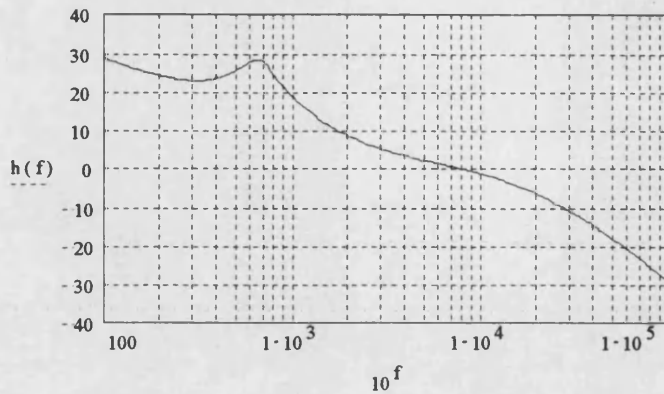
$$Ae1(s) = Ae1a(s) \cdot Ae1b(s)$$

Función de transferencia en lazo abierto Aol(s):

$$Aol1(s) = Fill(s) \cdot Vd1 \cdot M1 \cdot Ae1(s) \cdot K1$$

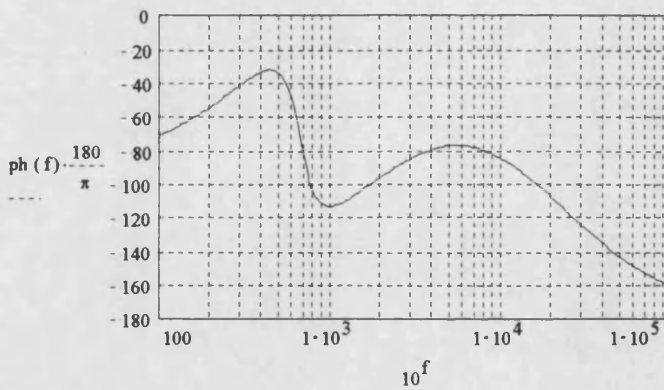
Módulo:

$$h(f) = 20 \cdot \log(Ao11(i \cdot 2 \cdot \pi \cdot 10^f))$$



Fase:

$$ph(f) = \arg(Ao11(i \cdot 2 \cdot \pi \cdot 10^f))$$

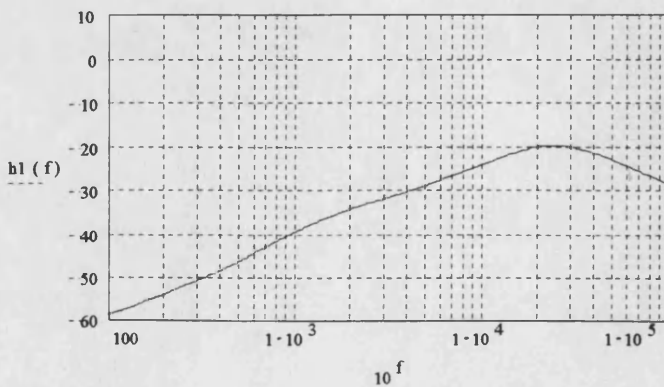


2.1.6.3. Cálculo de la función de Transferencia (d1/ig), en lazo cerrado

$$d1ig(s) = \frac{F1(s) \cdot M1 \cdot Ae1(s) \cdot K1}{1 + F1(s) \cdot T1(s) \cdot (1 + Vd1 \cdot M1 \cdot Ae1(s) \cdot K1)}$$

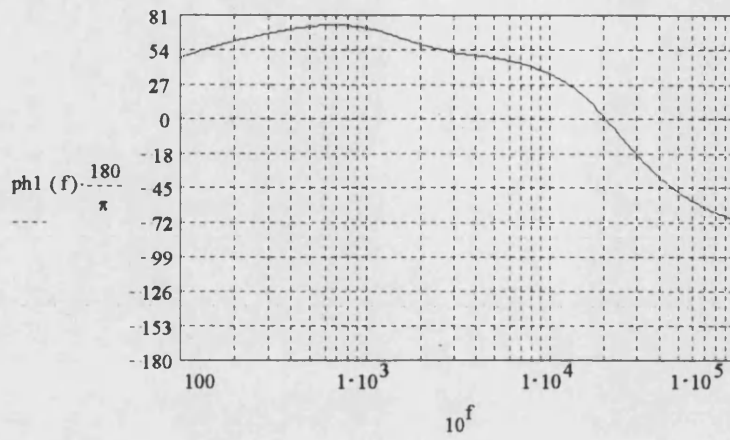
Módulo:

$$h1(f) = 20 \cdot \log(d1ig1(i \cdot 2 \cdot \pi \cdot 10^f))$$



Fase:

$$\text{ph1}(f) = \arg(\text{d1ig1}(i \cdot 2 \cdot \pi \cdot 10^f))$$



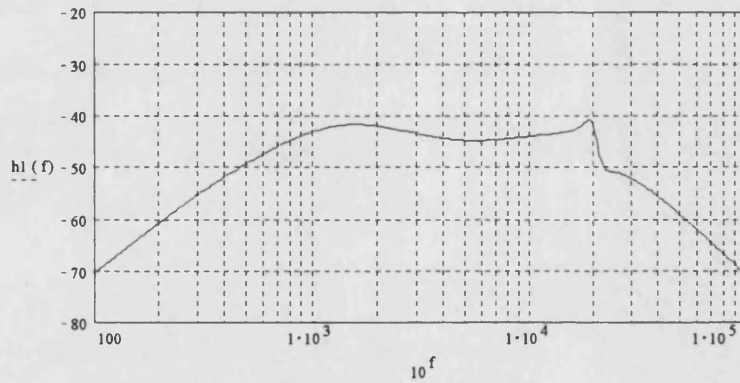
2.1.7. Cálculo de la función de Transferencia (Vo2/ig1), en lazo cerrado

Función de transferencia Vo2/ig2 en lazo cerrado

$$\text{Vo2ig1}(s) = \text{Vo2d1}(s) \cdot \text{d1ig1}(s)$$

Módulo:

$$\text{h1}(f) = 20 \cdot \log(\text{Vo2ig1}(i \cdot 2 \cdot \pi \cdot 10^f))$$



3. Anexo 3

3.1. Control del transformador auxiliar mediante un convertidor Boost en modo discontinuo

3.1.1. Parámetros de la salida Vo2

Condensador de salida C2:

$$C2 := 4700 \cdot 10^{-6}$$

$$Rc2 := 10 \cdot 10^{-3}$$

Inductor de salida L2:

$$L2 := 19 \cdot 10^{-6}$$

$$Rl2 := 10 \cdot 10^{-3}$$

Condiciones de la salida:

$$Vo2 := 3.3$$

$$R2 := 0.42$$

$$I_L := \frac{Vo2}{R2}$$

Relaciones transformación:

$$n := 11$$

$$n2 := \frac{2}{11}$$

$$D1 := 0.39$$

Condiciones de la entrada:

$$V := 50$$

$$Vs2 := V \cdot n2$$

$$Vd2 := Vs2 - .65$$

Funciones del filtro de salida:

$$F2(s) := R2 \cdot \frac{(Rc2 \cdot C2 \cdot s + 1)}{(Rc2 + R2) \cdot C2 \cdot s + 1}$$

$$T2(s) := \frac{1}{L2 \cdot s + Rl2}$$

Filtro de salida:

$$Fi(s) := \frac{F2(s) \cdot T2(s)}{1 + F2(s) \cdot T2(s)}$$

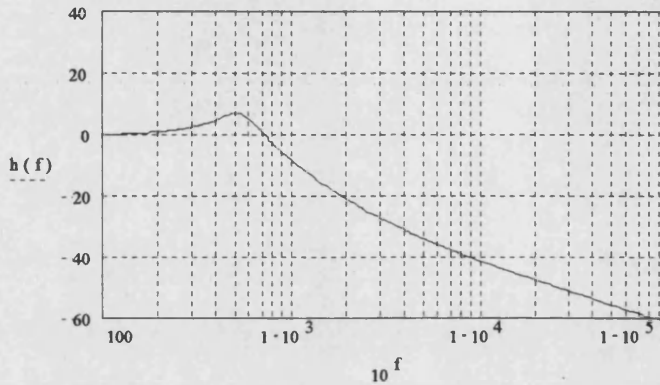
Respuesta en frecuencia del filtro de salida Fil(s)

Valor de los parámetros:

$$f := 2,2.01 \dots 5$$

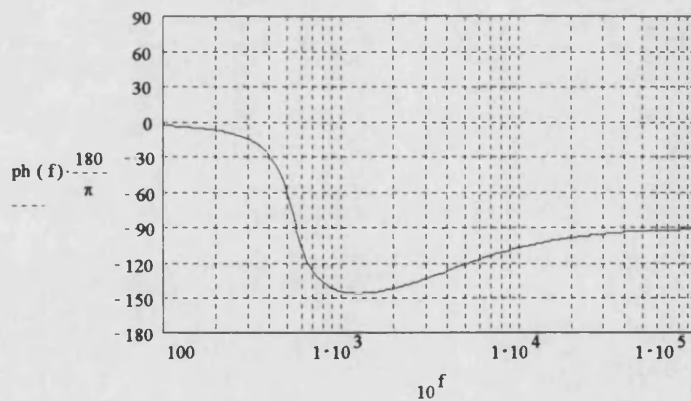
Módulo:

$$h(f) = 20 \cdot \log(\text{Fil}(i \cdot 2 \cdot \pi \cdot 10^f))$$



Fase:

$$\text{ph}(f) = \arg(\text{Fil}(i \cdot 2 \cdot \pi \cdot 10^f))$$



3.1.2. Elementos y funciones del convertidor auxiliar

Componentes del convertidor auxiliar

$$C_b = 220 \cdot 10^{-9}$$

$$L_b = 69 \cdot 10^{-6}$$

$$R_b = 8$$

Transformador auxiliar:

$$N = 16$$

$$n_a := \frac{11}{6}$$

$$V_c = 22$$

Función de transferencia del modulador

$$M2 := \frac{1}{3.5}$$

Red de muestreo de Vo2

$$K2 := 1$$

Periodo de conmutación

$$P := 4.8 \cdot 10^{-6}$$

Corriente media de carga de Cb

$$I := IL \cdot \frac{D1}{N}$$

$$I = 0.1$$

Ciclo de trabajo del convertidor auxiliar

$$d2 := \sqrt{\frac{(V - Vc) \cdot 2 \cdot I \cdot Lb}{Vc \cdot V \cdot P}}$$

$$d2 = 0.3$$

Constantes asociadas al punto de operación

$$Ka := \frac{2 \cdot I}{d2}$$

$$Ka = 1.0$$

$$r := \left[\frac{P \cdot d2^2}{2 \cdot Lb} \left[\frac{Vc^2}{(V - Vc)^2} + \frac{2 \cdot Vc}{(V - Vc)} + 1 \right] \right]^{-1}$$

$$r = 64$$

$$Ka \cdot r = 65$$

$$Kb := \frac{2 \cdot V}{d2} \cdot \frac{1}{\frac{Vc}{V - Vc} + \frac{V - Vc}{Vc} + 2}$$

$$Kb = 65$$

Funciones auxiliares

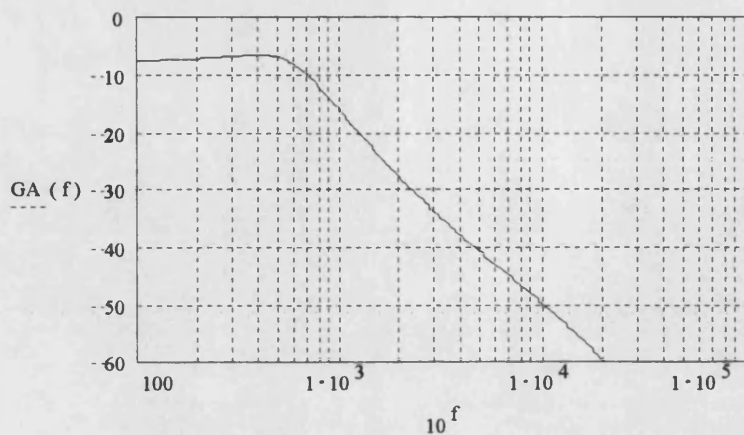
$$U(s) := \frac{1}{s \cdot Lb + r}$$

Función de transferencia en lazo abierto sin compensación:

$$Ao(s) := \frac{F2(s) \cdot T2(s)}{1 + \frac{D1^2}{N^2} \cdot \frac{T2(s)}{s \cdot Cb + U(s)} + F2(s) \cdot T2(s)} \cdot \frac{D1}{N} \cdot \frac{U(s) \cdot M2 \cdot Kb \cdot K2}{s \cdot Cb + U(s)}$$

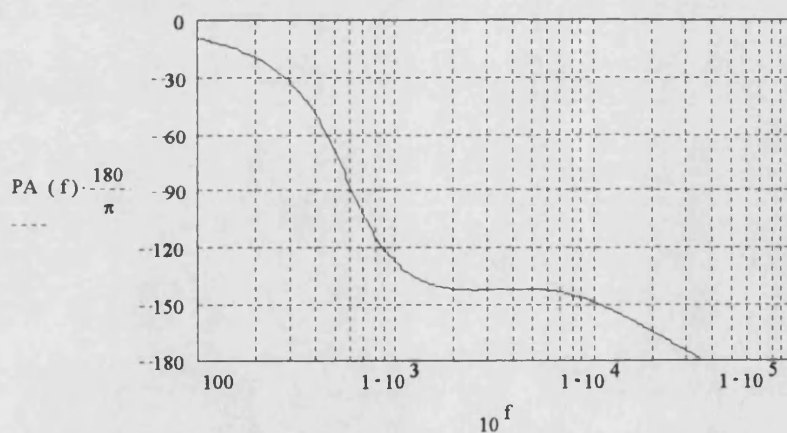
Módulo:

$$GA(f) = 20 \cdot \log(Ao(i \cdot 2 \cdot \pi \cdot 10^f))$$



Fase:

$$PA(f) = \arg(Ao(i \cdot 2 \cdot \pi \cdot 10^f))$$



3.1.3. Diseño de la compensación

Ceros del compensador

$$f_{z1} = 700$$

$$f_{z2} = 600$$

Parámetros

$$R_{21} = 18 \cdot 10^3$$

$$R_{22} = 68 \cdot 10^3$$

Cálculo de los condensadores

$$C_{21} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot R_{21} \cdot f_{z1}}$$

$$C_{21} = 1.2$$

$$C_{21} = 12 \cdot 10^{-9}$$

$$C_{22} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot R_{22} \cdot f_{z2}}$$

$$C22 = 3.9$$

$$C22 = 3.9 \cdot 10^{-9}$$

Polo del compensador

$$f_{2p1} = 13000$$

$$f_{2p1} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot C21 \cdot \frac{R21 \cdot R211}{R21 + R211}}$$

$$R211 = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot C21 \cdot f_{2p1}}$$

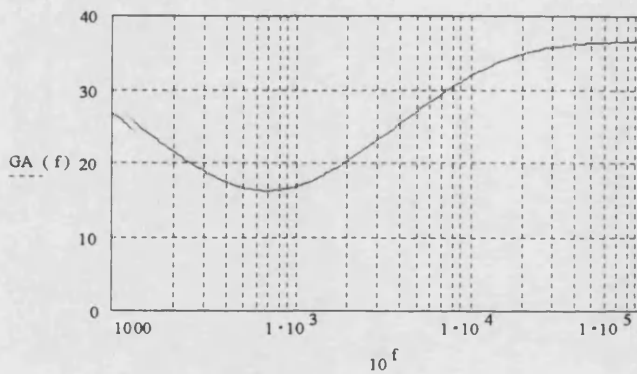
$$R211 = 1.0$$

$$R211 = 1 \cdot 10^3$$

$$Ae2a(s) = \frac{(1 + s \cdot R22 \cdot C22) \cdot (1 + s \cdot C21 \cdot R21)}{s \cdot C22 \cdot (R211 + R221) \cdot \left(1 + s \cdot C21 \cdot \frac{R21 \cdot R211}{R21 + R211}\right)}$$

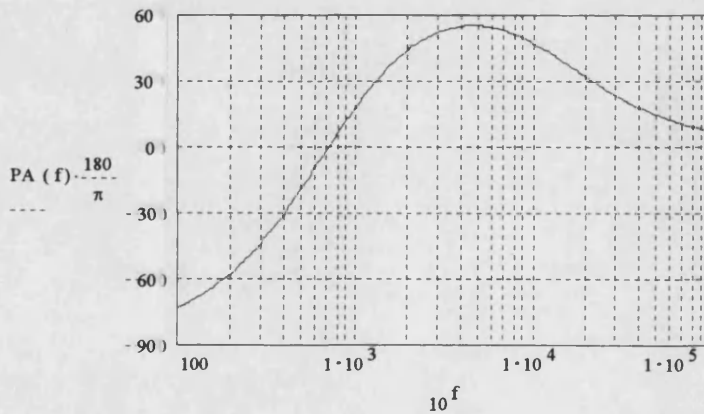
Módulo:

$$GA(f) = 20 \cdot \log(|Ae2a(i \cdot 2 \cdot \pi \cdot 10^f)|)$$



Fase:

$$PA(f) = \arg(Ae2a(i \cdot 2 \cdot \pi \cdot 10^f))$$



Polo adicional

$$f_{2p2} = 12000$$

$$R_{24} = 3.9 \cdot 10^3$$

$$C_{23} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot f_{2p2} \cdot R_{24}}$$

$$C_{23} = 3.4 \mu$$

$$C_{23} = 3.3 \cdot 10^{-9}$$

Ganancia del optoacoplador

$$K_{op} = 1.9$$

Ganancia adicional

$$R_{26} = 22 \cdot 10^3$$

$$R_{25} = 8.2 \cdot 10^3$$

$$A_{e2b}(s) = \left(1 + \frac{R_{26}}{R_{25}} \right) \frac{K_{op}}{1 + s \cdot R_{24} \cdot C_{23}}$$

Función completa de la compensación:

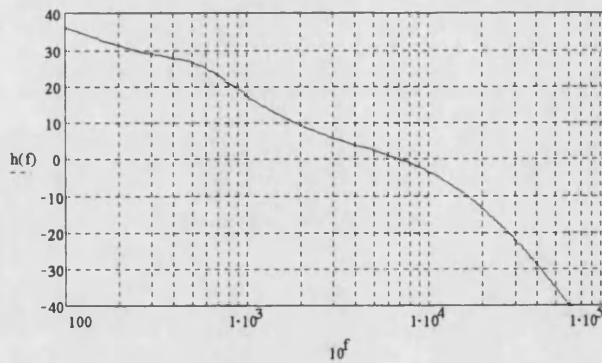
$$A_{e2}(s) = A_{e2a}(s) \cdot A_{e2b}(s)$$

Función de transferencia en lazo abierto Aol(s):

$$A_{ol}(s) = A_o(s) \cdot A_{e2}(s)$$

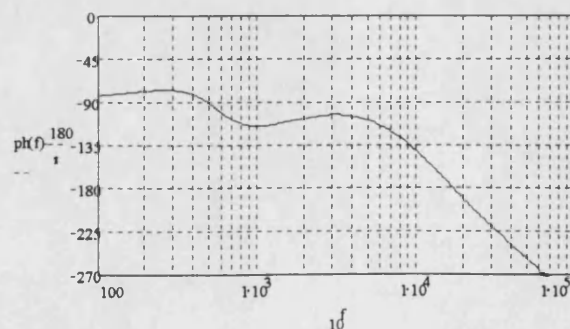
Módulo:

$$h(f) = 20 \cdot \log(A_{ol}(i \cdot 2 \cdot \pi \cdot 10^f))$$



Fase:

$$ph(f) = \arg(-A_{ol}(i \cdot 2 \cdot \pi \cdot 10^f)) - \pi$$



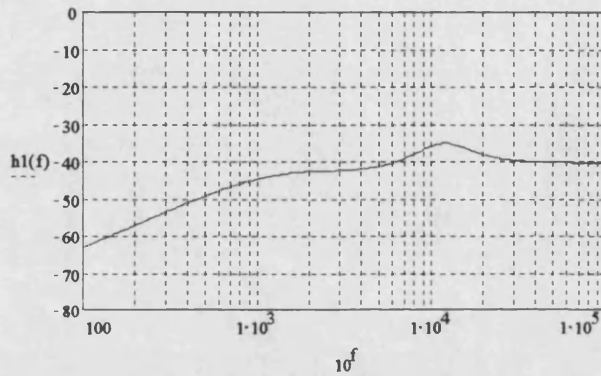
3.1.4. Cálculo de la impedancia de salida Z_2 en lazo cerrado.

Cálculo de la impedancia de salida Z_2 en lazo cerrado.

$$Vo2ig2(s) = \frac{F2(s) \cdot \left(1 + \frac{D1^2}{N^2} \frac{T2(s)}{s \cdot Cb + U(s)} \right)}{1 + \frac{D1^2}{N^2} \frac{T2(s)}{s \cdot Cb + U(s)} + \frac{D1}{N} \frac{U(s) \cdot M2 \cdot Kb \cdot K2 \cdot Ae2(s)}{s \cdot Cb + U(s)} \cdot T2(s) \cdot F2(s) + F2(s) \cdot T2(s)}$$

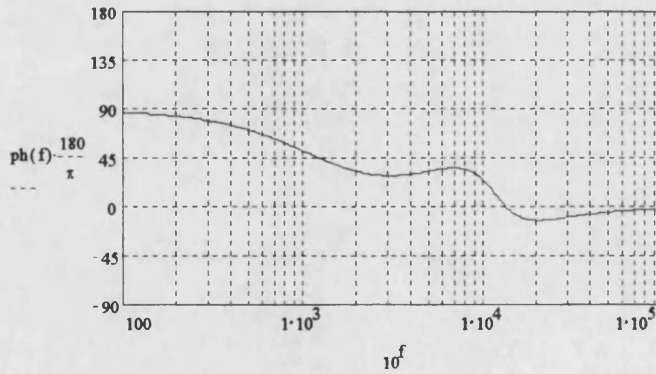
Módulo:

$$h1(f) = 20 \cdot \log(Vo2ig2(i \cdot 2 \cdot \pi \cdot 10^f))$$



Fase:

$$ph(f) = \arg(Vo2ig2(i \cdot 2 \cdot \pi \cdot 10^f))$$



3.1.5. Calculo de la función de Transferencia ($Vo2/d1$) en lazo cerrado.

$$W1 = V \cdot \left(\frac{1}{na \cdot N} + \frac{2}{11} \right) - \frac{Vc}{N}$$

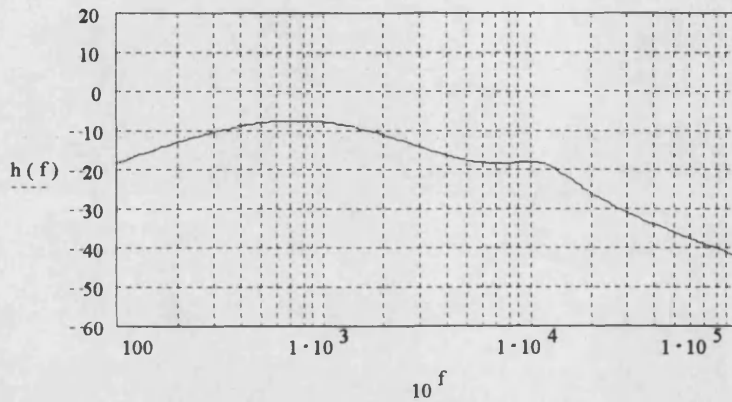
$$W2(s) = \frac{D1}{N^2} \frac{IL}{s \cdot Cb + U(s)}$$

$$W(s) = W1 - W2(s)$$

$$Vo2d1(s) = \frac{F2(s) \cdot T2(s)}{1 + \frac{D1^2}{N^2} \frac{T2(s)}{s \cdot Cb + U(s)} + \frac{D1}{N} \frac{U(s) \cdot M2 \cdot Kb \cdot K2 \cdot Ae2(s)}{s \cdot Cb + U(s)}} \cdot W(s)$$

Módulo:

$$h(f) = 20 \cdot \log(Vo2d1(i \cdot 2 \cdot \pi \cdot 10^f))$$



3.1.6. Estudio del lazo de control de la salida Vo1

3.1.6.1. Parámetros de la salida Vo1

Condensador de salida C1:

$$C1 = 2700 \cdot 10^{-6}$$

$$Rc1 = 18 \cdot 10^{-3}$$

Inductor de salida L2:

$$L1 = 21 \cdot 10^{-6}$$

$$Rl1 = 8 \cdot 10^{-3}$$

Condiciones de la salida:

$$Vo1 = 5$$

$$R1 = 0.85$$

$$IL = \frac{Vo2}{R2}$$

Relaciones transformación:

$$n = 11$$

$$n1 = \frac{3}{11}$$

$$D1 = 0.39$$

Condiciones de la entrada:

$$V = 50$$

$$V_{s1} = V \cdot n1$$

$$V_{d1} = V_{s1} \cdot .6$$

$$T1(s) = \frac{1}{L1 \cdot s + R11}$$

Funciones del filtro de salida:

$$F1(s) = R1 \cdot \frac{(Rc1 \cdot C1 \cdot s + 1)}{(Rc1 + R1) \cdot C1 \cdot s + 1}$$

Filtro de salida:

$$Fil1(s) = \frac{F1(s) \cdot T1(s)}{1 + F1(s) \cdot T1(s)}$$

Función de transferencia del modulador

$$M1 = \frac{1}{7}$$

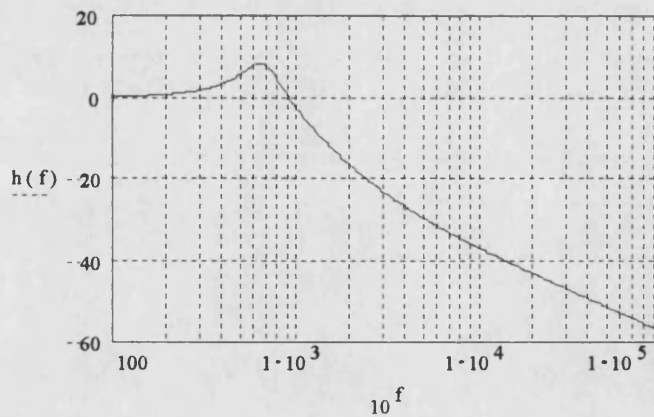
Red de muestreo de Vo2

$$K1 = 0.5$$

Respuesta en frecuencia del filtro de salida Fil(s)

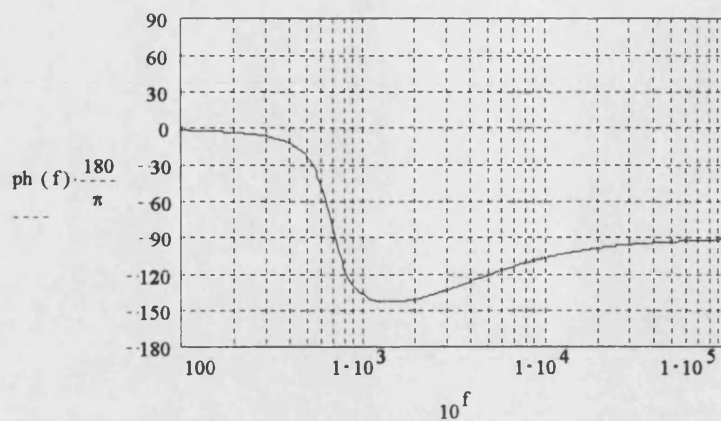
Módulo:

$$h(f) = 20 \cdot \log(|Fil1(i \cdot 2 \cdot \pi \cdot 10^f)|)$$



Fase:

$$ph(f) = \arg(Fil1(i \cdot 2 \cdot \pi \cdot 10^f))$$



3.1.6.2. Diseño del compensador

Ceros del compensador

$$f_{lz1} = 700$$

$$f_{lz2} = 450$$

Parámetros

$$R_{11} = 15 \cdot 10^3$$

$$R_{12} = 56 \cdot 10^3$$

Cálculo de los condensadores

$$C_{11} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot R_{11} \cdot f_{lz1}}$$

$$C_{11} = 1.5$$

$$C_{11} = 15 \cdot 10^{-9}$$

$$C_{12} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot R_{12} \cdot f_{lz2}}$$

$$C_{12} = 6.3$$

$$C_{12} = 6.8 \cdot 10^{-9}$$

Polos del compensador

$$f_{lp1} = 11000$$

$$f_{lp1} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot C_{11} \cdot \frac{R_{11} \cdot R_{111}}{R_{11} + R_{111}}}$$

$$R_{111} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot C_{11} \cdot f_{lp1}}$$

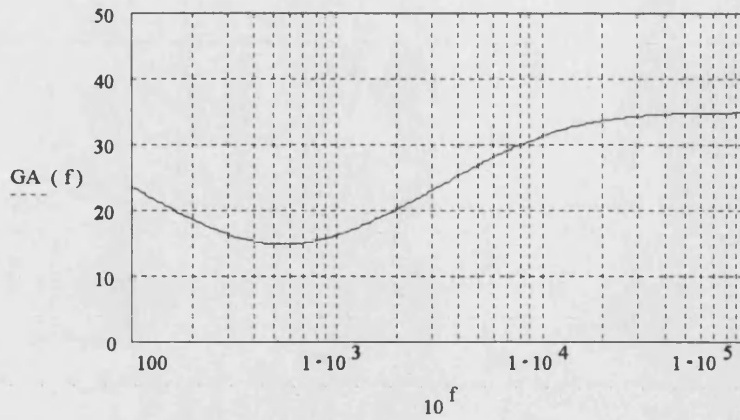
$$R_{111} = 964$$

$$R_{111} = 1 \cdot 10^3$$

$$A_{e1a}(s) = \frac{(1 + s \cdot R_{12} \cdot C_{12}) \cdot (1 + s \cdot C_{11} \cdot R_{11})}{s \cdot C_{12} \cdot (R_{111} + R_{11}) \cdot \left(1 + s \cdot C_{11} \cdot \frac{R_{11} \cdot R_{111}}{R_{11} + R_{111}}\right)}$$

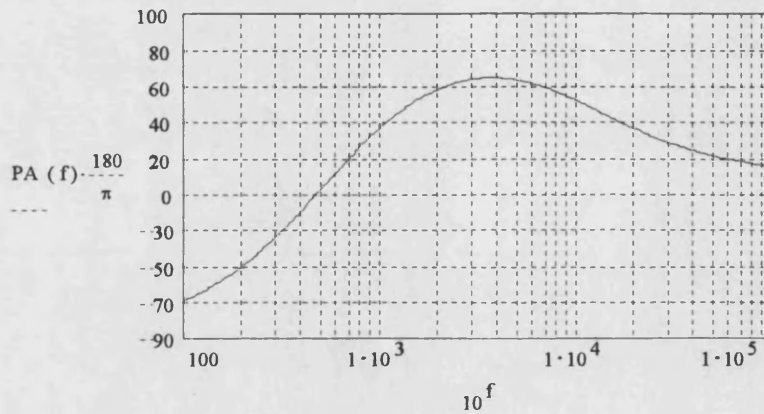
Módulo:

$$GA(f) = 20 \cdot \log \left(\left| A_{e1a}(i \cdot 2 \cdot \pi \cdot 10^f) \right| \right)$$



Fase:

$$PA(f) = \arg(Ae1a(i \cdot 2 \cdot \pi \cdot 10^f))$$



Polo adicional

$$flp2 = 27000$$

$$R14 = 3.9 \cdot 10^3$$

$$C13 = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot flp2 \cdot R14}$$

$$C13 = 1.5$$

$$C13 = 1.5 \cdot 10^{-9}$$

Ganancia del optoacoplador

$$Kop = 1.9$$

$$Ae1b(s) = \frac{Kop}{1 + s \cdot R14 \cdot C13}$$

Función completa de la compensación:

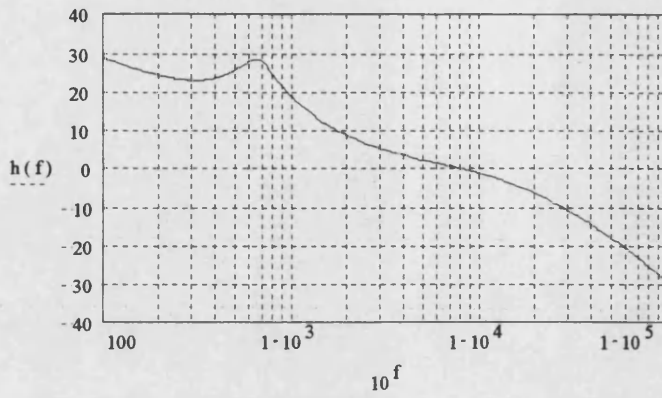
$$Ae1(s) = Ae1a(s) \cdot Ae1b(s)$$

Función de transferencia en lazo abierto Aol(s):

$$Aoll(s) = Fill(s) \cdot Vd1 \cdot M1 \cdot Ae1(s) \cdot K1$$

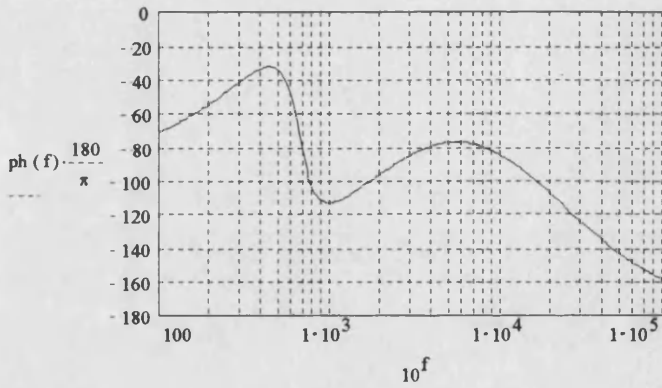
Módulo:

$$h(f) = 20 \cdot \log(Ao11(i \cdot 2 \cdot \pi \cdot 10^f))$$



Fase:

$$ph(f) = \arg(Ao11(i \cdot 2 \cdot \pi \cdot 10^f))$$

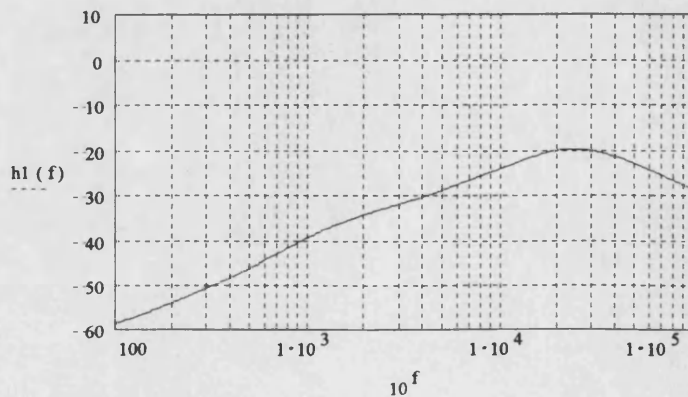


3.1.6.3. Cálculo de la función de Transferencia (d1/ig1), en lazo cerrado

$$d1ig1(s) = \frac{F1(s) \cdot M1 \cdot Ae1(s) \cdot K1}{1 + F1(s) \cdot T1(s) \cdot (1 + Vd1 \cdot M1 \cdot Ae1(s) \cdot K1)}$$

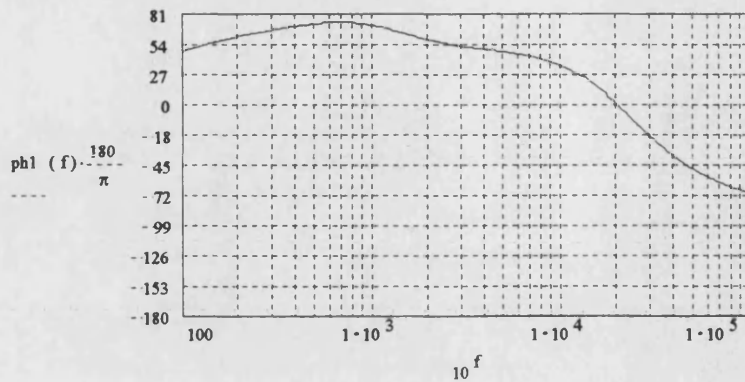
Módulo:

$$h1(f) = 20 \cdot \log(d1ig1(i \cdot 2 \cdot \pi \cdot 10^f))$$



Fase:

$$ph1(f) = \arg(d1ig1(i \cdot 2 \cdot \pi \cdot 10^f))$$



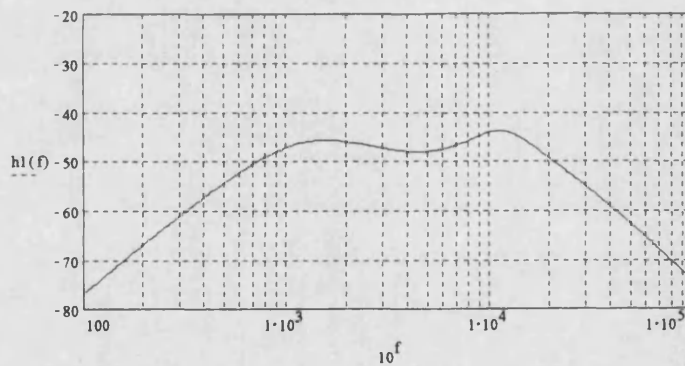
3.1.7. Calculo de la función de Transferencia (Vo2/ig1), en lazo cerrado

Función de transferencia Vo2/ig2 en lazo cerrado

$$Vo2ig1(s) = Vo2d1(s) \cdot d1ig1(s)$$

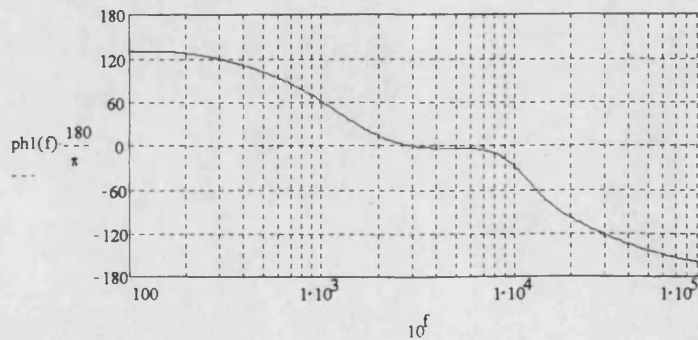
Módulo:

$$h1(f) = 20 \cdot \log(Vo2ig1(i \cdot 2 \cdot \pi \cdot 10^f))$$



Fase:

$$ph1(f) = \arg(Vo2ig1(i \cdot 2 \cdot \pi \cdot 10^f))$$



4. Anexo 4

4.1. Control del transformador auxiliar mediante una tensión PWM sin filtrar. Cálculo de las respuestas en frecuencia y audiosusceptibilidad

4.1.1. Parámetros de la salida Vo2

Condensador de salida C2:

$$C2 = 4700 \cdot 10^{-6}$$

$$Rc2 = 10 \cdot 10^{-3}$$

Inductor de salida L2:

$$L2 = 19 \cdot 10^{-6}$$

$$Rl2 = 10 \cdot 10^{-3}$$

Condiciones de la salida:

$$Vo2 = 3.3$$

$$R2 = 0.42$$

$$I_L = \frac{Vo2}{R2}$$

Relaciones transformación:

$$n = 11$$

$$n2 = \frac{11}{2}$$

$$D1 = 0.39$$

Condiciones de la entrada:

$$V = 50$$

$$Vs2 = V \cdot n2$$

$$Vd2 = Vs2 \cdot 0.65$$

Funciones del filtro de salida :

$$F2(s) = R2 \cdot \frac{(Rc2 \cdot C2 \cdot s + 1)}{(Rc2 + R2) \cdot C2 \cdot s + 1}$$

$$T2(s) = \frac{1}{L2 \cdot s + Rl2}$$

Filtro de salida :

$$Fi(s) = \frac{F2(s) \cdot T2(s)}{1 + F2(s) \cdot T2(s)}$$

4.1.2. Elementos y funciones del convertidor auxiliar

Transformador auxiliar:

$$N = 16$$

$$n_a := \frac{11}{6}$$

$$V_c = 22$$

Función de transferencia del modulador

$$M_2 := \frac{1}{7}$$

Red de muestreo de V_{o2}

$$K_2 = 1$$

$$W := V_c \cdot \left(\frac{1}{n_a \cdot N} + \frac{2}{11} \right) - \frac{V_c}{N}$$

Función de transferencia de control en lazo abierto sin compensación

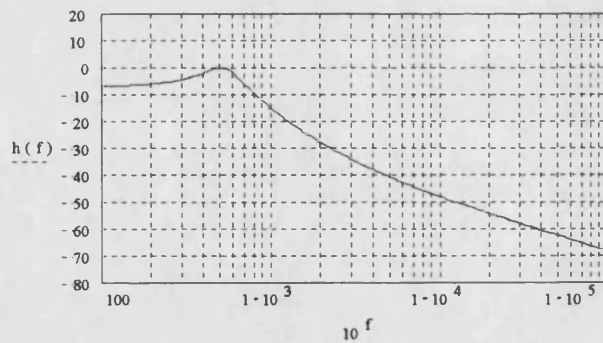
$$\text{Pow}(s) := \frac{F_2(s) \cdot T_2(s)}{1 + F_2(s) \cdot T_2(s)} \cdot M_2 \cdot \frac{V}{N}$$

Parámetros del cálculo

$$f = 2, 2.01 \dots 5$$

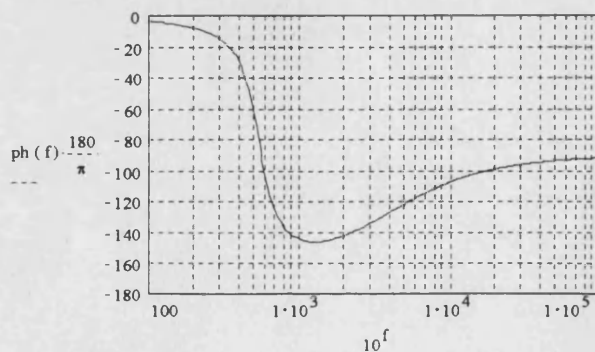
Módulo:

$$h(f) = 20 \cdot \log(\text{Pow}(i \cdot 2 \cdot \pi \cdot 10^f))$$



Fase:

$$\text{ph}(f) = \arg(\text{Pow}(i \cdot 2 \cdot \pi \cdot 10^f))$$



4.1.3. Diseño de la compensación

Ceros del compensador

$$f_{z1} = 700$$

$$f_{z2} = 600$$

Parámetros

$$R_{21} = 18 \cdot 10^3$$

$$R_{22} = 68 \cdot 10^3$$

Redondeos:

Cálculo de los condensadores

$$C_{21} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot R_{21} \cdot f_{z1}}$$

$$C_{21} = 1.263 \cdot 10^{-8}$$

$$C_{21} = 12 \cdot 10^{-9}$$

$$C_{22} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot R_{22} \cdot f_{z2}}$$

$$C_{22} = 3.901 \cdot 10^{-9}$$

$$C_{22} = 3.9 \cdot 10^{-9}$$

Polos del compensador

$$f_{p1} = 13000$$

$$f_{p1} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot C_{21} \cdot \frac{R_{21} \cdot R_{211}}{R_{21} + R_{211}}}$$

$$R_{211} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot C_{21} \cdot f_{p1}}$$

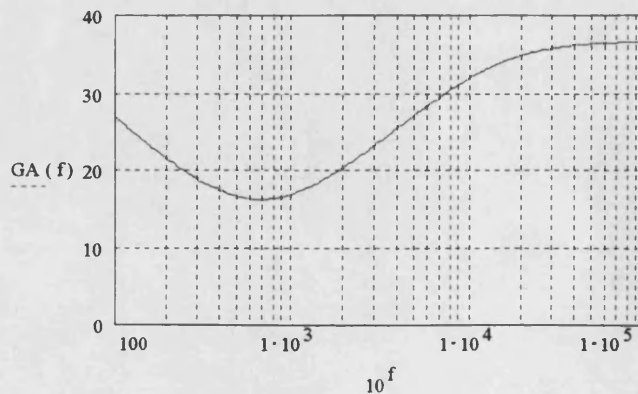
$$R_{211} = 1.02 \cdot 10^3$$

$$R_{211} = 1 \cdot 10^3$$

$$Ae_{2a}(s) = \frac{(1 + s \cdot R_{22} \cdot C_{22}) \cdot (1 + s \cdot C_{21} \cdot R_{21})}{s \cdot C_{22} \cdot (R_{211} + R_{21}) \cdot \left(1 + s \cdot C_{21} \cdot \frac{R_{21} \cdot R_{211}}{R_{21} + R_{211}}\right)}$$

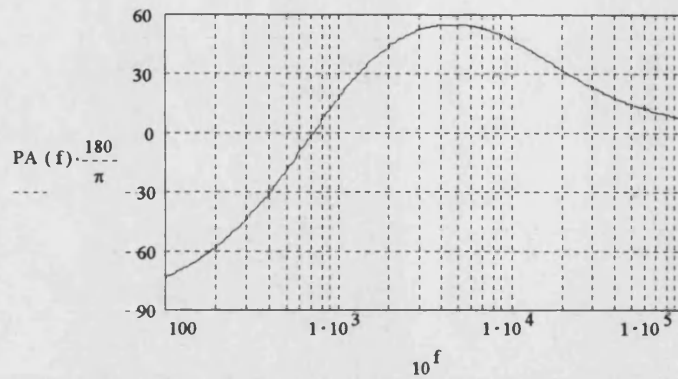
Módulo:

$$GA(f) = 20 \cdot \log \left(\left| Ae_{2a}(i \cdot 2 \cdot \pi \cdot 10^f) \right| \right)$$



Fase:

$$PA(f) = \arg(Ae_{2a}(i \cdot 2 \cdot \pi \cdot 10^f))$$



Polo adicional

$$f_{2p2} = 22000$$

$$R_{24} = 3.9 \cdot 10^3$$

$$C_{23} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot f_{2p2} \cdot R_{24}}$$

$$C_{23} = 1.855 \cdot 10^{-9}$$

$$C_{23} = 1.8 \cdot 10^{-9}$$

Ganancia del optoacoplador

$$K_{op} = 1.9$$

Ganancia adicional

$$R_{26} = 27 \cdot 10^3$$

$$R_{25} = 8.2 \cdot 10^3$$

$$A_{e2b}(s) = \left(1 + \frac{R_{26}}{R_{25}} \right) \frac{K_{op}}{1 + s \cdot R_{24} \cdot C_{23}}$$

Función completa de la compensación :

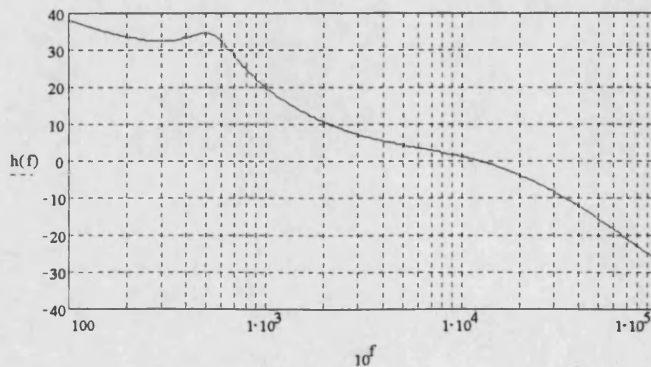
$$A_{e2}(s) = A_{e2a}(s) \cdot A_{e2b}(s)$$

Función de transferencia en lazo abierto Aol(s):

$$A_{ol}(s) = P_{ow}(s) \cdot A_{e2}(s)$$

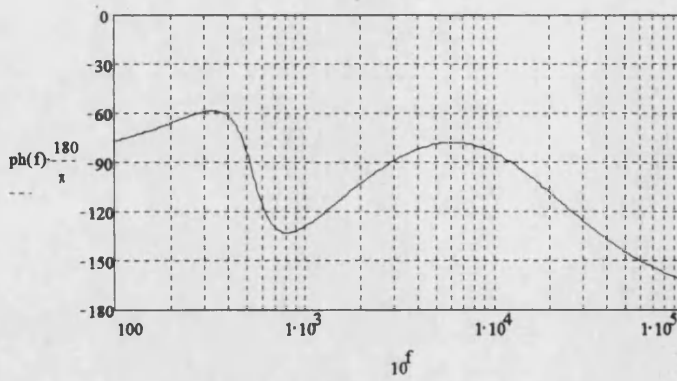
Módulo:

$$h(f) = 20 \cdot \log(A_{ol}(i \cdot 2 \cdot \pi \cdot 10^f))$$



Fase:

$$ph(f) = \arg(-A_{ol}(i \cdot 2 \cdot \pi \cdot 10^f)) - \pi$$



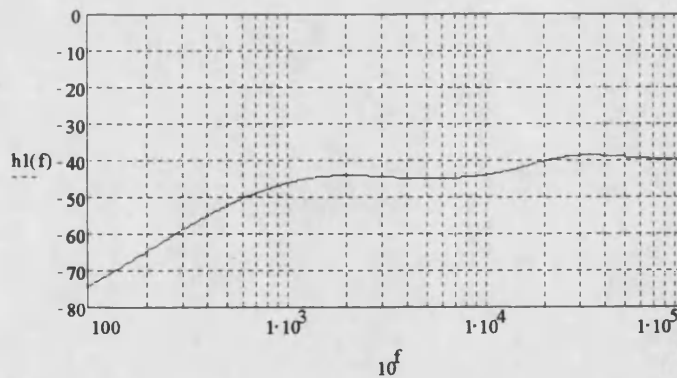
4.1.4. Cálculo de la impedancia de salida Z_2 en lazo cerrado.

Cálculo de la impedancia de salida Z_2 en lazo cerrado.

$$Vo2ig2(s) := \frac{F2(s)}{1 + F2(s) \cdot T2(s) \cdot \left(1 + \frac{M2 \cdot V \cdot K2 \cdot Ae2(s)}{N}\right)}$$

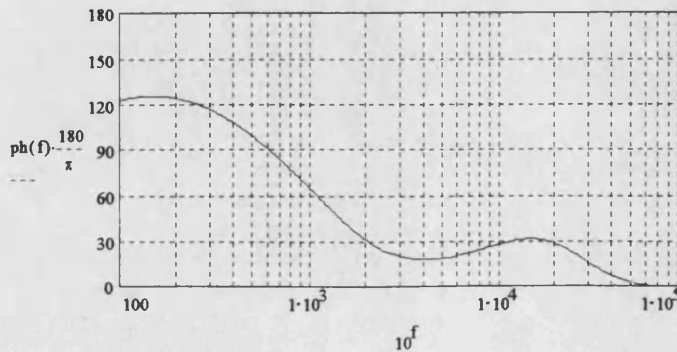
Módulo:

$$h1(f) = 20 \cdot \log(Vo2ig2(i \cdot 2 \cdot \pi \cdot 10^f))$$



Fase:

$$ph(f) = \arg(Vo2ig2(i \cdot 2 \cdot \pi \cdot 10^f))$$

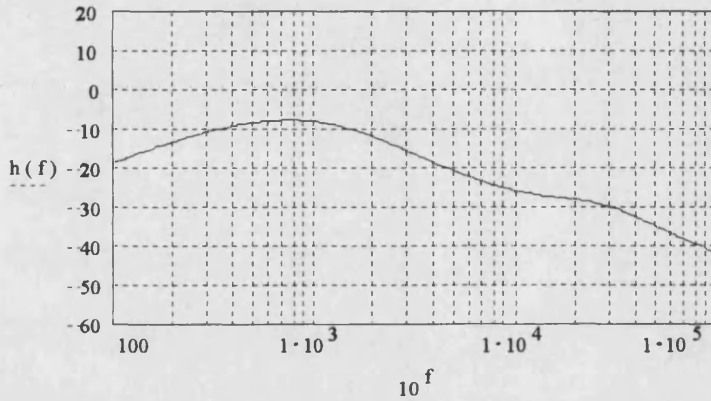


Calculo de la función de Transferencia ($Vo2/d1$) en lazo cerrado.

$$Vo2d1(s) = \frac{F2(s) \cdot T2(s) \cdot \left[V \cdot \left(\frac{1}{na \cdot N} + \frac{2}{11} \right) - \frac{Vc}{N} \right]}{1 + F2(s) \cdot T2(s) \cdot \left(1 + \frac{M2 \cdot V \cdot K2 \cdot Ae2(s)}{N} \right)}$$

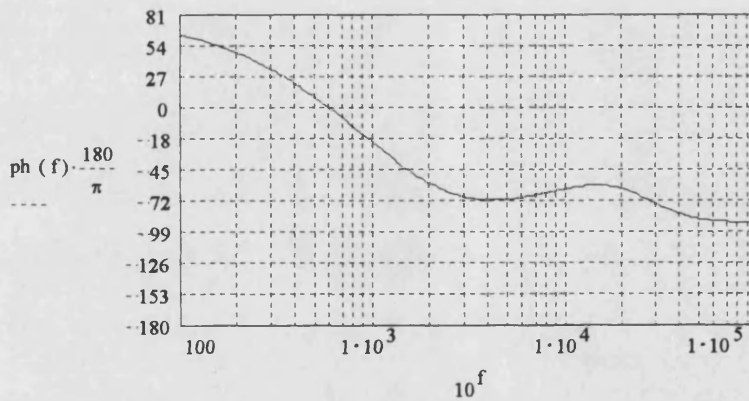
Módulo:

$$h(f) = 20 \cdot \log(Vo2d1(i \cdot 2 \cdot \pi \cdot 10^f))$$



Fase:

$$ph(f) = \arg(Vo2d1(i \cdot 2 \cdot \pi \cdot 10^f))$$



4.1.5. Estudio del lazo de control de la salida Vo1

4.1.5.1. Parámetros de la salida Vo1

Condensador de salida C1:

$$C1 = 2700 \cdot 10^{-6}$$

$$Rc1 = 18 \cdot 10^{-3}$$

Inductor de salida L2:

$$L1 = 21 \cdot 10^{-6}$$

$$Rl1 = 8 \cdot 10^{-3}$$

Condiciones de la salida:

$$V_{o1} = 5$$

$$R1 = 0.85$$

$$R2 = \frac{V_{o2}}{I_2}$$

Relaciones transformación:

$$n = 11$$

$$n1 = \frac{3}{11}$$

$$D1 = 0.39$$

Condiciones de la entrada:

$$V = 50$$

$$V_{s1} = V \cdot n1$$

$$V_{d1} = V_{s1} \cdot 0.6$$

$$T1(s) = \frac{1}{L1 \cdot s + R11}$$

Funciones del filtro de salida:

$$F1(s) = R1 \cdot \frac{(Rc1 \cdot C1 \cdot s + 1)}{(Rc1 + R1) \cdot C1 \cdot s + 1}$$

Filtro de salida:

$$Fil1(s) = \frac{F1(s) \cdot T1(s)}{1 + F1(s) \cdot T1(s)}$$

Función de transferencia del modulador

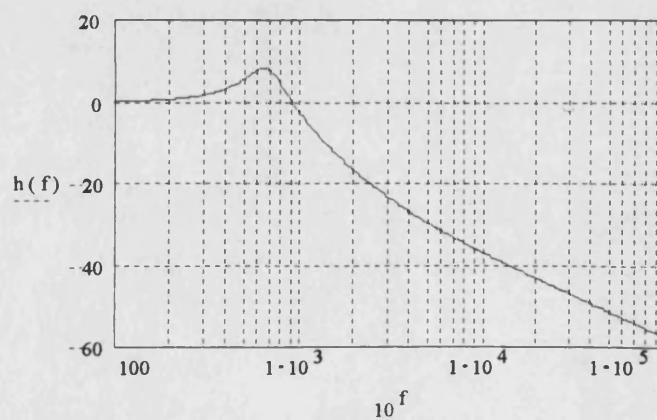
$$M1 = \frac{1}{7}$$

Red de muestreo de Vo2

$$K1 = 0.5$$

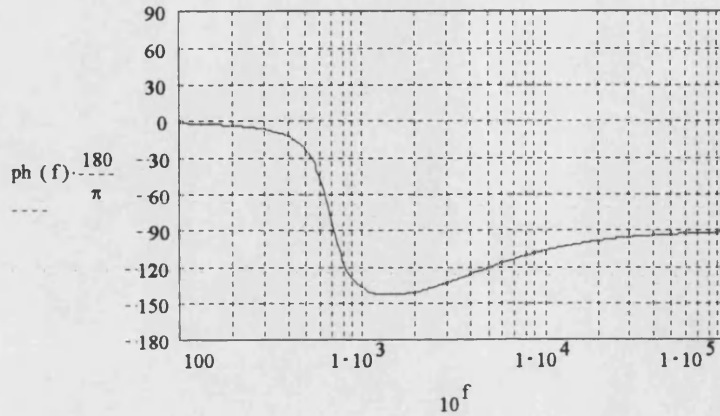
Respuesta en frecuencia del filtro de salida Fil(s)**Módulo:**

$$h(f) = 20 \cdot \log(Fil1(i \cdot 2 \cdot \pi \cdot 10^f))$$



Fase:

$$\text{ph}(f) := \arg(\text{Fill}(i \cdot 2 \cdot \pi \cdot 10^f))$$



4.1.5.2. Diseño del compensador

Ceros del compensador

$$f_{lz1} = 700$$

$$f_{lz2} = 450$$

Parámetros

$$R_{11} = 15 \cdot 10^3$$

$$R_{12} = 56 \cdot 10^3$$

Cálculo de los condensadores

$$C_{11} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot R_{11} \cdot f_{lz1}}$$

$$C_{11} = 1.5$$

$$C_{11} = 15 \cdot 10^{-9}$$

$$C_{12} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot R_{12} \cdot f_{lz2}}$$

$$C_{12} = 6.3$$

$$C_{12} = 6.8 \cdot 10^{-9}$$

Polos del compensador

$$f_{lp1} = 11000$$

$$f_{lp1} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot C_{11} \cdot \frac{R_{11} \cdot R_{11}}{R_{11} + R_{11}}}$$

$$R_{111} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot C_{11} \cdot f_{lp1}}$$

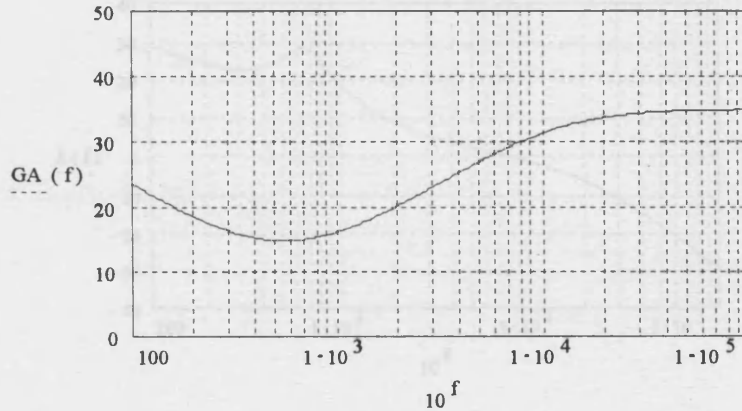
$$R_{111} = 964$$

$$R_{111} = 1 \cdot 10^3$$

$$A_{e1a}(s) = \frac{(1 + s \cdot R_{12} \cdot C_{12}) \cdot (1 + s \cdot C_{11} \cdot R_{11})}{s \cdot C_{12} \cdot (R_{111} + R_{11}) \cdot \left(1 + s \cdot C_{11} \cdot \frac{R_{11} \cdot R_{111}}{R_{11} + R_{111}}\right)}$$

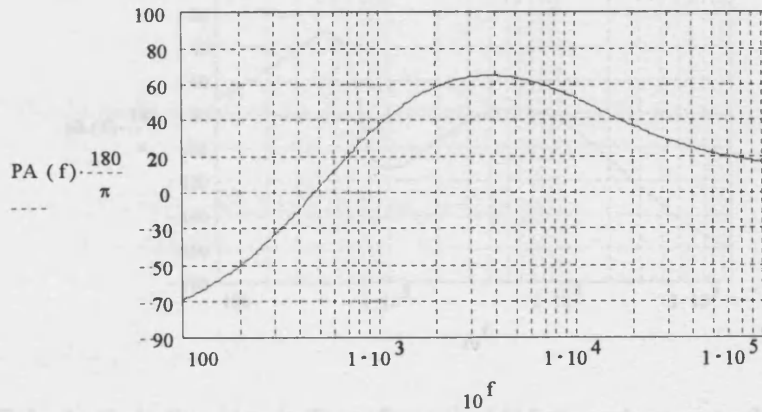
Módulo:

$$GA(f) = 20 \cdot \log(|A_{e1a}(i \cdot 2 \cdot \pi \cdot 10^f)|)$$



Fase:

$$PA(f) = \arg(A_{e1a}(i \cdot 2 \cdot \pi \cdot 10^f))$$



Polo adicional

$$f_{lp2} = 27000$$

$$R_{14} = 3.9 \cdot 10^3$$

$$C_{13} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot f_{lp2} \cdot R_{14}}$$

$$C_{13} = 1.5$$

$$C_{13} = 1.5 \cdot 10^{-9}$$

Ganancia del optoacoplador

$$K_{op} = 1.9$$

$$A_{e1b}(s) = \frac{K_{op}}{1 + s \cdot R_{14} \cdot C_{13}}$$

Función completa de la compensación:

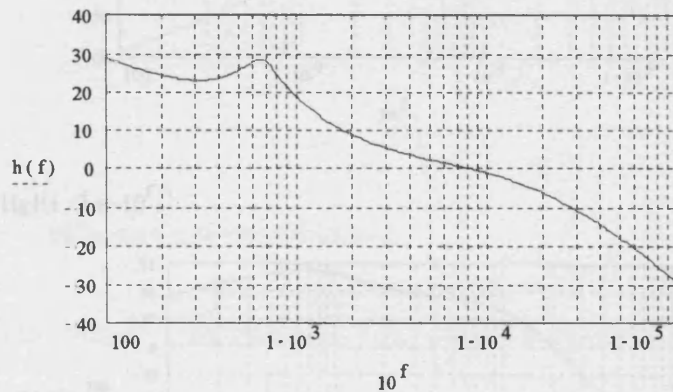
$$A_{e1}(s) = A_{e1a}(s) \cdot A_{e1b}(s)$$

Función de transferencia en lazo abierto Aol(s):

$$Aol(s) := F1(s) \cdot Vd1 \cdot M1 \cdot Ael(s) \cdot K1$$

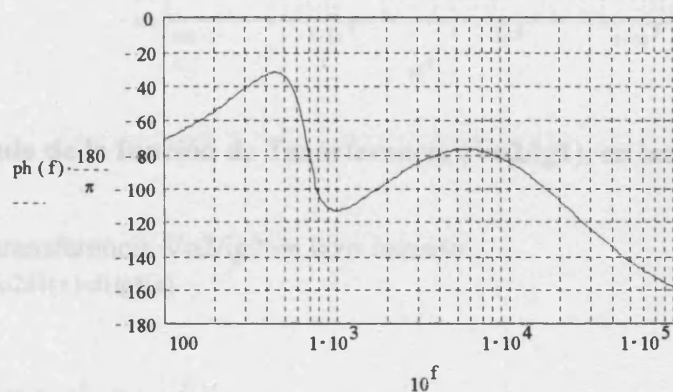
Módulo:

$$h(f) = 20 \cdot \log(Aol(i \cdot 2 \cdot \pi \cdot 10^f))$$



Fase:

$$ph(f) = \arg(Aol(i \cdot 2 \cdot \pi \cdot 10^f))$$

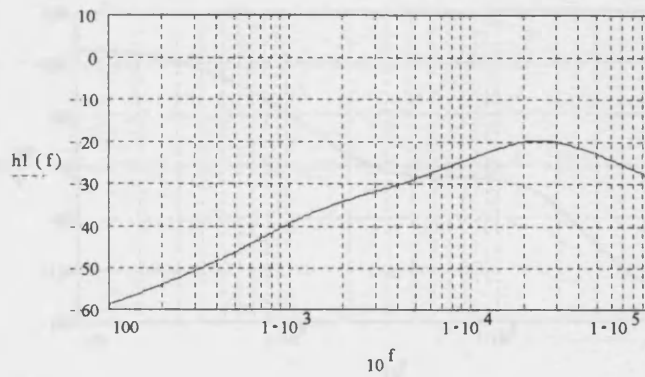


4.1.5.3. Cálculo de la función de Transferencia (dl/ig), en lazo cerrado

$$dlig(s) = \frac{F1(s) \cdot M1 \cdot Ael(s) \cdot K1}{1 + F1(s) \cdot T1(s) \cdot (1 + Vd1 \cdot M1 \cdot Ael(s) \cdot K1)}$$

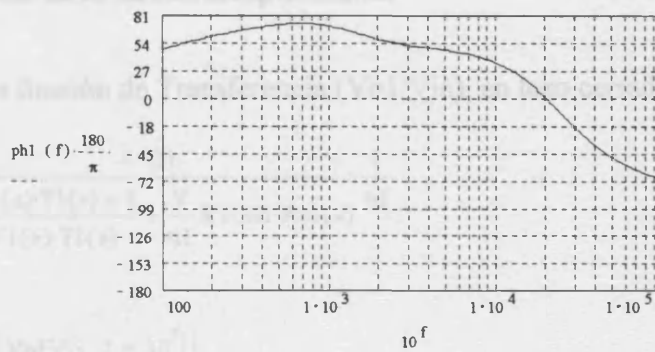
Módulo:

$$h1(f) = 20 \cdot \log(dlig(i \cdot 2 \cdot \pi \cdot 10^f))$$



Fase:

$$ph1(f) = \arg(d1ig1(i \cdot 2 \cdot \pi \cdot 10^f))$$



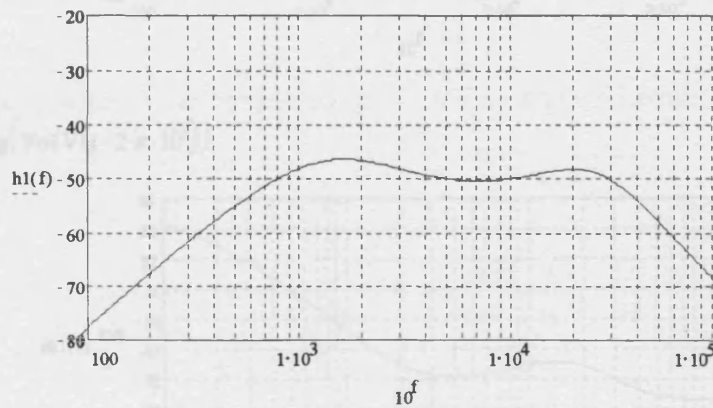
4.1.6. Cálculo de la función de Transferencia (Vo2/ig1), en lazo cerrado

Función de transferencia Vo2/ig2 en lazo cerrado

$$Vo2ig1(s) := Vo2d1(s) \cdot d1ig1(s)$$

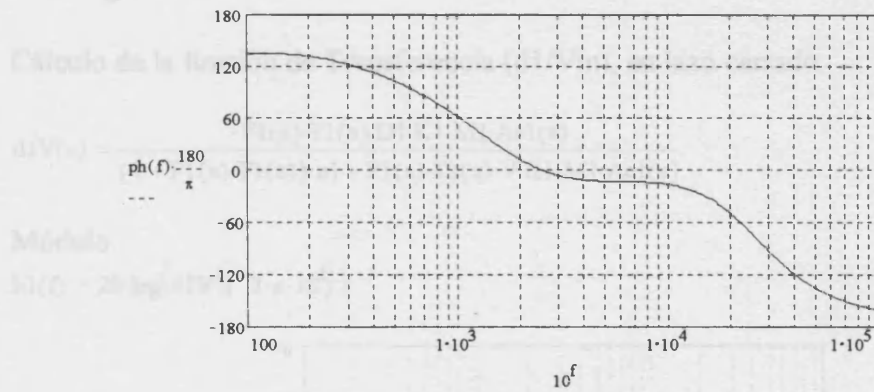
Módulo:

$$h1(f) := 20 \cdot \log(Vo2ig1(i \cdot 2 \cdot \pi \cdot 10^f))$$



Fase:

$$ph(f) := \arg(Vo2ig1(i \cdot 2 \cdot \pi \cdot 10^f))$$



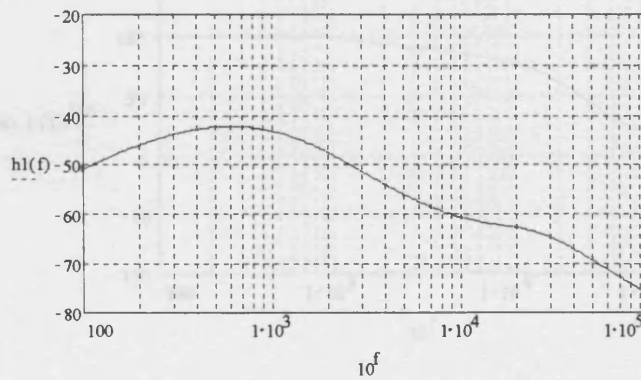
4.1.7. Cálculo de la audiosusceptibilidad.

Calculo de la función de Transferencia (V_{o1}/V_{in}), en lazo cerrado.

$$V_{o1}V(s) = \frac{D1}{F1(s) \cdot T1(s) + 1} + \frac{V}{nl} \cdot \frac{1}{K1 \cdot M1 \cdot Ael(s)}$$

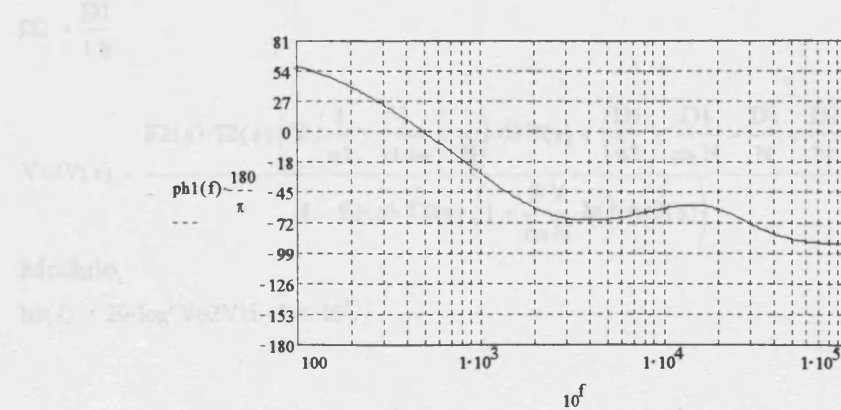
Módulo:

$$h1(f) = 20 \cdot \log |V_{o1}V(i \cdot 2 \cdot \pi \cdot 10^f)|$$



Fase:

$$ph1(f) = \arg(V_{o1}V(i \cdot 2 \cdot \pi \cdot 10^f))$$

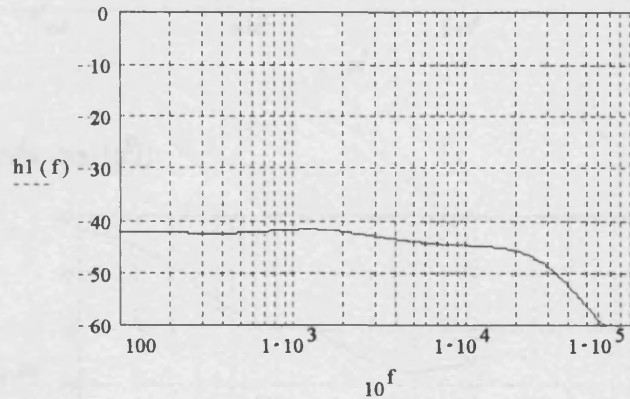


Cálculo de la función de Transferencia ($d1/Vin$), en lazo cerrado.

$$d1V(s) = \frac{-F1(s) \cdot T1(s) \cdot D1 \cdot K1 \cdot M1 \cdot Ae1(s)}{(1 + F1(s) \cdot T1(s)) \cdot n1 + F1(s) \cdot T1(s) \cdot V \cdot K1 \cdot M1 \cdot Ae1(s)}$$

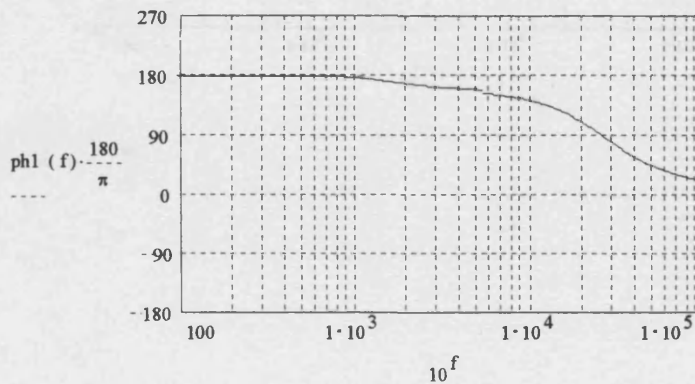
Módulo:

$$h1(f) = 20 \cdot \log(d1V(i \cdot 2 \cdot \pi \cdot 10^f))$$



Fase:

$$ph1(f) = \arg(d1V(i \cdot 2 \cdot \pi \cdot 10^f))$$



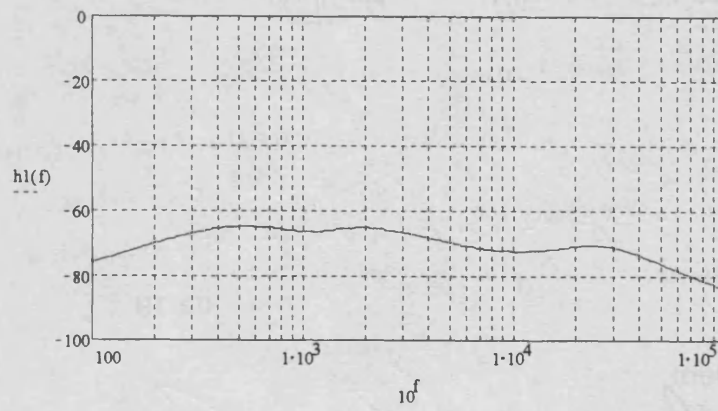
Calculo de la función de Transferencia ($Vo2/Vin$), en lazo cerrado.

$$D2 := \frac{D1}{1.8}$$

$$Vo2V(s) = \frac{F2(s) \cdot T2(s) \cdot \left[V \cdot \left(\frac{1}{n2} + \frac{1}{N \cdot na} - \frac{1}{N} \right) \cdot d1V(s) + \left(\frac{D1}{n2} + \frac{D1}{na \cdot N} - \frac{D1}{N} + \frac{D2}{N} \right) \right]}{1 + F2(s) \cdot T2(s) \cdot \left(1 + \frac{2 \cdot V}{na \cdot N} \cdot M2 \cdot Ae2(s) \right)}$$

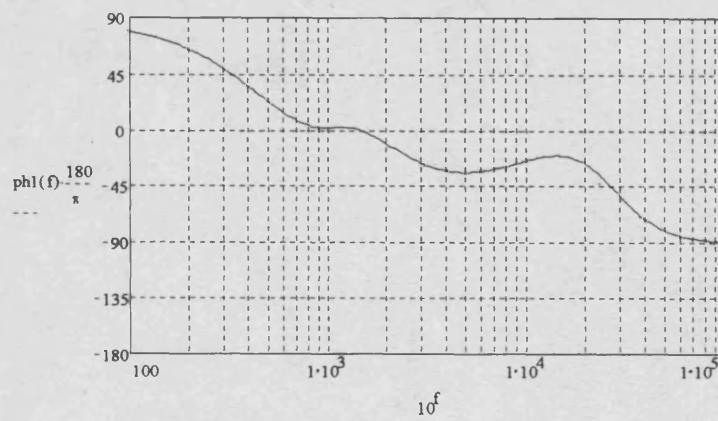
Módulo:

$$h1(f) = 20 \cdot \log(Vo2V(i \cdot 2 \cdot \pi \cdot 10^f))$$



Fase

$$\text{ph1}(f) = \arg(V_{o2V}(i \cdot 2 \cdot \pi \cdot 10^f))$$



UNIVERSITAT DE VALÈNCIA

FACULTAT DE CIÈNCIES FÍSQUES

Reunit el Tribunal que subscriu, en el dia de la data,
acordés d'atorgar, per unanimitat, a aquesta Tesi Doctoral
d'En/ Na/ N^a Agustín Ferreres Sabater
la qualificació d' SOBRESALIENTE CUM LAUDE

València a 8 d' Julio de 19 99.

El Secretari,

El President,



[Handwritten signatures]

