

DEPARTAMENT D'ENGINYERIA ELECTRONICA
UNIVERSITAT POLITECNICA DE CATALUNYA

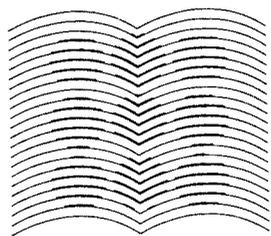
CONTRIBUCIÓN AL ANÁLISIS Y A LA MODELACIÓN DE CONVERTIDORES
CONTINUA-CONTINUA DE ORDEN ELEVADO. ESTRUCTURA BOOST CON
FILTRO DE SALIDA

Memoria presentada por Josep Font Teixidó
para acceder al grado de Doctor Ingeniero
de Telecomunicación.

Director:
Dr. Luis Martínez Salamero

Manresa, junio de 1993

UNIVERSITAT
POLITÈCNICA
DE CATALUNYA



BIBLIOTECA
EX-LIBRIS

A Teresa, la meva dona
Als meus fills Guillem i Jordi
Als meus pares
A les meves germanes
A la resta de la meva família

UNIVERSITAT POLITÈCNICA DE CATALUNYA
ADJUNT A L'Ó D'ASSUMPTE ACADÈMIC

Aquesta Tesi ha estat enregistrada
a la pàgina 52 amb el número 490

Barcelona, 8 Novembre 1993

L'ENCARREGAT DEL REGISTRE,

Angelina

Secció de Recerca i Tercer Cicle
UPC

Gracias a todos quienes me han facilitado la realización de este trabajo, por su ayuda y su paciencia .

En especial a Luis, mi Director y a mis compañeros Luis, Francesc, Joan, Alberto y Antonio.

Sin vuestra ayuda me habría costado mucho más.

A Carles, LLucia, Julia y Maite, que han logrado descifrar el manuscrito, y que han colaborado en transformarlo en este documento.

11

Este trabajo se ha realizado dentro de la Comisión Asesora
del MEC

"Nuevas estructuras de control en convertidores de
potencia. Estudio comparativo. Aplicaciones a la
alimentación de cargas críticas para tecnologías del
espacio y las comunicaciones"

Ref: TC 1028

INDICE

1.-	INTRODUCCION	I-1
2.-	SINTESIS DEL CONVERTIDOR BOOST CON FILTRO DE SALIDA. ANALISIS EN REGIMEN ESTACIONARIO	
2.1.-	INTRODUCCIÓN	II-1
2.2.-	SÍNTESIS DE CONVERTIDOR BOOST CON FILTRO DE SALIDA	II-1
2.3.-	DESCRIPCIÓN CUALITATIVA DEL FUNCIONAMIENTO DE LA CÉLULA BOOST CON FILTRO DE SALIDA	II-7
2.4.-	ANÁLISIS TEMPORAL DEL CONVERTIDOR BOOST DE SALIDA, EN RÉGIMEN ESTACIONARIO .	II-12
2.5.-	ANÁLISIS DEL CONVERTIDOR BOOST CON FILTRO DE SALIDA EN RÉGIMEN ESTACIONARIO MEDIANTE ESPACIO DE ESTADO	II-30
2.6.-	CONVERTIDOR BOOST CON FILTRO DE SALIDA BIDIRECCIONAL	II-40

**3.- ANÁLISIS Y MODELACIÓN DEL CONVERTIDOR BOOST CON
FILTRO DE SALIDA, EN PEQUEÑA SEÑAL**

3.1.-	INTRODUCCIÓN	III-1
3.2.-	PROMEDIACIÓN EN EL ESPACIO DE ESTADO. RESUMEN	III-1
3.3.-	MODELO PROMEDIADO DEL CONVERTIDOR BOOST CON FILTRO DE SALIDA	III-5
3.4.-	FUNCIONES DE TRANSFERENCIA	III-13
3.5.-	SEPARABILIDAD DE POLOS	III-17
3.6.-	CONVERTIDOR EXPERIMENTAL REALIZADO	III-30

**4.- CONTROL DEL CONVERTIDOR BOOST CON FILTRO DE SALIDA
MEDIANTE REALIMENTACION DE TENSION**

4.1.-	INTRODUCCIÓN	IV-1
4.2.-	MODELO DE UN GENERADOR PWM	IV-1

4.3.-	DIAGRAMA DE BLOQUES DEL CONVERTIDOR BOOST CON LAZO DE TENSIÓN	IV-4
4.4.-	CONVERTIDOR CON LAZO DE TENSIÓN REALIZADO	IV-7
4.5.-	IMPEDANCIA DE SALIDA DEL CONVERTIDOR BOOST CON FILTRO DE SALIDA, EN LAZO CERRADO DE TENSIÓN	IV-19
4.6.-	FUNCIÓN DE TRANSFERENCIA $V_o(S)/V_G(S)$ EN LAZO CERRADO	IV-34
5.-	CONVERTIDOR BOOST CON FILTRO DE SALIDA CON LAZO DE CONTROL EN MODO CORRIENTE. CONTROL DE CORRIENTE MAXIMA. ANALISIS EN LAZO ABIERTO	
5.1.-	INTRODUCCIÓN	V-1
5.2.-	MODELO DE CONTROLADOR EN MODO CORRIENTE	V-3
5.3.-	LAZO DE CONTROL EN MODO CORRIENTE MÁXIMA, EN EL CONVERTIDOR BOOST CON FILTRO DE SALIDA	V-6

5.3.1.-	ANÁLISIS DEL CONVERTIDOR BOOST CON FILTRO DE SALIDA CON CONTROL EN MODO CORRIENTE MÁXIMO. RÉGIMEN ESTACIONARIO	V-9
5.3.2.-	ANÁLISIS DEL CONVERTIDOR BOOST CON FILTRO DE SALIDA CON CONTROL EN MODO CORRIENTE MÁXIMA. RÉGIMEN DE PEQUEÑA SEÑAL	V-11
5.4.-	REALIZACIÓN EXPERIMENTAL DEL CONTROL EN MODO CORRIENTE MÁXIMA, PARA EL CONVERTIDOR BOOST CON FILTRO DE SALIDA	V-22
6.-	CONVERTIDOR BOOST CON FILTRO DE SALIDA CON LAZO DE CONTROL EN MODO CORRIENTE MEDIA. ANALISIS EN LAZO ABIERTO	
6.1.-	INTRODUCCIÓN	VI-1
6.2.-	CONTROL DE CORRIENTE MEDIA, MEDIANTE LA PREDICCIÓN DEL VALOR MEDIO. (FUNCIÓN FICTÍCIA)	VI-1

6.3 - CONTROL NO PREDICTIVO DE CORRIENTE MEDIA
..... VI-15

7.- MODELADO EN GRAN SEÑAL DEL CONVERTIDOR BOOST CON
FILTRO DE SALIDA.

7.1 - INTRODUCCION VII-1

7.2 - FORMULACION CONTINUA NO LINEAL PARA
CONVERTIDORES DC-DC. RESUMEN. . . VII-1

7.3 - FORMULACION CONTINUA NO LINEAL PARA EL
CONVERTIDOR BOOST CON FILTRO DE SALIDA.
LAZO ABIERTO. VII-8

7.4 - FORMULACION CONTINUA NO LINEAL PARA EL
CONVERTIDOR BOOST CON FILTRO DE SALIDA EN
LAZO CERRADO DE TENSION PWM. . . . VII-24

8).- CONTROL NO LINEAL DEL CONVERTIDOR BOOST CON FILTRO DE
SALIDA

8.1 - INTRODUCCIÓN VIII-1

8.2 -	MODELO DEL CONVERTIDOR	VIII-1
8.3 -	REALIMENTACIÓN NO LINEAL	VIII-4
8.3.1 -	CONTROL A TRAVÉS DE I_{L1}	VIII-6
8.3.2 -	CONTROL A TRAVÉS DE V_{C1}	VIII-16
9.-	CONCLUSIONES	IX-1
10.-	BIBLIOGRAFÍA	X-1

1. - INTRODUCCION

La búsqueda de nuevas estructuras de conversión continua-continua (cc-cc), está condicionada por el compromiso existente entre simplicidad y prestaciones de las topologías resultantes.

En este sentido, existe un límite práctico localizado en las estructuras de orden cuatro, también conocidas como de orden elevado, cuyos elementos más significativos son los convertidores de Čuk y Sepic. A causa de sus significativas propiedades, el convertidor de Čuk o de topología óptima, ha sido utilizado profusamente en los últimos años habiéndose dedicado un considerable número de trabajos de investigación a la modelación, análisis y aplicaciones de dicha estructura [3]-[23].

Desarrollado originalmente para convertidores de alta tensión de salida, el convertidor Sepic [24] presenta varias propiedades de interés. En particular, su modificación como convertidor de múltiples salidas es inherente a su propia topología con transformador y por tanto es más simple que la del convertidor de Čuk, ya que requiere solamente un devanado, un diodo y un condensador por cada salida adicional. El seguimiento de las salidas

es similar al de una célula reductora-elevadora ("buck-boost"), siendo ésta una de las principales razones de su amplia utilización hoy en día [25]. Sin embargo, el nivel de interferencia electromagnética (EMI) producido por el convertidor Sepic es mayor que la producida por el convertidor de Čuk, debido a la naturaleza discontinua de la corriente de salida.

En un convertidor cc-cc el nivel de EMI está estrechamente ligado a la naturaleza y al nivel de rizado de las corrientes de entrada y de salida. En este sentido, las ventajas del convertidor de Čuk frente a los convertidores elementales y al propio convertidor Sepic son evidentes ya que la presencia en serie de dos inductores en el camino de las corrientes de entrada y salida respectivamente obliga a que dichas corrientes no presenten discontinuidades. El rizado triangular de salida (o de entrada) puede hacerse nulo si se acoplan magnéticamente tales inductores con la condición $n=k$ (ó $n=1/k$) donde n representa la relación entre espiras del primario y del secundario y k es el coeficiente de acoplamiento magnético [15]. Si se cumple la condición $n=k$, no solamente disminuye el nivel de EMI por ausencia del rizado de salida, sino que también puede mejorarse notablemente la respuesta dinámica del convertidor. Ello se debe a que el condensador de salida es, en estas condiciones, un elemento redundante que

puede eliminarse, mejorando así notablemente el ancho de banda del sistema en lazo abierto [16] [17].

Desde el punto de vista de diseño interesa reducir el orden del sistema de modo que su nivel de rizado siga siendo el propio de un convertidor de orden elevado, pero que a efectos dinámicos se comporte como un convertidor elemental. Esto solo se puede conseguir en el convertidor de Čuk con acoplamiento magnético si a la condición $n=k$ se le exige además $k=1$, es decir acoplamiento magnético perfecto [18] [19]. De esta forma la restricción de diseño $n=k=1$ permite conjugar un bajo nivel de EMI, propio de un convertidor de orden elevado, con un comportamiento dinámico característico de una estructura de 2° orden.

La obtención de la condición $n=k=1$ es el resultado de un proceso de aproximación tedioso y complejo en el que el ajuste del entrehierro requiere en muchas ocasiones una notable pericia por parte del diseñador. La investigación sobre estructuras de rizado nulo de salida no se ha detenido en el convertidor de Čuk con acoplamiento magnético y $n=k$, sino que ha suscitado propuestas alternativas en los últimos años como la de Capel-Spruyt-Weinberg-O'Sullivan-Marpinard [33], al mismo tiempo que ha reabierto el interés por la síntesis de estructuras a partir del análisis del grafo del convertidor [34] [35].

Así, en el capítulo de generación sistemática de topologías cabe destacar el trabajo de M. Valentin que propone un algoritmo de síntesis a partir de la clasificación de las variables de estado del convertidor en variables de almacenamiento o variables de filtrado [1] [2]. Dicho algoritmo explica la existencia de las diferentes estructuras convertidoras conocidas, que habían sido derivadas previamente por procedimientos heurísticos y abre la vía a la génesis de nuevas estructuras en los dominios de conversión tensión-tensión, corriente-corriente, corriente-tensión y tensión-corriente.

La aplicación de este método de síntesis a los convertidores tensión-tensión o corriente-corriente de orden cuatro sin aislamiento ilustra la afirmación anterior ya que se obtienen tres estructuras, una de las cuales es el convertidor de Čuk, otra un convertidor reductor ("buck") con filtro de entrada y otra un convertidor elevador ("boost") con filtro de salida.

Conocidas las propiedades del convertidor de Čuk y de sus modificaciones, analizados los problemas de estabilidad a los que da origen la inserción de un filtro de entrada en un convertidor [36], queda abierto a la investigación el análisis del convertidor "boost" con filtro de salida. El interés que suscita el análisis de dicha estructura

radica en la posibilidad de obtener una tensión superior a la de entrada, de rizado nulo y con el menor número de componentes.

El presente trabajo de investigación se inscribe dentro de los campos de la modelación y del control de convertidores.

La tesis doctoral generada en torno al mismo pretende analizar las posibilidades de utilización del convertidor "boost" con filtro de salida. Se hará necesario en primer lugar, estudiar el comportamiento de dicha estructura en régimen estacionario, para determinar en caso de comportamiento unidireccional las condiciones que determinan la existencia de los modos de conducción continua y discontinua [37]. Este análisis deberá conducir al diseño paramétrico del convertidor con objeto de sistematizar el proceso de elección de componentes.

Una vez efectuado el análisis en régimen estacionario deberá abordarse el estudio dinámico del convertidor. La principal dificultad en el análisis dinámico de los reguladores conmutados tiene su origen en la naturaleza no lineal del convertidor. Para resolver este problema se han propuesto a lo largo de las dos últimas décadas diferentes técnicas de linealización que han conducido al establecimiento de modelos discretos o continuos del

convertidor. Así, linealizada la planta queda abierto el camino a la utilización de diferentes estrategias de control lineal, que tienen en la técnica de modulación PWM con un solo lazo de realimentación su representante más significativo. La utilización generalizada de esta alternativa radica en el conocimiento ampliamente extendido de los principios básicos de los sistemas lineales continuos realimentados (criterios de estabilidad de Bode, de Nyquist, redes correctoras, etc.), así como la fácil determinación experimental de su margen de validez mediante medida de su correspondiente función descriptiva. Sin embargo, los límites de validez de las técnicas no lineales vienen determinadas por el margen de validez del modelo linealizado del convertidor, situado dentro de un pequeño entorno del punto de trabajo en régimen estacionario. De esta forma, el análisis se hace difícil más allá de dicho entorno, cuando se requiere un comportamiento de gran señal. Este caso es particularmente importante tanto en el diseño de un servosistema que utilice un convertidor conmutado con entrada de referencia variable [38] [39], como en el análisis de un convertidor convencional sometido a perturbaciones de carga [40]. El análisis es asimismo complejo en el caso de conducción discontinua, en el que el instante en que la corriente del conmutador se hace cero depende del estado del convertidor y no de su ciclo de trabajo. Además, la existencia de alinealidades

adicionales, no relacionadas con las variables de control sino con las variables de estado del convertidor, dificulta notablemente el diseño de un lazo de realimentación para funcionamiento en gran señal.

El análisis dinámico deberá establecer en nuestro caso las posibilidades de los modelos lineales que puedan obtenerse a partir de la utilización de técnicas de promediación de base matricial [41] o de base circuital [42]. Puede esperarse que, al tratarse de un convertidor de orden cuatro, el análisis dinámico lineal sea bastante complejo a pesar de la simplicidad topológica del convertidor.

Deberá estudiarse por tanto, si para vencer esta dificultad es necesaria la separabilidad de los polos, y si ésta implica la utilización de un elemento de transferencia energética de valor elevado.

Con objeto de evitar el modo de conducción discontinua y al mismo tiempo permitir la existencia de bajos niveles de carga, deberán introducirse conmutadores bidireccionales y construirse posteriormente con el menor número posible de componentes. La transformación de las células convertidoras canónicas y del convertidor de Čuk con acoplamiento magnético y $n=k=1$ en estructuras bidireccionales extiende las posibilidades dinámicas de

estos convertidores ya que la constante de tiempo del filtro de salida se ve fuertemente afectada por la red de entrada de baja impedancia [1] [60] [61] [62]. Una vez transformado el convertidor en célula bidireccional, se obtendrá experimentalmente la función de transferencia salida-control y se contrastará con la prevista teóricamente mediante el modelo lineal. En este punto conviene establecer la dependencia del ancho de banda del convertidor respecto los parámetros del mismo y determinar si la función de transferencia presenta un comportamiento de fase no mínimo. Este último aspecto ofrece un interés especial ya que condiciona la estrategia de control a utilizar. Si, como cabe esperar, la función de transferencia salida-control presenta ceros en el semiplano derecho, por tratarse de un convertidor derivado de la célula "boost", el control del mismo mediante un lazo de realimentación de tensión puede ofrecer problemas de estabilidad. En este caso deberá investigarse si el compromiso estabilidad-ancho de banda permite alcanzar un ancho de banda en lazo cerrado mayor o igual a 400Hz, lo que permitiría su utilización en el diseño de moduladores para aplicaciones terrestres (50 o 60 Hz) o aeronáuticas (400 Hz).

El análisis dinámico anterior puede servir de prólogo para introducir un control lineal multilazo que amplie las

prestaciones dinámicas del control de un solo lazo de tensión. En el desarrollo de estrategias de control lineal multilazo para reguladores conmutados, la técnica de control en modo corriente constituye hoy en día la mejor alternativa a los métodos de control utilizados hasta el momento [43] [44] [45]. El control en modo de corriente es uno de los métodos de control de dos lazos en los que un lazo interno proporciona un control período a período de la corriente del inductor o de la corriente del conmutador y un lazo externo se encarga de la regulación de tensión. La señal de error que se origina en el amplificador de error del lazo externo constituye la señal de referencia para el lazo interno de alta velocidad. Así, el inductor del convertidor de potencia es extraído de forma efectiva del lazo de regulación, puesto que la corriente del inductor responde a las variaciones de la señal de referencia en un ciclo de funcionamiento. El inductor puede reemplazarse mediante una fuente de corriente controlada, lo que a su vez reduce el número de elementos almacenadores de energía del sistema. Las ventajas de esta solución son las siguientes: Función de transferencia de un solo polo para el lazo abierto de regulación de tensión; limitación instantánea de corriente; facilidad de conexión en paralelo de reguladores (controlando los moduladores de corriente de las etapas de potencia conectadas en paralelo mediante una señal común

de control) y posibilidad de prealimentación ("feedforward") de la corriente de salida y de la tensión de entrada [46].

Aunque existen diferentes estrategias de control en modo de corriente, es la técnica denominada MC^2 ("Charge-controlled modulator") [47] [48] [49] [50], basada en el seguimiento del valor máximo de la corriente del conmutador, la más utilizada en la actualidad al existir diferentes realizaciones integradas de la misma. Por consiguiente, se tratará de diseñar un regulador "boost- MC^2 " con filtro de salida y observar la mejora dinámica que se consigue respecto a la técnica PWM con lazo de tensión.

Asimismo, deberán contrastarse las prestaciones de un control MC^2 con un nuevo tipo de control de corriente [51] [52] basado en el seguimiento del valor medio de la corriente del conmutador.

Llegados a este punto será necesario establecer un modelo en gran señal que sirva para diseñar la estrategia de control no lineal más adecuada. Los modelos de gran señal desarrollados hasta el momento corresponden a convertidores elementales [53] [54] [55] [56] con la excepción reciente de la modelación en lazo abierto del convertidor Sepic [57]. Con el desarrollo de un modelo de gran señal para el

convertidor "boost" con filtro de salida, podría extenderse al lazo cerrado la técnica de modelado utilizada en el convertidor Sepic. Se desarrollará por tanto un modelo continuo no lineal que puede simularse mediante programas de propósito general como el ACSL [55] [56] [57]. La formulación continua correspondiente a este modelo se extiende al camino de realimentación permitiendo la inserción de estrategias de control no lineales [59].

En este sentido, cabe destacar la técnica de control de gran señal desarrollada por M. Valentin [1] [60], que ha proporcionado excelentes prestaciones tanto en los convertidores de 2 orden [1] [19] [60] como en el convertidor de Čuk [64], y que constituye el primer intento de aproximación sistemática al control no lineal de convertidores. Este tipo de control compensa la no linealidad del convertidor con una ley de control a su vez no lineal, que ocasiona que algunas de las ecuaciones diferenciales en lazo cerrado sean lineales. Como resultado, la señal de salida sigue proporcionalmente a la tensión variable de referencia obteniéndose señales de potencia de tipo sinusoidal, triangular, cuadrangular, etc., lo que desemboca de forma natural en la realización de amplificadores de potencia de alto rendimiento o de onduladores sinusoidales de altas prestaciones. Esta última aplicación tiene un interés inmediato en la variación de velocidad de máquinas eléctricas, en las que la complejidad

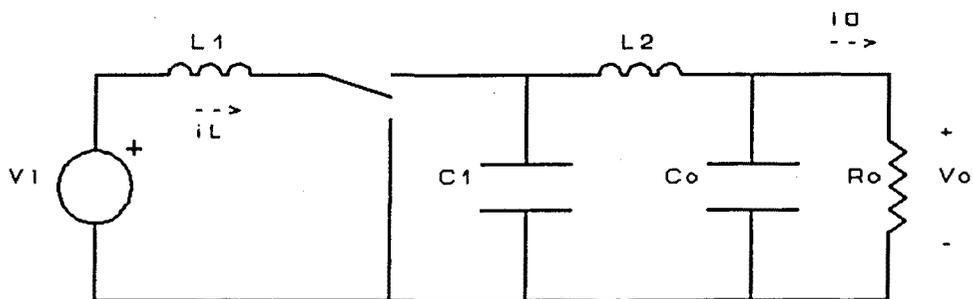
y el coste del sistema global pueden estar concentrados en el circuito de control, es decir, en un microcircuito. La realización práctica de esta ley de control se lleva a cabo con un divisor analógico, amplificadores operacionales de tipo standard y un modulador de anchura de pulsos, lo que a efectos de laboratorio, implica un proceso de ajuste tedioso y complejo. Simplificar parte de los circuitos de control por un sistema digital equivalente en forma de memorias programadas, con objeto de evitar los problemas de saturación inherentes al ajuste del divisor, constituye la continuación natural de la tesis doctoral.

2. - SINTESIS DEL CONVERTIDOR BOOST CON
FILTRO DE SALIDA. ANALISIS EN REGIMEN
ESTACIONARIO

2.1 - INTRODUCCION

2.2 - SINTESIS DEL CONVERTIDOR BOOST CON
FILTRO DE SALIDA

El convertidor boost con filtro de salida, es un convertidor de cuarto orden, sin acoplamiento magnético, derivado de la célula boost básica, cuyo esquema se muestra a continuación en Fig. [2.1].



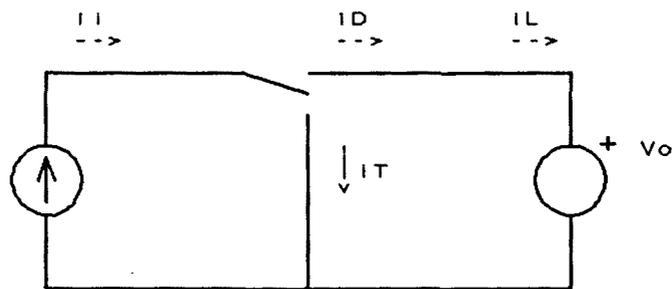
Convertidor Boost con filtro de salida. Esquema básico

Fig.[2.1]

En este apartado se justifica el interés de una célula

boost de orden elevado, indicando un procedimiento sistemático de síntesis de una célula de orden n a partir de una de orden $(n-1)$.

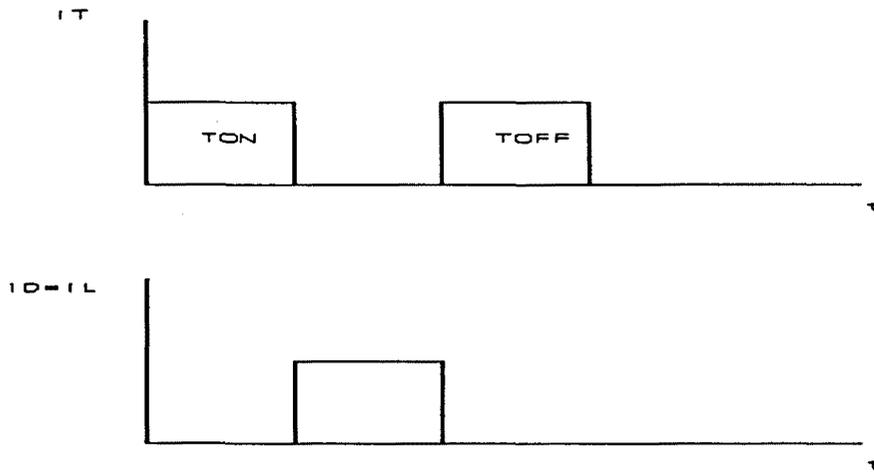
Supongamos la célula básica boost de orden cero, ilustrada en Fig. [2.2]



Célula Boost de orden cero

Fig. [2.2]

En Fig. [2.3] se representan las corrientes i_T , $i_D = i_L$ en función de t , poniéndose en evidencia su carácter abrupto y discontinuo, que implica un nivel de EMI muy elevado



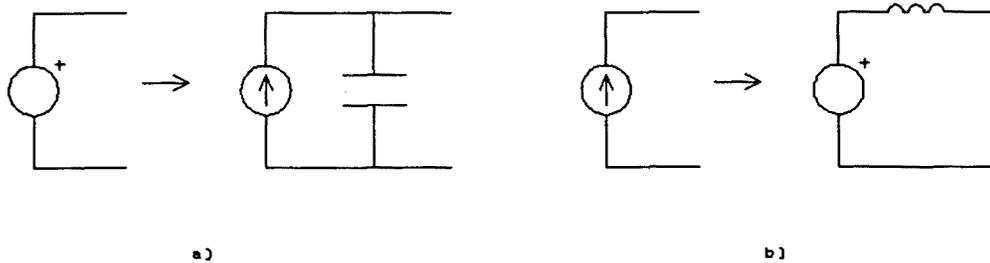
Corrientes en el conmutador de la célula Boost de orden cero

Fig. [2.3]

Al introducir elementos reactivos en la célula básica y células derivadas, se pueden suavizar las corrientes, antes mencionadas especialmente i_L , se utiliza un método de síntesis (Ref.) que consiste en la sustitución de generadores mediante la siguiente regla:

- a) Generador de tensión -----> Generador de corriente en paralelo a un condensador
- b) Generador de corriente -----> Generador de tensión en serie a un inductor.

Se puede ilustrar este procedimiento de la siguiente forma:

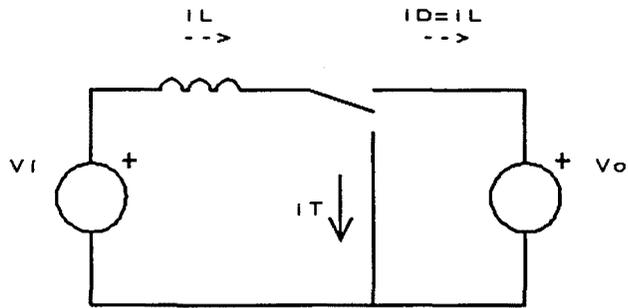


Método de síntesis. Aumento del orden de una célula convertidora.

Fig. [2.4]

Aplicando el método a la célula boost de orden cero, substituyendo el generador de corriente de entrada, se introduce en dicha célula un elemento almacenador de energía, que permite la interconexión de dos generadores de tensión.

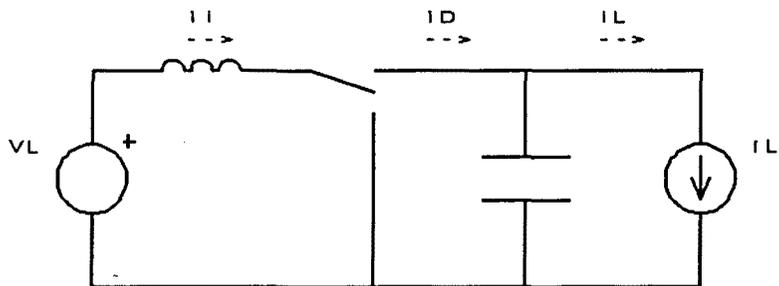
Se puede observar esta nueva célula de orden 1 en la siguiente Fig. [2.5].



Célula Boost de orden 1

Fig. [2.5]

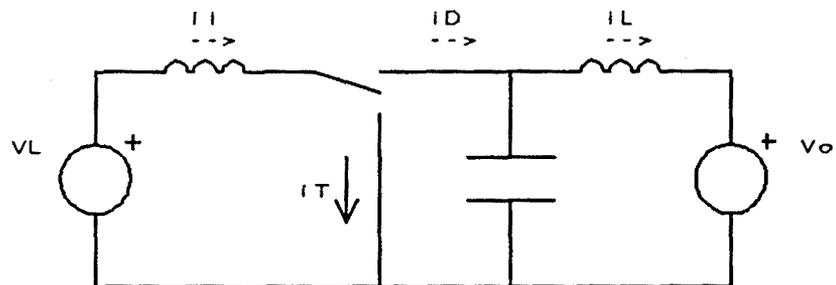
Esta célula es el convertidor boost elemental. De la misma forma se substituye el generador de tensión v_o , obteniéndose la célula de orden 2 de la fig. [2.6].



Célula Boost de orden 2

Fig. [2.6]

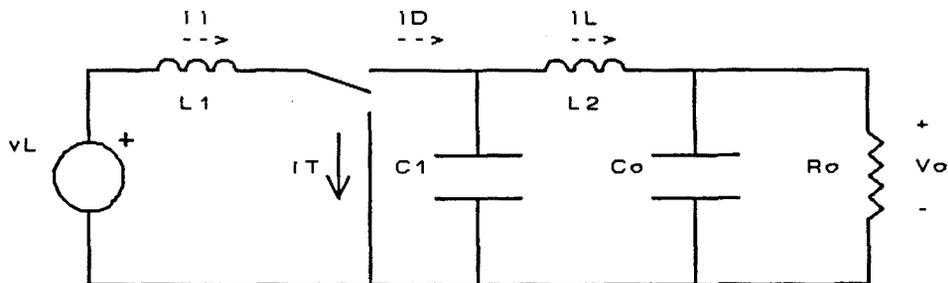
Iterativamente se substituye el generador i_L con lo que llegaremos a la célula de orden 3 dibujada a continuación



Célula Boost de orden 3

Fig. [2.7]

Finalmente se substituye el generador de tensión de salida por la carga real, que desde ahora supondremos es una resistencia, y un condensador en paralelo. Con ello se ha generado el convertidor boost con filtro de salida, dibujado ya en Fig. [2.1], y que aqui se repite.



Célula Boost de orden 4

Fig. [2.8]

L_2 y C_0 forman un filtro LC pasa-bajos, con lo que el valor de i_L se mantendrá aproximadamente constante, (en consecuencia las tensiones en C_1 y C_0 son iguales)

Está claro que el objetivo de suavizar i_L se ha conseguido.

2.3 - DESCRIPCION CUALITATIVA DEL FUNCIONAMIENTO DE LA CELULA BOOST CON FILTRO DE SALIDA.

Antes de proceder a dicha descripción, se substituirá el conmutador por circuitería real.

La substitución será la siguiente:

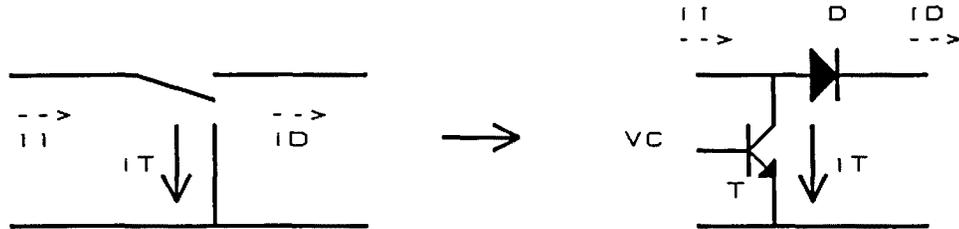


Fig. [2.9]

Se observa que puesto que T y D son unidireccionales i_D e i_T son positivas o cero en cualquier instante. Además T es un interruptor controlado, mientras D es un interruptor libre (free wheel running diode), de forma que cuando la señal de control v_C está a nivel alto (1), T conduce y D está cortado. De la misma manera cuando v_C está a nivel bajo (0), T está cortado y D conduce.

Para que esta descripción sea cierta, es necesario que i_L sea positiva en cualquier instante.

El funcionamiento en que sólo existen dos posibles combinaciones de estados de T y D, es decir, $T_{ON} - D_{OFF}$ y $T_{OFF} - D_{ON}$, se denomina funcionamiento en modo continuo.

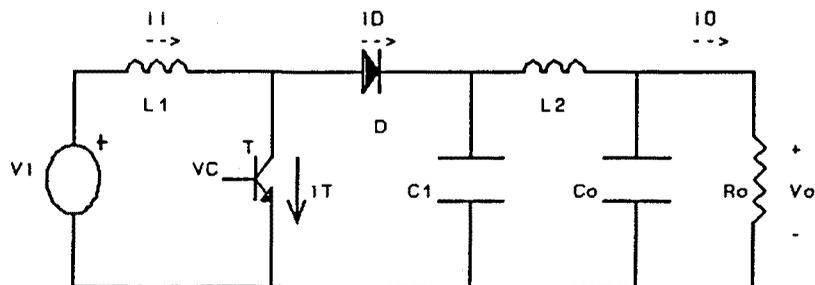
Al primero le llamaremos a partir de ahora T_{ON} , y al segundo T_{OFF} .

En conmutadores con interruptores unidireccionales, existe un tercer posible estado de dichos interruptores, el estado $T_{OFF} - D_{OFF}$. Se dará si i_L llega a anularse.

Un convertidor que presente este tercer estado, se dice que funciona en modo de conducción discontinuo. En principio el modo de conducción discontinuo es indeseable, con lo que se calcularán los valores de los componentes para evitarlo.

De hecho se determinarán más adelante condiciones de diseño para evitar dicho modo.

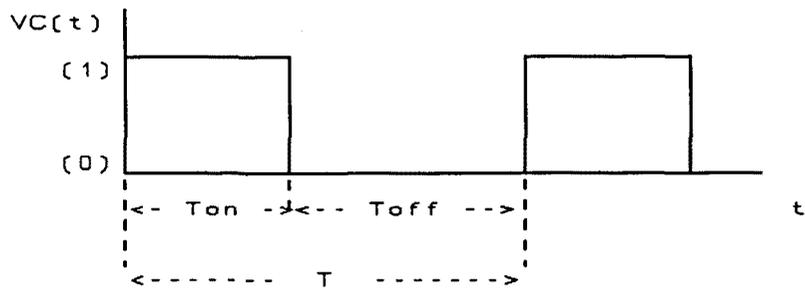
El convertidor boost con filtro de salida, con el conmutador descrito se muestra en la siguiente figura.



Convertidor Boost con filtro de salida

Fig. [2.10]

La señal de control $v_c(t)$ tiene una evolución temporal que se muestra a continuación.



Evolución temporal de $V_c(t)$

Fig. [2.11]

Se supone T constante y $T_{ON} - T_{OFF}$ variables, modo de operación a frecuencia constante de forma que:

$$T_{ON} = D \cdot T \tag{2.1}$$

$$T_{OFF} = (1-D) \cdot T$$

donde D se denomina Ciclo de Trabajo (Duty Cycle), y es fijado por la circuitería de control.

Se supone también que T es suficientemente pequeño (o lo que es lo mismo la frecuencia del reloj suficientemente grande), como para que todas las tensiones en los condensadores sean constantes y las corrientes en los

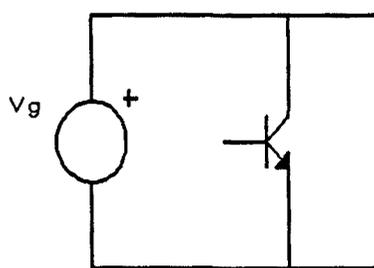
inductores sean lineales en el tiempo. (Esta suposición implica que todas las constantes de tiempo en el convertidor deben ser mucho mayores que T).

En el estado T_{ON} , L_1 se carga de energía procedente del generador, mientras C_1 entrega energía a la carga a través de $L_2 - C_0$.

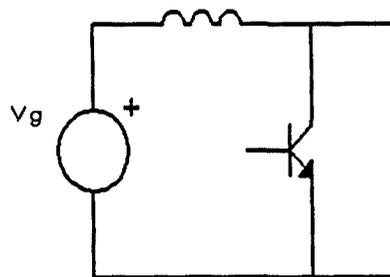
En el estado T_{OFF} , C_1 se carga de energía procedente de L_1 y la carga la obtiene también de L_1 a través del filtro $L_2 - C_0$.

Por tanto C_1 actúa como elemento intermedio de transferencia de energía, $L_2 - C_0$ como filtro para lograr un bajo rizado de tensión de salida a la frecuencia de conmutación y L_1 como elemento de interconexión de un generador de tensión y un interruptor paralelo (el transistor T).

Esta última afirmación se puede ilustrar en la siguiente figura:



Interconexion imposible



Interconexion posible

Incompatibilidades topológicas

Fig. [2.12]

2.4 - ANALISIS TEMPORAL DEL CONVERTIDOR BOOST CON FILTRO DE SALIDA, EN REGIMEN ESTACIONARIO.

El análisis temporal de esta estructura convertidora en régimen estacionario se basa en una serie de premisas que a continuación se exponen:

- 1.- En régimen estacionario D es constante.
- 2.- Todas las tensiones y corrientes son periódicas, es decir los valores a principio y final de ciclo son iguales.
- 3.- Las tensiones en los condensadores se mantienen constantes en todo el ciclo.
- 4.- Los valores medios de tensión en los inductores

y de corriente en los condensadores son cero.

5.- La potencia media consumida por la carga es igual a la potencia media entregada por el generador.

6.- Las variables de estado (tensiones en condensadores y corrientes en inductores, son continuas para todo t.

La premisa 4 debe ser demostrada.

Relativo a un condensador, se puede escribir

$$i_c(t) = C \frac{dv_c(t)}{dt} \quad (2.2)$$

Que en forma integral es:

$$V_c(t) = V_c(o) + \frac{1}{C} \int_0^t i_c(t) dt \quad (2.3)$$

En un ciclo de conmutación

$$V_c(T) = V_c(o) + \frac{1}{C} \int_0^T i_c(t) dt \quad (2.4)$$

Puesto que todas las tensiones y corrientes son cíclicas (en régimen estacionario).

$$V_c(T) = V_c(o) \quad (2.5)$$

De donde:

$$\frac{1}{C} \int_0^T i_c(t) dt = 0 \quad (2.6)$$

Puesto que por definición el valor medio de $i_c(T)$ es

$$I_c = \frac{1}{T} \int_0^T i_c(t) dt \quad (2.7)$$

De (2.6) se deduce:

$$I_c(t) = 0 \quad (2.8)$$

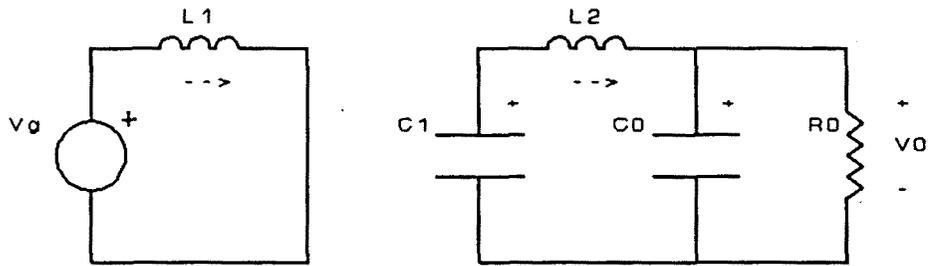
Como se quería demostrar.

De forma paralela, se deduce que en un inductor

$$V_l = 0 \quad (2.9)$$

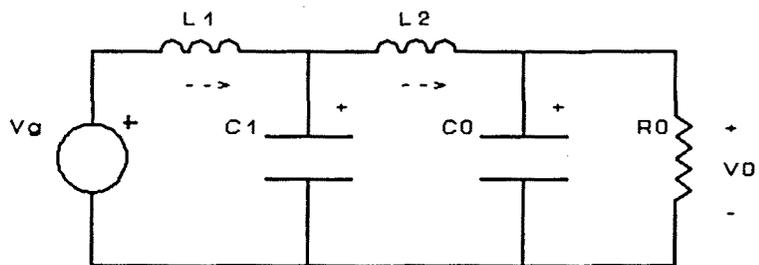
Se pasa ahora al análisis propiamente dicho.

Suponiendo operación en modo continuo, el convertidor boost con filtro de salida presenta dos topologías distintas, la topología T_{ON} y la topología T_{OFF} que se muestran en las figuras siguientes.



Topología T_{ON}

Fig. [2.13]



Topología T_{ON}

Fig. [2.14]

Se verifican las ecuaciones generales:

T : Periodo de reloj ($T=1/f$)

$T_{ON} = D \cdot T$

$T_{OFF} = (1 - D) \cdot T$

Condiciones iniciales (a principio de ciclo de trabajo):

$I_{L1}(0), I_{L2}(0), V_{C1}(0), V_{C2}(0)$

La evolución temporal de las variables de estado del convertidor (tensiones en condensadores y corrientes en inductores) viene determinada por las ecuaciones que siguen. Se presentan también las soluciones a dichas ecuaciones.

Intervalo T_{ON} . A partir de Fig. [2.13]:

$$L_1 \frac{dI_{L1}(t)}{dt} = Vg \Rightarrow I_{L1}(t) = I_{L1}(0) + \frac{Vg}{L_1} t \quad (2.10)$$

$$V_{C1}(t) = V_{C1}(0) \quad (2.11)$$

$$V_{C2}(t) = V_{C2}(0) \quad (2.12)$$

$$L_2 \frac{dI_{L2}(t)}{dt} = V_{C1}(t) - V_{C2}(t) \Rightarrow$$

$$\Rightarrow I_{L2}(t) = I_{L2}(0) + \frac{V_{C1}(0) - V_{C2}(0)}{L_2} t \quad (2.13)$$

Intervalo T_{OFF} .¹ A partir de fig. [2.14]:

¹ Se fija el nuevo origen de t, en t = D.T

$$L_1 \frac{dI_{L1}(t)}{dt} = V_s - V_{Cl}(t) \Rightarrow \quad (2.14)$$

$$\Rightarrow I_{L1}(t) = I_{L1}(D.T) + \frac{V_s - V_{Cl}(0)}{L_1} t$$

$$V_{Cl}(t) = V_{Cl}(0) \quad (2.15)$$

$$V_0(t) = V_{\infty}(0) \quad (2.16)$$

$$L_2 \frac{dI_{L2}(t)}{dt} = V_{Cl}(t) - V_{\infty}(t) \Rightarrow \quad (2.17)$$

$$\Rightarrow I_{L2}(t) = I_{L2}(D.T) + \frac{V_{Cl}(0) - V_0(0)}{L_2} t$$

Aplicando la premisa 2 a las ecuaciones (2.13) y (2.17), se deduce que necesariamente:

$$V_{Cl}(0) = V_0(0) \Rightarrow V_{Cl}(t) = V_0(t) \quad (2.18)$$

Por tanto

$$I_{L2}(t) = I_{L2}(0) \text{ para todo } t \quad (2.19)$$

Se puede ahora aplicar la premisa 4 al inductor L_1 .

De las figuras [2.13] y [2.14] :

$$V_{LI} (t) \Big|_{t \in T_{ON}} = V_g \quad (2.20)$$

$$V_{LI} (t) \Big|_{t \in T_{OFF}} = V_g - V_{Cl} (0) \quad (2.21)$$

Con lo que

$$\overline{V_{LI}} = \frac{V_g \cdot DT + [Vg - V_{Cl} (0)] (1 - D) T}{T} = 0 \quad (2.22)$$

De donde:

$$V_g D + (Vg - V_{Cl} (0)) (1 - D) = 0 \quad (2.23)$$

Con lo que:

$$V_{Cl} (0) = \frac{Vg}{1-D} \quad (2.24)$$

Según (2.18) se puede escribir

$$V_{Cl} (t) = V_{Co} (t) = \frac{Vg}{1-D} \quad (2.25)$$

Puesto que $0 \leq D \leq 1$ se deduce que :

$$V_{Co} (t) \geq Vg \quad (2.26)$$

Lo que indica que es un convertidor elevador de tensión.

Falta determinar los valores de $i_{L1}(0)$ e $i_{L2}(0)$ para tener completamente descritas las cuatro variables de estado.

Para ello se utilizará la premisa 5, relativa al balance de potencia media.

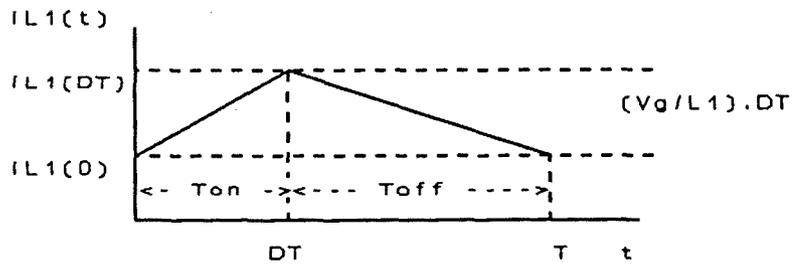
$$P_m (R_0) = \frac{V_0^2 (t)}{R_0} = \frac{V_g^2}{(1-D)^2} \cdot \frac{1}{R_0} \quad (2.27)$$

$$P_m (\text{Generador}) = Vg \cdot \overline{I_{L1}} \quad (2.28)$$

Con lo que aplicando la premisa 5

$$\frac{V_g^2}{(1-D)^2} \cdot \frac{1}{R_0} = Vg \cdot \overline{I_{L1}} \Rightarrow \overline{I_{L1}} = \frac{Vg}{(1-D)^2} \cdot \frac{1}{R_0} \quad (2.29)$$

Por otro lado, teniendo en cuenta (2.10) y (2.14) se puede dibujar la fig. [2.15].



Evolución temporal del I_{L1}

Fig. [2.15]

Cuyo valor medio es :

$$\overline{I_{L1}} = I_{L1}(0) + \left[T \cdot \frac{Vg}{L_1} \cdot DT \right] \cdot \frac{1}{2} \cdot \frac{1}{T} = \quad (2.30)$$

$$= I_{L1}(0) + \frac{T \cdot D \cdot Vg}{2 L_1}$$

Igualando (2.30) y (2.29)

$$I_{L1}(0) + \frac{T \cdot D \cdot Vg}{2 L_1} = \frac{Vg}{(1-D)^2} \cdot \frac{1}{R_0} \quad (2.31)$$

De donde:

$$I_{L1}(0) = V_g \left[\frac{1}{(1-D)^2 \cdot R_0} - \frac{TD}{2 L_1} \right] \quad (2.32)$$

De Fig. [2.15]

$$I_{L1}(D.T) = V_g \left[\frac{1}{(1-D)^2 \cdot R_0} - \frac{TD}{2 L_1} \right] \quad (2.33)$$

Finalmente se calcula $i_{L2}(t)$

Según (2.19) y (2.25) los valores de $I_{L2}(t)$ y de $V_0(t)=V_{C0}(t)$ son constantes. Puesto que según la premisa 4 $I_0(t)$ es nula, se deduce que:

$$I_{L2}(0) = \frac{V_0}{R_0} = \frac{V_g}{1-D} \cdot \frac{1}{R_0} \quad (2.34)$$

Se dibuja ahora el esquema del convertidor Fig. [2.16] con todas las corrientes y tensiones cuya evolución temporal va a representarse en Fig. [2.17].

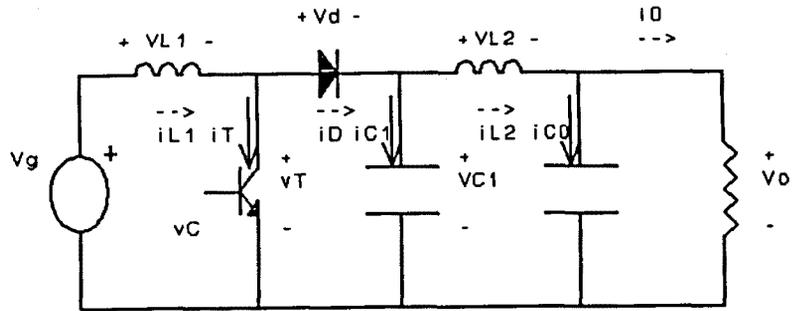
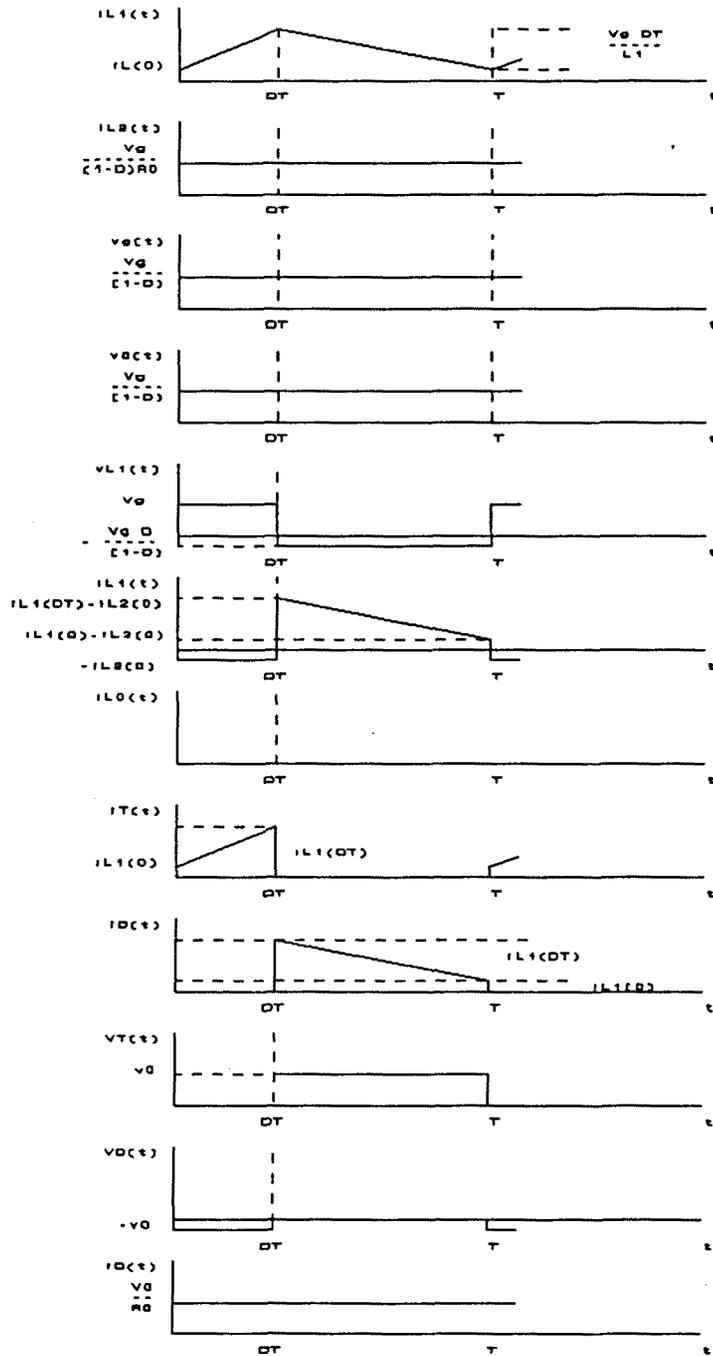


Fig. [2.16]



Evolución temporal de las corrientes y tensiones en el convertidor Boost con filtro de salida.

Fig. [2.17]

En este momento se puede obtener la condición de diseño para que el convertidor opere en modo continuo, a la que se había hecho referencia anteriormente.

Para que el convertidor opere en modo continuo, se debe verificar

$$I_{L1}(t) > 0 \text{ para todo } t \quad (2.35)$$

Tomando el caso peor, debe ser

$$I_{L1}(0)' > 0 \quad (2.36)$$

Con lo que de (2.32) se obtiene

$$L_1 > \frac{T \cdot D \cdot (1-D)^2 R_0}{2} \quad (2.37)$$

Una vez descrito el funcionamiento básico del convertidor, se comenta un hecho de interés. Al principio del apartado 2.2, se resaltó que el convertidor boost con filtro de salida carece de acoplamiento magnético.

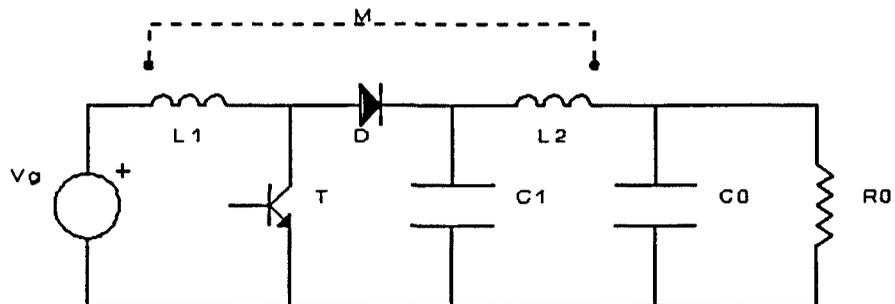
El interés que puede tener el acoplamiento es que puede reducir en uno el orden de la dinámica del convertidor.

Sin embargo en el boost con filtro de salida existen incompatibilidades topológicas que impiden su realización.

El objetivo de este comentario es mostrar dichas

incompatibilidades.

Supongamos para ello el convertidor con los inductores L_1 y L_2 acoplados magnéticamente, tal como se muestra en la siguiente figura.



Convertidor Boost con filtro de salida. Posible acoplamiento magnético.

Fig. [2.18]

M es el coeficiente de inducción mutua.

Se describe a continuación el modelo para transformador que se va a utilizar.

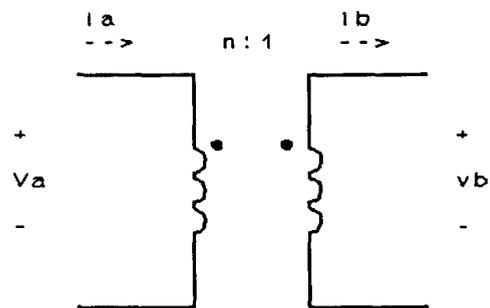
Supongamos un transformador con coeficiente de acoplamiento:

$$K = \frac{M}{\sqrt{L_1 \cdot L_2}} \quad (2.38)$$

Relación de transformación:

$$n = \sqrt{\frac{L_1}{L_2}} \quad (2.39)$$

Se define el transformador ideal en (2.40) y (2.41), y se dibuja en Fig. [2.19].



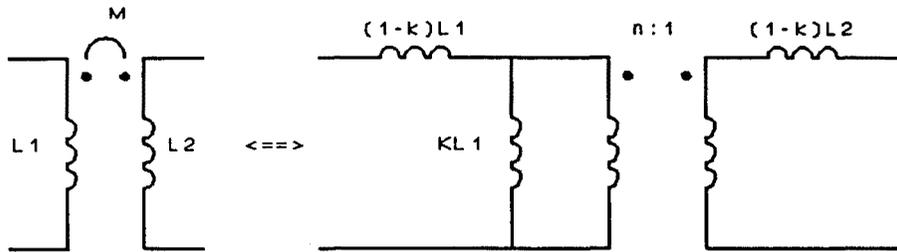
Transformador ideal

Fig. [2.19]

$$V_b = \frac{1}{n} \cdot V_a \quad (2.40)$$

$$i_b = n \cdot i_a \quad (2.41)$$

El transformador real descrito en (2.38) y (2.39) se puede modelar según se indica en la siguiente figura.

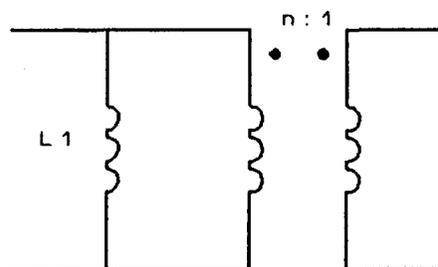


Tranformador real sin pérdidas. Modelo equivalente.

Fig. [2.20]

Para que exista reducción de orden, es necesario habitualmente que $k=1$ (acoplamiento perfecto). Bajo esta restricción el modelo de transformador queda reducido al

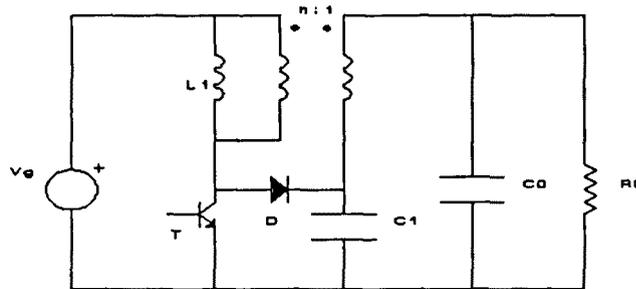
mostrado en Fig. [2.21].



Modelo del transformador con acoplamiento perfecto ($K=1$)

Fig. [2.21]

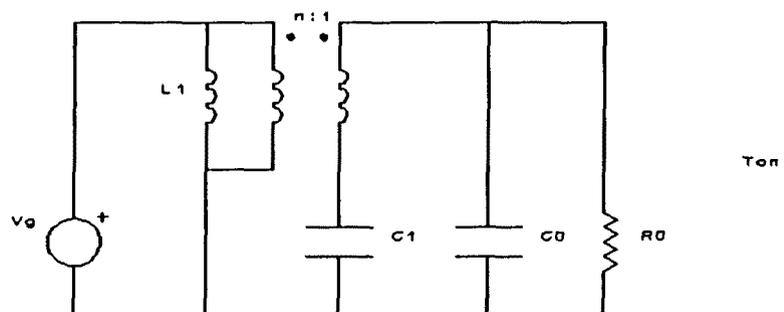
Se substituye este modelo en el convertidor y se obtiene el esquema de la Fig. [2.22].



Convertidor Boost con filtro de salida. Con acoplamiento magnético perfecto.

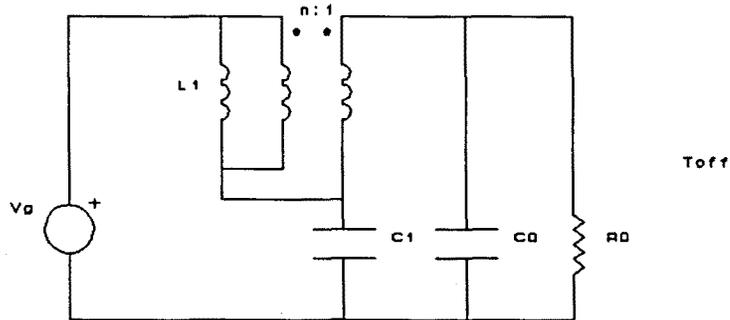
Fig. [2.22]

Las topologías T_{ON} y T_{OFF} correspondientes aparecen a continuación



Topología T_{ON}

Fig. [2.23]



Topología T_{OFF}

Fig. [2.24]

De la figura [2.23] se obtiene:

$$V_0 - V_{C1} = \frac{V_g}{n} \quad (2.42)$$

De la figura [2.24] se obtiene:

$$(V_g - V_{C1}) \cdot \frac{1}{n} = V_0 - V_{C1} \quad (2.43)$$

La solución para V_{C0} y V_{C1} del sistema de ecuaciones formado por (2.42) y (2.43) es

$$V_{C1} = 0 \quad V_0 = \frac{V_g}{n} \quad (2.44)$$

Esto supone:

- a) Valores medios de tensión en los inductores no nulos, lo que implica la saturación de sus núcleos.
- b) Imposibilidad de control de la tensión de salida a través del ciclo de trabajo. Por tanto, tal como se había indicado, el acoplamiento magnético de L_1 y L_2 no puede efectuarse.

2.5 - ANALISIS DEL CONVERTIDOR BOOST CON FILTRO DE SALIDA EN REGIMEN ESTACIONARIO MEDIANTE ESPACIO DE ESTADO.

Se aborda en este apartado el estudio del convertidor boost con filtro de salida mediante su descripción en el Espacio de Estado.

El objetivo en este momento es la obtención de los valores medios de las variables de estado y de sus rizados, mediante aproximación lineal del comportamiento temporal de dichas variables.

Se describe en primer lugar la solución general de un

sistema lineal descrito mediante sus ecuaciones de Estado, y posteriormente se linealiza dicha solución.

Sea el sistema:

$$\begin{aligned} \dot{X} &= Ax + Bu \\ U &= \text{CONSTANTE} \\ X_{(0)} \end{aligned} \tag{2.45}$$

Donde X es el Vector de Estado, u la excitación del sistema, $X_{(0)}$ las condiciones iniciales y A y B matrices con coeficientes constantes. La solución para $X_{(0)}$ es:

$$x_{(t)} = e^{At} x_{(0)} + (e^{At} - I) Bu \tag{2.46}$$

Donde:

$$e^{At} = I + At + \frac{A^2}{2!} t^2 + \frac{A^3}{3!} t^3 + \dots \tag{2.47}$$

Para t muy pequeño se puede aproximar e^{At} por

$$e^{At} \cong I + At \tag{2.48}$$

Con lo que substituyendo (2.48) en (2.46) se obtiene:

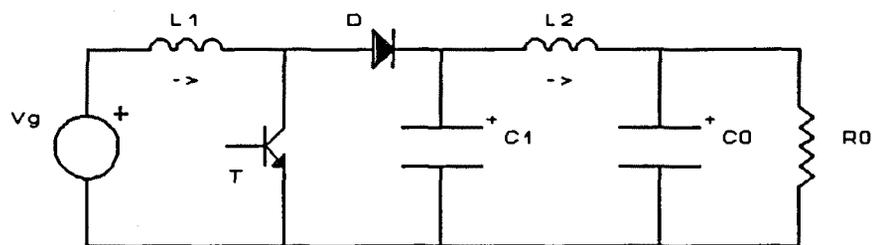
$$X(t) \cong X(0) + (AX(0) + Bu) \cdot t \tag{2.49}$$

En esta expresión queda patente el comportamiento temporal lineal para t pequeño.

Se puede abordar ahora el estudio del convertidor.

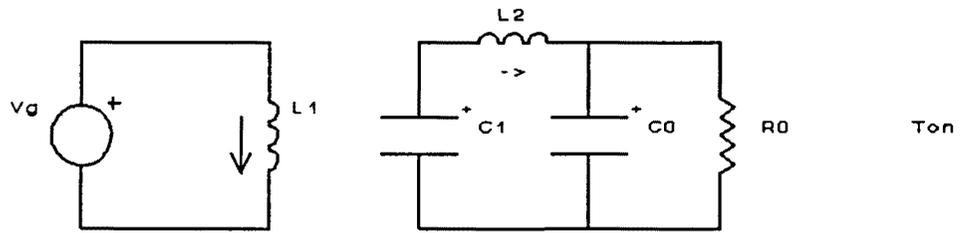
Supondremos como siempre modo continuo de funcionamiento.

Para mejor referencia se repiten los esquemas del convertidor y de sus topologías en T_{ON} y T_{OFF} .



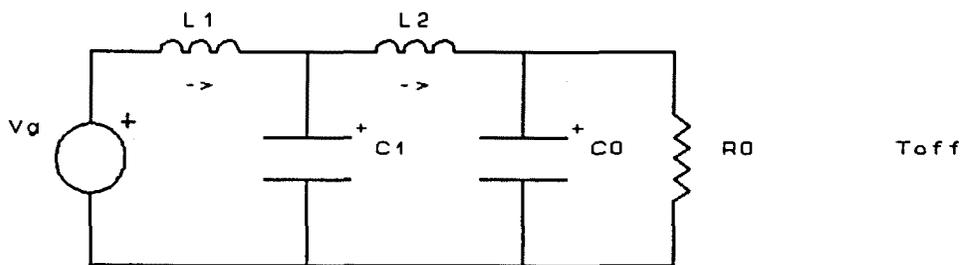
Convertidor Boost con filtro de salida

Fig. [2.26]



Topología T_{ON}

Fig. [2.26]



Topología T_{OFF}

Fig. [2.27]

Se toma como Vector de Estado el siguiente

$$x = \begin{bmatrix} I_{L1} \\ I_{L2} \\ V_{C1} \\ V_o \end{bmatrix} \quad (2.50)$$

donde el sentido de tensiones y corrientes esta reflejado en las figuras anteriores.

La descripción completa del convertidor viene dada por el conjunto de las 6 ecuaciones siguientes:

- 1) Ecuación de Estado en T_{ON}

$$\dot{X} = A_1 X + B_1 u \quad (2.51)$$

- 2) Ecuación de Estado en T_{OFF}

$$\dot{X} = A_2 X + B_2 u \quad (2.52)$$

- 3) Valor de la excitación

$$u = V_s \quad (2.53)$$

- 4) Condiciones iniciales

$$X(0) \quad (2.54)$$

- 5) Continuidad del Vector de Estado en el instante de cambio de topología $X_{(0)}$ continuo en $t = D.T$

- 6) Periodicidad del vector de estado en régimen estacionario (D constante)

$$X(0) = X(T) \quad (2.55)$$

De las figuras (2.26) y (2.27) se puede obtener las matrices A_1 , B_1 , A_2 , B_2

$$A_1 = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \frac{1}{L_2} & \frac{-1}{L_2} \\ 0 & \frac{-1}{C_1} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{C_o} & 0 & \frac{-1}{R_o C_o} \end{bmatrix} \quad B_1 = \begin{bmatrix} \frac{1}{L_1} \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \quad (2.56)$$

$$A_1 = \begin{bmatrix} 0 & 0 & \frac{-1}{L_1} & 0 \\ 0 & 0 & \frac{1}{L_2} & \frac{-1}{4} \\ \frac{1}{C_1} & \frac{-1}{C_1} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{C_o} & 0 & \frac{-1}{R_o C_o} \end{bmatrix} \quad B_2 = \begin{bmatrix} \frac{1}{L_1} \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \quad (2.57)$$

Aplicamos estas matrices a la solución de (2.51) y (2.52) según (2.49) en $t = D.T$ y $t = T$.

$$X(DT) = X(0) + (A_1 X(0) + B_1 V_g) DT \quad (2.58)$$

$$X(T) = X(DT) + (A_2 X(DT) + B_2 V_g) (1-D)T \quad (2.59)$$

En (2.59) se asume la continuidad del vector de estado en el instante $t = D.T$.

Si además se utiliza la ecuación (2.55), continuidad del vector de estado en $t = T$, se obtiene; por suma de (2.58) y (2.59).

$$0 = (A_1 X(0) + B_1 V_g) DT + (A_2 X(DT) + B_2 V_g) (1-D)T \quad (2.60)$$

En principio nuestro interés por el cálculo del vector de estado medio, definido:

$$\bar{X} = \frac{1}{T} \int_0^T X(t) dt \quad (2.61)$$

Puesto que todas las variables de estado tienen comportamiento lineal en el tiempo, como se puede observar en cualquiera de las gráficas en Fig. [2.17], se deduce:

$$\bar{X} = \frac{1}{2} (X(DT) + X(0)) \quad (2.62)$$

Si llamamos al rizado del vector de estado .

$$\text{Rizado} = \Delta X = X(DT) - X(0)$$

$$\Delta X = \begin{pmatrix} \Delta I_{L1} \\ \Delta I_{L2} \\ \Delta V_{C1} \\ \Delta V_0 \end{pmatrix} \quad (2.63)$$

Se puede escribir:

$$X(0) = \bar{X} - \frac{\Delta X}{2} \quad (2.64)$$

$$X(DT) = \bar{X} + \frac{\Delta X}{2} \quad (2.65)$$

Substituyendo (2.64) y (2.65) en (2.60) se obtiene

$$A\bar{X} + BV_g + (A_2(1-D) - A_1 D) \frac{\Delta X}{2} = 0 \quad (2.66)$$

Donde:

$$A = A_1 D + A_2(1-D) \quad (2.67)$$

$$B = B_1 D + B_2(1-D) \quad (2.68)$$

De (2.58) y (2.63) se puede deducir

$$\Delta X = X(DT) - X(0) = (A_1 X(0) + B_1 V_g) DT \quad (2.69)$$

Con lo que (2.66) queda:

$$A\bar{X} + B V_g + (A_2(1-D) - A_1 D) \cdot (A_1 X(0) + B_1 V_g) \frac{DT}{2} = 0 \quad (2.70)$$

En (2.70), se puede considerar que todo el término multiplicado por T es despreciable respecto del resto, con lo que:

$$A\bar{X} + BVg = 0 \quad (2.71)$$

y por tanto, podemos calcular \bar{X}

$$\bar{X} = -A^{-1} B Vg \quad (2.72)$$

Calculando \bar{X} , se obtiene

$$\bar{X} = \begin{bmatrix} Vg/ (1-D)^2 R_0 \\ Vg/ (1-D) R_0 \\ Vg/ (1-D) \\ Vg/ (1-D) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \bar{I}_{L1} \\ \bar{I}_{L2} \\ \bar{V}_{Cl} \\ \bar{V}_{Co} \end{bmatrix} \quad (2.73)$$

Hace falta para una representación completa del vector de estado, el cálculo del rizado ΔX

De (2.69) y (2.64) se puede deducir

$$\Delta x = \left[A_1 \left(\bar{x} - \frac{\Delta x}{2} \right) + B_1 V_s \right] DT \quad (2.74)$$

De donde

$$\left(I + \frac{A_1 DT}{2}\right) \Delta x = B_1 V_g DT \quad (2.75)$$

Por tanto

$$\Delta x = \left(I + \frac{A_1 DT}{2}\right)^{-1} \cdot B_1 V_g DT \quad (2.76)$$

Calculando en nuestro caso se obtiene:

$$\Delta x = \begin{bmatrix} \Delta I_1 \\ \Delta I_{L2} \\ \Delta V_{Cl} \\ \Delta V_{Co} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} Vg \frac{DT}{L_1} \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \quad (2.77)$$

Se observa que estos resultados son idénticos a los obtenidos mediante el análisis presentado en el apartado 2.4.

Los gráficos de la figura 2.17 son igualmente válidos y por tanto no se vuelven a reproducir.

2.6 - CONVERTIDOR BOOST CON FILTRO DE SALIDA BIDIRECCIONAL.

La estructura boost que se ha analizado en los apartados anteriores, es unidireccional ya que se verifica:

$$\begin{aligned} i_{Li}(t) &\geq 0 \\ i_o(t) &> 0 \end{aligned} \tag{2.78}$$

Estas restricciones son fijadas por el diodo D que solo puede conducir en el sentido izquierda-derecha y por el transistor T que solo puede conducir en el sentido descendente (*)²

Las consecuencias de (2.78) son las siguientes:

- a) La transferencia energética solo puede efectuarse en la dirección fuente-carga (funcionamiento en un solo cuadrante)
- b) En el caso de pequeña carga (R_o grande), situación que puede presentarse especialmente cuando el convertidor está alimentando un bus de potencia, puede entrar en modo de conducción

² Si el transistor T es del tipo Mosfet, habitualmente incluye un diodo de protección que permitiría la conducción en sentido ascendente.

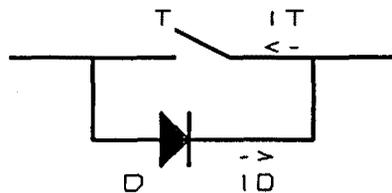
Sin embargo debido al diodo D, (2.78) no se ve alterada por este hecho.

discontinua, alterando las características dinámicas y apareciendo dificultades en su control.

La solución a estas deficiencias está en la conversión de la estructura unidireccional en un estructura bidireccional.

Para poder definir dicha estructura bidireccional hace falta en primer lugar poder disponer de un interruptor bidireccional.

El esquema de dicho interruptor se muestra a continuación, donde T significa interruptor totalmente controlado. (Transistor bipolar, Mosfet etc.)

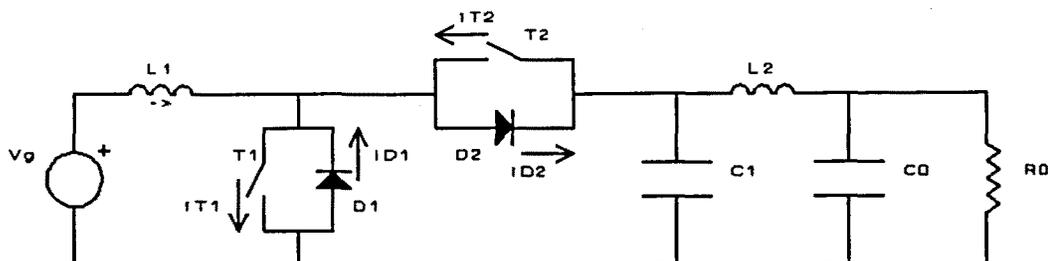


Interruptor bidireccional

Fig. [2.28]

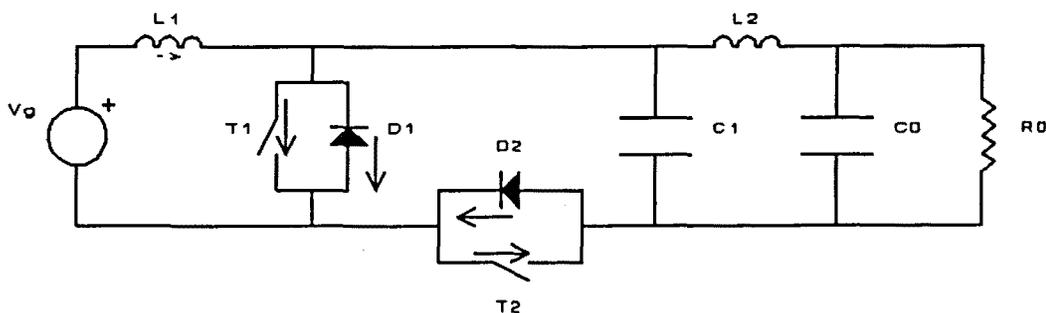
T debe conducir solamente en el sentido indicado. A partir de este interruptor, se pueden dibujar dos posibles

estructuras bidireccionales Fig.[2.29] y Fig. [2.30].



Estructura bidireccional del convertidor Boost con filtro de salida con masa común.

Fig. [2.29]

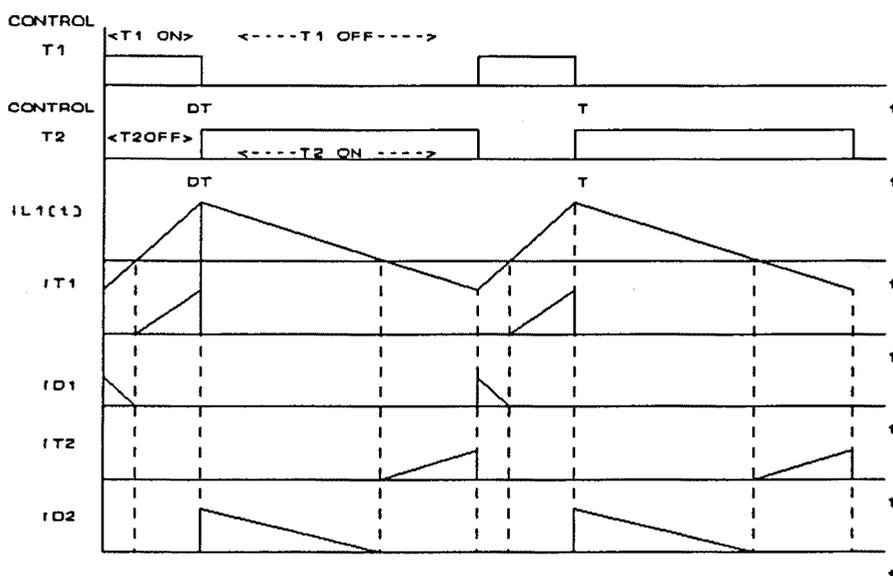


Estructura bidireccional del convertidor Boost con filtro de salida. Masa no común.

Fig. [2.30]

Las ventajas e inconvenientes de estas dos posibilidades se comentaran posteriormente, en el momento en que se substituya T por un transistor o Mosfet .

Se dibujan a continuación las gráficas de la corriente $I_{L1}(t)$ y la de cada uno de los diodos e interruptores controlados.



Evolución temporal de las corrientes en los interruptores. Modo de conducción discontinua.

Fig. [2.31]

El intervalo T_{ON} , (aquel en que T_1 - D_1 conduce, es decir entre $t=0$ y $t=DT$) se divide en dos subintervalos. En el primero de ellos, $I_{L1}(t)$ es negativa y en el segundo $I_{L1}(t)$ es positiva. En la gráfica de $I_{L1}(t)$ quedan perfectamente reflejadas. Del mismo modo T_{OFF} es el intervalo en que D_2 - T_2 conduce t entre DT y T . Al igual que antes, este intervalo se puede dividir en dos subintervalos que también se pueden observar en la figura [2.31]

Se puede ahora substituir T por un transistor bipolar PNP o NPN (o bien por un Mosfet canal P o canal N)

Con ello se obtienen dos posibles realizaciones que se dibujan a continuación (se representará T como transistor bipolar, pero se puede pensar en un Mosfet)



Realizaciones del interruptor bidireccional.

Fig. [2.32]

La substitución de estas realizaciones en las figuras [2.29] y [2.30] genera ocho posibles esquemas del convertidor bidireccional

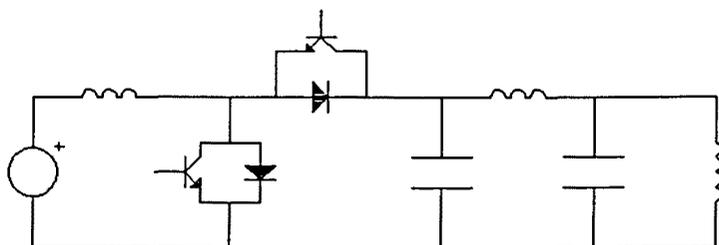


Fig. [2.33]

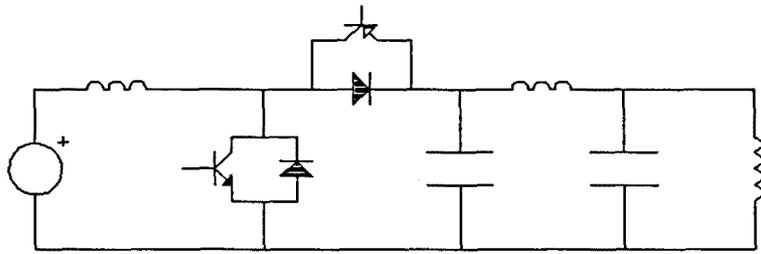


Fig. [2.34]

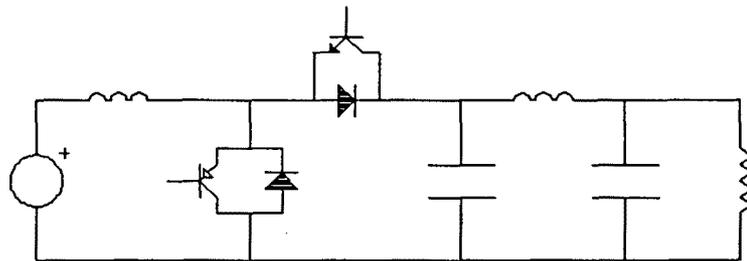


Fig. [2.35]

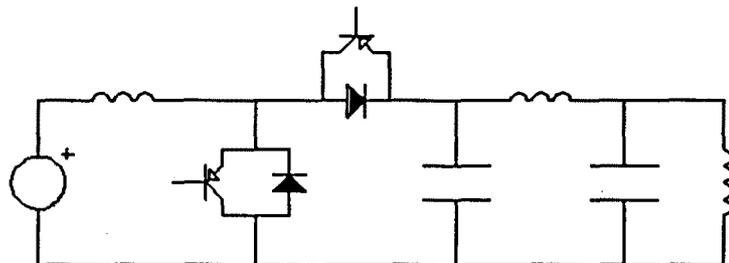


Fig. [2.36]

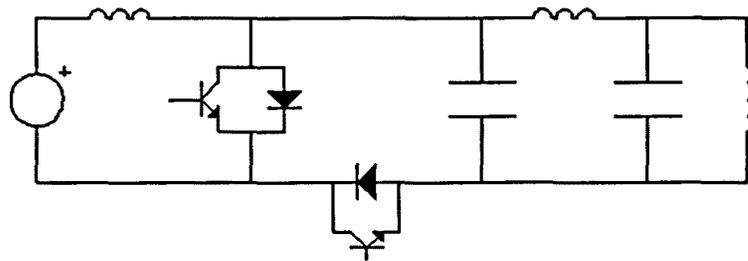


Fig. [2.37]

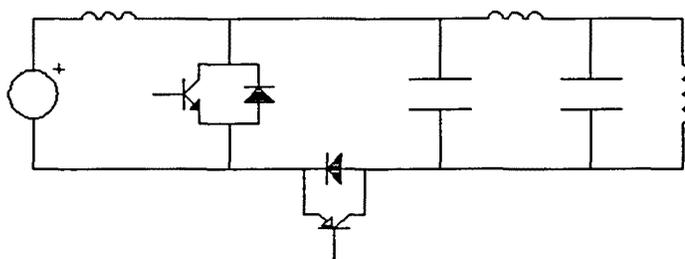


Fig. [2.38]

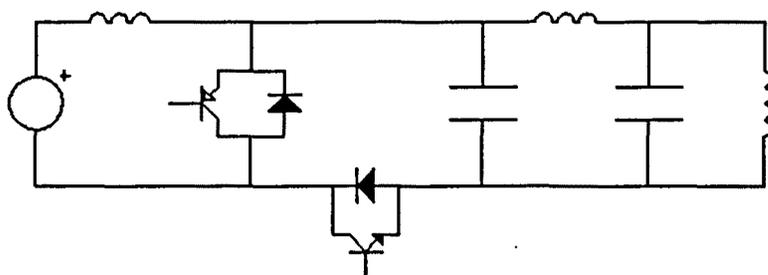


Fig. [2.39]

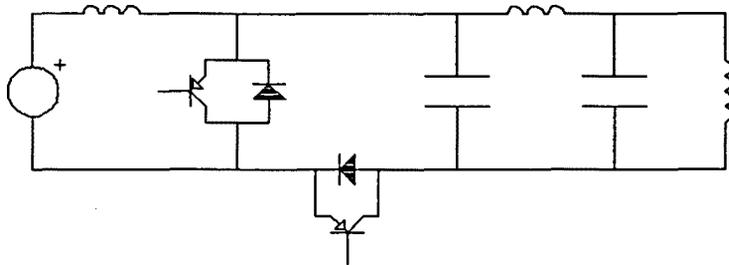


Fig. [2.40]

Las cuatro primeras realizaciones Fig. [2.33], [2.34], [2.35] y [2.36], tienen masa común de generador y carga.

Sin embargo la circuitería del driver de los transistores es complicada, puesto que se necesita aislamiento eléctrico puesto que la tensión de control de dichos transistores se debe aplicar entre base (o gate) y emisor (o source).

Las realizaciones en fig. [2.37], [2.38], [2.39], y [2.40] no tienen masa común entre generador y carga. Sin embargo se puede realizar una circuitería del driver de T_1 y T_2 relativamente simple.

Los montajes prototipo se realizarán mediante las estructuras de las figuras [2.33] i [2.38]

El esquema (2.33) se elige por disponer de masa común y por utilizar Mosfet de canal N de las que se dispone modelos

con resistencia en conducción (R_{DS}) muy baja.

La circuitería del driver será relativamente compleja como ya se ha comentado.

El esquema (2.38) se ha elegido para realizar el primer prototipo, ya que topológicamente y dinámicamente es idéntico al (2.33) (o a cualquiera de los otros), y la circuitería driver es simple.

Nos ha servido dicha realización para poder comprobar experimentalmente el comportamiento del convertidor bidireccional.

3. - ANALISIS Y MODELACION DEL CONVERTIDOR
BOOST CON FILTRO DE SALIDA, EN PEQUEÑA
SEÑAL.

3.1 - INTRODUCCION

Mediante la utilización del método de linealización en pequeña señal denominado Promediación en el Espacio de Estado, se calcularán distintas funciones de red del convertidor, y se obtendrá además un modelo circuital.

Dicho modelo (y las funciones de red) se utilizarán para el diseño de los lazos de realimentación y de control.

3.2 - PROMEDIACION EN EL ESPACIO DE ESTADO. RESUMEN.

Se resume en este apartado el método que se cita, a partir de Ref. [70].

Sea un sistema, un convertidor que trabaje en modo continuo por ejemplo, que presenta por tanto en un período T dos modos lineales de funcionamiento.

Sea X el vector de estado del sistema (que en el instante

de cambio de modo debe ser continuo), y \dot{x} su derivada. La descripción del sistema es entonces:

$$\dot{x} = A_1 x + B_1 V_g \quad \text{en} \quad T_{ON} \quad (3.1)$$

$$\dot{x} = A_2 x + B_2 V_g \quad \text{en} \quad T_{OFF} \quad (3.2)$$

$$T_{ON} = d \cdot T \quad (3.3)$$

$$T_{OFF} = (1-d) T \quad (3.4)$$

El modelo promediado se obtiene ponderando (3.1) y (3.2), de forma que (3.5) es el modelo básico promediado del sistema

$$\dot{x} = [A_1 d + A_2 (1-d)] x + [B_1 d + B_2 (1-d)] V_g \quad (3.5)$$

Para $d = D$ constante (régimen estacionario), (3.5) se puede escribir:

$$\dot{x} = A x + B V_g \quad (3.6)$$

$$A = A_1 D + A_2 (1-D) \quad (3.7)$$

$$B = B_1 D + B_2 (1-D) \quad (3.8)$$

Para que el modelo promediado (3.5) o (3.6) sea válido es necesario que las exponenciales matriciales $e^{A_1 t}$ y $e^{A_2 t}$ que aparecen en las soluciones de (3.1) y (3.2), se pueden aproximar por sus desarrollos en serie de Taylor de primer orden.

Debe quedar claro que (3.5) y (3.6) describen exactamente el vector de estado a principio y final de ciclo y no en instantes intermedios.

Es por ello que se utiliza la palabra "promediado".

Para obtener modelos en pequeña señal del sistema, debemos alterar su régimen estacionario, de forma que cada una de las variables aparezca como suma de un valor estacionario (mayúscula) y una perturbación (1).

$$x = \bar{X} + \hat{x} \quad (3.9)$$

$$d = D + \hat{d} \quad (3.10)$$

$$Vg = \bar{V}g + \hat{V}g \quad (3.11)$$

Substituyendo estas ecuaciones en (3.5) y eliminando los términos no lineales (es decir aquellos en que aparezcan

productos de perturbaciones) se obtiene la descripción lineal en pequeña señal del sistema (3.12).

$$\frac{d\hat{x}}{dt} = A\bar{X} + B\bar{V}g + A\hat{x} + B\hat{V}g + [(A_1 - A_2) \bar{X} + (B_1 - B_2) \bar{V}g] \hat{d} \quad (3.12)$$

En (3.12) debe verificarse

$$A\bar{X} + B\bar{V}g = 0 \quad (3.13)$$

Ya que en otro caso $\frac{d\hat{x}}{dt}$ tendría una componente de valor constante que saturaría el sistema.

De (3.13) se puede obtener régimen DC del vector de estado

$$\bar{X} = -A^{-1} B\bar{V}g \quad (3.14)$$

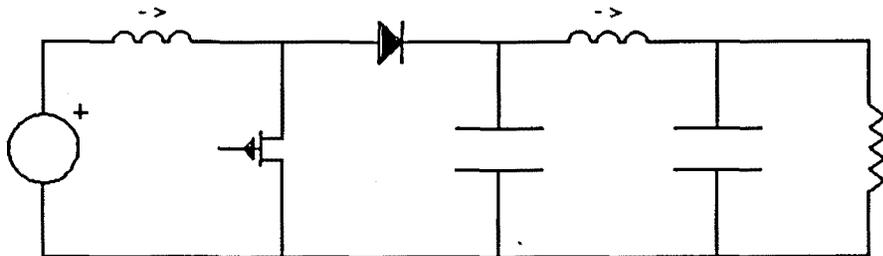
El comportamiento dinámico del sistema se puede obtener a partir del resto de la ecuación (3.12)

$$\frac{d\hat{x}}{dt} = A\hat{x} + B\hat{V}g + [(A_1 - A_2) \bar{X} + (B_1 - B_2) \bar{V}g] \hat{d} \quad (3.15)$$

3.3- MODELO PROMEDIADO DEL CONVERTIDOR BOOST CON FILTRO DE SALIDA.

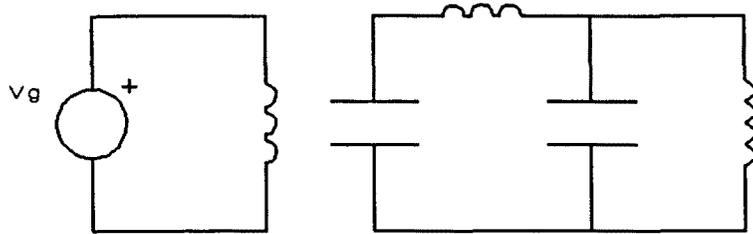
Se desarrollará un modelo basado en (3.5), sin utilizar directamente las ecuaciones (3.6) hasta (3.15) excepto la ecuación (3.14) (Valores DC del vector de estado). Es decir se efectuará un desarrollo más circuital y menos algebraico (aunque en el fondo los procedimientos son idénticos).

Se dibujan a continuación el esquema del convertidor y de sus topologías T_{ON} y T_{OFF}



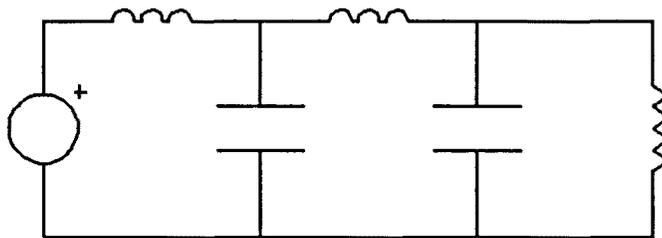
Convertidor Boost con filtro de salida.

Fig. [3.1]



Topología T_{ON}

Fig. [3.2]



Topología T_{OFF}

Fig. [3.3]

y las correspondientes descripciones en el espacio de estado, siendo x el vector de estado expresado en (3.16),

$$x = \begin{bmatrix} I_{L1} \\ I_{L2} \\ V_{C1} \\ V_{C0} \end{bmatrix}$$

(3.16)

Vector de Estado

$$\dot{\mathbf{x}} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \frac{1}{L_2} & \frac{-1}{L_2} \\ 0 & \frac{-1}{C_1} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{C_0} & 0 & \frac{-1}{R_0 C_0} \end{bmatrix} \mathbf{x} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L_1} \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} V_g \quad (3.17)$$

Descripción en T_{on}

$$\dot{\mathbf{x}} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & \frac{-1}{4} & 0 \\ 0 & 0 & \frac{1}{L_2} & \frac{-1}{L_2} \\ \frac{1}{C_1} & \frac{-1}{C_1} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{C_0} & 0 & \frac{-1}{R_0 C_0} \end{bmatrix} \mathbf{x} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L_1} \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} V_g \quad (3.18)$$

Descripción en T_{off}

Se promedia la descripción, tal como se indica en (3.15) y se obtiene

$$\dot{\mathbf{X}} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & \frac{-(1-d)}{4} & 0 \\ 0 & 0 & \frac{1}{L_2} & \frac{-1}{L_2} \\ \frac{1-d}{C_1} & \frac{-1}{C_1} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{C_0} & 0 & \frac{-1}{R_0 C_0} \end{bmatrix} \mathbf{x} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L_1} \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} V_g \quad (3.19)$$

Descripción Promediada

La matriz (4x4) en (3.19), si se toma $d=D$ es precisamente la matriz A en (3.6).

Se puede obtener el valor del régimen DC del vector de estado a partir de (3.14)

Operando :

$$\bar{\mathbf{X}} = - \begin{bmatrix} \frac{-L_1}{(1-D)^2 R_0} & \frac{-L_1}{(1-D) R_0} & \frac{C_1}{(1-D)} & \frac{C_0}{(1-D)} \\ \frac{-L_1}{(1-D) R_0} & \frac{-L_2}{R_0} & 0 & C_0 \\ \frac{-L_1}{(1-D)} & 0 & 0 & 0 \\ \frac{L_1}{(1-D)} & -L_2 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \frac{1}{L_1} \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} V_g \quad (3.20)$$

$$\bar{X} = \begin{bmatrix} \bar{I}_{L1} \\ \bar{I}_{L2} \\ \bar{V}_{C1} \\ \bar{V}_0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{Vg}{(1-D)^2 R_0} \\ \frac{Vg}{(1-D) R_0} \\ \frac{Vg}{(1-D)} \\ \frac{Vg}{1-D} \end{bmatrix} \quad (3.21)$$

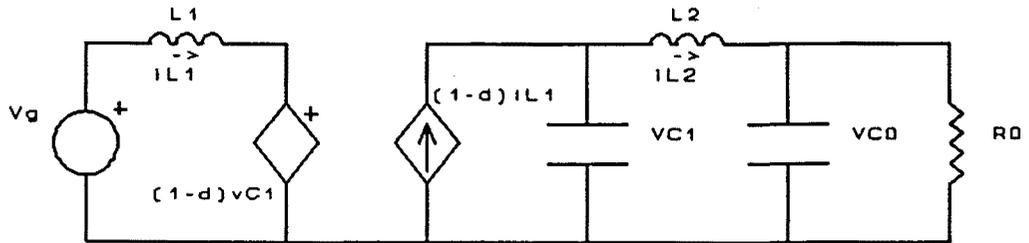
Este es evidentemente el mismo resultado obtenido en el capítulo anterior.

Es a partir de aquí en que se opta por la vía circuital.

Se reescribe (3.19) pasando los denominadores comunes (valores L_1, C_1, L_2, C_0) al lado izquierdo de la ecuación, con lo que:

$$\begin{bmatrix} L_1 \frac{dI_{L1}}{dt} \\ L_2 \frac{dI_{L2}}{dt} \\ C_1 \frac{dV_{C1}}{dt} \\ C_0 \frac{dV_{C0}}{dt} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & (d-1) & 0 \\ 0 & 0 & 1 & -1 \\ (1-d) & -1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & \frac{-1}{R_0} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{L1} \\ I_{L2} \\ V_{C1} \\ V_{C0} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 1 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} Vg \quad (3.22)$$

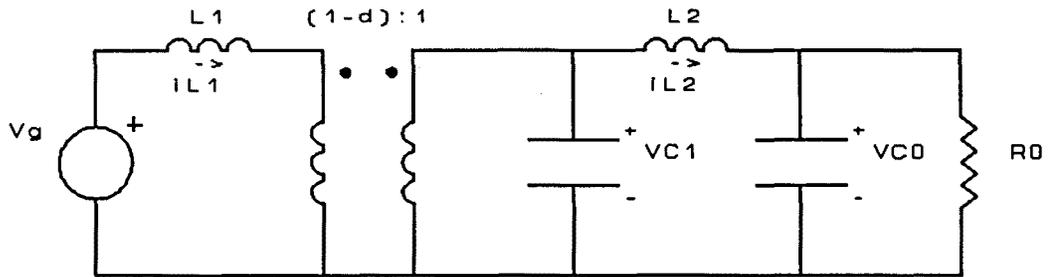
De (3.22) se puede dibujar directamente un circuito equivalente mediante la utilización de generadores controlados, figura (3.4)



Modelo circuital del convertidor.

Fig. [3.4]

Utilizando la definición de transformador ideal dada en Fig. [2.19] (ecuaciones (2.40) y (2.41)) se puede redibujar el circuito en figura [3.5]



Modelo circuital con transformador ideal.

Fig. [3.5]

Si suponemos el sistema perturbado, es decir

$$\begin{aligned}
 Vg &= \bar{V}g + \hat{V}g \\
 I_{L1} &= \bar{I}_{L1} + \hat{i}_{L1} \\
 I_{L2} &= \bar{I}_{L2} + \hat{i}_{L2} \\
 V_{C1} &= \bar{V}_{C1} + \hat{V}_{C1} \\
 V_{C0} &= \bar{V}_{C0} + \hat{V}_{C0} \\
 d &= D + \hat{d}
 \end{aligned}
 \tag{3.23}$$

y calculamos la tensión de primario y la corriente de secundario del transformador, se puede escribir:

$$(1-d) V_{C1} = (1-D-\hat{d}) (\bar{V}_{C1} + \hat{V}_{C1}) \quad (3.24)$$

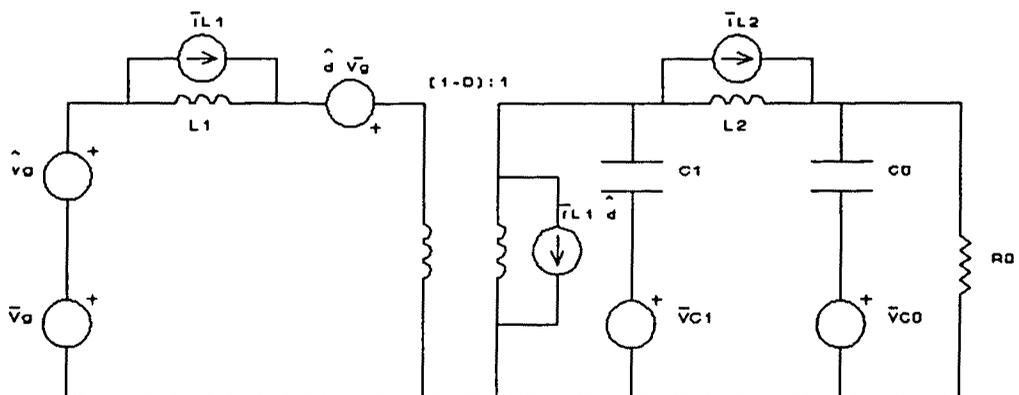
$$(1-d) I_{L1} = (1-D-\hat{d}) (\bar{I}_{L1} + \hat{I}_{L1}) \quad (3.25)$$

Desarrollando (3.23) y (3.24) y despreciando los terminos bilineales (aquellos en que aparece un producto de dos perturbaciones), se puede escribir

$$(1-d) V_{C1} \approx (1-D) \bar{V}_{C1} - \hat{d} \bar{V}_{C1} + (1-D) \hat{V}_{C1} \quad (3.26)$$

$$(1-d) I_{L1} \approx (1-D) \bar{I}_{L1} - \hat{d} \bar{I}_{L1} + (1-D) \hat{I}_{L1} \quad (3.27)$$

Se puede ahora dibujar un circuito lineal correspondiente a la descripción promediada



Modelo lineal del convertidor.

Fig. [3.6]

En este modelo, los valores \bar{I}_{L1} , \bar{I}_{L2} , \bar{V}_{C1} , \bar{V}_{C0} vienen dados en la ecuación (3.21)

A partir de él se pueden calcular todas las funciones de red deseadas.

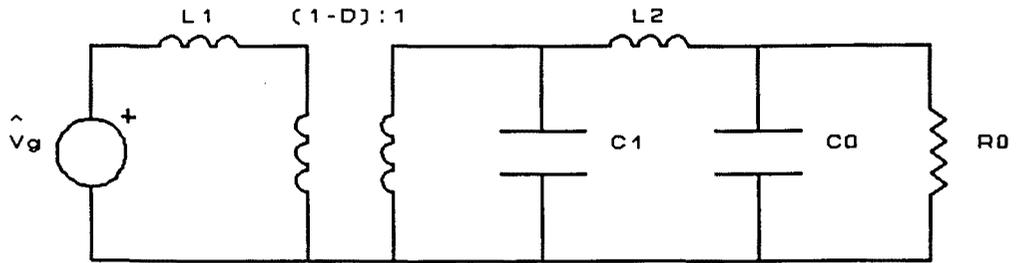
Hay que remarcar que este modelo solo es válido para un determinado régimen estacionario no permitiendo analizar qué ocurre al cambiar de régimen (cambio de D o variación de carga por ejemplo).

3.4 - FUNCIONES DE TRANSFERENCIA SALIDA- ALIMENTACION Y SALIDA -CONTROL.

Se empieza por el cálculo de la función de transferencia $v_0(s) / v_g(s)$

En este caso se supone $d(s) = 0$

El circuito equivalente del convertidor bajo esta condición es el presentado en figura (3.7)

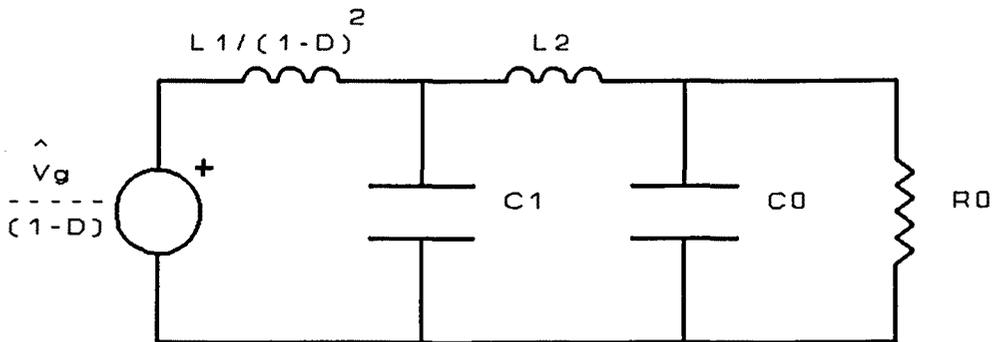


Modelo lineal del convertidor con $d = 0$.

Fig. [3.7]

Los generadores DC se anulan ya que el interés es el cálculo para las perturbaciones.

Tras pasando los elementos en el primario del transformador al secundario, se obtiene el circuito de la figura (3.8)



Modelo lineal del convertidor con $d = 0$.

Fig. [3.8]

El cálculo de v_0 / v_g se puede realizar mediante métodos elementales, llegando a la siguiente expresión (3.28)

$$\frac{v_0(s)}{v_g(s)} = \frac{1}{S^4 + \frac{1}{R_0 C_0} S^3 + \frac{L_1 C_0 + (1-D)^2 L_2 C_0 + L_1 C_1}{L_1 L_2 C_0 C_1} S^2 + \frac{L_1 + (1-D)^2 L_2}{R_0 L_1 L_2 C_0 C_1} S + \frac{(1-D)^2}{L_1 L_2 C_0 C_1}} \cdot \frac{(1-D)}{L_1 L_2 C_0 C_1} \quad (3.28)$$

con:

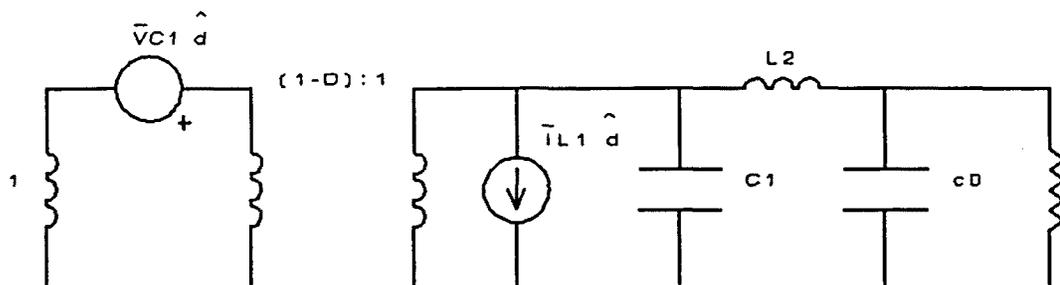
$$\Delta s = S^4 + \frac{1}{R_0 C_0} S^3 + \frac{L_1 C_0 + (1-D)^2 L_2 C_0 + L_1 C_1}{L_1 L_2 C_0 C_1} S^2 + \frac{L_1 + (1-D)^2 L_2}{R_0 L_1 L_2 C_0 C_1} S + \frac{(1-D)^2}{L_1 L_2 C_0 C_1} \quad (3.29)$$

Se continua por la función de transferencia más importante para el diseño del lazo de control, la función de transferencia $V_0(s) / d(s)$.

Hay que recordar que el circuito de control se dedica a determinar el valor de D en cada ciclo de trabajo, es decir está perturbando dicho ciclo de trabajo.

El circuito equivalente para $V_g = 0$ es el dibujado a

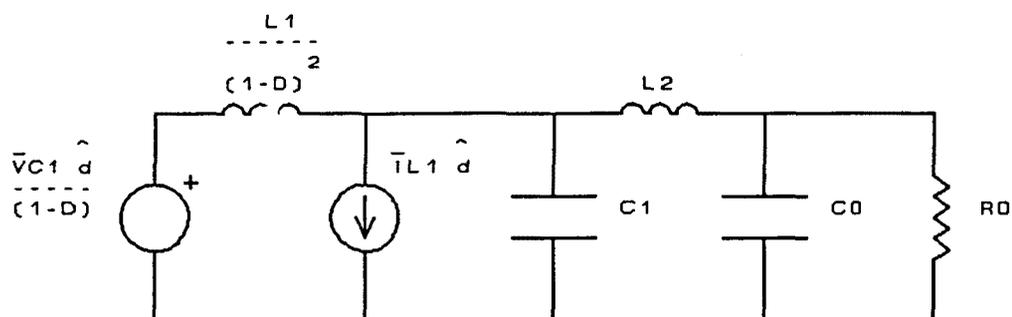
continuación figura [3.9]



Modelo lineal de convertidor $V_g = 0$.

Fig. [3.9]

Al igual que antes pasamos a secundario los elementos del primario obteniendo el circuito de la figura [3.10]



Modelo lineal del convertidor con $\hat{v}_g = 0$

Fig. [3.10]

También mediante análisis elemental, se puede determinar

la función de transferencia $V_0(s) / d(s)$, que se muestra a continuación en (3.30)

$$\frac{V_0(s)}{d(s)} = \frac{-V_s}{(1-D)^2 R_0 L_2 C_0 C_1} \frac{(s - \frac{(1-D)^2 R_0}{L_1})}{\Delta S} \quad (3.30)$$

donde ΔS está desarrollado en (3.29).

Se observa que (3.30) tiene un cero en el semiplano derecho (sistema de fase no mínima), por otro lado característica de los convertidores boost.

Este cero supone un cierto grado de dificultad a la hora de cerrar el lazo de control, ya que implica una gran tendencia a la inestabilidad.

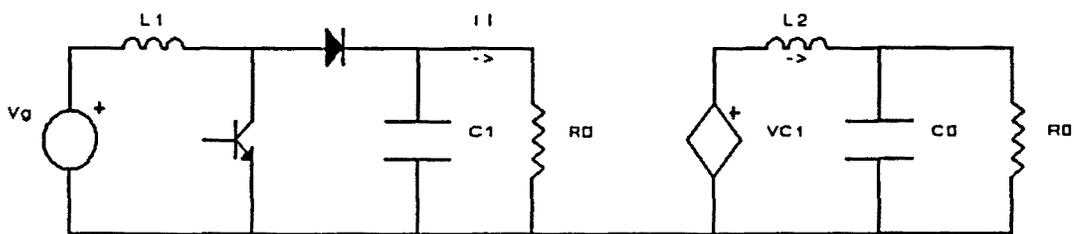
3.5- SEPARABILIDAD DE POLOS

Se describe en este apartado un método aproximado para obtener las funciones de transferencia calculadas en el apartado anterior, de forma que el denominador ΔS de cuarto grado, se pueda descomponer en producto de dos polinomios de segundo grado, con las ventajas de síntesis que esto comporta (especialmente el poder diseñar el filtro $L_2 C_0$ de

salida uniforme independiente). Se obtendrán también las condiciones necesarias para que dicha aproximación sea válida.

El método se fundamenta en la descomposición del convertidor en dos partes una lineal y otra no lineal.

Partiendo del convertidor original, en figura [3.1] se supone una posible descomposición como la que se dibuja en la figura siguiente Fig. [3.11]



Convertidor Boost descompuesto en parte lineal y no lineal.

Fig. [3.11]

Obviamente la parte no lineal es el bloque izquierdo en Fig. [3.11].

La esencia de la descomposición esta en la suposición de

que la parte no lineal (un boost de segundo orden) es cargada por una resistencia igual a la de la carga. Esta suposición se fundamenta en el hecho de que la tensión en C_1 es igual a la de C_0 y que la corriente media \bar{I}_L es igual a \bar{I}_{L2} .

Bajo esta descomposición, podemos calcular

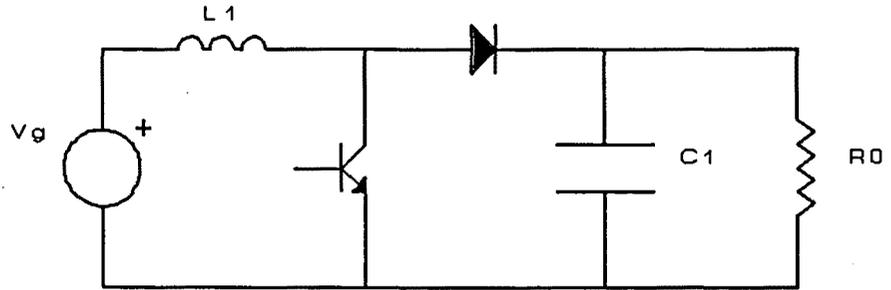
$\frac{V_{Cl}(s)}{d}(s)$ y $\frac{V_{Cl}(s)}{V_g(s)}$ en la parte no lineal y $\frac{V_0(s)}{V_{Cl}(s)}$ en la

parte lineal, obteniendo $\frac{V_0(s)}{V_g(s)}$ y $\frac{V_0(s)}{d(s)}$ como productos

de las anteriores.

Empecemos por el modelo de la parte no lineal. Para hacerlo se utiliza el mismo procedimiento del apartado (3.3).

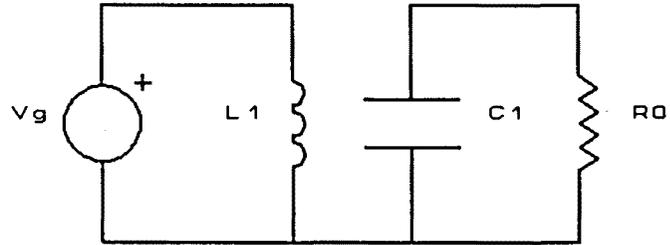
El circuito a modelar mediante promediación es el siguiente en Fig. [3.12]



Parte no lineal del convertidor.

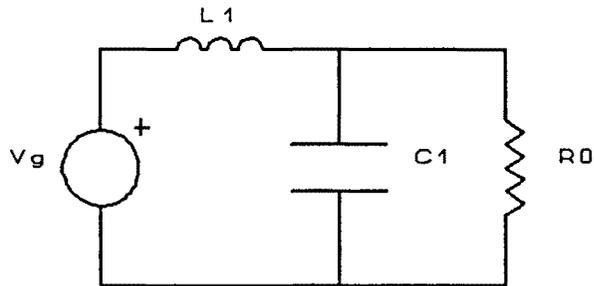
Fig. [3.12]

Cuyas topologías T_{ON} y T_{OFF} se muestran en Fig. [3.13] y Fig. [3.14]



Topología en T_{ON} .

Fig. [3.13]



Topología en T_{OFF} .

Fig. [3.14]

El vector de estado se indica a continuación.

$$x = \begin{bmatrix} I_{L1} \\ V_{C1} \end{bmatrix}$$

(3.31)

La descripción de estado se presenta en las ecuaciones (3.32) para T_{ON} y (3.33) para T_{OFF} .

$$\dot{x} = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & \frac{-1}{R_0 C_0} \end{bmatrix} x + \begin{bmatrix} \frac{1}{L_1} \\ 0 \end{bmatrix} v_g \quad (3.32)$$

$$\dot{x} = \begin{bmatrix} 0 & \frac{-1}{L_1} \\ \frac{1}{C_1} & \frac{-1}{R_0 C_0} \end{bmatrix} x + \begin{bmatrix} \frac{1}{L_1} \\ 0 \end{bmatrix} v_g \quad (3.33)$$

Promediando ambas descripciones se obtiene (3.34)

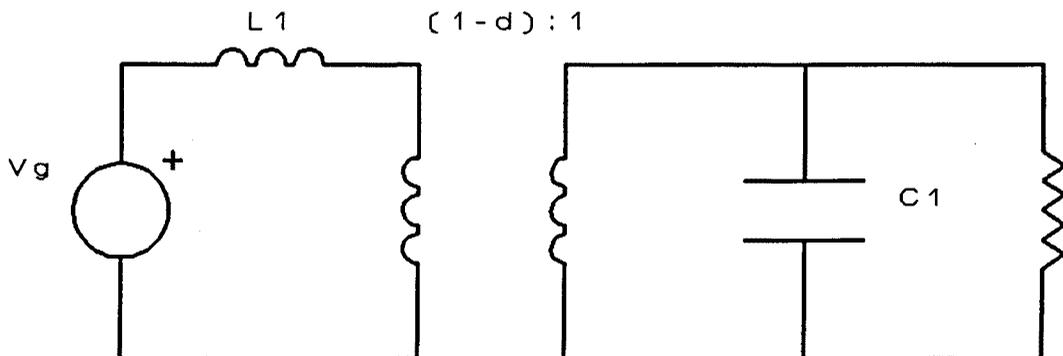
$$\dot{x} = \begin{bmatrix} 0 & \frac{-(1-d)}{L_1} \\ \frac{(1-d)}{C_1} & \frac{-1}{R_0 C_1} \end{bmatrix} x + \begin{bmatrix} \frac{1}{L_1} \\ 0 \end{bmatrix} v_g \quad (3.34)$$

Se reescribe (3.34)

$$\begin{bmatrix} L_1 & \frac{dI_{L1}}{dt} \\ C_1 & \frac{dV_{C1}}{dt} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & -(1-d) \\ (1-d) & \frac{-1}{R_0} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{L1} \\ V_{C1} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} v_g \\ 0 \end{bmatrix}$$

(3.35)

El circuito equivalente correspondiente es: Fig [3.15])



Modelo circuital de la parte no lineal del convertidor.

Fig. [3.15]

Si utilizamos ahora

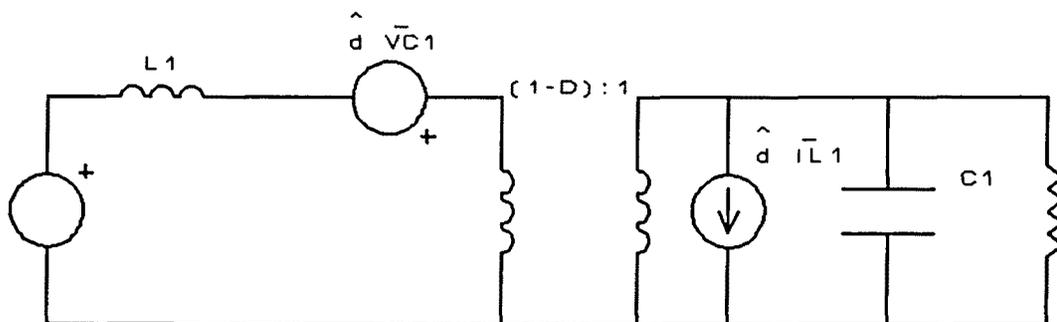
$$\begin{aligned}
 v_g &= \bar{v}_g + v_g \\
 d &= D + d \\
 v_{c1} &= \bar{v}_{c1} + v_{c1} \\
 I_{L1} &= \bar{I}_{L1} + i_{L1}
 \end{aligned}
 \tag{3.36}$$

y aproximamos

$$(1-d) v_{c1} \approx (1-D) \bar{v}_{c1} - d \bar{v}_{c1} + (1-D) v_{c1}
 \tag{3.37}$$

$$(1-d) I_{L1} \approx (1-D) \bar{I}_{L1} - d \bar{I}_{L1} + (1-D) i_{L1}
 \tag{3.28}$$

substituyendo en la figura [3.15] se obtiene la figura [3.16], que es el modelo circuital linealizado



Modelo circuital linealizado de la parte no lineal del convertidor.

Fig. [3.16]

De este modelo, mediante análisis elemental se obtienen las funciones de transferencia mencionadas anteriormente, y que se escriben en (3.39) y (3.40)

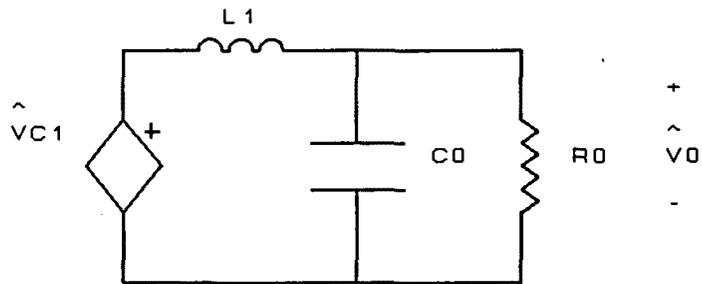
$$\frac{v_{Cl}(s)}{v_g(s)} = \frac{(1-D)}{L_1 C_1} \frac{1}{s^2 + \frac{1}{R_0 C_1} s + \frac{(1-D)^2}{L_1 C_1}} \quad (3.39)$$

$$\frac{v_{Cl}(s)}{d(s)} = \frac{- \left[s - \frac{(1-D)^2 R_0}{L_1} \right]}{s^2 + \frac{1}{R_0 C_1} s + \frac{(1-D)^2}{L_1 C_1}} \cdot \frac{Vg}{(1-D)^2 R_0 C_1} \quad (3.40)$$

Se calcula función $\frac{v_0(s)}{v_{Cl}(s)}$ en la parte lineal.

Se puede observar que este bloque es un filtro paso-bajo LC, destinado a eliminar los componentes de alta frecuencia (frecuencia de conmutación y armónicos) y dejar pasar solo las componentes DC, y las de baja frecuencia-

Se dibuja en Fig [3.16]



Parte lineal de convertidor

Fig. [3.17]

Por análisis elemental se obtiene (3.41)

$$\frac{v_0(s)}{v_{c1}(s)} = \frac{1}{L_2 C_0} \frac{1}{\left[s^2 + \frac{1}{R_0 C_0} s + \frac{1}{L_2 C_0} \right]} \quad (3.41)$$

De (3.39) y (3.41) se obtiene la función de transferencia siguiente:

$$\frac{v_0(s)}{v_g(s)} = \frac{(1-D)}{L_1 L_2 C_1 C_0} \cdot \frac{1}{\left[s^2 + \frac{1}{R_0 C_1} s + \frac{(1-D)^2}{L_1 C_1} \right] \left[s^2 + \frac{1}{R_0 C_0} s + \frac{1}{L_2 C_0} \right]} \quad (3.42)$$

Y de (3.40) y (3.41)

$$\frac{v_0(s)}{d_{(s)}} = \frac{-Vg}{(1-D)^2 R_0 C_1 L_2 C_0} \cdot \frac{\left[s - \frac{(1-D)^2 R_0}{L_1} \right]}{\left[s^2 + \frac{1}{R_0 C_1} s + \frac{(1-D)^2}{L_1 C_1} \right] \left[s^2 + \frac{1}{R_0 C_0} s + \frac{1}{L_2 C_0} \right]} \quad (3.43)$$

(3.42) Y (3.43) son las funciones de transferencia deseadas.

Comparándolas con (3.28) y (3.30) respectivamente, las funciones exactas, hay que determinar bajo que condiciones unas aproximan a las otras. Para determinarlas, se desarrolla el denominador de (3.42) (o (3.43)) y se compara con ΔS en (3.29)

$$\begin{aligned}
& \left[s^2 + \frac{1}{R_0 C_1} s + \frac{(1-D)^2}{L_1 C_1} \right] \left[s^2 + \frac{1}{R_0 C_0} s + \frac{1}{L_2 C_0} \right] = \\
& = s^4 + \left[\frac{1}{R_0 C_1} + \frac{1}{R_0 C_0} \right] s^3 + \left[\frac{1}{L_2 C_0} + \frac{(1-D)^2}{L_1 C_1} + \frac{1}{R_0^2 C_0 C_1} \right] s^2 + \\
& + \left[\frac{1}{L_2 C_0 R_0 C_1} + \frac{(1-D)^2}{L_1 C_1 L_2 C_0} \right] s + \frac{(1-D)^2}{L_1 C_1 L_2 C_0}
\end{aligned} \tag{3.44}$$

Se trataría pues, que para buena aproximación de ambas expresiones, se verificara:

$$\left[\frac{1}{R_0 C_1} + \frac{1}{R_0 C_0} \right] \cong \frac{1}{R_0 C_0} \tag{3.45}$$

$$\frac{1}{L_2 C_0} + \frac{(1-D)^2}{L_1 C_1} + \frac{1}{R_0^2 C_0 C_1} \cong \frac{L_1 C_0 + (1-D)^2 L_2 C_0 + L_1 C_1}{L_1 L_2 C_0 C_1} \tag{3.46}$$

$$\frac{1}{L_2 C_0 R_0 C_1} + \frac{(1-D)^2}{L_1 C_1 R_0 C_0} \cong \frac{L_1 + (1-D)^2 L_2}{R_0 L_1 L_2 C_0 C_1} \tag{3.47}$$

$$\frac{(1-D)^2}{L_1 L_2 C_0 C_1} \cong \frac{(1-D)^2}{L_1 C_1 L_2 C_0} \quad (3.48)$$

Para que se verifique (3.45) hace falta que

$$\frac{1}{R_0 C_0} >> \frac{1}{R_0 C_1} \quad (3.49)$$

O lo que es lo mismo

$$C_1 >> C_0 \quad (3.50)$$

Para que se verifique (3.46)

$$L_1 C_1 + (1-D)^2 L_2 C_0 + \frac{1}{R_0^2} L_2 L_1 \cong L_1 C_0 + (1-D)^2 L_2 C_0 + L_1 C_1 \quad (3.51)$$

O lo que es lo mismo

$$L_1 \left[C_1 + \frac{L_2}{R_0^2} \right] \cong L_1 (C_0 + C_1) \quad (3.52)$$

Puesto que $C_1 \gg C_0$ según (3.50), basta con que

$$C_1 \gg \frac{L_2}{R_0^2}$$

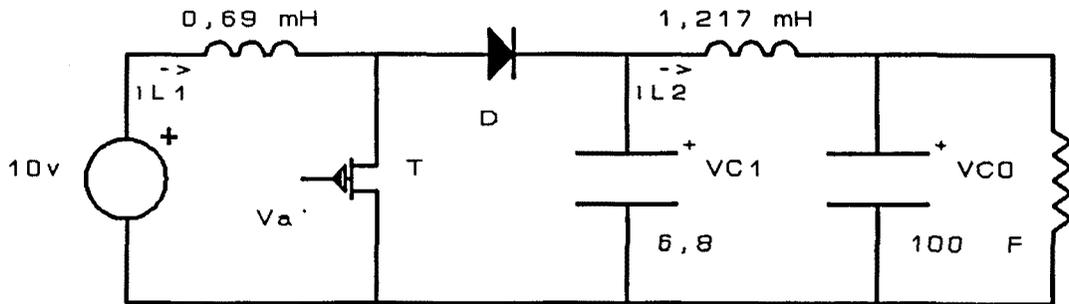
(3.53)

Por tanto las condiciones para que se puedan expresar (3.28) y (3.30) en la forma de (3.42) y (3.43) están expresadas en (3.50) y (3.53) (a partir de aquí, estas dos últimas ecuaciones serán denominadas condiciones de separabilidad de polos).

3.6.- CONVERTIDOR EXPERIMENTAL REALIZADO

Como verificación de los apartados anteriores, se ha construido un convertidor.

El esquema correspondiente se muestra a continuación con los valores de los distintos componentes.



Convertidor experimental.

Fig.[3.18]

T: MOSFET BUZ 10

D: DIODO BYW80

La señal de control V_g , se obtiene a partir de un circuito integrado generador de PWM (modulador de anchura de pulsos), el LM 3524, cuyas especificaciones se adjuntan en el anexo.

La frecuencia de la señal PWM obtenida es $f = 60.600$ Hz.
El interruptor T, se realiza mediante un Mosfet del tipo BUZ 10.

Se elige este tipo por tener una RDS muy baja, de forma que el rendimiento del convertidor puede ser alto.

El diodo D es del tipo BYW 80 , elegido por ser suficientemente rápido.

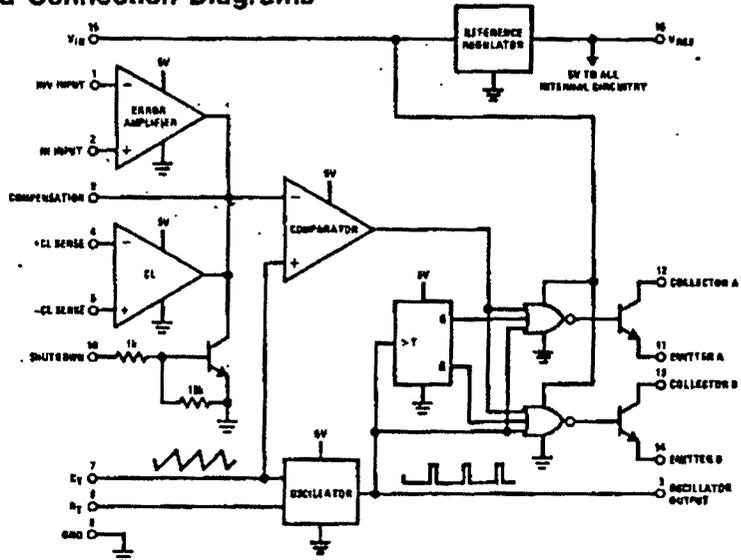
Los condensadores C_1 y C_0 se han elegido de poliester, ya que tienen una baja resistencia serie.

Los inductores se han realizado mediante bobinados en un nucleo de ferrita C3 del tipo E3 de dimensiones 40/20/10.

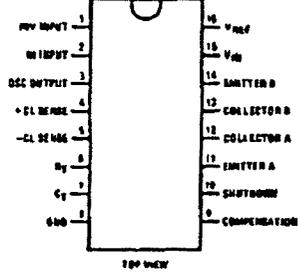
Las medidas de L_1 y L_2 se han realizado mediante circuito resonante LC.

Se muestra a continuación el diagrama de bloques Fig.[3.19] y el de conexionado para las mediciones en lazo abierto del C.I. LM3524, Fig.[3.19 a], que se ha utilizado en este prototipo.

Block and Connection Diagrams



Dual-In-Line Package

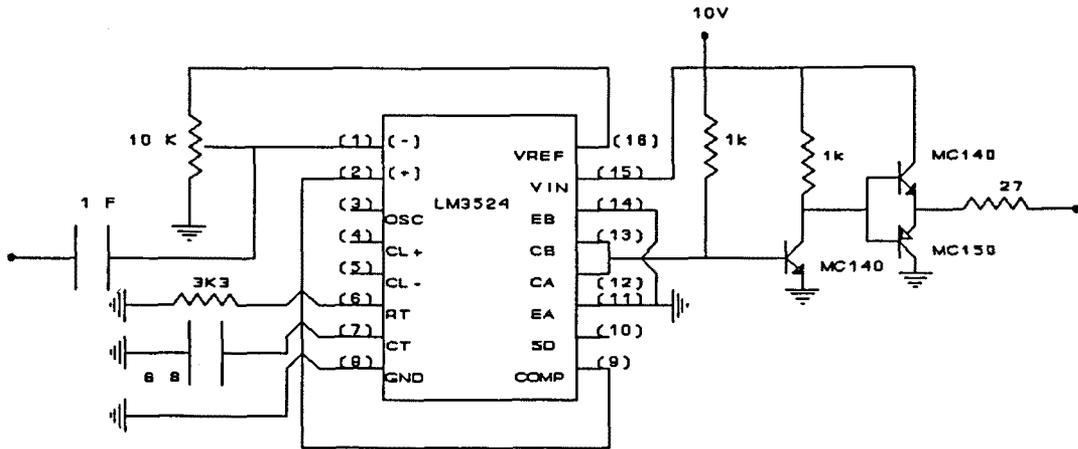


Order Number LM1524J, LM2524J
or LM3524J
See NS Package J16A

Order Number LM2524N
or LM3524N
See NS Package N16A

Diagrama de bloques del C.I. LM3524

Fig. [3.19]



Circuito generación PWM (lazo abierto)

Fig. [3.19a]

Este circuito permite la introducción de un valor constante de d ($d=D$), a través del potenciómetro de 10 K, y de una perturbación d a partir de V_s .

El par MC140-MC150 se utiliza para lograr rapidez en la conmutación del MOSFET BUZ 10.

La resistencia de 27Ω es de protección y de amortiguación.

Los transistores finales del LM 3524 no atacan directamente al driver del MOSFET (por MC 140-MC 150), sino a través de un inversor intermedio (MC 140), a fin de que V_c esté en fase con la salida del modulador.

Se describe a continuación el procedimiento de diseño que ha permitido la elección de los componentes.

Se toman como parámetros iniciales de diseño los siguientes:

$$V_g = 10 \text{ V}$$

$$R_o = 55 \Omega$$

$$D = 0,5 \text{ (Régimen estacionario)}$$

$$f_c = 60.600 \text{ Hz. (frecuencia de la señal de control)}$$

Esta frecuencia se ha elegido por ser un compromiso entre

un valor suficientemente alto (lo que permite valores de capacidades y autoinducciones pequeños) y uno suficientemente bajo para no tener que considerar efectos parásitos de los componentes.

De estos parámetros se deducen, utilizando las ecuaciones (3.21), los valores medios del vector de estado.

$$\bar{I}_{L1} = 727 \text{ m A} \tag{3.54}$$

$$\bar{I}_{L2} = 363 \text{ m A} \tag{3.55}$$

$$\bar{V}_{C1} = 20 \text{ V} \tag{3.56}$$

$$\bar{V}_{C0} = 20 \text{ V} \tag{3.57}$$

Segun (2.77), si limitamos el rizado de \bar{i}_{L1} a

$$\Delta i_{L1} = 120 \text{ m A} \tag{3.58}$$

Se obtiene:

$$L_1 = 0'69 \text{ m H} \tag{3.59}$$

El condensador C_1 , se elige de forma arbitraria de forma que

$$C_1 = 6/8 \mu F \quad (3.60)$$

El cálculo de L_2 C_0 , elementos del filtro de salida supone tener en cuenta dos consideraciones.

- a) Deben verificarse las condiciones de separabilidad para poder diseñar este filtro en forma independiente. Luego (3.50) y (3.53) tienen que cumplirse.

- b) El filtro pasa-bajos de salida, cuya función de transferencia esta expresada en (3.29) no debe presentar pico de resonancia ($\xi \geq 1$), y el polo más alejado del origen (al ser $\xi \geq 1$ ambos polos son reales) debe estar asimismo muy alejado de la pulsación correspondiente a la frecuencia de conmutación $m_u = 2\pi fc = 3'808.10^5$.

El valor de ξ y de los polos se expresa a continuación

$$\xi = \frac{1}{2} \sqrt{\frac{L_2}{R_0^2 C_0}} \quad (3.61)$$

$$S_{1,2} = - \frac{1}{2R_0C_0} \pm \sqrt{\frac{L_2 - L_1 C_0 R_0}{L_1 C_0 R_0}} \quad (3.62)$$

Las condiciones expresadas en a) y b) implican:

$$C_0 \ll 6'8 \mu F \quad (3.63)$$

$$L_2 \ll 20'57 m H \quad (3.64)$$

$$9'091 \cdot 10^{-3} \sqrt{\frac{L_2}{C_0}} \geq 1 \quad (3.65)$$

$$3'808 \cdot 10^5 \gg + \frac{9'091 \cdot 10^{-3}}{C_0} + 6'74 \cdot 10^{-2} \sqrt{L_2 - 220 C_0} \quad (3.66)$$

La elección de L_2 y C_0 se hace por tanteo.

$$L_2 \ll 1'217 m H \quad (3.67)$$

$$C_0 < 100 \text{ nF}$$

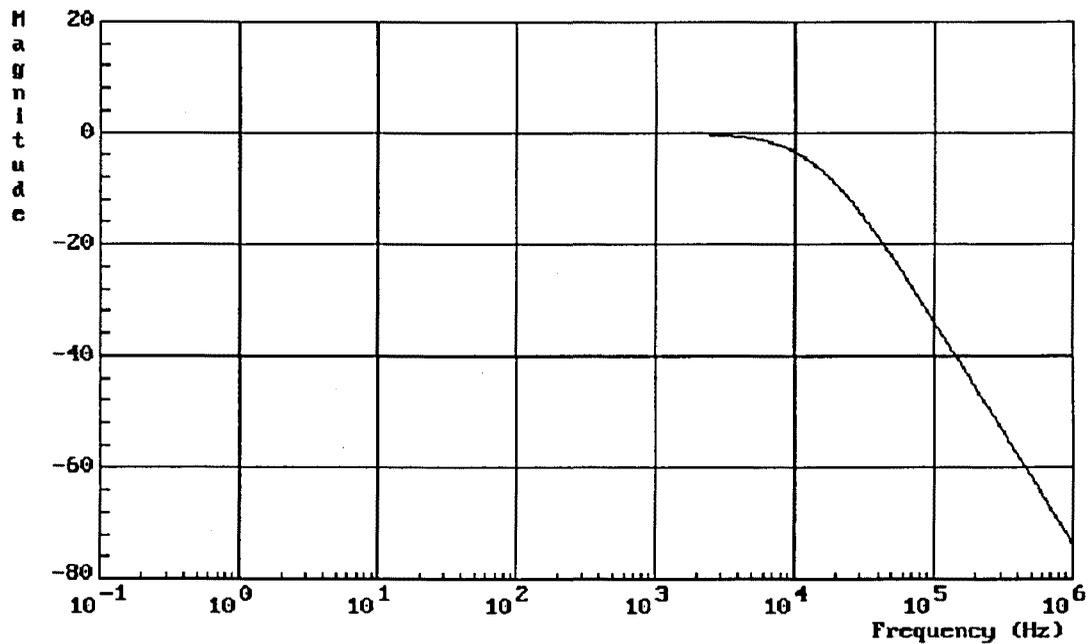
(3.68)

La función de transferencia del filtro de salida queda por tanto

$$\frac{V_0(s)}{V_{c1}(s)} = \frac{8'217 \cdot 10^9}{s^2 + 1'818 \cdot 10^5 s + 8'217 \cdot 10^9}$$

(3.69)

La respuesta en frecuencia se dibuja a continuación



Respuesta en frecuencia del filtro de salida

Fig. [3.19]

A la frecuencia de conmutación, el nivel es de -25 db aproximadamente, es decir $\frac{V_0}{V_{c1}} \approx 3 \cdot 10^{-3}$, lo que supone una

atenuación suficientemente alta.

Se pueden calcular ahora las funciones de transferencia del convertidor completo.

Se utilizan las expresiones (3.42) y (3.43) puesto que el criterio de separabilidad se verifica.

Substituyendo valores de los componentes, se obtiene:

$$\frac{v_0(s)}{v_g(s)} = \frac{8'756 \cdot 10^{17}}{(s^2 + 2'674 \cdot 10^3 s + 5'328 \cdot 10^7) (s^2 + 1'818 \cdot 10^5 s + 8'217 \cdot 10^9)}$$

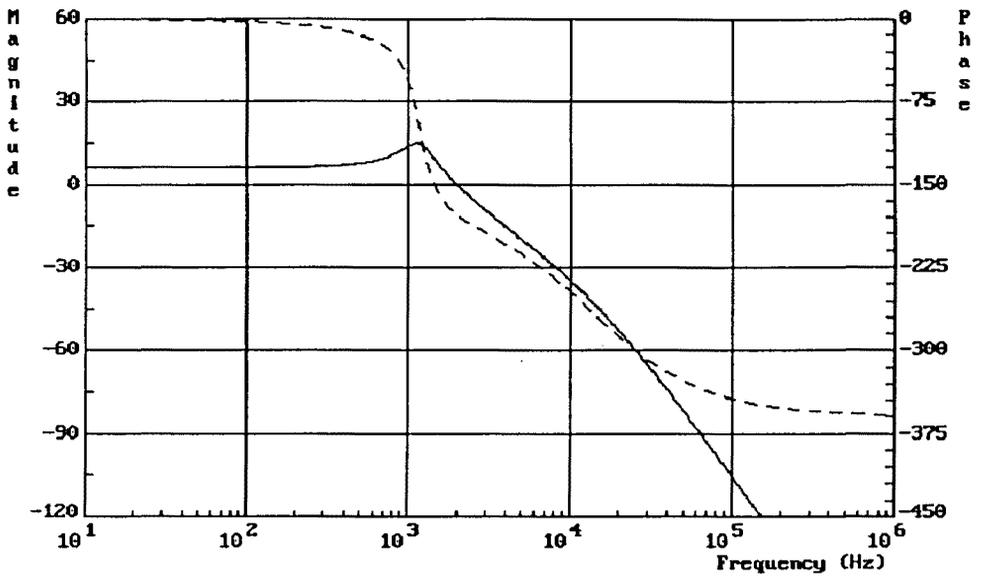
(3.70)

y

$$\frac{v_0(s)}{d(s)} = \frac{-8'788 \cdot 10^{14} (s - 1'993 \cdot 10^4)}{(s^2 + 2'674 \cdot 10^3 s + 5'328 \cdot 10^7) (s^2 + 1'818 \cdot 10^5 s + 8'217 \cdot 10^9)}$$

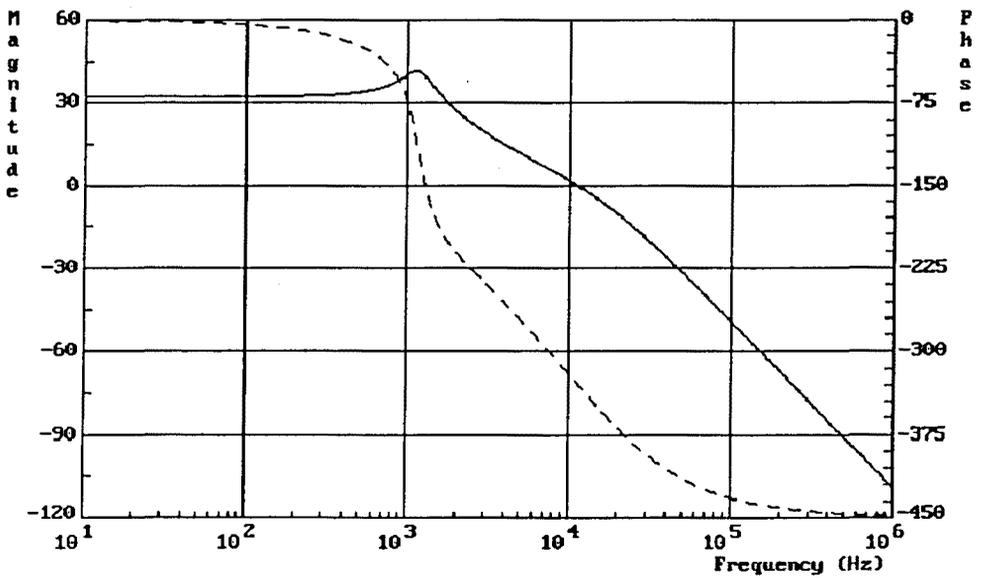
(3.71)

La respuesta en frecuencia de ambas funciones se muestra a continuación, en Fig. [3.20] y [3.21].



Respuesta en frecuencia de $v(d)/v_g(s)$

Fig. [3.20]



Respuesta en frecuencia de $v_o(s)/d(s)$

Fig. [3.21]

Las medidas efectuadas en el prototipo se muestran a continuación, en régimen estacionario

$$v_g = 10V \quad \Delta V_g = 60 \text{ m V} \quad (3.72)$$

$$D = 0'5 \quad (3.73)$$

$$\bar{I}_{L1} = 729 \text{ m A} \quad \Delta i_{L1} = 133 \text{ m A} \quad (3.74)$$

$$\bar{I}_{L2} = 367 \text{ m A} \quad \Delta i_{L2} = \text{Inmedible} \quad (3.75)$$

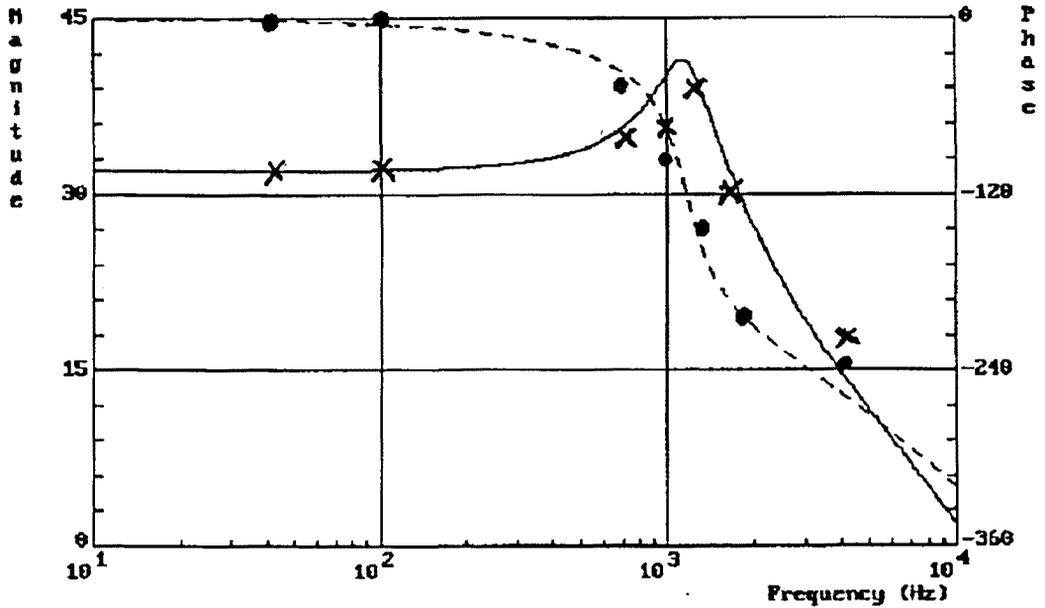
$$\bar{V}_{c1} = 20'07 \text{ V} \quad \Delta V_{c1} = 480 \text{ m V} \quad (3.76)$$

$$\bar{V}_0 = 20 \text{ V} \quad \Delta V_0 = 30 \text{ m V} \quad (3.77)$$

Las discrepancias respecto a los valores teóricos (3.54) a (3.58) son pequeñas (error máximo 10 %).

En cuanto a respuesta en frecuencia en Fig. [3.22] (ampliación de 3.21), se muestran las medidas

experimentales efectuadas.



Respuesta en frecuencia. Ampliación medidas experimentales.
[x: Módulo; ●: Fase]

Fig. [3.22]

Las discrepancias, especialmente en cuanto a la suavidad de los picos de la respuesta real respecto de la teórica, es debida al hecho de no tener en cuenta las pérdidas en los distintos elementos del circuito.

El pico de resonancia sin embargo, aparece a una frecuencia de 1319 Hz, muy próxima a la teórica.

4. - CONTROL DEL CONVERTIDOR BOOST CON FILTRO DE SALIDA MEDIANTE REALIMENTACION DE TENSION

4.1 - INTRODUCCION

Mediante la utilización de un generador PWM (modulación de anchura de pulsos), se sintetizará un lazo cerrado de tensión, es decir se intentará fijar una tensión de salida a una referencia deseada.

Se determinarán las funciones de transferencia, tensión de salida-tensión de referencia e impedancia de salida. Se indicarán asimismo las ventajas y desventajas que ofrece este tipo de control.

4.2 - MODELO DE UN GENERADOR PWM ¹

El generador PWM que se utilizará, del que existen versiones integradas (LM 3524 de National, por ejemplo), responde a un diagrama de bloques básico como el que se dibuja a continuación. (El diagrama de bloques completo se

¹ A partir de aquí se utilizarán las variables en minúscula para indicar perturbación, y en mayúscula para indicar régimen estacionario.

presenta en la Fig. [3.19]).

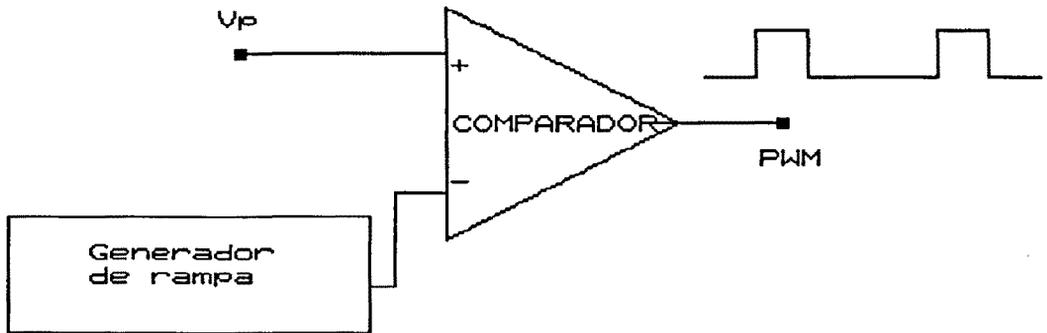
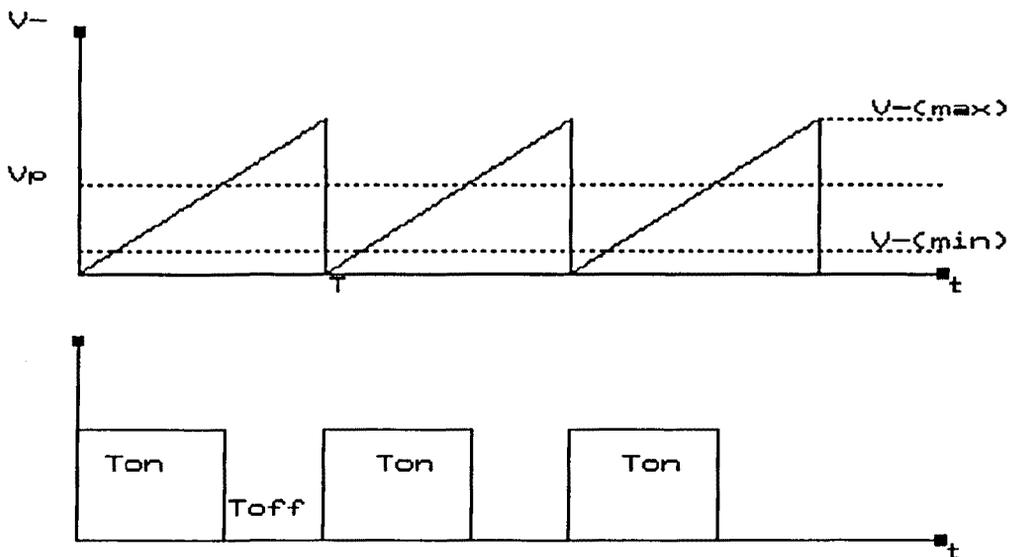


Diagrama básico del generador PWM

Fig. [4.1]

Las gráficas temporales correspondientes son:



Gráficas temporales del generador PWM

Fig. [4.2]

Se observa que el valor de la tensión $V^+ = v_p$, puesto que la frecuencia y niveles de tensión de la rampa son absolutamente fijos, determina el instante en que el comparador conmuta de nivel alto a nivel bajo, es decir determina el valor de D.

Si se supone que los retardos del comparador son despreciables, se puede obtener el valor de D en función de V_{\min}^- , V_{\max}^- y V^+ , de la siguiente forma:

$$D = \frac{T_{ON}}{T} = \frac{V^+ - V_{\min}^-}{V_{\max}^- - V_{\min}^-} \quad (4.1)$$

Puesto que nuestro interés a efectos del lazo de control, es el modelo en pequeña señal, de (4.1) se deduce:

$$\frac{\partial D}{\partial V} = \frac{1}{V_{\max}^- - V_{\min}^-} \quad (4.2)$$

O lo que es lo mismo, para ΔV^+ muy pequeño

$$\Delta D = \left[\frac{1}{V_{\max}^- - V_{\min}^-} \right] \Delta V = K \Delta V^+ \quad (4.3)$$

Por tanto, como modelo del generador PWM, se utilizará el siguiente (en lugar de Δ , se utilizará el símbolo de perturbación).



Bloque generador PWM

Fig. [4.3]

4.3 - DIAGRAMA DE BLOQUES DEL CONVERTIDOR BOOST CON LAZO DE TENSION

El diagrama de bloques en pequeña señal, que se cita se dibuja en la siguiente figura

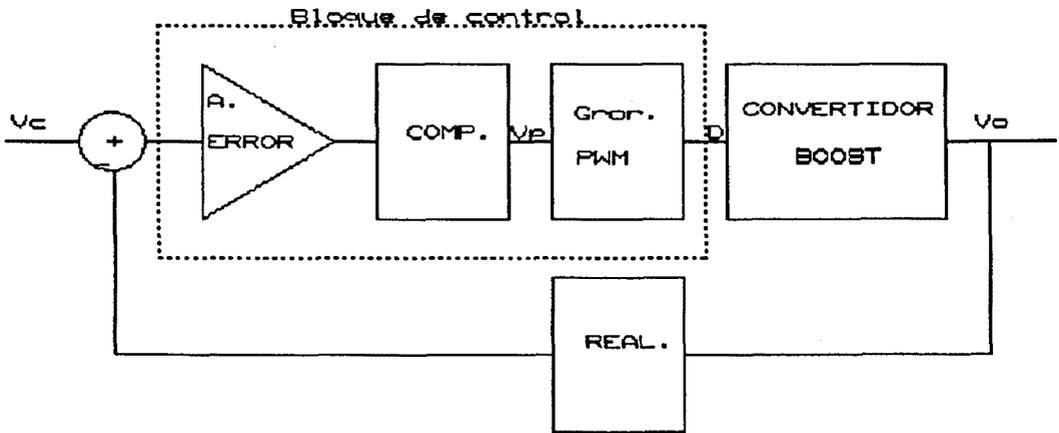


Diagrama de bloques del convertidor en lazo cerrado.

Fig. [4.4]

Tal como queda patente en la figura anterior, la variable a controlar es la tensión de salida del convertidor, de la que se obtiene una muestra mediante el bloque de realimentación (un divisor de tensión).

Esta muestra se compara a la consigna V_c , y mediante la cadena de control (amplificador de error, compensador y generador PWM) se fuerza a la planta (el convertidor propiamente dicho) a seguirla.

La nomenclatura que se utilizará en las funciones de transferencia de los distintos bloques será la siguiente:

$$\text{CONVERTIDOR: } S_{\text{CONTR}}(s) = V_o(s)/d(s)$$

$$\text{BLOQUE DE CONTROL: } \text{CONTR}(s) = d(s)/V_c(s)$$

COMPENSADOR: $Z_c(s)$

REALIMENTACION: $REAL(s) = V_m(s)/V_o(s)$

GANANCIA DE LAZO: $T(s)$

GANANCIA EN LAZO CERRADO: $G(s) = V_o(s)/V_c(s)$

Se comentan ahora dos aspectos importantes del lazo de control que se propone.

En primer lugar, debido a que la variable de estado que se realimenta es una variable lenta (la tensión del condensador de salida C_o , tiene una constante de tiempo mucho mayor que el periodo que corresponde a la frecuencia de conmutación), debemos esperar que dicho lazo sea de respuesta lenta.

Esta característica se apreciará especialmente al estudiar la respuesta ante variaciones de carga (convertidor alimentando a cargas pulsantes).

En segundo lugar, debido a que el convertidor tiene una ganancia DC muy elevada y además tiene un cero en el semiplano derecho, la tendencia del sistema en lazo cerrado es a ser inestable, lo que limitará el diseño del compensador y de la realimentación.

Finalmente, como condición de diseño, la ganancia de lazo

a baja frecuencia deber ser lo más elevada posible, a fin de que el sistema sea lo más insensible posible a variaciones de la planta (por ejemplo a variaciones de la tensión del generador V_g).

Del diagrama de bloques de la Fig. [4.4] se pueden deducir la siguiente expresión general para la función de transferencia tensión de salida-tensión de referencia.

$$G(S) = \frac{V_o(S)}{V_c(S)} = \frac{S \text{ CONTR}(s) \cdot \text{CONTR}(s)}{1 + \text{REAL}(s) \cdot S \text{ CONTR}(s) \cdot \text{CONT}(s)} \quad (4.4)$$

Las expresiones de las distintas funciones de transferencia que aparecen en esta expresión se escriben en el próximo apartado.

4.4 - CONVERTIDOR CON LAZO DE TENSION REALIZADO

Para los valores del convertidor boost sobre el que se efectuarán las distintas mediciones, la función $\text{SCONTR}(s)$ es:

$$\text{SCONTR}(s) = \frac{V_o(s)}{d(s)} = \frac{-8'788 \cdot 10^{14} (s \pm 1'993 \cdot 10^4)}{(s^2 + 2'674 \cdot 10^3 s + 5'328 \cdot 10^7) (s^2 + 1'818 \cdot 10^5 s + 8'217 \cdot 10^9)} \quad (4.5)$$

Esta expresión se ha obtenido en el capítulo anterior (ecuación 3.71).

El bloque de control (amplificador de error, compensador y generador PWM) está constituido por el circuito integrado LM3524 y la red de compensación.

A fin de poder calcular la función de transferencia asociada, es necesario modelar dicho C.I.

De las especificaciones del fabricante, el amplificador de error verifica:

Ganancia DC = 80 db

Resistencia de salida = $5M\Omega$

Frecuencia de corte (polo de primer orden) = 650 Hz

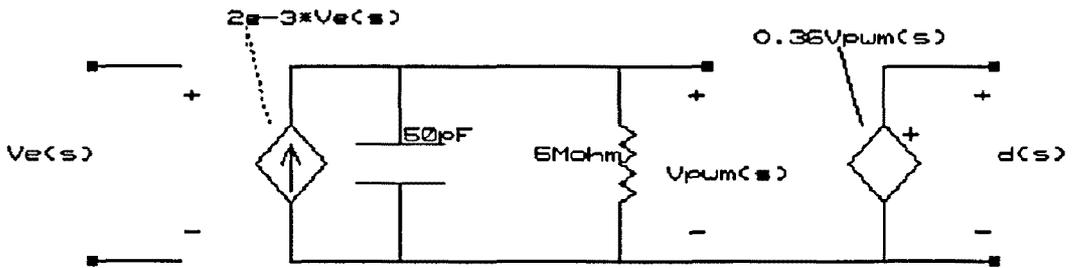
De la ecuación (4.3), se tiene al verificarse que

$V_{\max} = 3.5V$ para $D=0.9$

$V_{\min} = 1V$ para $D=0$

$K = 0.36$

Un circuito equivalente puede ser:

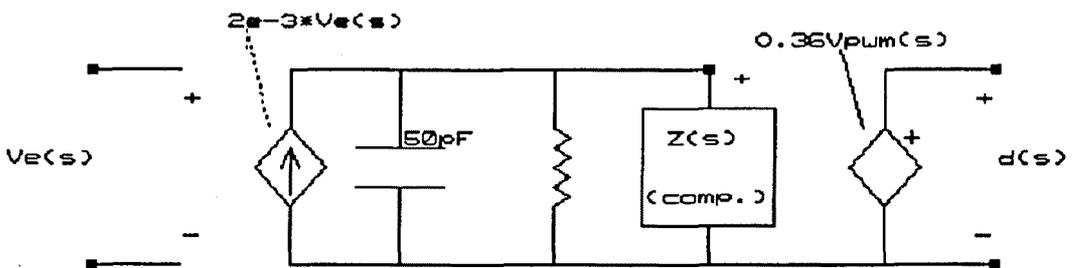


Circuito equivalente en pequeña señal del CI. LM3524

Fig. [4.5]

El compensador estará constituido por una impedancia conectada, gracias a la configuración del LM3524, en paralelo a la resistencia de $5\text{M}\Omega$.

El bloque de control completo se dibuja a continuación



Circuito equivalente del bloque de control

Fig. [4.6]

Del análisis del bloque de control:

$$Z (50pF//5M\Omega) = \frac{2 \cdot 10^{10}}{S + 4 \cdot 10^3} \quad (4.6)$$

suponiendo:

$$|Z(s)| < \left| \frac{2 \cdot 10^{10}}{s+4 \cdot 10^3} \right| \quad (4.6 \text{ bis})$$

Se puede deducir:

$$Z(s) = \frac{2 \cdot 10^{10}}{s+4 \cdot 10^3} // Z_c(s) \approx Z_c(s) \quad (4.7)$$

Con ello:

$$CONTR(s) = \frac{d(s)}{V_c(s)} = 7/2 \cdot 10^{-4} \cdot Z_c(s) \quad (4.8)$$

El bloque de realimentación, REAL(S) es una red resistiva divisora, para adaptar a los niveles de tensión a los necesarios para el LM3524.

$$\text{Por tanto } REAL(S) = K \quad (K \leq 1) \quad (4.9)$$

Con todo esto, la ganancia de lazo del sistema es:

(4.10)

$$T(s) = SCONTR(s) \cdot CONTR(s) \cdot REAL(s)$$

que en nuestro caso particular:

$$T(s) = \frac{-7'030 \cdot 10^{11} (S-19930)}{(s^2+2674s+5'328 \cdot 10^7) (s^2+1'818 \cdot 10^5s+8'217 \cdot 10^9)} Z_c(s) K \quad (4.11)$$

A fin de poder sintetizar $Z(s)$ se presenta el diagrama de Nyquist para $SCONTR(s)$

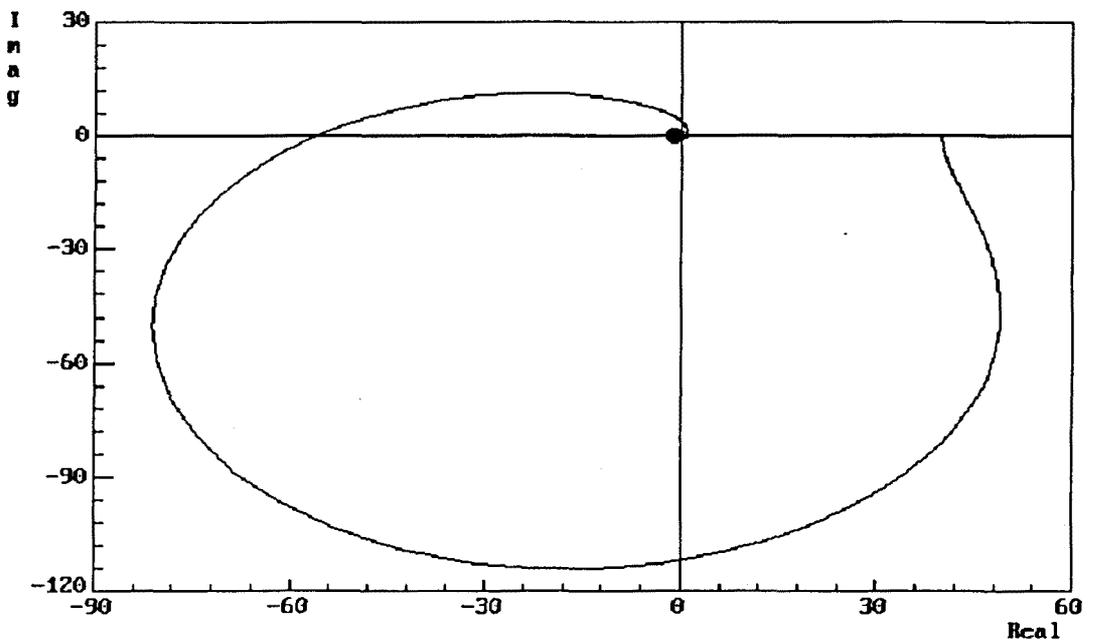


Diagrama de Nyquist de $SCONTR(s)$

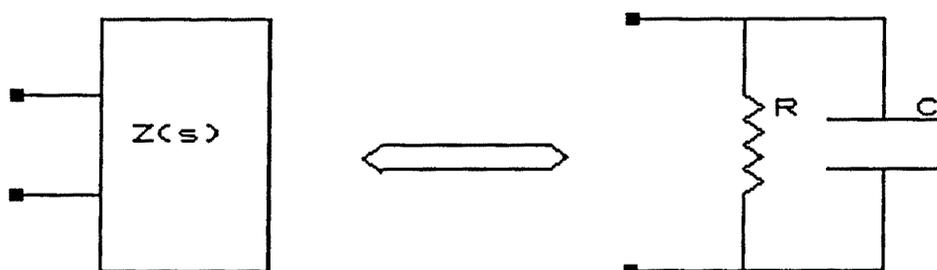
Fig. [4.7]

Se observa que rodea una vez al punto $(-1+j0)$ lo que significa que para estabilizar es necesaria una $Z(s)$ que disminuya su valor con la frecuencia.

Además para tener una buena regulación DC, es conveniente que la ganancia de lazo ($I(s)$) en continua sea lo mayor posible.

Por otro lado es conveniente que $Z(s)$ aporte fase negativa, que junto con la disminución de su módulo antes comentada favorece la estabilidad.

La red que se propone es la siguiente:



Red compensadora

Fig. [4.8]

cuya impedancia es:

$$Z_c(s) = \frac{1}{C \left(s + \frac{1}{RC} \right)} \quad (4.12)$$

Para $C = 4,7\mu\text{F}$ y $R = 10^5\Omega$ se obtiene:

$$Z_c(s) = \frac{212766}{s + 2'12766} \quad (4.13)$$

El valor de K depende del punto de trabajo elegido.

Para una tensión de salida de 20V y una tensión de entrada de 10V, el ciclo de trabajo es $D=0'5$.

Hay que ajustar el divisor de tensión que constituye la red de realimentación de forma que para los 20V de entrada a dicha red su tensión de salida sea de $v_m=2,5\text{V}$, valor igual al de la tensión V_c que se aplica al terminal + del amplificador de error mediante un divisor de tensión de constante 0'5 de la tensión de referencia ($V_{ref} = 5\text{V}$) del propio LM3524, por tanto el valor de $REAL(s)$ es

$$REAL(s) = K = 0'125 \quad (4.14)$$

Una vez substituidos estos valores en (4.11), se obtiene:

$$T(s) = \frac{-1'346.10^{16} (S - 1'993.10^4)}{(S^2+2'674.10^3S+5'3287.10^7) (S^2+1'818.10^5S+8'217.10^9)} \cdot \frac{1}{(S+2'12766)} \quad (4.15)$$

El diagrama de Nyquist correspondiente a T(s) es el que sigue:

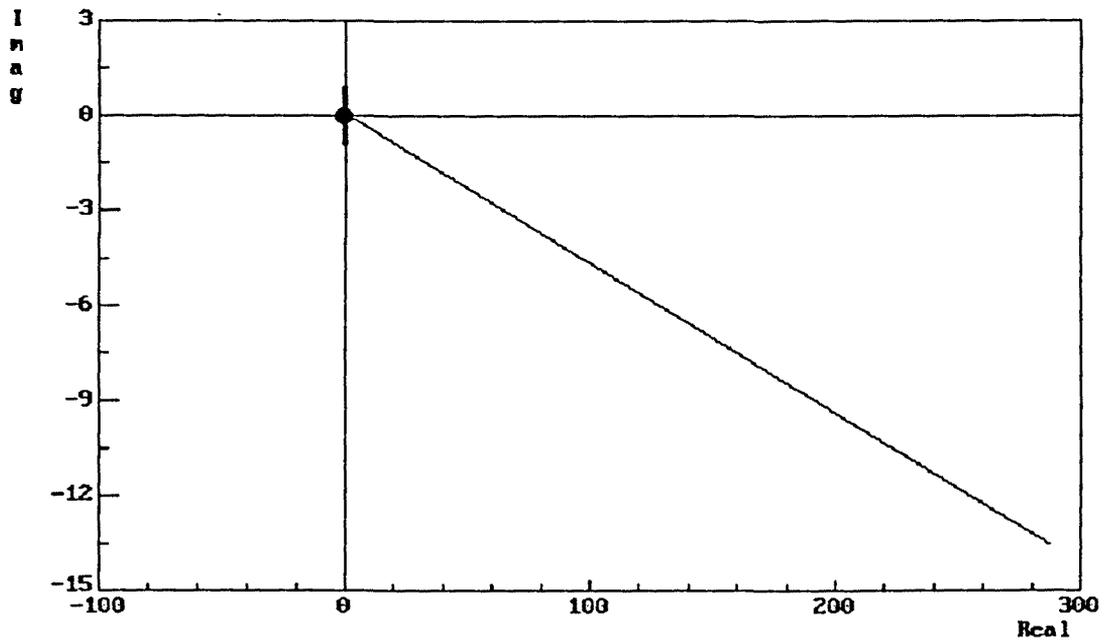


Diagrama de Nyquist de T(s)

Fig. [4.9]

Se observa que el sistema es ahora claramente estable.

Además en DC, la ganancia de lazo es 10^{167} lo que asegura una regulación adecuada.

Se calcula la función de transferencia

$$G(s) = V_0(s)/V_C(s)$$

$$G(s) =$$

$$= \frac{-1'346 \cdot 10^{17} (s - 1'993 \cdot 10^4)}{(s^5 + 1'845 \cdot 10^5 s^4 + 8'757 \cdot 10^9 s^3 + 3'168 \cdot 10^{13} s^2 + 4'244 \cdot 10^{17} s + 2'6923 \cdot 10^{20})}$$

(4.16)

El diagrama de Bode para $G(s)$ se muestra en las figuras [4.10] y [4.11].

En la última de ellas se dibujan los valores medidos en el prototipo realizado (valores indicados en la tabla (4.1)).

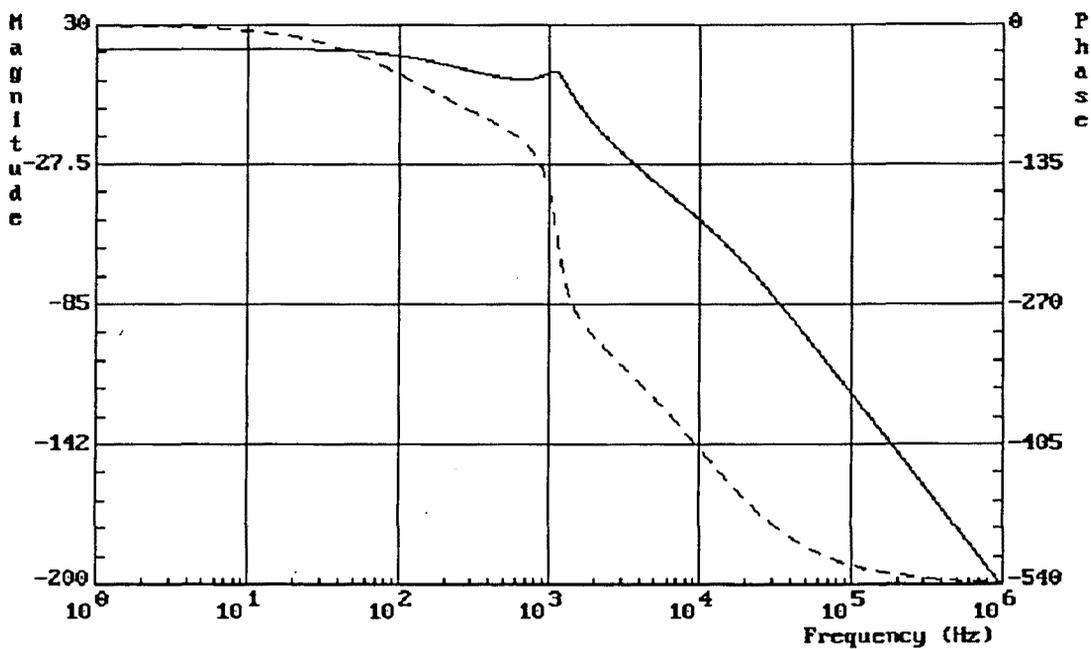


Diagrama de Bode de $G(s)$

Fig. [4.10]

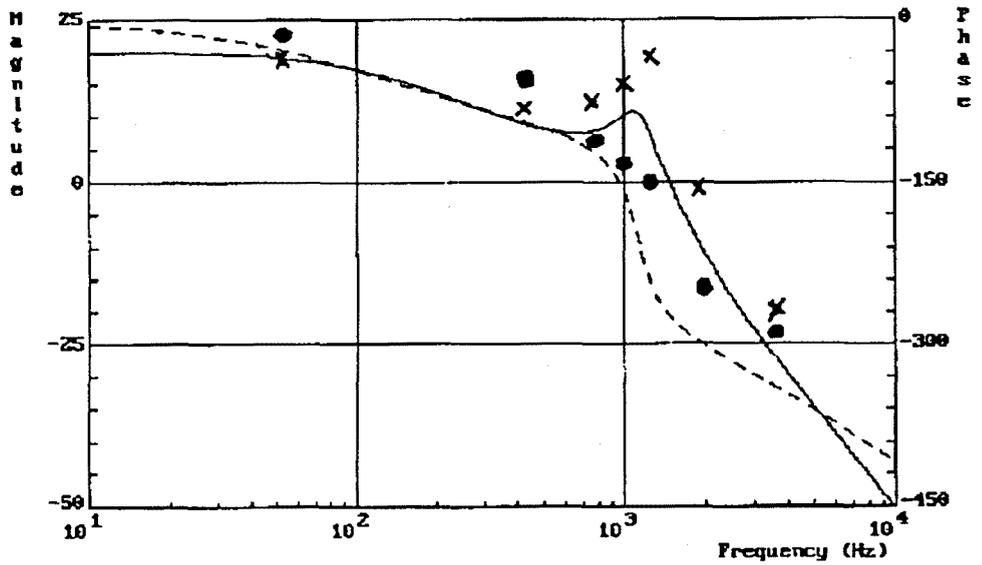


Diagrama de Bode de G(s). Ampliación. Mediciones en el prototipo. [x: Módulo; ●: Fase]

Fig.[4.11]

FREC.	Vo	Vo db	FASE(°)
50	0,2	20	-30
400	0,08	12	-60
800	0.09	13	-90
1000	0.11	15	-120
1420	0.2	20	-145
2000	0.02	-1	-235

4000	0.003	-18	-280
------	-------	-----	------

El diagrama de bloques completo del prototipo de laboratorio, se muestra a continuación:

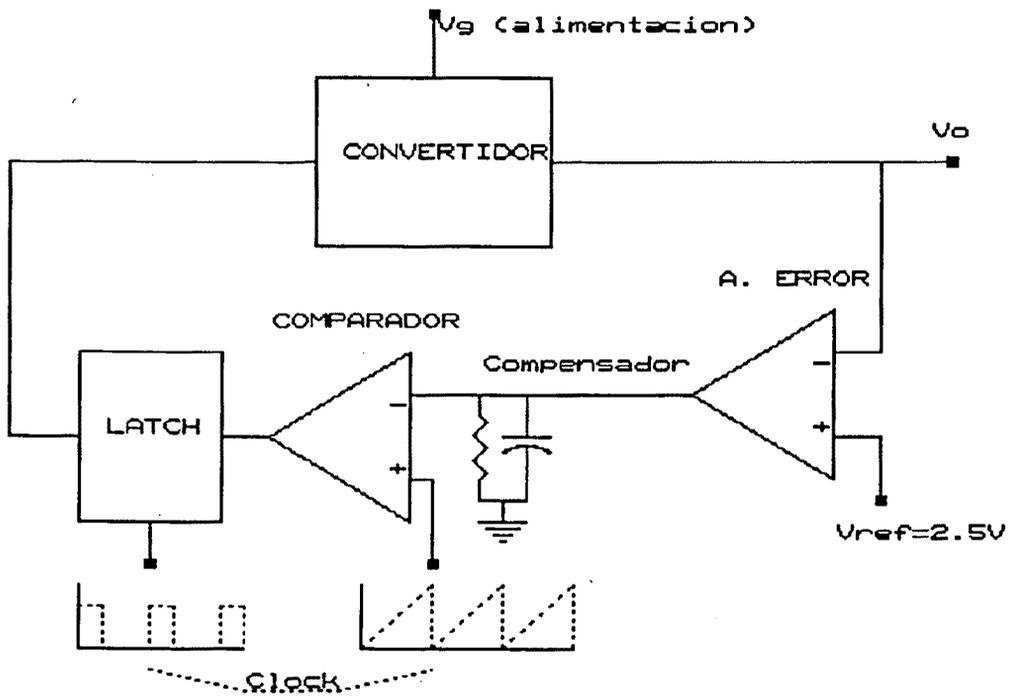


Diagrama de bloques del convertidor en lazo cerrado de tensión

Fig. [4.12]

El diagrama de conexionado es el que se indica a

continuación:

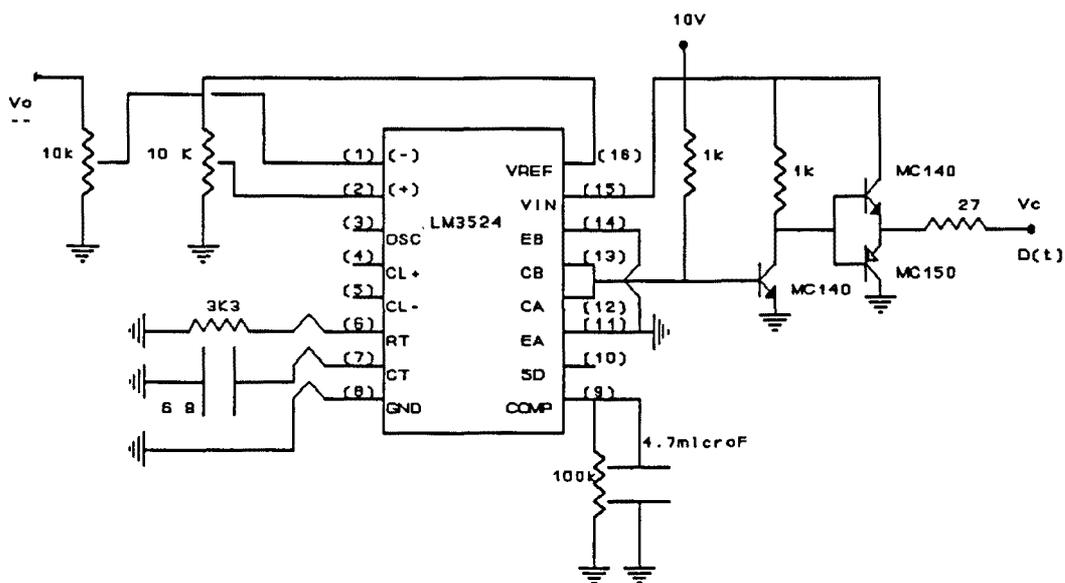


Diagrama de conexiones correspondiente al diagrama de bloques anterior

Fig.[4.13]

4.5 - IMPEDANCIA DE SALIDA DEL CONVERTIDOR BOOST CON FILTRO DE SALIDA, EN LAZO CERRADO DE TENSION.

El problema que se aborda en este apartado es el análisis del comportamiento del convertidor en lazo cerrado de

tensión ante variaciones de la carga (R_o).

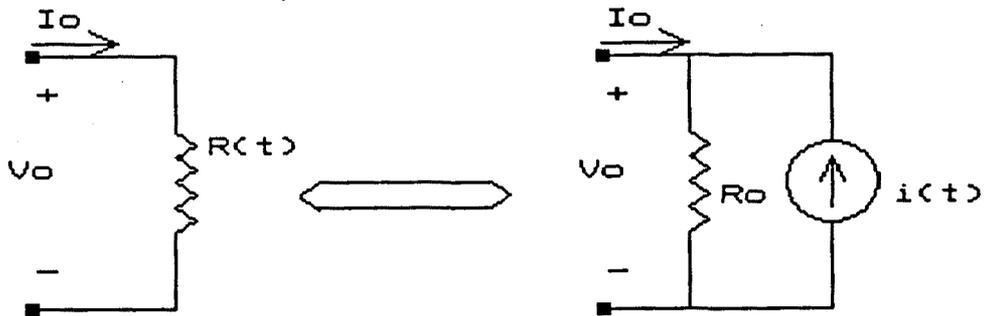
Este problema es de difícil resolución puesto que si las variaciones de R_o son grandes (aunque lentas para así poder suponer que el convertidor pasa en su evolución por sucesivos estados estacionarios), las funciones de transferencia lineales calculadas no son válidas, ya que dependen de R_o precisamente.

Por ello lo que se pretenderá es un análisis en pequeña señal, entendiendo esto como el comportamiento del sistema ante pequeñas alteraciones de R_o . Esto nos dará una referencia para poder independizar en el mayor grado posible la tensión de salida de la carga en cada momento, es decir para que el convertidor se comporte lo más aproximadamente posible como una fuente ideal de tensión.

En esencia se trata de que el lazo de realimentación haga que el sistema responda rápidamente a una variación de carga.

Para poder trabajar con el modelo del convertidor en pequeña señal hay que evitar conceptualmente que R_o sea variable.

Para ello se efectúa la siguiente equivalencia:



Equivalencia para resistencias de carga variable

Fig. [4.14]

De esta figura se deduce:

$$I_o = \frac{V_o}{R_o(t)} \quad (4.17)$$

$$I_o = \frac{V_o}{R_o} - i(t) \quad (4.18)$$

$$R_o(t) = R_o + \Delta R(t) \quad (4.19)$$

con $\Delta R_o(s)$ pequeño.

Entonces por desarrollo de $\frac{V_o}{R(t)}$ en serie de Taylor (con

solo el primer término) se obtiene:

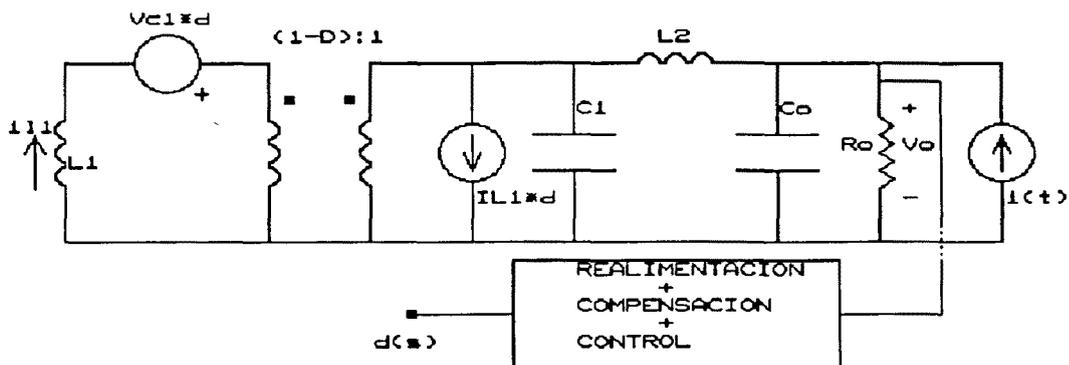
$$I_o = \frac{V_o}{R(t)} = \frac{V_o}{R_o} - \frac{V_o}{R_o^2} \Delta R_o(t) \quad (4.20)$$

De la comparación de (4.18) y (4.20) se deduce que para cada variación $\Delta R_o(t)$ existe un valor de $i(t)$ que desde los terminales externos la simula correctamente. Concretamente esta $i(t)$ es:

$$i(t) = \frac{V_o \Delta R_o(t)}{R_o^2} \quad (4.21)$$

Por tanto el análisis que se efectuará es el de a impedancia de salida del convertidor de lazo cerrado atacado en su salida por una fuente de corriente $i(t)$. Evidentemente $V_c(s)$ (señal de referencia) es nula.

Circuitalmente el problema se presenta a continuación:



Modelo para cálculo de $Z_{OUT}(s)$

Fig. [4.15]

donde el sistema de control más realimentación más compensación presenta una función de transferencia del tipo

$$\frac{d(s)}{V_o(s)} = -S_{CONTR}(s) \cdot REAL(s) = \frac{A}{s + P} \quad (4.22)$$

supuesta una compensación del tipo paso-bajo como la utilizada en el prototipo.

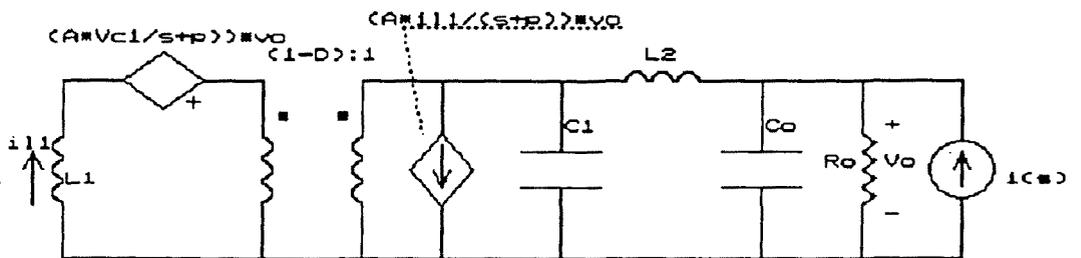
Este hecho constituye una limitación para el comportamiento ante carga variable, que es imprescindible según se ha visto, por cuestión de estabilidad.

Queremos, por tanto, calcular la función de transferencia

$$Z_{out}(S) = \frac{V_o(S)}{i(S)} \quad (4.23)$$

donde $i(s)$ es la transformada de Laplace de $i(t)$.

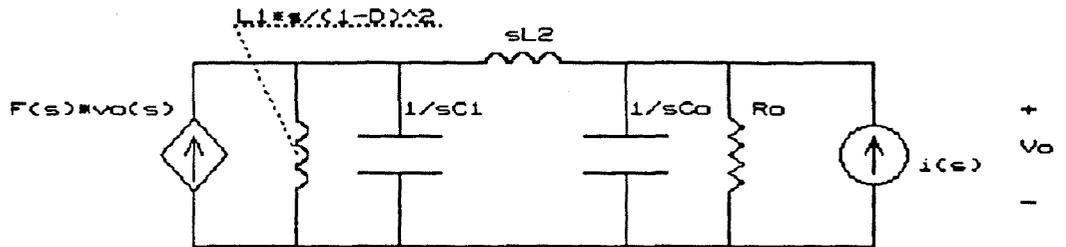
Substituyendo valores en el circuito se tiene:



Modelo para calcular $Z_{OUT}(s)$. Generadores controlados ya substituidos

Fig. [4.16]

Pasando al secundario L_1 y el generador dependiente, una vez realizada una transformación Thevenin-Norton se obtiene el siguiente circuito:



Modelo equivalente al anterior

Fig.[4.17]

donde $F(s)$ vale:

$$F(s) = \frac{A}{(s + P)} \left[\frac{\sqrt{C_1}(1-D)}{L_1 s} - I_{L1} \right] V_o(s) \quad (4.24)$$

que operada es:

$$F(S) = \frac{A}{(s + P)} V_s \left[\frac{1}{L_1 s} - \frac{1}{R_o(1-D)^2} \right] \quad (4.25)$$

Desde el generador de corriente, el convertidor se ve como una impedancia puesto que sólo está formada de elementos pasivos y generadores dependientes.

El valor de dicha impedancia se calculará a continuación.

Para hacerlo, se aplica KCL a cada uno de los dos nudos del circuito, lo que genera el siguiente sistema de ecuaciones

$$\begin{pmatrix} F(S) + \frac{1}{L_2 S} & -\frac{1}{L_2 S} - \frac{(1-D)^2}{L_1 S} - C_1 S \\ -C_0 S - \frac{1}{R_o} - \frac{1}{L_2 S} & \frac{1}{L_2 S} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} V_0 \\ V_1 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 0 \\ -i_{(s)} \end{pmatrix} \quad (4.26)$$

De este sistema se calcula V_0 en función de $i(s)$ y se obtiene:

$$Z_{out}(s) = \frac{V_0(S)}{i(S)} = \frac{1}{C_0} \cdot \frac{\left[S^2 + \frac{L_1 + L_2(1-D)^2}{L_1 L_2 C_1} \right] S}{\Delta S} \quad (4.27)$$

con ΔS :

$$\Delta S = S^4 + \frac{1}{C_0 R_0} S^3 + \frac{L_1 C_1 + C_0 (L_1 + L_2 (1-D)^2)}{L_1 L_2 C_1 C_0} S^2$$

(4.28)

$$+ \frac{L_1 + L_2 (1-D)^2 - R_0 L_1 F(S)}{L_1 L_2 C_1 C_0 R_0} S + \frac{(1-D)^2}{L_1 L_2 C_1 C_0}$$

Con F(s) definida en la ecuación (4.25).

Substituyendo en esta ecuación los valores del prototipo se obtiene:

$$Z_{OUT}(S) = \frac{V_0(S)}{I(S)} =$$

$$= \frac{10^7 (S^2 + 1'741 \cdot 10^8) S}{S^4 + 181800 S^3 + 8'391 \cdot 10^9 S^2 + [3'166 \cdot 10^{13} - 1'208 \cdot 10^{15} \cdot F(S)] S + 4'378 \cdot 10^{17}}$$

(4.29)

con:

$$F(S) = \frac{11'1412 (S - 19927)}{S (S + 2'12766)}$$

(4.30)

Esta última expresión se obtiene a partir de las ecuaciones (4.25) y (4.22), mediante substitución de los valores definidos por las ecuaciones (4.8), (4.13) y (4.14).

La expresión completa de $Z_{out}(s)$ es:

$$Z_{OUT}(s) = \frac{V_{0(1)}}{I(s)} =$$

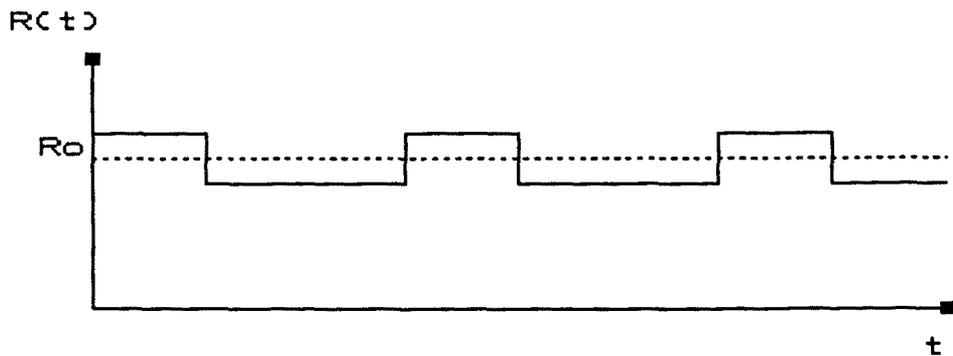
$$= \frac{10^7 s (s^2 + 1'741 \cdot 10^8) (s + 2'12766)}{s^5 + 181800s^4 + 8'391 \cdot 10^9 s^3 + 3'16778 \cdot 10^{13} s^2 + 4'244 \cdot 10^{17} s + 2'6912 \cdot 10^{21}}$$

(4.31)

Si se comparan los denominadores de $G(s)$ (4.16) y $Z_{out}(s)$ (4.31) que tendrían que ser idénticos, se observan pequeñas diferencias entre ellos. El motivo es que en $G(s)$ se ha utilizado el criterio de separabilidad y en $Z_{out}(s)$ se ha analizado el circuito sin ningún tipo de aproximación.

Se observa que existe un cero en el origen, lo que implica que para un escalón de $i(t)$ (es decir para una carga pulsante) la respuesta $V_0(t)$ tiende a cero, es decir el sistema recupera la tensión de salida de régimen que se haya prefijado.

El interés fundamental de las expresiones (4.27) y (4.28) es que permiten mediante la utilización de un programa simulador de respuesta temporal, la obtención de los transitorios que se producen, debido a cargas pulsantes (es decir cargas cuya evolución temporal sea como la que sigue)



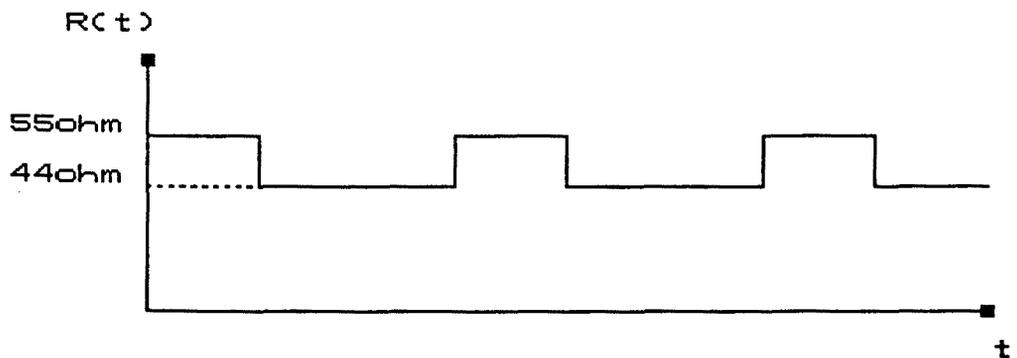
Carga pulsante

Fig. [4.18]

Es obvio que en su bus de alimentación ésta es una situación real.

Hay que hacer hincapié en que la simulación que se realizará es válida sólo para pequeños saltos de la carga respecto del valor nominal R_0 , pero aún así los resultados obtenidos permitirán minimizar por diseño dichos transitorios activando sobre $F(s)$.

Para la simulación se ha utilizado el régimen de carga que sigue:



Carga pulsante en el prototipo

Fig.[4.19]

La velocidad de conmutación es suficientemente lenta como para permitir al sistema alcanzar de nuevo el régimen estacionario antes de proceder a la nueva conmutación.

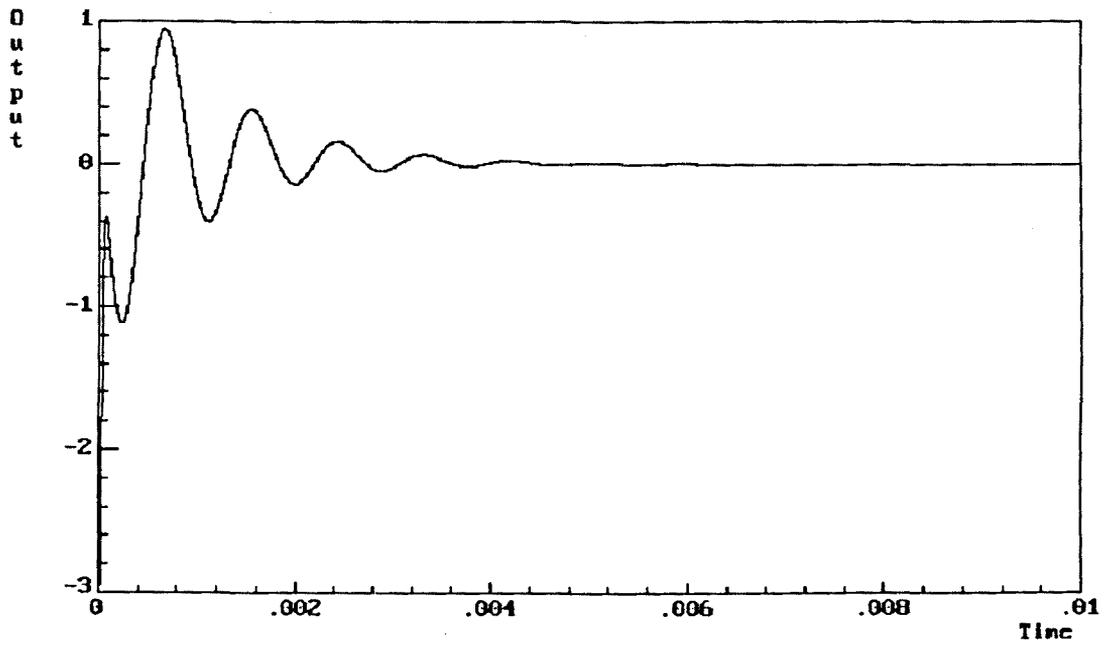
Se observa que $\Delta R_0(t)$ es del orden del 10% de la carga de diseño (55Ω), con lo que se puede considerar estamos en régimen de pequeña señal.

El generador equivalente que simula dicha conmutación de carga es un escalón de amplitud dada por la ecuación (4.21)

$$i(t) = \frac{20}{(5S)^2} (44-55) U(t) = -0'07273 U(t) \quad (4.32)$$

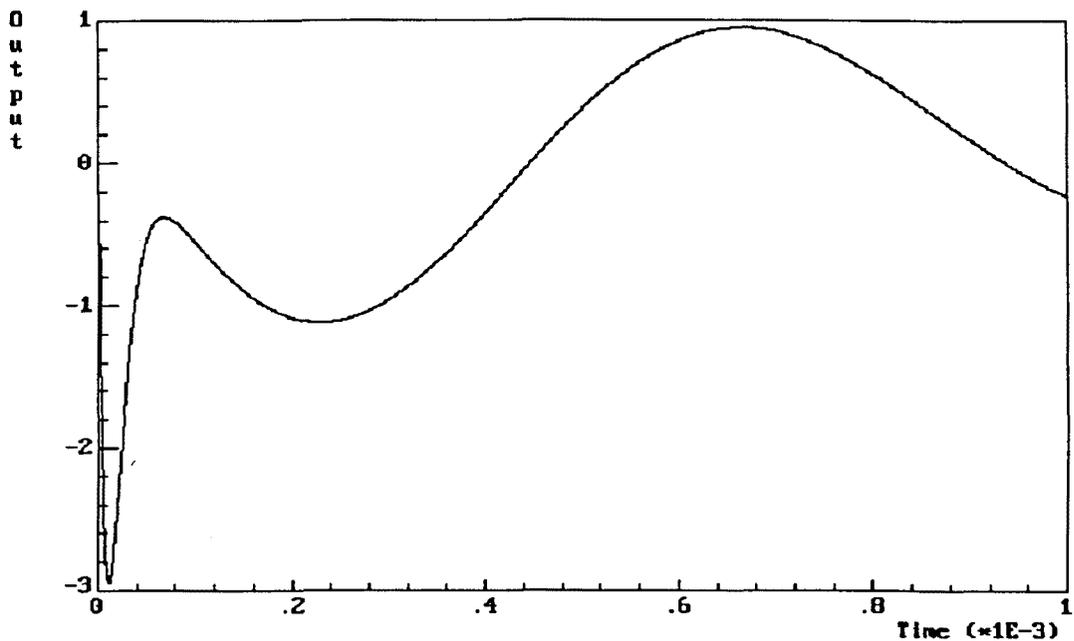
Se presentan a continuación los resultados obtenidos, con dos escalas distintas de tiempo para poder efectuar

lecturas con precisión



Respuesta del convertidor a carga pulsante (un ciclo)

Fig.[4.20]

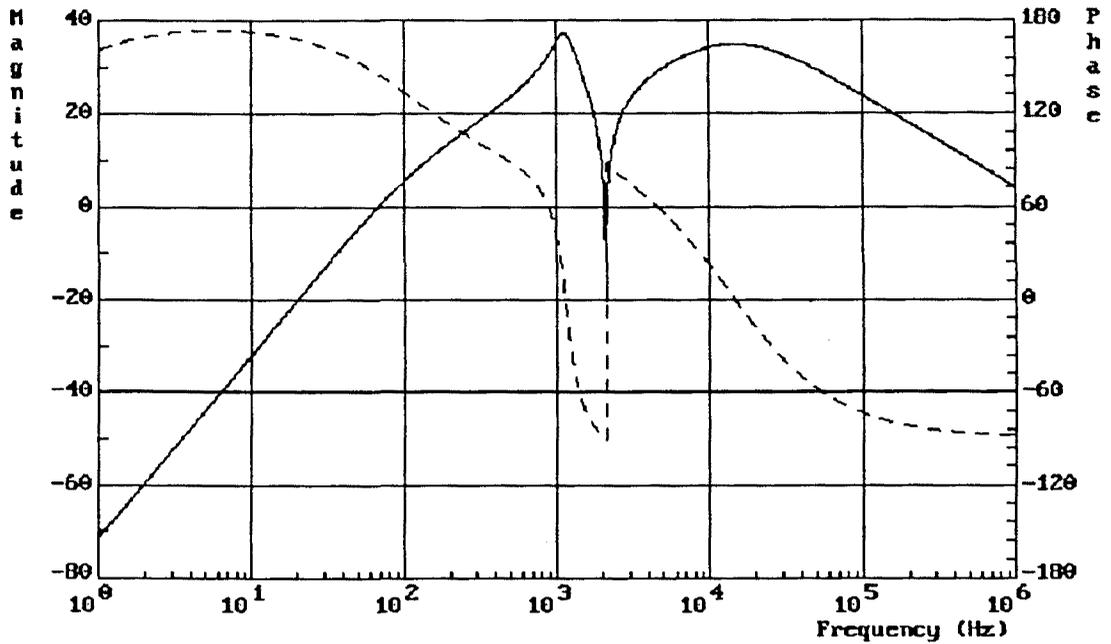


Ampliación de la curva anterior

Fig.[4.21]

Las mediciones efectuadas en el prototipo concuerdan de forma muy aproximada con la figura anterior, observándose claramente el pico de tensión en el instante de la conmutación, de un valor de -3V aproximadamente, el régimen transitorio subamortiguado, y el restablecimiento de la tensión de régimen en 12 mseg. La frecuencia medida del transitorio es del orden de 1500 Hz, también concordante con el cálculo teórico (1200 Hz).

En la figura que sigue se presenta la respuesta en frecuencia de $Z_{OUT}(s)$.



Respuesta en frecuencia de $Z_{OUT}(s)$

Fig.[4.22]

Se observa que para frecuencia baja, la impedancia de salida es extremadamente baja, lo que significa que el sistema es suficientemente rápido como para compensar variaciones sinusoidales de $R(t)$.

Hay que hacer notar la existencia de ceros en el eje $j\omega$ a la frecuencia de resonancia del conjunto $\{L_1, C_1, C_0, L_2\}$.

Sin embargo, en una zona amplia de frecuencia la respuesta frecuencial supone una impedancia del sistema alta, debido a que el convertidor no puede seguir con suficiente rapidez

las variaciones de carga.

Es evidente que el transitorio está relacionado con el importante nivel de $Z_{OUT}(s)$ en esta zona.

Hay que hacer notar sin embargo que las conmutaciones de carga de un bus real de alimentación será a muy baja frecuencia.

4.6 - FUNCION DE TRANSFERENCIA $v_0(s)/v_g(s)$ EN LAZO CERRADO

El cálculo de esta función de transferencia es de gran interés ya que permite conocer cual es el efecto sobre la tensión de salida de cualquier perturbación en la tensión de alimentación, por ejemplo ruidos de alterna procedentes bien de la red D.C. de alimentación 50,60 o 400 Hz, o bien introducidos por otras cargas alimentadas por el mismo generador.

Para su cálculo, se parte del siguiente diagrama de bloques Fig. [4.23].

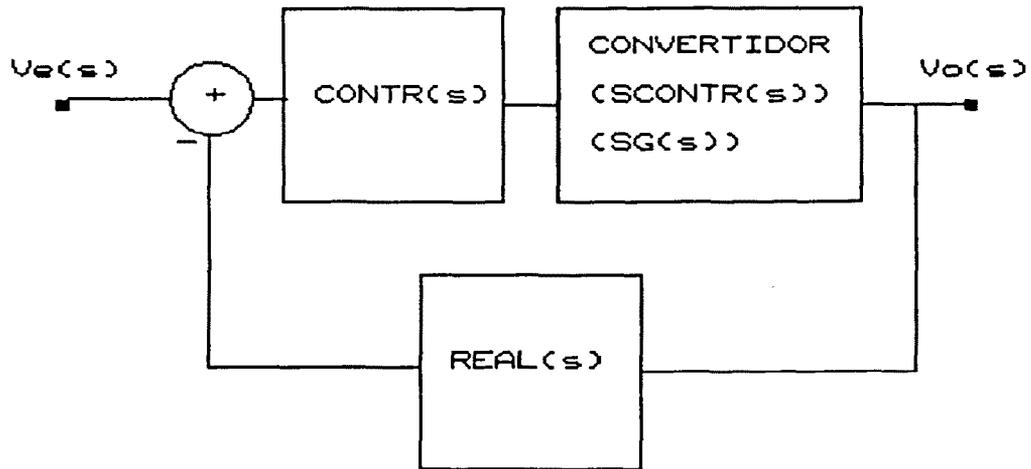


Diagrama de bloques en lazo cerrado

Fig. [4.23]

De este diagrama se deduce, si a la función de transferencia en lazo abierto $v_0(s)/v_g(s)$ le llamamos $SG(s)$:

$$V_0(s) = \frac{SG(s) \cdot V_g(s)}{1 + REAL(s) \cdot CONTR(s) \cdot SCONTR(s)} \quad (4.33)$$

$$+ \frac{CONTR(s) \cdot SCONTR(s)}{1 + REAL(s) \cdot CONTR(s) \cdot SCONTR(s)} \cdot V_e(s)$$

Si $V_e(s) = 0$ se obtiene

$$\frac{V_0(s)}{V_g(s)} = \frac{SG(s)}{1 + REAL(s) \cdot CONTR(s) \cdot SCONTR(s)} \quad (4.34)$$

que es la función de transferencia que se necesita calcular.

De (3.42) se obtiene $SG(s)$, que se transcribe

$$\frac{V_0(s)}{V_g(s)} = SG(s) = \frac{(1-D)}{L_1 L_2 C_1 C_0} \quad (4.35)$$

$$\cdot \frac{1}{\left[s^2 + \frac{1}{R_0 C_1} s + \frac{(1-D)^2}{L_1 C_1} \right] \cdot \left[s^2 + \frac{1}{R_0 C_0} s + \frac{1}{L_2 C_0} \right]}$$

Substituyendo valores de componentes y ciclo de trabajo se obtiene la ecuación (3.70), que se reescribe:

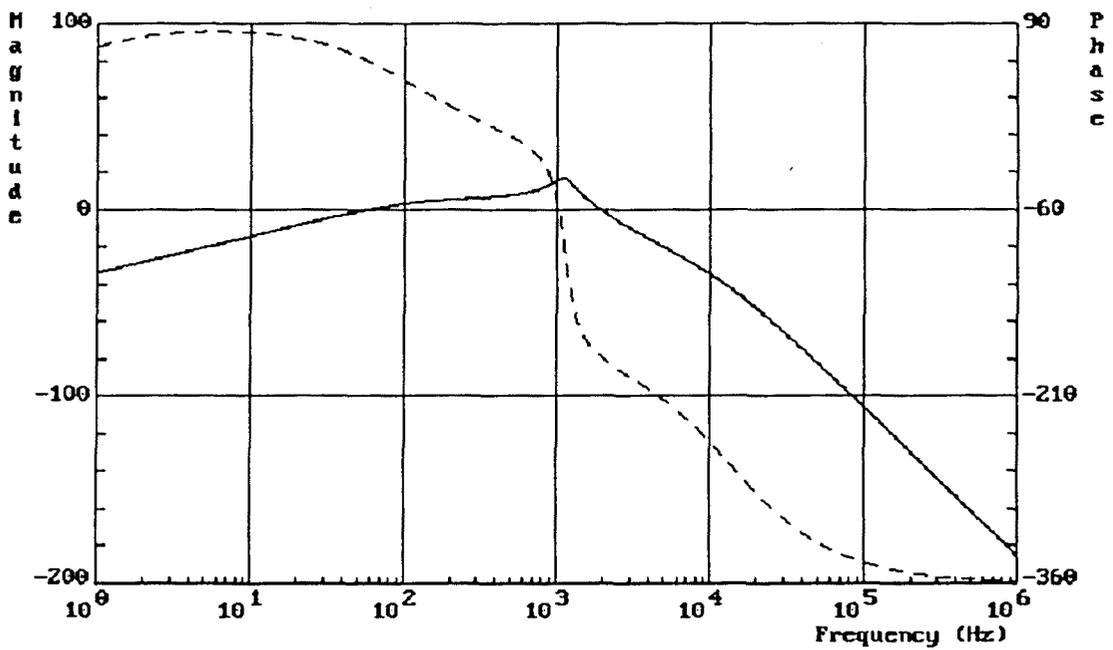
$$\frac{V_0(s)}{V_g(s)} SG(s) =$$

$$= \frac{8'756 \cdot 10^{17}}{(s^2 + 2'674 \cdot 10^3 s + 5'328 \cdot 10^7) (s^2 + 1'818 \cdot 10^5 s + 8'217 \cdot 10^9)} \quad (4.36)$$

Substituyendo todos los términos en (4.34) se obtiene:

$$\frac{V_0(s)}{V_g(s)} = \frac{8/217 \cdot 10^{17} (s + 2/12766)}{s^5 + 1/845 \cdot 10^5 s^4 + 8/757 \cdot 10^9 s^3 + 3/168 \cdot 10^{13} s^2 + 4/244 \cdot 10^7 s + 2/692 \cdot 10^{20}} \quad (4.37)$$

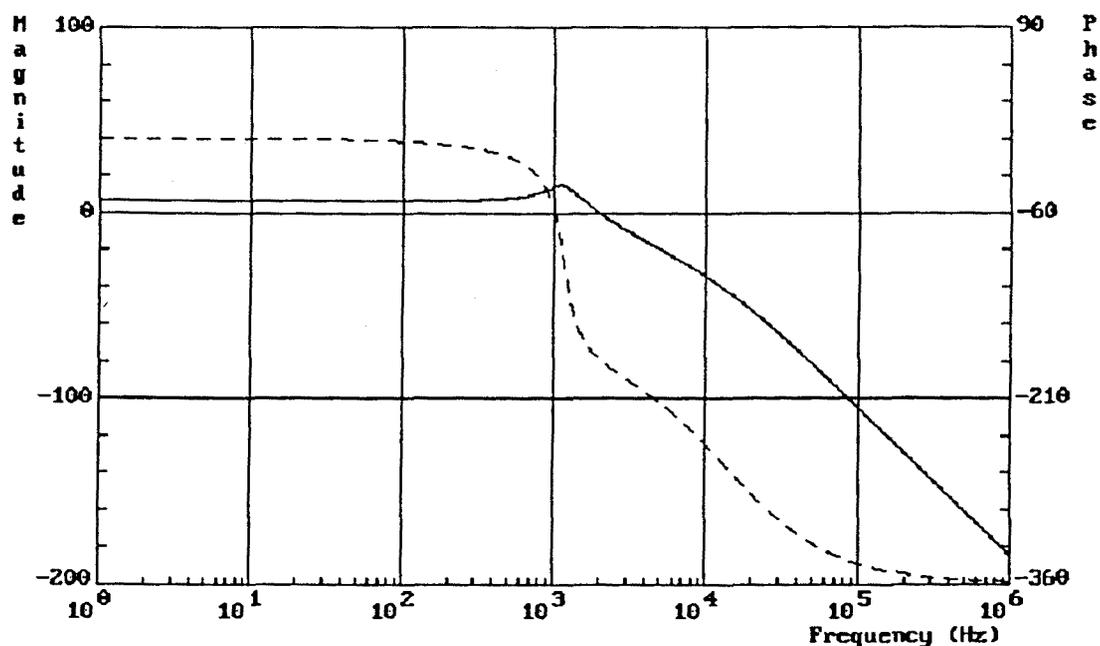
cuya respuesta en frecuencia se dibuja a continuación:



Respuesta en frecuencia de v_0/v_g en lazo cerrado

Fig. [4.24]

Para comparar con $SG(s)$, se muestra a continuación su respuesta en frecuencia



Respuesta en frecuencia v_0/v_g en lazo abierto

Fig. [4.25]

La comparación de ambas gráficas permite deducir:

- a) En la lazo cerrado, a bajas frecuencias (inferiores a 400 Hz), el rechazo de AC del generador de alimentación mejora en el convertidor en lazo cerrado respecto del convertidor en lazo abierto.
- b) A 50 Hz, el nivel de ruido AC se atenúa (-1db

aproximadamente).

Como resumen al método de elección de $F(s)$ (es decir del cálculo de la compensación $Z_c(s)$) habrá que tener en cuenta tres cuestiones:

- a) Estabilidad del sistema.
- b) Regulación del sistema.
- c) Respuesta a cargas pulsantes.
- d) Rechazo de los componentes AC del generador de entrada.

5. - CONVERTIDOR BOOST CON FILTRO DE SALIDA CON LAZO DE CONTROL EN MODO CORRIENTE. CONTROL DE CORRIENTE MAXIMA. ANALISIS EN LAZO ABIERTO.

5.1 - INTRODUCCION

El lazo de control en modo corriente es un modo de control de convertidores DC-DC que consta de dos lazos de realimentación.

El primero de ellos, rápido, ya que se realimenta la corriente en uno de los inductores del convertidor, y dicha corriente varía de forma significativa en un ciclo de trabajo.

El segundo de ellos, lento, ya que lo que se realimenta es la tensión de salida del convertidor, y ésta no cambia de forma importante en un ciclo de trabajo.

El control de corriente ofrece ventajas respecto del control PWM.

La primera de ellas es que cualquier alteración en la tensión V_g de entrada al convertidor, es inmediatamente reflejada en la modificación del ciclo de trabajo, antes

de que su efecto pase a la tensión de salida y sea realimentada por el lazo de tensión, ya que la pendiente de la corriente del inductor es directamente proporcional a dicha tensión de entrada.

La segunda ventaja consiste en la posibilidad de conexión paralelo de distintos convertidores (por tanto una posible solución por módulos de su bus de alimentación) que trabajarán de forma equilibrada (es decir suministrando al bus de potencia la misma corriente).

La tercera ventaja, que depende del tipo de control de corriente elegido, es la disminución de orden del modelo linealizado (control corriente media predictivo), o bien la posibilidad de controlar la ubicación de polos en lazo abierto (control de corriente máxima, o control de corriente media no predictivo).

Finalmente una cuarta ventaja es la protección intrínseca contra sobrecargas, ya que estamos controlando directamente la corriente absorbida al generador de alimentación del convertidor.

En este capítulo se aborda el análisis de distintas funciones de transferencia del modelo linealizado de un convertidor boost con filtro de salida y lazo de control

de corriente en su versión de control de corriente máxima.

5.2 - MODELO DEL CONTROLADOR EN MODO CORRIENTE

El objetivo del controlador es determinar en qué momento debe producirse la conmutación ON - OFF del interruptor del convertidor.

La estrategia que sigue un controlador en modo corriente, es que la rampa que determina dicho instante, mediante la comparación con su nivel de referencia (que según se verá se obtendrá a partir de realimentación de una variable lenta, tensión de salida por ejemplo), cuando viene determinada por la corriente en uno de los inductores del convertidor.

Un diagrama de tiempo correspondiente a esta descripción se puede ver en Fig. [5.1].

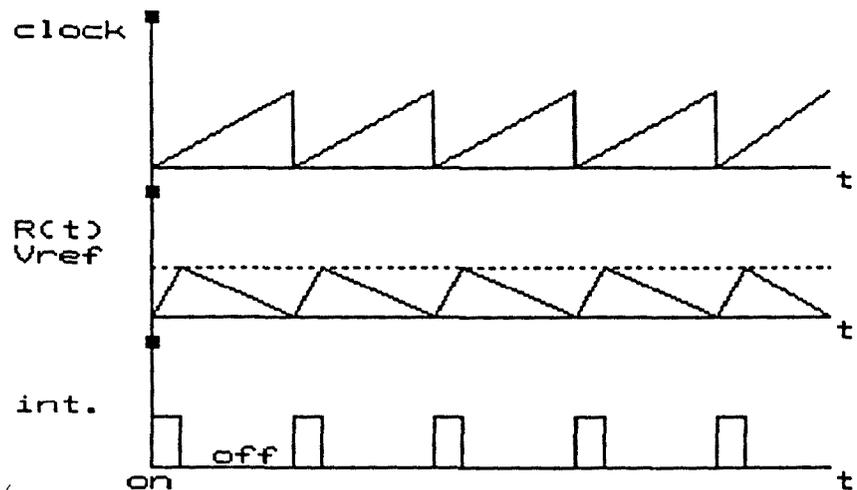


Diagrama de tiempos para un control de corriente.
 Int: Interruptor del convertidor.

FIG [5.1]

Se observa que $R(t)$ es creciente en T_{ON} y decreciente en T_{OFF} .

El instante de conmutación ON-OFF queda determinado por la comparación entre $R(t)$ y V_{ref} (nivel de referencia).

Se puede observar también que en cada ciclo la pendiente de las $R(t)$ puede ser distinta.

Un diagrama de bloques básico de un controlador de este tipo se muestra en Fig. [5.2].

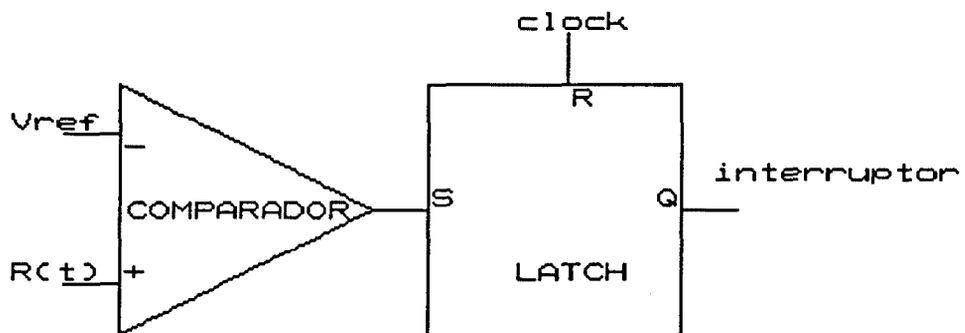


Diagrama básico de un control de corriente.

Fig. [5.2]

Si V_{ref} viene determinada por un lazo externo lento, y $R(t)$ por la corriente en uno de los inductores del convertido (inductor en que la corriente tenga un comportamiento triangular), el diagrama de bloques puede ser el siguiente:

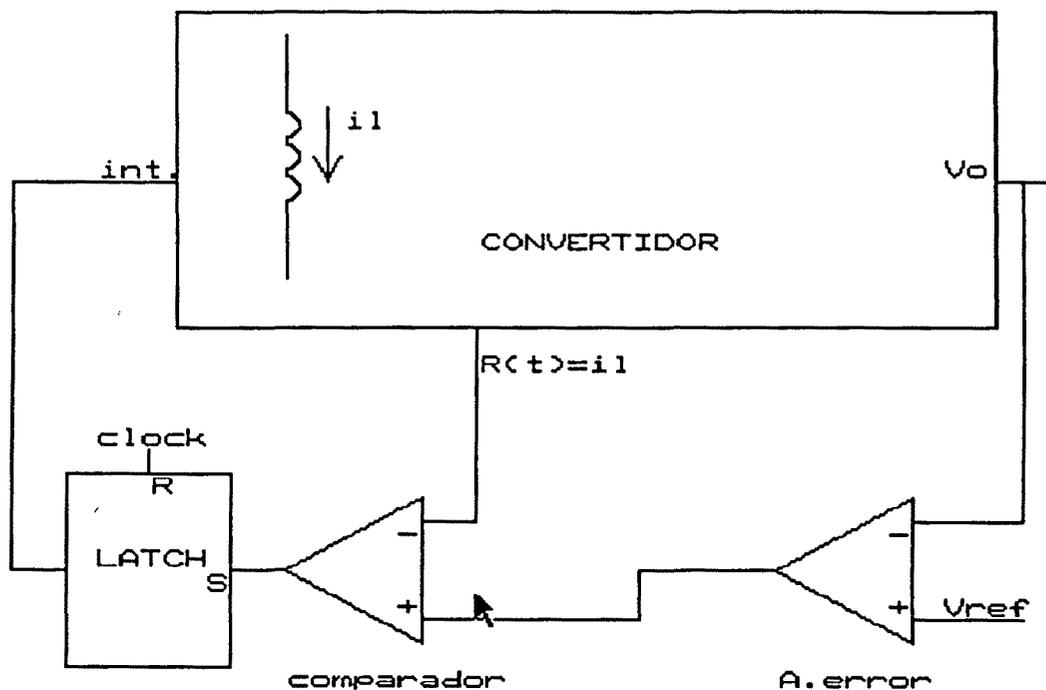


Diagrama de bloques del convertidor con control de corriente, en lazo cerrado.

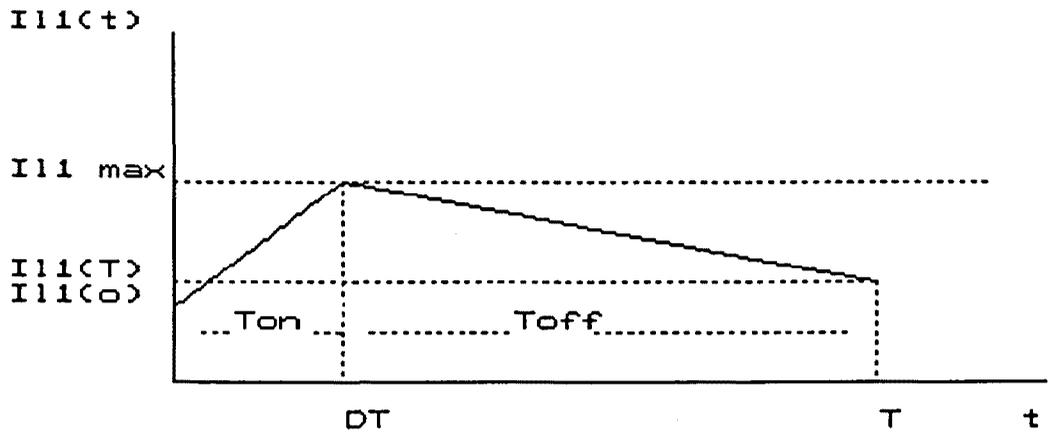
Fig. [5.2 bis]

En este diagrama se observan claramente los dos lazos de realimentación.

5.3 - LAZO DE CONTROL EN MODO CORRIENTE MAXIMA, EN EL CONVERTIDOR BOOST CON FILTRO DE SALIDA.

En el convertidor boost con filtro de salida, la corriente que se utilizará en el controlador, será $I_{L1}(t)$, cuya

evolución se muestra a continuación, Fig. [5.3].



Evolución temporal de $I_{L1}(t)$

Fig.[5.3]

La expresión de $I_{L1}(t)$ para los dos intervalos de un ciclo es:

$$I_{L1}(t) = I_{L1}(0) + \frac{V_g}{L_1} t \quad (T_{ON}) \quad (5.1)$$

$$I_{L1}(t) = I_{L \max} + \frac{V_g - V_{Cl}}{L_1} t \quad (T_{OFF}) \quad (5.2)$$

En la figura se observa que $I_{L1}(t)$ y $I_{L1}(0)$ no tienen porqué

ser iguales, es decir no se supone que el convertidor está operando en régimen estacionario.

De la observación de la ecuación (5.1), se deduce que la pendiente de $I_{L1}(t)$ depende del valor de V_g en el ciclo (V_g se supone que evoluciona de forma muy lenta respecto de la frecuencia del reloj del sistema). Por tanto en este caso existe prealimentación de la tensión de alimentación del convertidor, es decir un cambio en V_g puede ser controlado antes de que el efecto de dicho cambio haya pasado a la tensión de salida. Evidentemente en este aspecto la rapidez de respuesta del sistema ha aumentado, respecto del control PWM de lazo único de tensión.

Otra de las importantes ventajas de este tipo de control, es la posibilidad que ofrece de la interconexión en paralelo de distintos convertidores de forma que haya una equipartición de la corriente suministrada por cada uno de ellos, ya que el control de la corriente de entrada del convertidor implica el control de su corriente de salida.

Se abordará a partir de este momento el análisis del convertidor en lazo abierto, entendiendo esto, como el convertidor operando solamente con el lazo interno rápido.

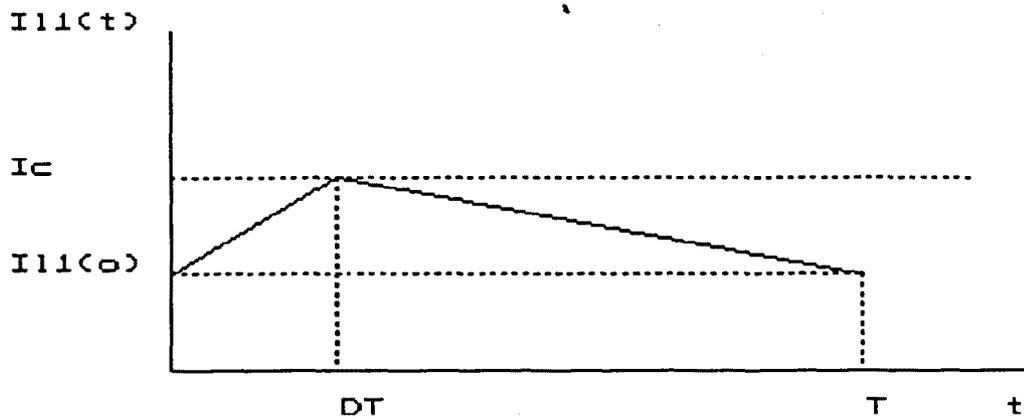
El nivel de referencia que pretendemos alcance $I_{L1}(t)$ ó $R(t)$ será denominado I_c . Por ello:

$$I_c = I_{L1}(0) + \frac{V_s}{L_1} DT \quad (\text{Ecuación de Control}) \quad (5.3)$$

Se procede al análisis del régimen estacionario antes del análisis en pequeña señal.

5.3.1- ANALISIS DEL CONVERTIDOR BOOST CON FILTRO DE SALIDA CON CONTROL EN MODO CORRIENTE MAXIMO. REGIMEN ESTACIONARIO.

En régimen estacionario se verifica la siguiente evolución temporal para $I_{L1}(t)$, cuando se cumple la ecuación de control (5.3)



Evolución temporal de $I_{L1}(t)$ en régimen estacionario.

Fig.(5.4)

Se transcribe la ecuación (2.29)

$$\overline{I_{L1}} = \frac{V_s}{(1-D)^2} \cdot \frac{1}{R_0} \quad (5.4)$$

De la figura (5.4) se puede obtener:

$$\overline{I_{L1}} = \frac{I_c + I_{L1}(0)}{2} \quad (5.5)$$

$$I_c = I_{L1}(0) + \frac{V_s}{L_1} \cdot DT \quad (5.6)$$

De (5.5) y (5.6) se deduce:

$$\overline{I_{Li}} = \frac{1}{2} \left[2I_c - \frac{V_g}{L_1} \cdot DT \right] \quad (5.7)$$

Igualando (5.7) y (5.4) se obtiene:

$$I_c = V_g \left[\frac{DT}{2L_1} + \frac{1}{(1-D)^2 R_0} \right] \quad (5.8)$$

Esta ecuación presenta la relación entre I_c y D en régimen estacionario, una vez conocido el valor de D función de I_c , se obtiene V_0 a partir de (2.25), que se reescribe:

$$V_0 = \frac{V_g}{1-D} \quad (5.9)$$

5.3.2- ANALISIS DEL CONVERTIDOR BOOST CON FILTRO DE SALIDA CON CONTROL EN MODO CORRIENTE MAXIMA. REGIMEN DE PEQUEÑA SEÑAL.

Para iniciar el análisis en pequeña señal, se reescribe la ecuación de control (5.3) obteniéndose:

$$D = \frac{L_1(I_c - I_{Li}(0))}{V_g T} \quad (5.10)$$

Se diferencia esta ecuación obteniéndose¹:

$$d = \frac{\partial D}{\partial I_c} i_c + \frac{\partial D}{\partial I_{Ll}(0)} i_{Ll}(0) + \frac{\partial D}{\partial V_s} V_s \quad (5.11)$$

De donde:

$$d = \frac{L_1}{V_s T} i_c - \frac{L_1}{T V_s} i_{Ll}(0) - \frac{D}{V_s} V_s \quad (5.12)$$

Existe en esta ecuación un inconveniente de cara a ser introducida en el modelo linealizado del convertidor, que es la aparición de la perturbación $i_{Ll}(0)$.

Para obviar este problema se hace la siguiente consideración

$$i_{Ll}(0) \cong \overset{\wedge}{I_{Ll}} \cong i_{Ll} \quad (5.13)$$

es decir que una perturbación en $i_{Ll}(0)$ se traslada íntegramente a la variable de estado i_{Ll} del modelo promediado.

De aquí se puede reescribir la ley de control como:

¹ Hay que recordar que las variables en minúscula significan perturbaciones pequeñas respecto del régimen estacionario.

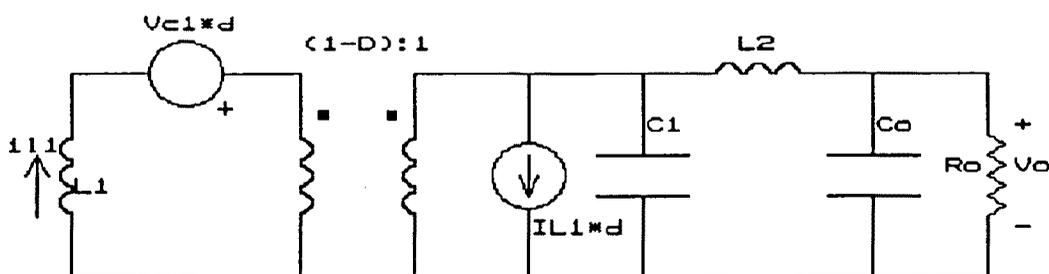
$$d = \frac{L_1}{T V_s} i_c - \frac{L_1}{T V_s} i_{L1} - \frac{D}{V_s} V_s \quad (5.14)$$

Además puesto que en pequeña señal supondremos variaciones lentas respecto de la frecuencia de reloj, se puede escribir:

$$d_{(s)} = \frac{L_1}{T V_s} i_c(s) - \frac{L_1}{T V_s} i_{L1}(s) - \frac{D}{V_s} v_s(s) \quad (5.15)$$

ecuación que ya puede incorporarse al modelo antes mencionado.

Se redibuja el convertidor en pequeña señal, en el caso $V_s=0$, según la figura [3.9], en Fig. [5.5].



Modelo del convertidor Boost en pequeña señal.

Fig. [5.5]

Por separabilidad de polos (condición expresadas en las

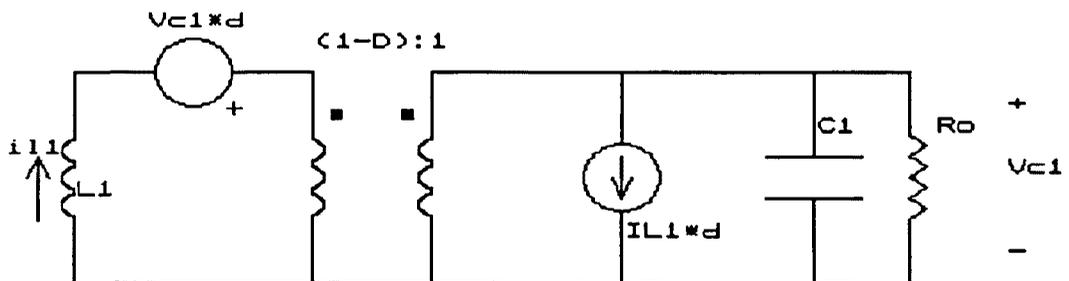
ecuaciones (3.50) y (3.53) y que se vuelven a presentar aquí

$$C_1 \gg C_0 \quad (5.16)$$

$$C_1 \gg \frac{L_2}{R_0^2} \quad (5.17)$$

Se analizará el convertidor reparándolo en sus partes no lineal y lineal.

Se obtendrá en primer lugar la función de transferencia $v_{c1}(s) / d(s)$ en el circuito de la figura que sigue:



Parte no lineal del convertidor Boost en pequeña señal.

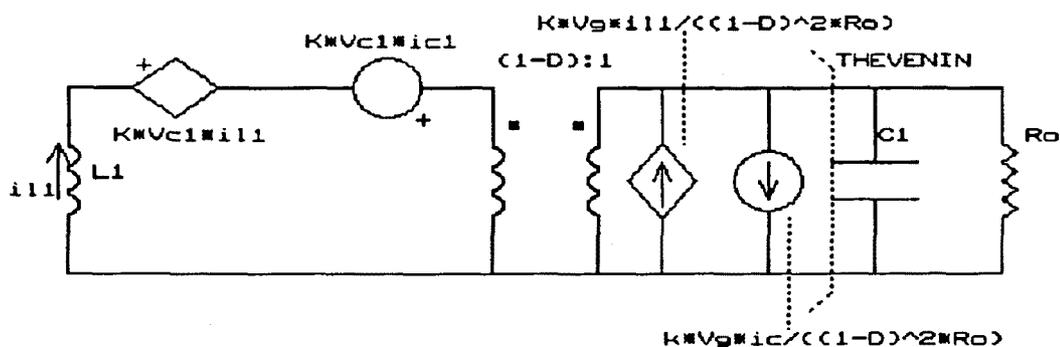
Fig. [5.6]

Se efectúa aquí una simplificación en las expresiones, a fin de operar de una forma más cómoda.

$$d(s) = K (i_c(s) - i_{L1}(s)) \quad (5.18)$$

que coincide con a ecuación (5.15) si $K = \frac{L_1}{T V_g}$ y $V_g(s) = 0$.

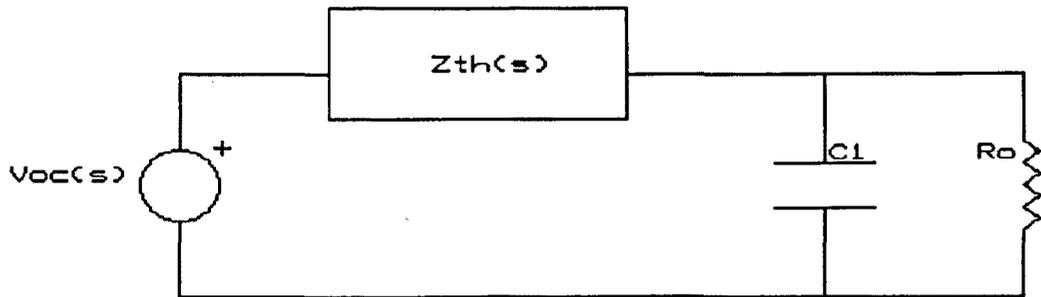
Substituyendo en el modelo de la figura [5.6] se obtiene:



Modelo de la parte no lineal del convertidor Boost en pequeña señal, con la ecuación de control incluida.

Fig. [5.7]

De este circuito se calcula un modelo Thevenin visto desde los terminales indicados, y se redibuja el circuito completo



Modelo Thevenin visto desde los terminales indicados en Fig. [5.7]

Fig. [5.8]

$$v_{oc}(s) = - \frac{K V_{cl} L_1 i_c(s)}{(1-D)^3 R_0 + K V_{cl} (1-D)} \left[s - \frac{(1-D)^2 R_0}{L_1} \right] \quad (5.19)$$

y

$$Z_{TH}(s) = \frac{(1-D) R_0 L_1}{(1-D)^3 R_0 + K V_g} \left[s + \frac{K V_{cl}}{L_1} \right] \quad (5.20)$$

Se pasa ahora a calcular $v_{cl}(s)/d(s)$ mediante el divisor de tensión $Z_{TH} \leftrightarrow R_0 C_1$

$$v_{cl}(s) = v_o(s) \frac{1}{Z_{TH}(s) + \frac{1}{C_1 \left[s + \frac{1}{C_1 R_0} \right]}} \cdot \frac{1}{C_1 \left[s + \frac{1}{C_1 + R_0} \right]} \quad (5.21)$$

Substituyendo $V_{OC}(s)$ y $Z_{TH}(s)$ se puede obtener:

$$\frac{v_{cl}(s)}{i_c(s)} = \frac{-K V_g \left[s - \frac{(1-D)^2 R_0}{L_1} \right]}{(1-D)^2 R_0 C_1} \quad (5.22)$$

$$\cdot \frac{1}{\left[\left(s + \frac{K V_g}{(1-D) L_1} \right) \left(s + \frac{1}{R_0 C_1} \right) + \frac{(1-D)^3 R_0 + K V_g}{(1-D) R_0 L_1 C_1} \right]}$$

Finalmente al añadir el filtro de salida se obtiene, al verificarse las condiciones de separabilidad de polos:

$$\frac{v_0(s)}{L_c(s)} = \frac{-k V_g}{(1-D)^2 R_0 C_1 L_2 C_0} \cdot \frac{\left[s - \frac{(1-D)^2 R_0}{L_1} \right]}{\left[s^2 + \left(\frac{K V_g}{(1-D) L_1} + \frac{1}{R_0 C_1} \right) s + \frac{2 K V_g + (1-D)^3 R_0}{(1-D) R_0 L_1 C_1} \right]} \cdot \frac{1}{\left[s^2 + \frac{1}{R_0 C_0} s + \frac{1}{L_2 C_0} \right]} \quad (5.23)$$

De la observación de (5.23) se deduce que el cero en el semiplano derecho del convertidor no puede ser anulado con ningún valor de K.

Sin embargo dos de los polos de (5.23) pueden ser

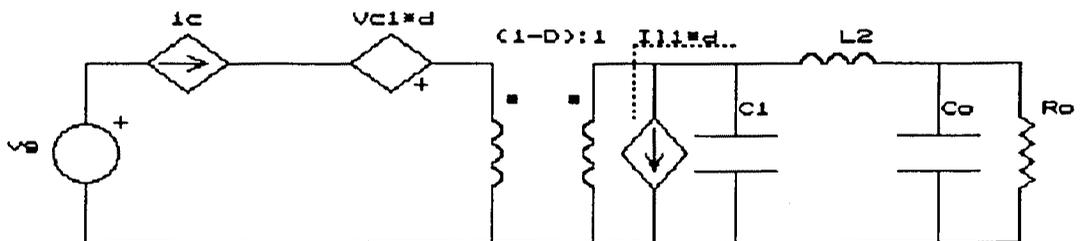
controlados por el valor de K.

Este hecho será aprovechado en un control posterior, el control de corriente media.

Se calcula a continuación la función de transferencia $v_o(s)/v_g(s)$.

El modelo que se utilizará para el cálculo es el de la figura [3.6].

La ecuación de control es la (5.15).



Modelo del convertidor Boost en pequeña señal.

Fig. [5.8a]

$$d(s) = \frac{L_1}{T V_g} i_c(s) - \frac{L_1}{T V_g} i_{L1}(s) - \frac{D}{V_g} v_g(s) \quad (5.23 \text{ a})$$

Si $i_c(s) = 0$

$$d(s) = \frac{-L_1}{T V_g} i_{L1}(s) - \frac{D}{V_g} v_g(s) \quad (5.23b)$$

A efectos de normalización para poder aplicar la expresión que resultará, en controles posteriores se reescribe (5.23c)

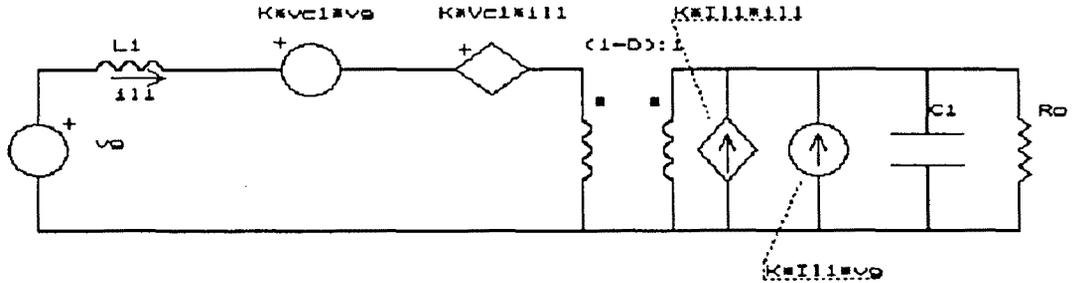
$$d(s) = K (-i_{L1}(s) - v_{g1}(s)) \quad (5.23c)$$

donde:

$$K = \frac{L_1}{T V_g} \quad (5.23d)$$

$$v_{g1}(s) = \frac{DT}{L1} v_g(s)$$

La parte no lineal del modelo de Fig. [5.8a] queda:



Parte no lineal del convertidor con control de corriente y perturbación del generador.

Fig. [5.8b]

Se calcula a partir de aquí la función de transferencia $v_0(s)/v_g(s)$.

Para ello se utilizan las siguientes ecuaciones:

KVL (MALLA PRIMARIO TRANSFORMADOR)

$$i_{L1}(s) = \left[\frac{L_1}{DT} - KV_{C1} \right] v_{g1}(s) - (1-D)v_0(s) - KV_{C1} \frac{i_{L1}(s)}{L_1 \cdot s}$$

(5.23 e)

KCL (NUDO SECUNDARIO TRANSFORMADOR)

$$V_0(S) = \left[((1-D) + KI_{L1}) i_{L1}(s) + KI_{L1}v_{g1}(s) \right] \frac{1}{C_1 \left[S + \frac{1}{R_0 C_1} \right]}$$

(5.23 f)

De donde, por separabilidad:

$$\frac{v_0(s)}{v_g(s)} = \frac{KI_{L1} \left[S + \frac{L_1(1-D+KI_{L1}) - KV_{C1}(1-D)DT}{DTKI_{L1}L_1} \right]}{C_1 L_2 C_0 \left[S^2 + \left(\frac{1}{R_0 C_1} + \frac{KV_{C1}}{L_1} \right) S + \frac{R_0(1-D)^2 + KR_0 I_{L1}(1-D) + KV_{C1}}{R_0 L_1 C_1} \right]} \cdot \frac{1}{\left[S^2 + \frac{1}{R_0 C_0} S + \frac{1}{L_2 C_0} \right]}$$

(5.23 g)

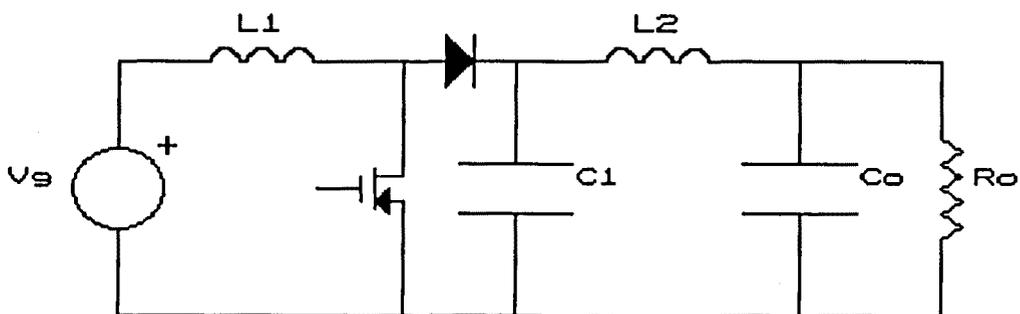
Por tanto

$$\frac{v_0(s)}{v_g(s)} = \frac{KI_{L1}DT \left[S + \frac{L_1(1-D+KI_{L1}) - KV_{Cl}(1-D)DT}{DTKI_{L1}L_1} \right]}{L_1C_1L_2C_0 \left[S^2 + \left(\frac{1}{R_0C_1} + \frac{KV_{Cl}}{L_1} \right) S + \frac{R_0(1-D)^2 + KR_0I_{L1}(1-D) + KV_{Cl}}{R_0L_1C_1} \right]} \cdot \frac{1}{\left[S^2 + \frac{1}{R_0C_0}S + \frac{1}{L_2C_0} \right]}$$

(5.23 h)

5.4 - REALIZACION EXPERIMENTAL DEL CONTROL EN MODO CORRIENTE MAXIMA, PARA EL CONVERTIDOR BOOST CON FILTRO DE SALIDA.

Se dibuja el esquema del convertidor boost con filtro de salida

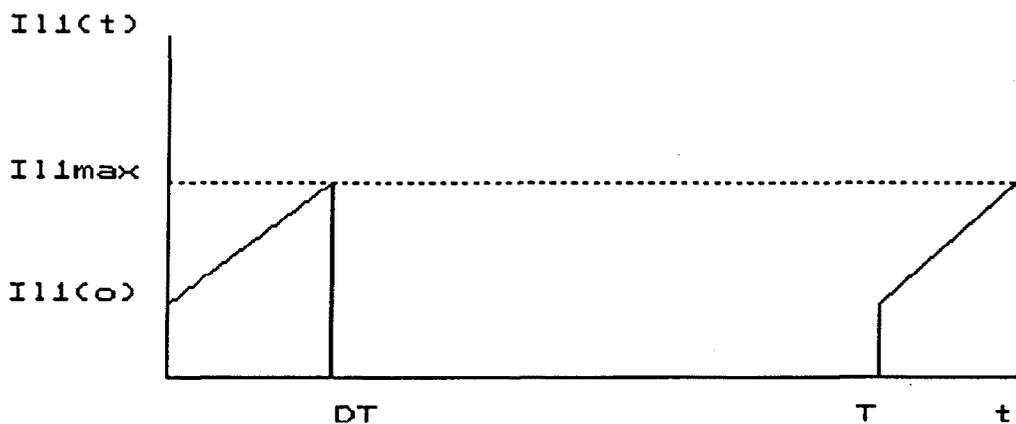


Convertidor Boost con filtro de salida

Fig. [5.9]

Puesto que para el control en modo corriente máxima se necesita solamente el tramo creciente de $I_{LI}(t)$ (es decir $I_{LI}(t)$ en T_{ON}), una resistencia de valor unitario en serie al drenador, del MOSFET T permitirá obtenerla.

La forma de onda que se obtendrá será la siguiente:



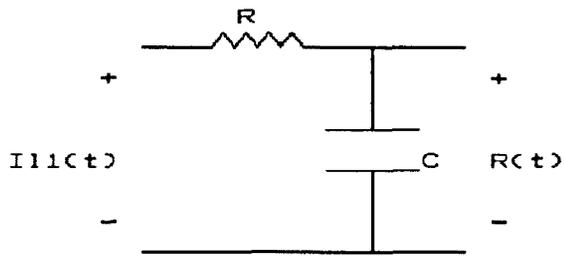
Evolución temporal de $I_{LI}(t)$ en $T_{(ON)}$

Fig. [5.10]

Sin embargo esta solución tan simple no ofrece buenos resultados al presentarse impulsos de ruido en los instantes de cambio de topología que evitan que el controlador se comporte en la forma prevista teóricamente.

Para obviar este problema hay que suavizar la forma de la rampa $I_{LI}(t)$.

Para ello se opta por la siguiente solución:



Filtro para suavizar la forma de onda $I_{L1}(t)$

Fig. [5.11]

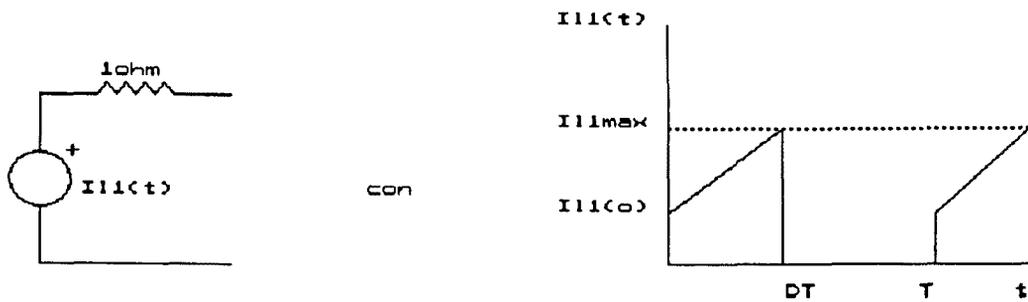
donde $R(t)$ es la señal que atacará al controlador propiamente dicho.

Es decir la ecuación de control será:

$$R_{(DT)} = I_c \quad (5.24)$$

En esencia lo que se ha realizado es un filtro RC paso bajo, aunque el análisis del problema no se efectuará a través de la respuesta en frecuencia de dicho filtro, sino de su respuesta temporal.

Visto desde la entrada del filtro, el circuito de muestreo de corriente, se comporta como el equivalente de Thevenin que se muestra a continuación:

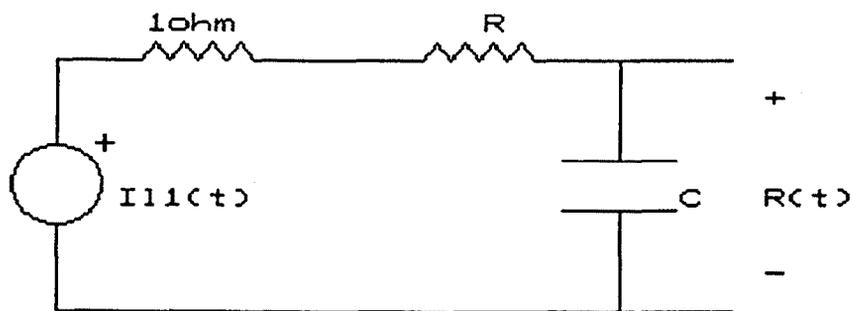


Equivalente de Thevenin del muestreador de corriente

Fig. [5.11bis]

Para efectuar el análisis temporal del filtro RC a la excitación mostrada, se divide en dos casos, T_{ON} , y T_{OFF} .

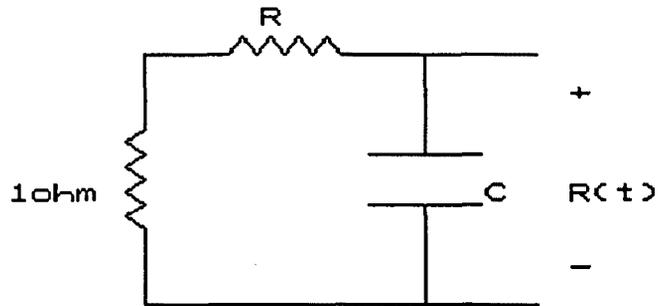
En T_{ON} , se tiene:



Muestreador más filtro en T_{ON}

Fig. [5.12]

En T_{OFF} , se tiene:



Muestreador más filtro en T_{OFF}

Fig. [5.13]

Se dimensionarán R y C de forma que durante T_{OFF} se descargue completamente el condensador, para que $R(t)$ inicie en $R(t) = 0$ el subintervalo T_{ON} .

Bajo esta suposición en T_{ON} las ecuaciones que siguen la carga de C son (notar que se supone $R + 1 \cong R$).

$$\frac{dR(t)}{dt} + \frac{1}{R_c} R t = \frac{I_{L1}(t)}{R_c} \quad (5.25)$$

$$I_{L1}(t) = I_{L1}(0) + \frac{V_s}{L_1} t \quad (5.26)$$

$$R(0) = 0 \quad (5.27)$$

De estas ecuaciones se deduce:

$$R_{(t)} = \left[I_{L1(0)} - \frac{V_s R_c}{L_1} \right] \cdot \left(1 - e^{-\frac{t}{\tau_c}} \right) + \frac{V_s t}{L_1} \quad (5.28)$$

El instante en que se producirá la conmutación será aquel en que

$$R_{(DT)} = I_c \quad (5.29)$$

De esta ecuación se puede obtener D para el régimen estacionario.

En pequeña señal, la ecuación de control se obtendrá por diferenciación de (5.29), con lo que:

$$i_c = \frac{\partial R(DT)}{\partial I_{L1(0)}} i_{L1}(0) + \frac{\partial R(DT)}{\partial V_s} v_s + \frac{\partial R(DT)}{\partial D} d \quad (5.30)$$

Operando (5.30) se obtiene, considerando como antes $I_{L1}(0) \cong i_{L1}$, y variaciones lentas respecto del ciclo de trabajo:

$$\begin{aligned}
i_c(s) &= \left(1 - e^{-\frac{DT}{RC}}\right) \cdot i_{Ll}(s) \\
&- \left[\frac{R_c}{L_1} \left(1 - e^{-\frac{DT}{RC}}\right) - \frac{DT}{L_1} \right] v_g(s) \\
&+ \left[\frac{T}{RC} \left[I_{Ll(0)} - \frac{V_g RC}{L_1} \right] \cdot e^{-\frac{DT}{RC}} + \frac{V_g T}{L_1} \right] \cdot d(s)
\end{aligned} \tag{5.31}$$

De esta expresión se deduce:

$$\begin{aligned}
d(s) &= \frac{RC L_1}{T(L_1 I_{Ll}(0) - V_g RC) e^{-\frac{DT}{RC}} + RCTV_g} i_c(s) \\
&- \frac{\left(1 - e^{-\frac{DT}{RC}}\right) RCL_1}{T(L_1 I_{Ll}(0) - V_g RC) e^{-\frac{DT}{RC}} + RCTV_g} i_{Ll}(s) \\
&+ \frac{\left[RC \left(1 - e^{-\frac{DT}{RC}}\right) - DT \right] RCL_1}{L_1 \left[T(L_1 I_{Ll}(0) - V_g RC) e^{-\frac{DT}{RC}} + RCTV_g \right]} V_g(s)
\end{aligned} \tag{5.32}$$

A fin de poder utilizar la ecuación (5.23) es imprescindible que $d(s) = K (i_c(s) - i_{Ll}(s))$, cuando $V_g(s)=0$.

Este no es el caso en el que nos encontramos, pero con un

pequeño cambio de la variable $i_c(s)$ podemos solucionar este inconveniente.

Para esto se define:

$$i_{1c}(s) = \frac{1}{1 - e^{-\frac{DT}{RC}}} i_c(s) \quad (5.33)$$

$$K = \frac{RCL_1 \left(1 - e^{-\frac{DT}{RC}}\right)}{T \left[(L_1 I_{L1}(0) - V_g RC) e^{-\frac{DT}{RC}} + RC V_g \right]} \quad (5.34)$$

$$d_{(s)} = K (i_{1c}(s) - i_{L1}(s)) \quad (5.35)$$

Se pueden substituir estas expresiones en (5.23), obteniéndose la siguiente expresión, una vez se ha deshecho el cambio de variable de la ecuación (5.33).

$$\frac{V_0(S)}{I_C(S)} = \frac{-K V_g}{(1-D)^2 R_0 C_1 L_2 C_0 \left[1 - \frac{e^{-DT}}{RC} \right]} \cdot \frac{\left[S - \frac{(1-D)^2 R_0}{L_1} \right]}{\left[S^2 + \left(\frac{KV_g}{(1-D)L_1} + \frac{1}{R_0 C_1} \right) S + \frac{2KV_g + (1-D)^3 R_0}{(1-D) R_0 L_1 C_1} \right]} \cdot \frac{1}{\left[S^2 + \frac{1}{R_0 C_0} S + \frac{1}{L_2 C_0} \right]} \quad (5.36)$$

con K de la ecuación (5.34) y $I_{L1}(0)$ de la ecuación (2.32) que se transcribe aquí:

$$I_{L1}(0) = V_g \left[\frac{1}{(1-D)^2 R_0} - \frac{DT}{2L_1} \right] \quad (5.37)$$

No se escribe la ecuación(5.36) realizando las substituciones de las ecuaciones (5.34) y (5.37) por ser una expresión excesivamente larga y tener interés sólo al ser substituida por valores numéricos.

Se ha montado un convertidor con los siguiente valores

$$V_g = 10V$$

$$T = 1'65 \cdot 10^{-5} \text{ sg} \quad (f = 6'06 \cdot 10^4 \text{ Hz})$$

$$L_1 = 0'69 \text{ mH}$$

$$C_1 = 6'8 \mu F$$

$$L_2 = 1,217 \text{ mH}$$

$$C_0 = 100 \text{ nF}$$

$$R_0 = 22 \Omega$$

$$D = 0'286$$

$$V_0 = 14V$$

$$I_{LI} = 0'8917A$$

$$R = 0'15K \quad C = 10 \text{ nF} \quad (\text{FILTRO PASO BAJO})$$

De estos valores, se obtiene según (5.34) y (5.37).

$$I_{LI}(0) = 0'8574A$$

$$K = 1'508$$

Por substitución en (5.36)

$$\frac{V_0(s)}{i_c(s)} = \frac{-1,6978 \cdot 10^{15} (s - 29200)}{(s^2 + 29522s + 5,005 \cdot 10^8)} \quad (5.38)$$
$$\cdot \frac{1}{(s^2 + 4,544 \cdot 10^4 + 8,217 \cdot 10^9)}$$

Esta expresión factorizada aparece en la siguiente

ecuación:

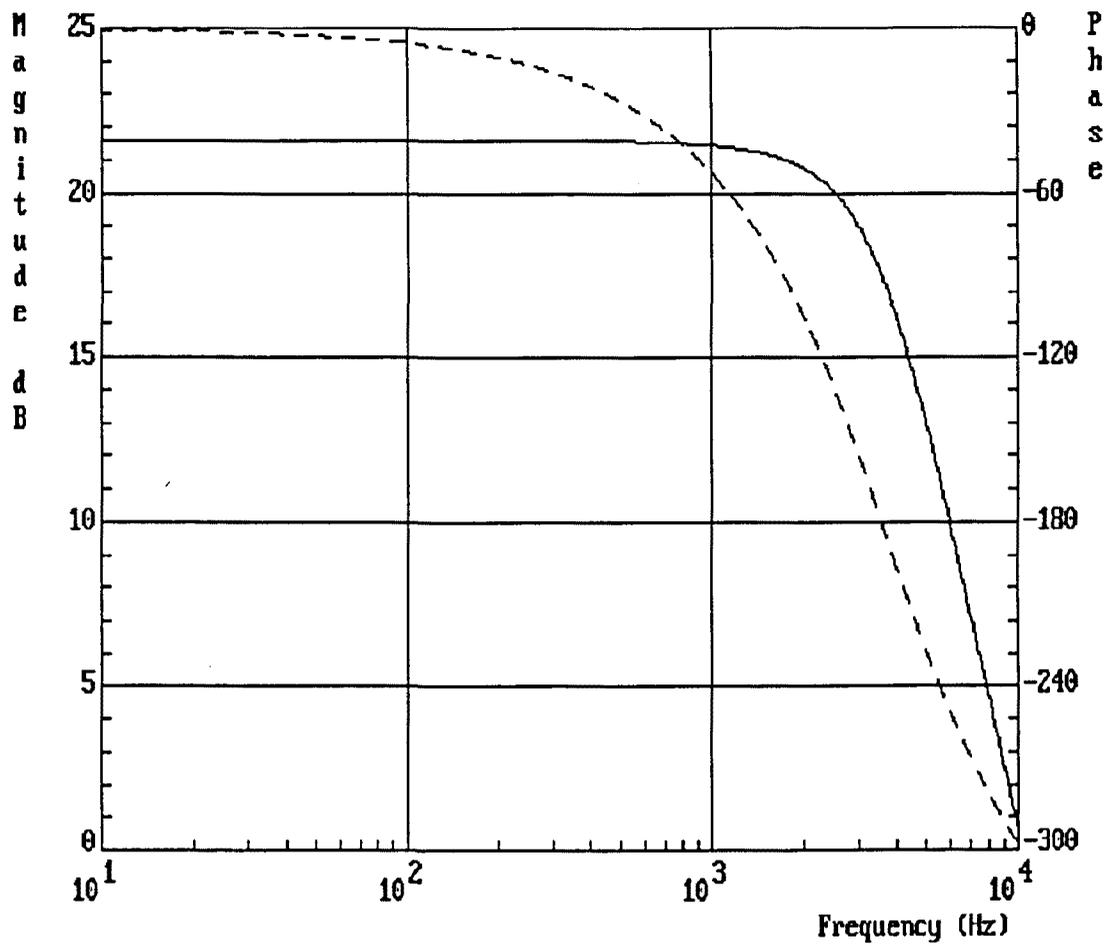
$$\frac{v_0(s)}{i_c(s)} = \frac{-1,6978 \cdot 10^{15} (s - 29200)}{[(s + 14761)^2 + 16811,09^2]} \quad (5.39)$$
$$\cdot \frac{1}{(s + 19350,05)(s + 424649,9)}$$

y el diagrama de respuesta en frecuencia en la figura (5.14).

En Fig. [5.14 bis] se indican puntos que corresponden a mediciones experimentales, cuyos valores se muestran en la tabla que sigue:

FREC	$ V_0 $	$ V_0 _{db}$	FASE
50	2,4	21,5	0
100	2,4	21,5	0
200	2,4	21,5	- 15
400	2,4	21,5	- 22
800	2,4	21,5	- 46,5
1000	2,4	21,5	- 60
2000	2,4	21,5	- 108
3000	1,8	20,25	- 169
4000	1	17,7	-215
5000	0,8	16,7	- 250
6000	0,6	15,5	- 270

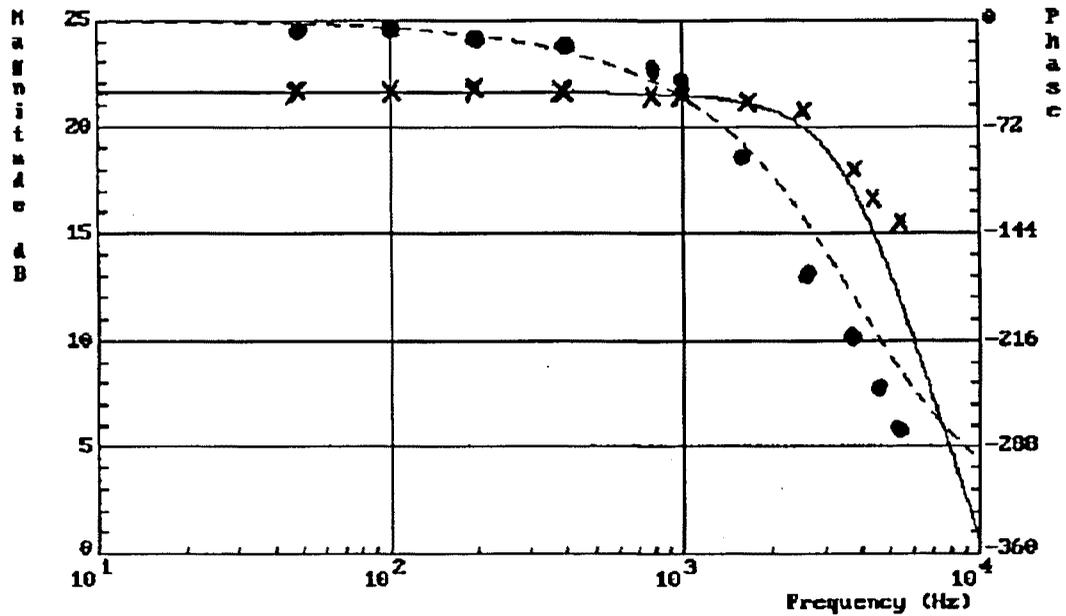
TABLA [5.1]



Respuesta en frecuencia $V_0(s)/i_c(s)$

Fig. [5.14]

Que con más detalle se muestra en la Fig. siguiente:



Respuesta en frecuencia $V_o(s)/i_c(s)$. Ampliación. Mediciones en el prototipo. [x: Módulo; ●: Fase]

Fig.[5.14a]

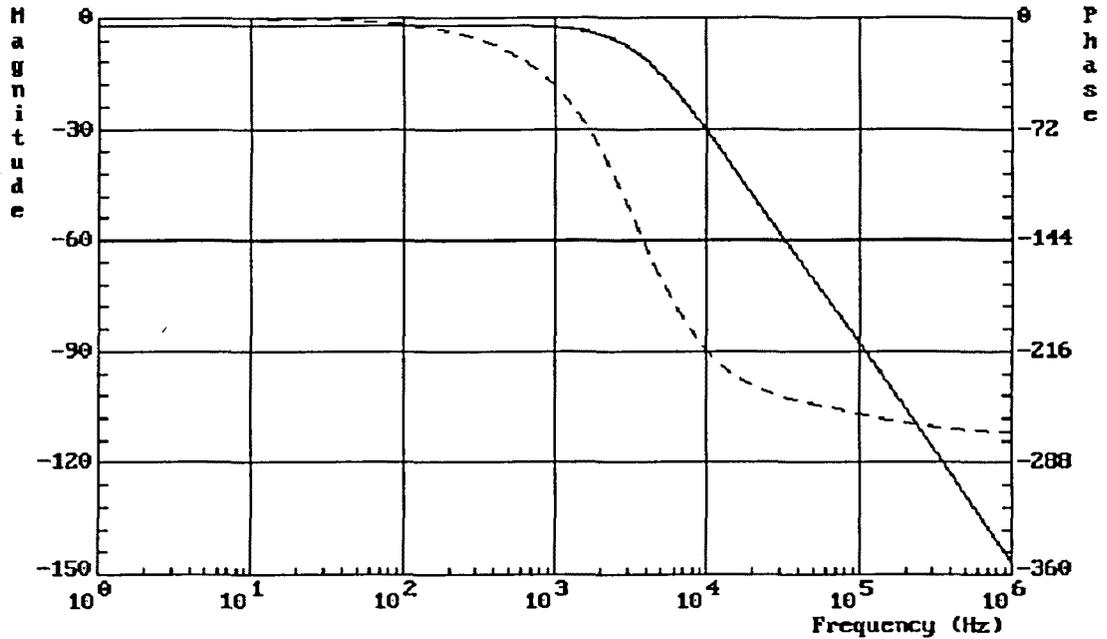
Se calcula finalmente la función de transferencia $\frac{V_o(s)}{V_g(s)}$

para el prototipo realizado.

Según la ecuación (5.23h), para los valores del prototipo:

$$\frac{V_o(s)}{V_g(s)} = \frac{1/1113 \cdot 10^{13} (S + 3/082 \cdot 10^5)}{S^2 + 3/728 \cdot 10^4 S + 5/178 \cdot 10^8} \cdot \frac{1}{(S^2 + 4/545 \cdot 10^5 S + 8/217 \cdot 10^9)} \quad (5.40)$$

cuya respuesta en frecuencia se presenta en la figura que sigue:



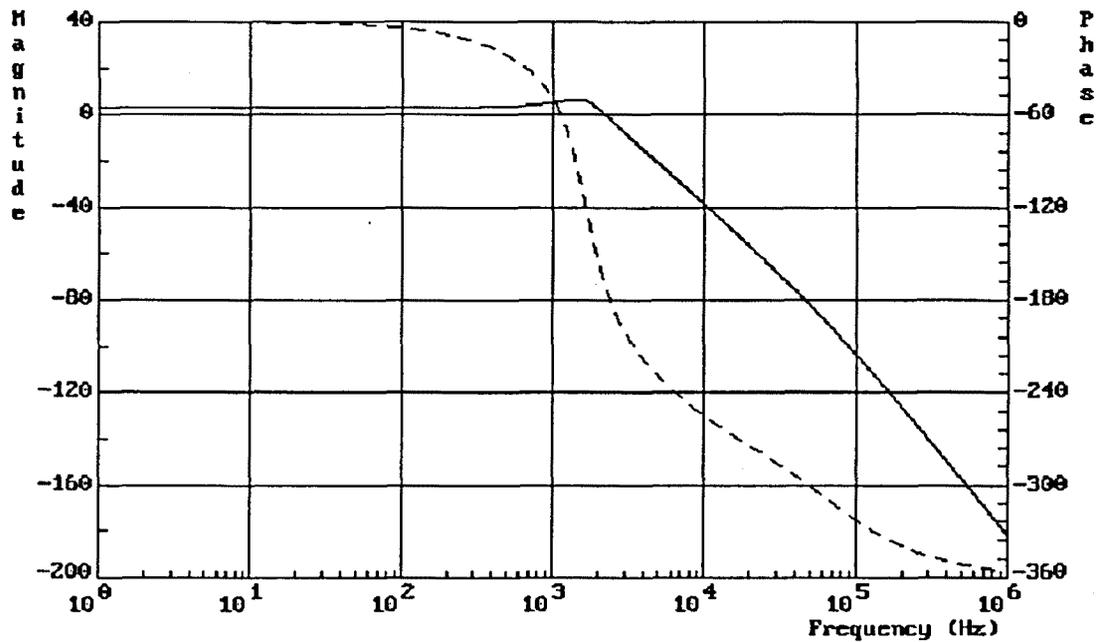
Respuesta en frecuencia de v_0/v_g del convertidor Boost con control de corriente máxima.

Fig. [5.14b]

Se compara con la función de transferencia equivalente (es decir en lazo abierto) del boost con control PWM, ecuación (3.42), (calculada para los valores de componentes del prototipo de control de corriente).

$$\frac{V_0(s)}{V_g(s)} = \frac{1/2054 \cdot 10^8}{(S^2 + 6/6845 \cdot 10^3 S + 1/0865 \cdot 10^8) (S^2 + 4/5445 \cdot 10^3 S + 8/217 \cdot 10^5)} \quad (5.41)$$

cuya respuesta en frecuencia se muestra a continuación.



Respuesta en frecuencia de v_0/v_g del convertidor boost con control PWM, en lazo abierto.

Fig. [5.14c]

Se puede concluir:

- 1.- El boost con control de corriente presenta un mejor rechazo a los componentes AC del generador, que el boost PWM, ambos en lazo abierto.
- 2.- El boost con control de corriente, atenúa 2db aproximadamente, como mínimo los componentes AC del generador.

La realización física del control se ha llevado a cabo utilizando el circuito integrado UC 3846 diseñado específicamente para controles de corriente.

Su diagrama de bloques se muestra en la Fig. [5.15] y su diagrama de conexionado en la Fig. [5.16].

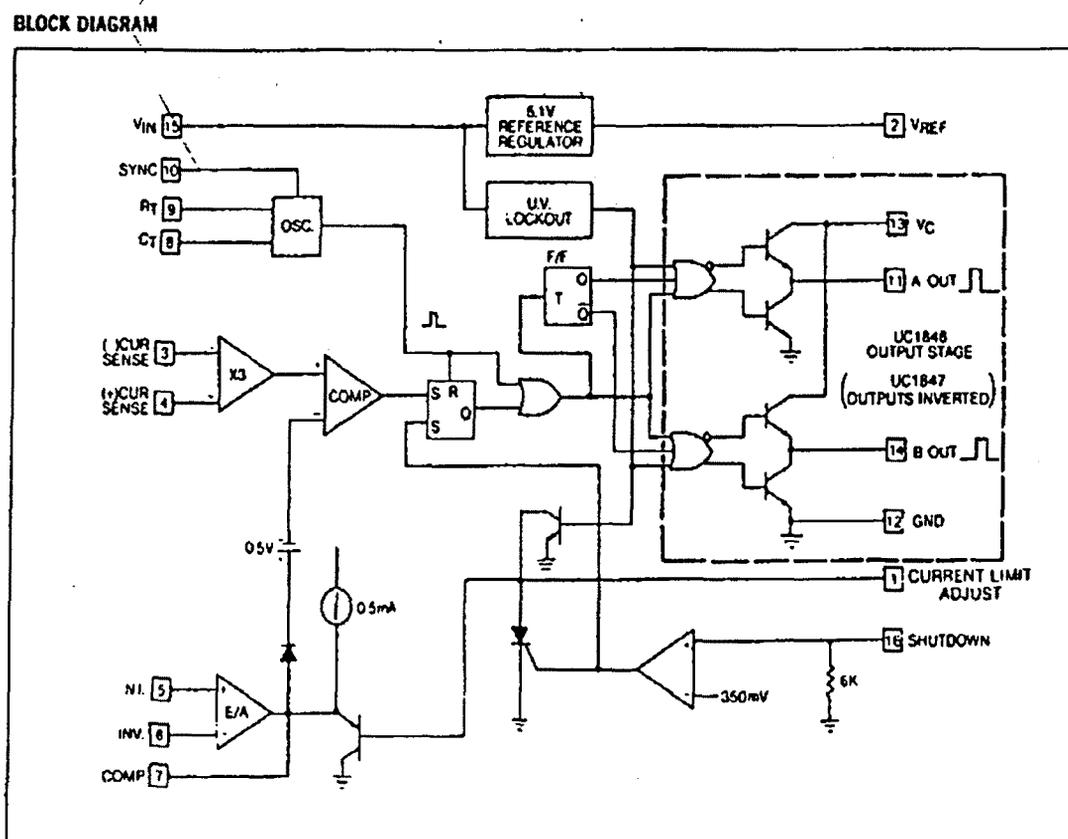


Diagrama de bloques de circuito integrado especializado en control de corriente UC 3846.

Fig. [5.15]

UC1846 UC1847
 UC2846 UC2847
 UC3846 UC3847

CONNECTION DIAGRAM

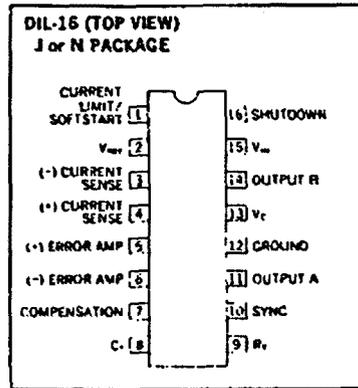
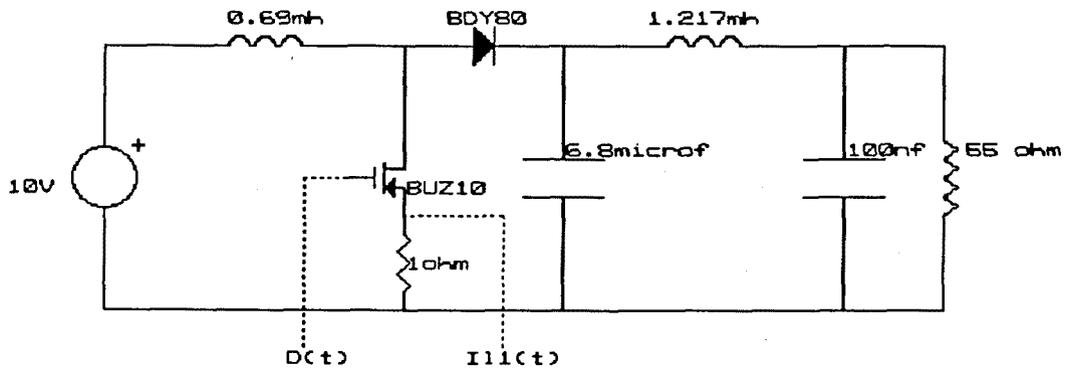


Diagrama de
 conexionado del UC
 3846

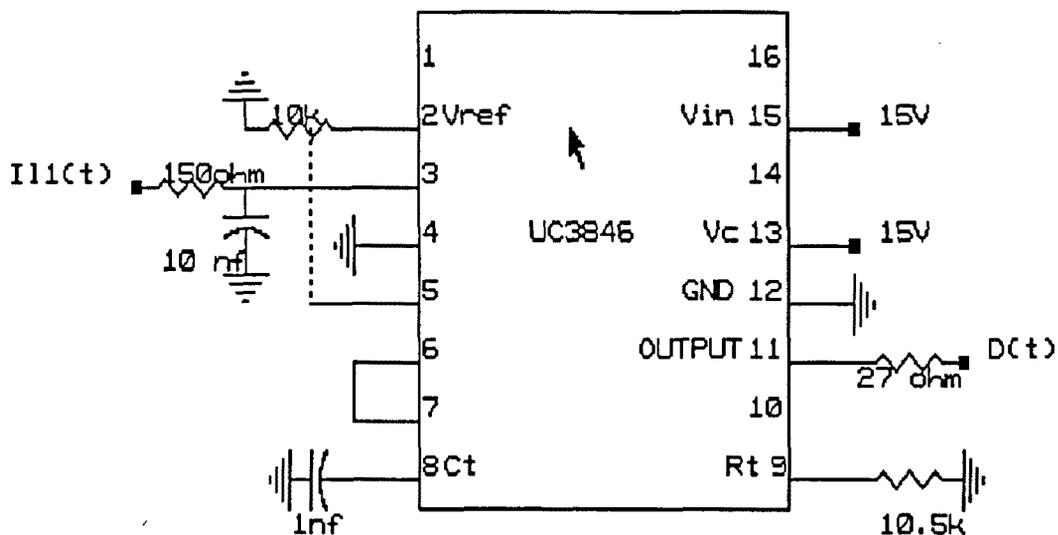
Fig. [5.16]

El circuito que se ha montado se muestra a continuación en
 Fig. (5.17) y Fig. (5.18)



Convertidor prototipo

Fig. [5.17]



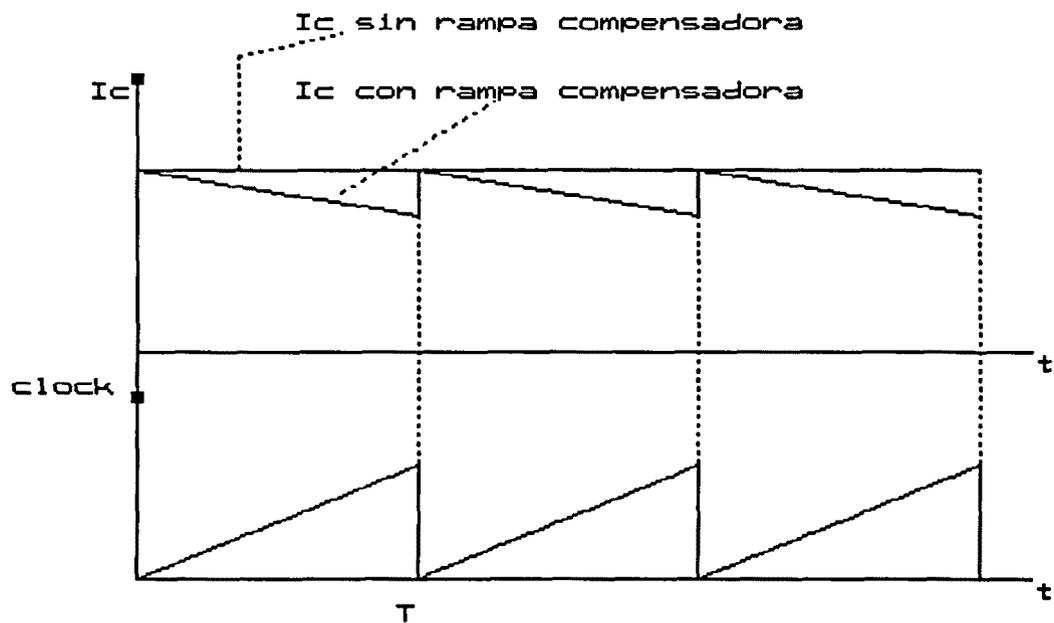
Control de corriente máxima. Circuito prototipo

Fig. [5.18]

R_T y C_T se han ajustado para que el oscilador interno oscile a 121.210 Hz (doble de la frecuencia nominal del convertidor).

Es conocido que el control en modo corriente presenta un problema intrínseco (es decir, que no depende del convertidor sino del propio control) de inestabilidad al trabajar a ciclos superiores al 50% ($D \geq 0.5$).

Este problema se resuelve fácilmente con la generación de una rampa compensadora, que transforma I_c constante en la señal que se muestra a continuación



Control de corriente con y sin rampa compensadora

Fig. [5.19]

La adición de esta rama mejora problemas de ruido que se presentan en la conmutación del MOSFET.

Sin embargo en nuestro montaje no ha sido necesaria, al trabajar con ciclo de trabajo inferior a 0'5.

6. - CONVERTIDOR BOOST CON FILTRO DE SALIDA CON LAZO DE CONTROL EN MODO CORRIENTE MEDIA.

ANALISIS EN LAZO ABIERTO

6.1 - INTRODUCCION

Trata este capítulo del análisis en lazo abierto (es decir, sólo trabajando el lazo interno rápido) del convertidor boost con control de corriente media.

Se presentan dos posibilidades, una predictiva y otra no predictiva.

Finalmente se comprueban experimentalmente las funciones de transferencia obtenidas en el análisis del control no predictivo.

6.2 - CONTROL DE CORRIENTE MEDIA, MEDIANTE LA PREDICCION DEL VALOR MEDIO. (FUNCION FICTICIA)

El objetivo de este procedimiento es generar una función $F(t)$ que en cada instante del subintervalo T_{ON} tome como valor, el valor medio que tendría $I_{L1}(t)$ si la conmutación $T_{ON} \Leftrightarrow T_{OFF}$ se produjera en el instante t .

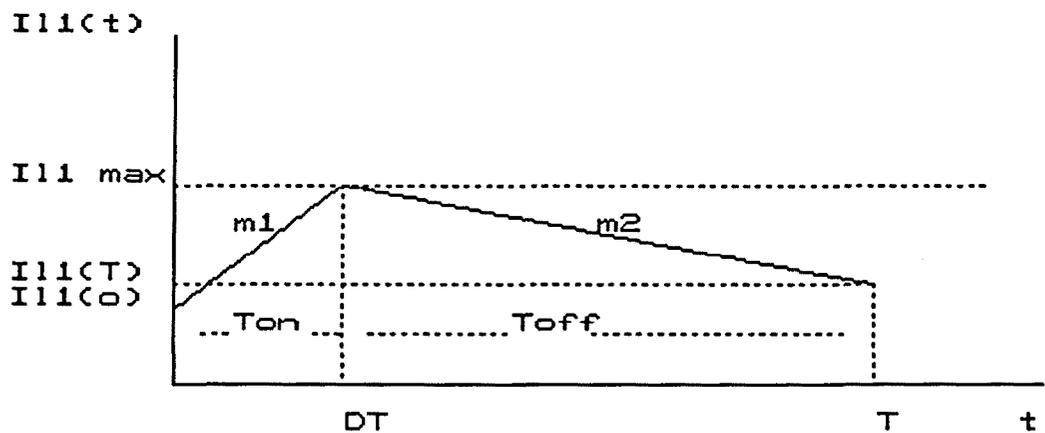
A esta función se le denominará función ficticia.

Se obtendrá para el convertidor boost al final de este apartado.

El control que la utilización de la función ficticia permite obtener es:

$$I_c = \overline{I_{LI}} \quad (6.1)$$

El valor de $\overline{I_{LI}}$ se puede obtener de la siguiente gráfica



Evolución temporal de I_{II} (Régimen no estacionario)

Fig. [6.1]

con $m_1 = \frac{V_g}{L_1}$ y $m_2 = \frac{V_g - V_{Cl}}{L_1}$ suponiendo V_g y V_{Cl} constantes

en el ciclo de trabajo.

De esta gráfica

$$\overline{I_{Ll}} = I_{Ll(0)} + \frac{V_s}{2L_1} T - \frac{V_{cl}}{2L_1} (1-D)^2 T \quad (6.2)$$

Diferenciando (6.2) se obtiene (utilizando el hecho de que $i_{Ll} \approx i_{Ll(0)}$):

$$i_{Ll} = i_{Ll} + \frac{T}{2L_1} v_s - \frac{(1-D)^2}{2L_1} v_{cl} + \frac{(1-D) T^2}{L_1} v_{cl} d \quad (6.3)$$

De donde, suponiendo variaciones lentas

$$d(s) = \frac{-1}{2(1-D)TV_{cl}} v_s(s) + \frac{(1-D)}{2V_{cl}} v_{cl}(s) \quad (6.4)$$

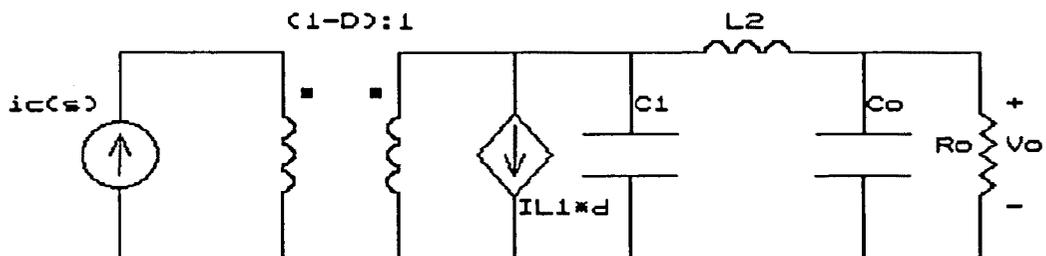
Diferenciando (6.1) se obtiene

$$i_c(s) = i_{Ll}(s) \quad (6.5)$$

Puesto que el control es de tipo predictivo, es decir la conmutación ON-OFF se produce en el instante adecuado para que el valor medio de I_{ll} en este ciclo sea precisamente I_c , gracias a que la conmutación viene controlada por la función ficticia, que como se ha dicho previamente, en cada instante su valor es lo que valdría I_{ll} si la conmutación se

produjera en este instante, el inductor L_1 en el modelo de pequeña señal (Fig.[3.9]), se ha transformado en un generador de corriente de valor $i_c(s)$. Asimismo $d(s)$ viene definido por la ecuación (6.4).

Estos valores se pueden substituir en el modelo de la Fig. [3.9], que redibujada y efectuadas las substituciones indicadas, aparece en Fig. [6.2].



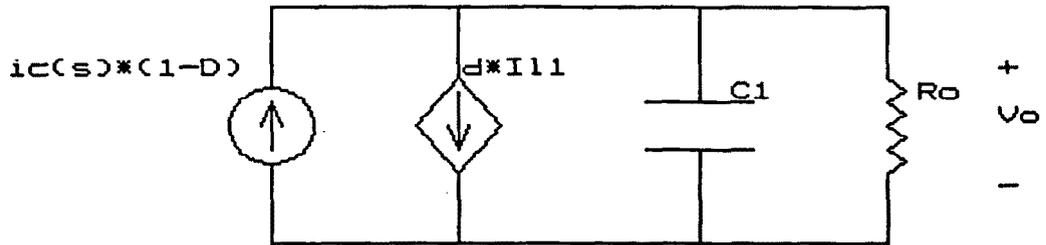
Modelo en pequeña señal del convertidor Boost con control predictivo de corriente media

Fig. [6.2]

Se observa que se ha eliminado el generador de tensión en serie a L_1 , ya que es superfluo respecto del generador controlado $i_c(s)$.

Por separabilidad de polos, se analiza sólo la parte no lineal del convertidor, de forma que tenemos el circuito,

que se dibuja en Fig.[6.3], una vez pasado $i_c(s)$ al secundario.



Modelo del convertidor Boost. Simplificación respecto figura (6.2)

Fig. [6.3]

Se calcula el término $\overline{I_L} d_{(s)}$, bajo la condición $V_g=0$ a fin de calcular la función de transferencia $v_{cl}(s)/i_c(s)$. Con ello, si el valor de $\overline{I_L}$ es:

$$\overline{I_L} = \frac{V_g}{(1-D)^2 R_o} \quad (6.6)$$

y

$$V_{cl} = \frac{V_g}{(1-D)} \quad (6.7)$$

se obtiene:

$$\overline{I_{L1}} d(s) = \frac{V_{cl}}{2R_0} \quad (6.8)$$

Con ello la tensión v_{cl} es:

$$v_{cl}(s) = \left[(1-D) i_{cl}(s) - \frac{v_{cl}(s)}{2R_0} \right] \cdot \frac{1}{C_1} \cdot \frac{1}{\left[s + \frac{1}{R_0 C_1} \right]} \quad (6.9)$$

De la expresión (6.9) se deduce:

$$\frac{V_{cl}(s)}{i_c(s)} = \frac{(1-D)}{C_1} \cdot \frac{1}{\left[s + \frac{3}{2R_0 C_1} \right]} \quad (6.10)$$

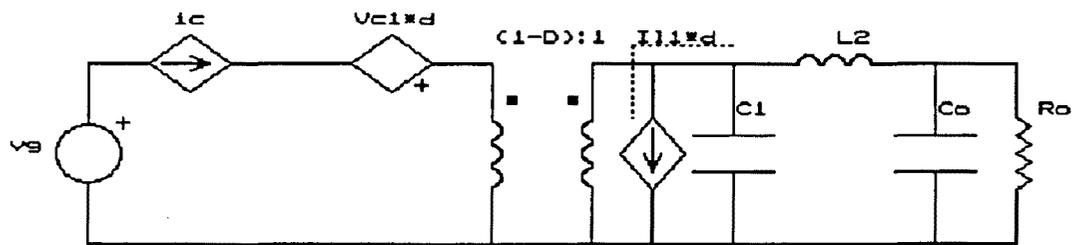
Si añadimos el filtro de salida, por separabilidad, se puede escribir la función de transferencia que sigue:

$$\frac{v_0(s)}{i_c(s)} = \frac{(1-D)}{C_1 L_2 C_0} \cdot \frac{1}{\left[s + \frac{3}{2R_0 C_1} \right]} \cdot \frac{1}{\left[s^2 + \frac{1}{R_0 C_0} s + \frac{1}{L_2 C_0} \right]} \quad (6.11)$$

Se observa que ésta es una función de transferencia sin cero en el semiplano derecho.

Se calcula ahora la función de transferencia $v_0(s)/v_g(s)$.

El modelo que se utiliza es el de la figura [3.6] con L_1 substituido por un generador de corriente:



Convertidor boost con control predictivo de corriente media, $i_c(s) = 0$

Fig. [6.3a]

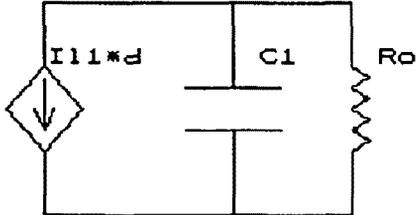
Al calcular $v_0(s)/v_g(s)$ se impone $i_c(s) = 0$.

El valor de $d(s)$ es según la ecuación (5.4)

$$d(s) = \frac{-1}{2(1-D)V_{c1}} v_g(s) + \frac{(1-D)}{2V_{c1}} v_{c1}(s) \quad (6.11a)$$

Aplicando el criterio de separabilidad, el modelo de la parte no lineal del convertidor adecuado para el cálculo

que pretendemos es:



Modelo del convertidor boost, con control de corriente media predictivo. Parte no lineal. $i_c(s) = 0$

Fig. [6.3b]

Analizando este modelo teniendo en cuenta que:

$$d(s) = \frac{-v_g(s)}{2(1-D)^2 R_0} + \frac{v_{C1}(s)}{2R_0} \quad (6.11b)$$

se obtiene:

$$\frac{v_{C1}(s)}{v_g(s)} = \frac{1}{2(1-D)^2 T C_1 R_0} \cdot \frac{1}{\left[s + \frac{3}{2 C_1 R_0} \right]} \quad (6.11c)$$

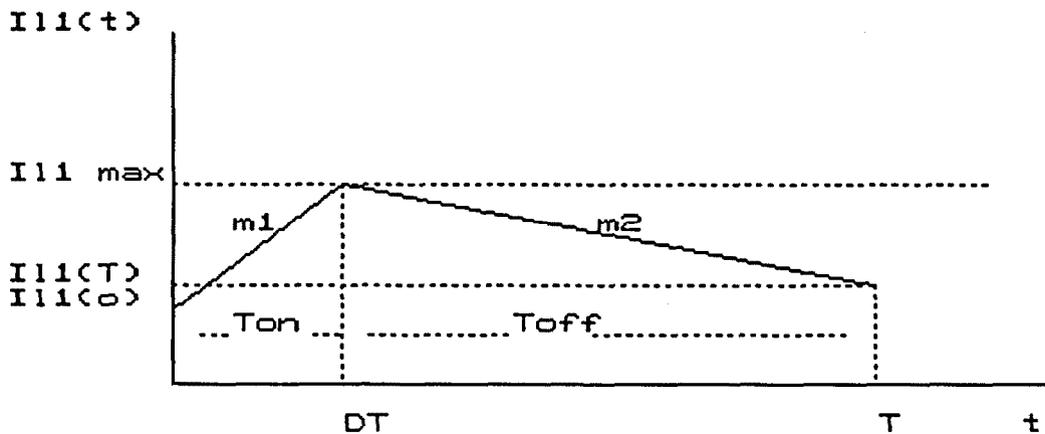
Por separabilidad:

$$\frac{v_0(s)}{V_g(s)} = \frac{1}{2(1-D)^2 C_1 R_0 L_2 C_0} \cdot \frac{1}{\left[S + \frac{3}{2 C_1 R_0} \right]} \cdot \frac{1}{\left[S^2 + \frac{1}{R_0 C_0} + \frac{1}{L_2 C_0} \right]}$$

(6.11d)

Para la obtención de este control es imprescindible generar la función ficticia.

Para su obtención nos basaremos en la Fig. [6.4]



Evolución de I_{II} . Régimen no estacionario

Fig. [6.4]

Se observa que se supone régimen no estacionario

$(I_{L1(0)} \neq I_{L1}(t))$, y que $m_1 = \frac{V_g}{L_1}$ y $m_2 = \frac{V_g - V_{Cl}}{L_1}$

Puesto que:

$$\overline{I_{Ll}(\overline{t})} = \frac{1}{T} \left[\int_0^t \left[I_{Ll(0)} + \frac{V_g}{L_1} t \right] dt + \int_t^T \left[I_{Llmax} + V_g - \frac{V_{cl}}{L_1} t \right] dt \right] \quad (6.12)$$

Se deduce de Fig. [6.4] que:

$$\overline{I_{Ll}(\overline{t})} = - \frac{V_{cl}}{2L_1T} t^2 + \frac{V_{cl} - V_gT}{L_1} + \frac{V_g - V_{cl}T}{2L_1} + I_{Ll}(t) \quad (6.13)$$

Se supone como siempre que V_g y V_{cl} son constantes en un ciclo de trabajo.

La obtención de esta función se efectuará mediante integración al ser los coeficientes de t^2 y de t constantes.

Por tanto, si se dispone de la muestra de $I_{Ll}(t)$ (nos basta con la muestra en T_{ON} , por tanto con la resistencia de 1Ω en serie al drenador del MOSFET), se puede dibujar el siguiente diagrama de bloques.

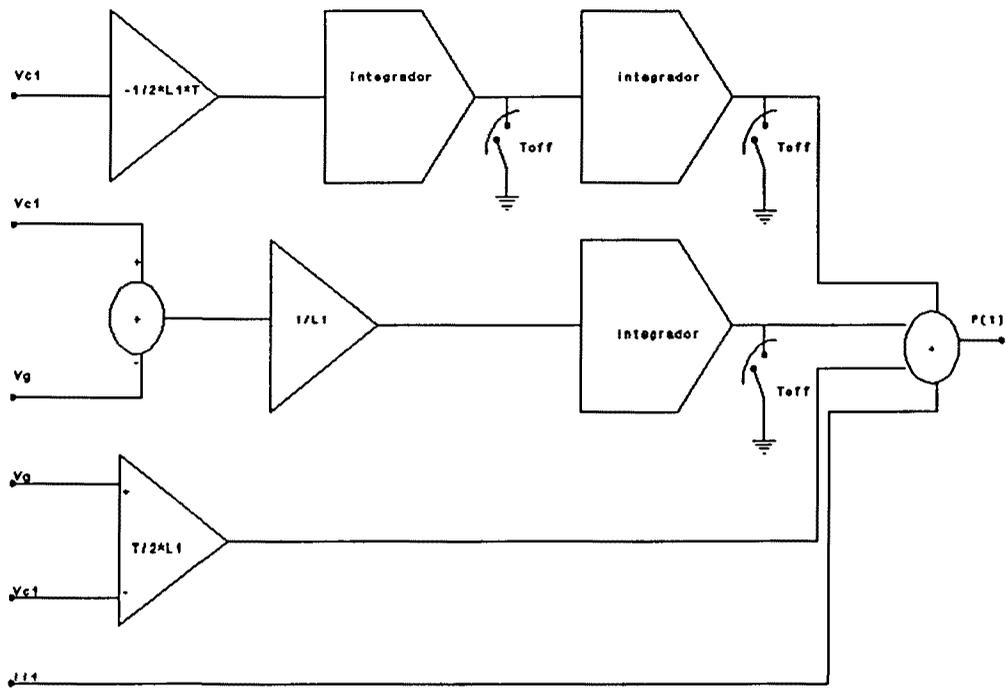


Diagrama de bloques del control predictivo de corriente media para el convertidor Boost con filtro de salida

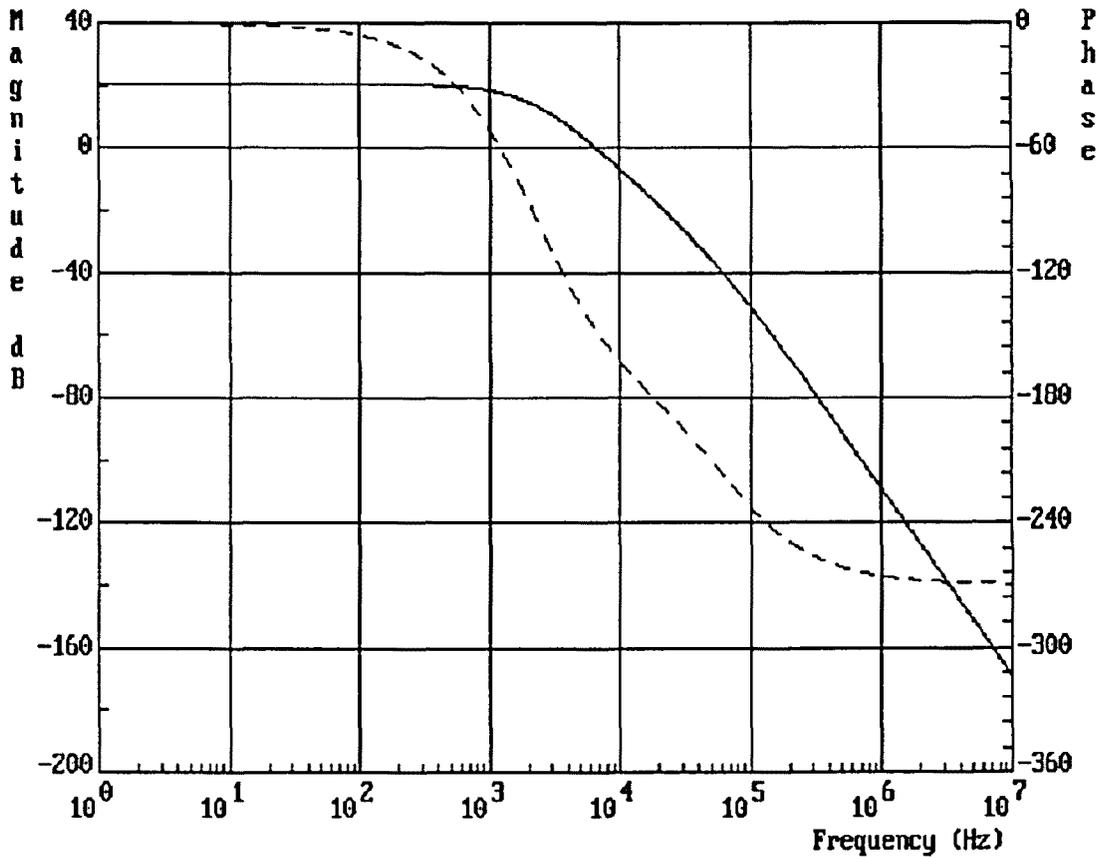
Fig. [6.5]

Donde los integradores deben ponerse a cero al conmutar T de ON a OFF (hecho que se representa con el interruptor a la salida de los integradores).

En el convertidor experimental, la función de transferencia sería, tomando los mismos valores de componentes que en el realizado para el control de corriente máxima:

$$\frac{v_0(s)}{i_c(s)} = \frac{8,6278 \cdot 10^{14}}{(s + 10027)} \cdot \frac{1}{(s^2 + 4'5455 \cdot 10^5 s + 8'217 \cdot 10^9)} \quad (6.14)$$

La respuesta en frecuencia se representa a continuación de la forma:



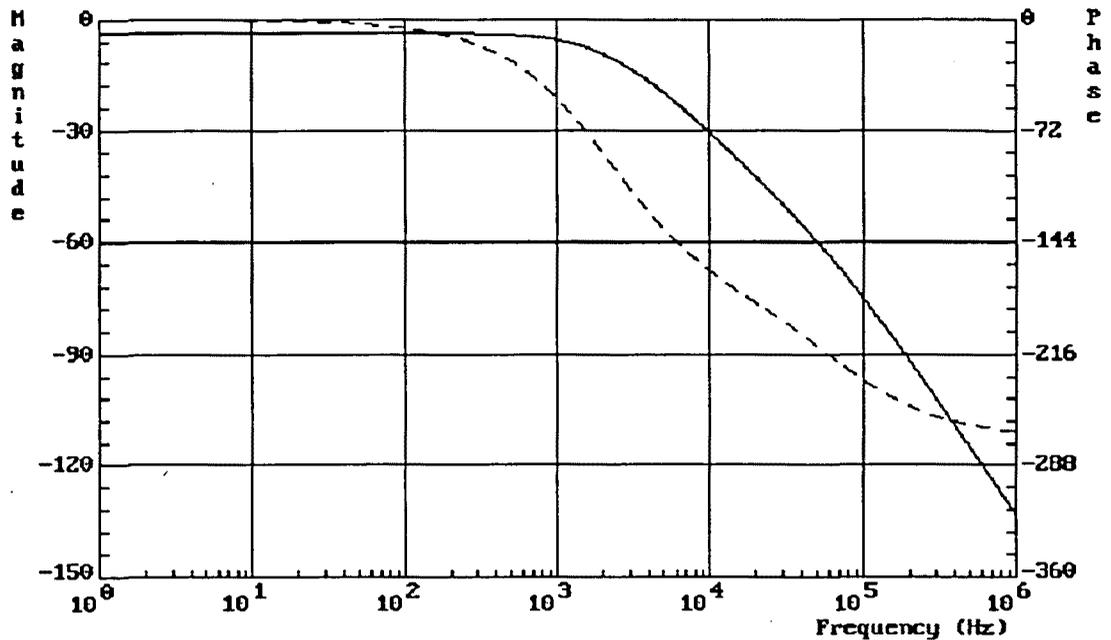
Respuesta en frecuencia del convertidor Boost con control predictivo de corriente media

Fig. [6.6]

Se calcula $v_0(s)/v_g(s)$ para los valores del prototipo, a partir de (6.11d).

$$\frac{v_0(s)}{v_g(s)} = \frac{5'387 \cdot 10^{13}}{(s + 10027)(s^2 + 4'545 \cdot 10^5 s + 8'217 \cdot 10^9)} \quad (6.14 \text{ a})$$

cuya respuesta en frecuencia se dibuja a continuación:



Respuesta en frecuencia de $v_0(s)/v_g(s)$, para el convertidor boost con control de corriente media predictivo.

Fig. [6.7a]

Se puede concluir que este tipo de control atenúa el ruido AC en el generador en 4db aproximadamente en la banda de interes.

Al efectuar el mismo análisis en los distintos controles, se observa que éste es el que presentaba mejor comportamiento en cuanto al mencionado rechazo de AC.

6.3 - CONTROL NO PREDICTIVO DE CORRIENTE MEDIA

En este tipo de control la función $F(t)$ que por comparación con I_c determina el instante de conmutación ON OFF, será una rampa dependiente del valor medio de la corriente $I_{Ll}(t)$.

Por tanto estaremos controlando $\overline{I_{Ll(t)}}$ de forma indirecta.

La ecuación de control que se propone es:

$$m \cdot \overline{I_{Ll}} \cdot DT = I_c \quad (6.15)$$

donde m es una constante de proporcionalidad.

En pequeña señal es:

$$i_c(s) = m \overline{I_{Ll}} T d(s) + m DT i_{Ll}(s) \quad (6.16)$$

En este caso al ecuación (6.4) no puede ser utilizada, ya que es una ecuación predictiva, y la decisión de conmutación se tomará por el valor $\overline{I_{Ll}}$ obtenido por filtrado paso-bajo de $I_{Ll}(t)$.

Evidentemente habrá que utilizar el modelo completo del

convertidor (sin substituir el inductor L_1 por un generador controlado de corriente) ya que no estamos controlando directamente $\overline{I_{L1}}$, sinó de forma indirecta a través de D.

Por tanto de (6.16) se deduce:

$$d(s) = +\frac{1}{m \overline{I_{L1}} T} i_c(s) - \frac{D}{\overline{I_{L1}}} i_{L1}(s) \quad (6.17)$$

Para poder utilizar los resultados del capítulo anterior, se define $i_{1c}(s)$ como:

$$i_c(s) = DT_m i_{1c}(s) \quad (6.18)$$

Con esto:

$$d(s) = \frac{D}{\overline{I_{L1}}} (i_{1c}(s) - i_{L1}(s)) \quad (6.18 \text{ b})$$

Por tanto se puede utilizar la expresión (5.23) para calcular $V_0(s)/i_c(s)$, sin más que substituir:

$$K = \frac{D}{\overline{I_{L1}}} \quad (6.19)$$

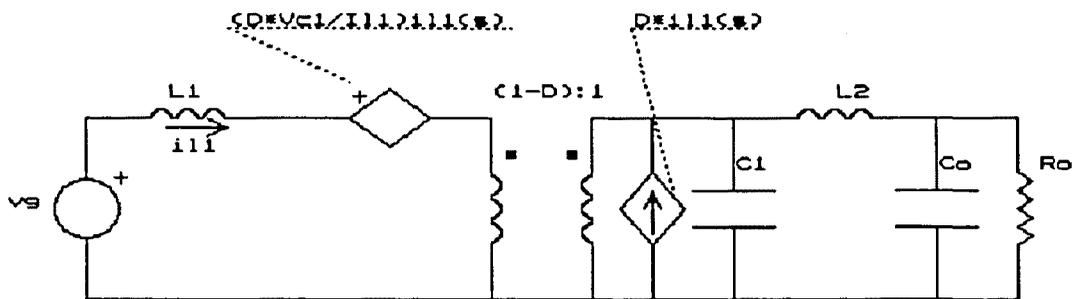
y i_{1c} por i_c según la ecuación (6.18).

$$\frac{V_{o(s)}}{I_{c(s)}} = - \frac{V_g}{m T \overline{I_{L1}} (1-D)^2 R_0 C_1 L_2 C_0} \cdot \frac{\left[S - \frac{(1-D)^2 R_0}{L_1} \right]}{\left[S^2 + \left[\frac{D V_g}{\overline{I_{L1}} (1-D)^2 L_1} + \frac{1}{R_0 C_0} \right] S + \frac{2D V_g + \overline{I_{L1}} (1-D)^3 R_0}{\overline{I_{L1}} (1-D) R_0 L_1 C_1} \right]} \cdot \frac{1}{\left[S^2 + \frac{1}{R_0 C_0} S + \frac{1}{L_2 C_0} \right]} \quad (6.20)$$

Se calcula ahora la función de transferencia $v_o(s)/v_g(s)$ para el control de corriente media no predictivo.

Para hacerlo se utiliza el modelo de la Fig. [3.6] representado en la figura [6.6a], utilizando la ecuación de control (6.18a) con $i_e = 0$, es decir:

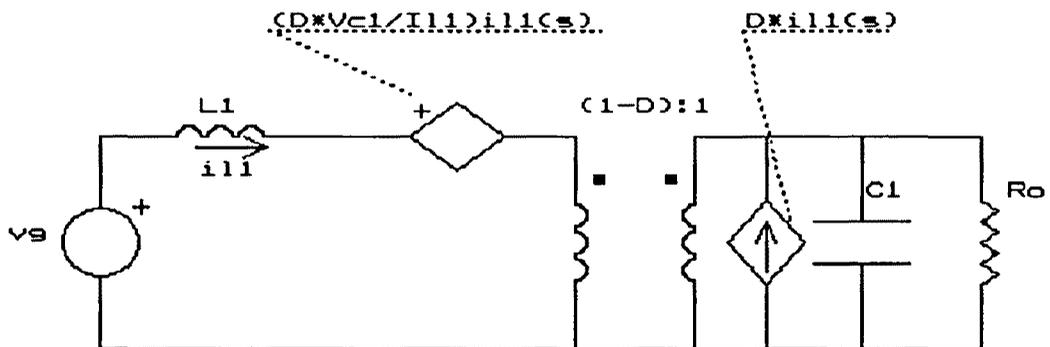
$$d(s) = \frac{-D}{\overline{I_{L1}}} i_{L1}(s) \quad (6.20a)$$



Modelo del convertidor Boost en pequeña señal, con control de corriente media no predictivo

Fig. [6.6a]

Se separa el modelo en partes lineal y no lineal obteniéndose:



Modelo del convertidor boost en pequeña señal. Parte no lineal.

Fig. [6.6b]

Por análisis de este circuito, se obtiene teniendo en cuenta que:

$$\frac{D V_{c1}}{I_{L1}} = D (1 - D) R_0 \quad (6.20b)$$

$$\frac{v_0(s)}{v_s(s)} = \frac{1}{L_1 C_1} \cdot \frac{1}{s^2 + \frac{C_1 D (1-D) R_0^2 + L_1}{C_1 L_1 R_0} s + \frac{1-D^2}{C_1 L_1}} \quad (6.20c)$$

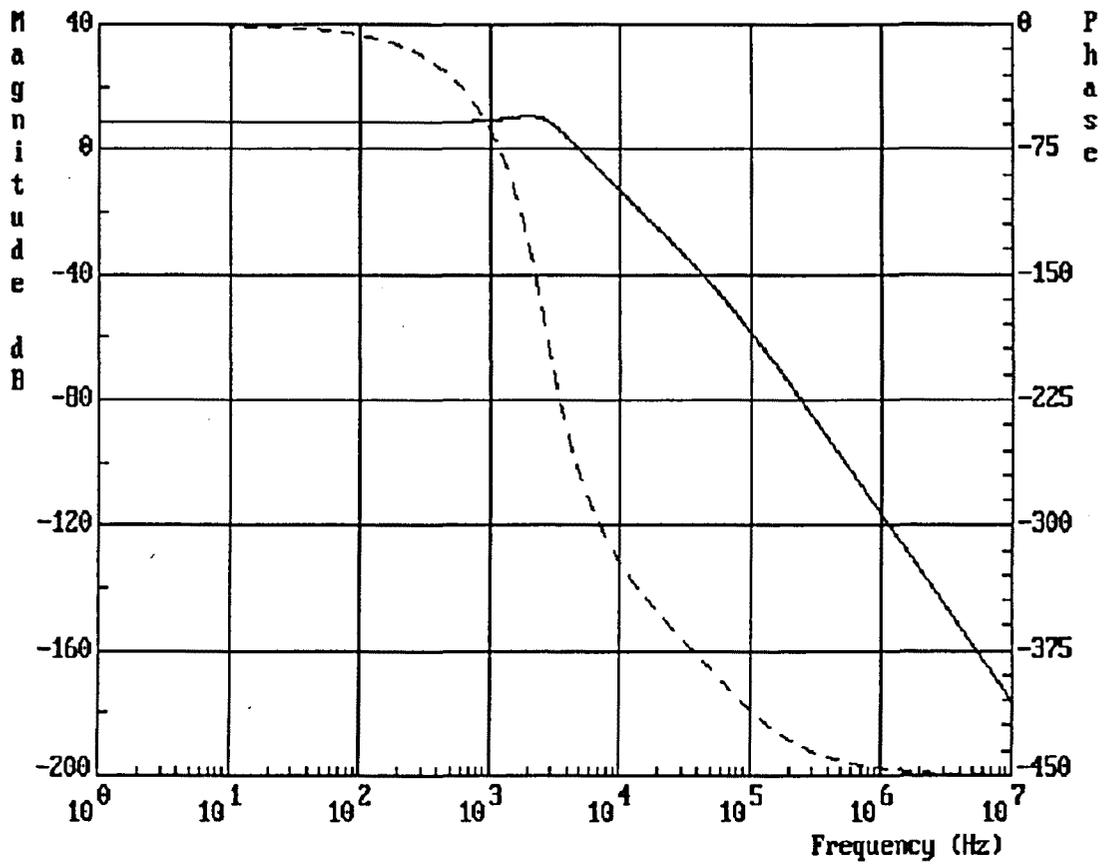
que al aplicar el filtro de salida, por separabilidad permite escribir:

$$\frac{v_0(s)}{v_s(s)} = \frac{1}{L_1 C_1 L_2 C_0 \left[s^2 + \frac{C_1 D (1-D) R_0 + L_1}{C_1 L_1 R_0} s + \frac{1-D^2}{C_1 L_1} \right]} \cdot \frac{1}{\left[s^2 + \frac{1}{R_0 C_0} s + \frac{1}{C_2 C_0} \right]} \quad (6.20d)$$

En el convertidor experimental, tomando como parámetros los mismos que en los casos anteriores, se obtiene:

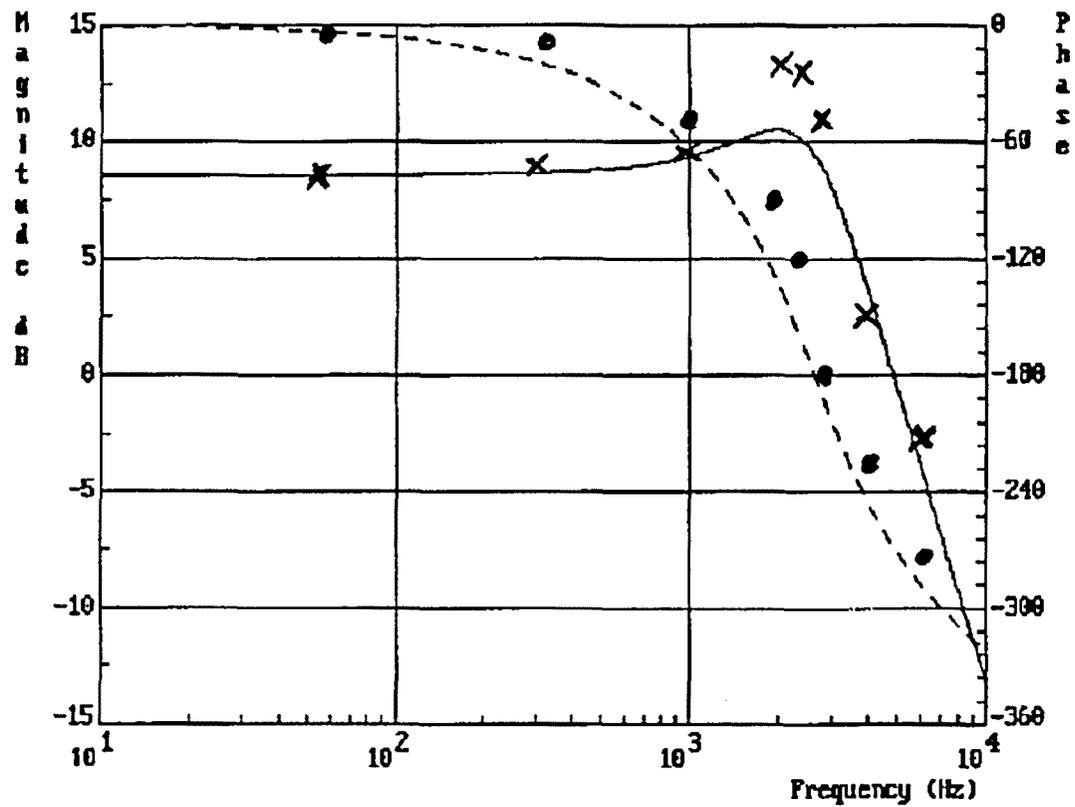
$$\frac{V_0(s)}{I_C(s)} = \frac{-3'6617 \cdot 10^{14} (s - 16254)}{(s^2 + 15803 s + 2'695 \cdot 10^8)} \cdot \frac{1}{(s^2 + 4'545 \cdot 10^5 s + 8'217 \cdot 10^9)} \quad (6.21)$$

cuya respuesta en frecuencia se muestra en las siguientes figuras, Fig. [6.7] y Fig.[6.7a], la segunda de ellas como ampliación de la primera.



Respuesta en frecuencia del convertidor Boost con control no predictivo de corriente media

Fig.[6.7]



Respuesta en frecuencia del convertidor Boost con control no predictivo de corriente media. Ampliación. Medidas realizadas en el prototipo. [x: Módulo; ●: Fase]

Fig. [6.7a]

En esta gráfica Fig. [6.7] se reflejan los valores medidos experimentalmente, que se indican en la tabla (6.1)

FRECUENCIA (H ₃)	Voldb	FASE V ₀
50	8	0
300	8,8	0
1.000	9,6	-45
2.000	13,1	-90
2.250	13,1	-120
3.000	11	-180
4.000	2	-225
6.000	- 2	-275

TABLA [6.1]

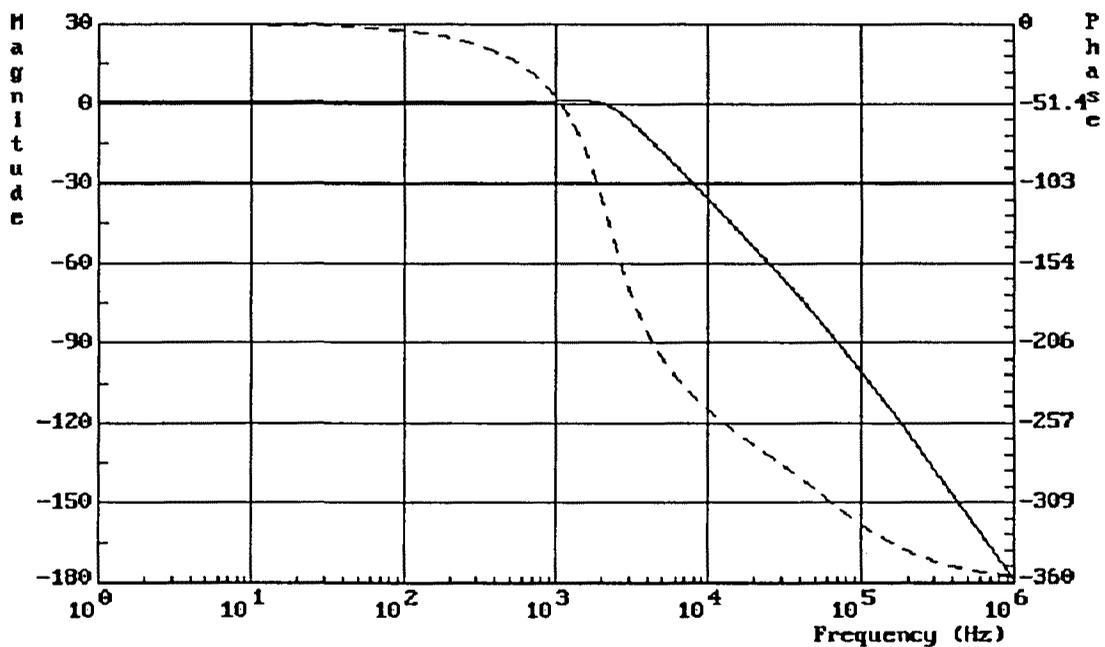
Los valores medidos aproximan bien a los valores teóricos calculados.

Se observa que el cero en el semiplano derecho no ha sido eliminado y que el orden continúa siendo cuatro como en el control PWM.

Se calcula $v_0(s)/v_g(s)$ según ecuación (6.20d)

$$\frac{v_0(s)}{v_g(s)} = \frac{1'7513 \cdot 10^{18}}{(s^2 + 13195s + 1'9570 \cdot 10^8) (s^2 + 4'545 \cdot 10^5 s + 8'27 \cdot 10^9)} \quad (6.22)$$

cuya respuesta en frecuencia se representa:



Respuesta en frecuencia $v_0(s)/v_g(s)$ para el convertidor boost con control de corriente media no predictivo.

Fig. [6.7b]

Se observa que el rechazo a las componentes AC del generador es mejor que en el control de corriente máxima.

Se presenta en esta figura el diagrama de bloques del montaje realizado

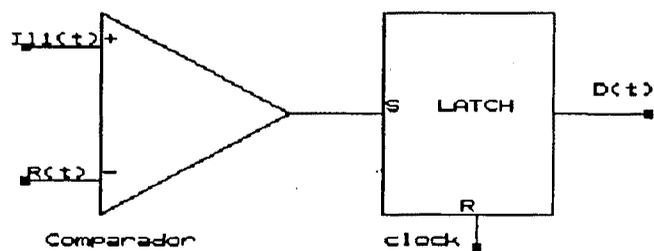
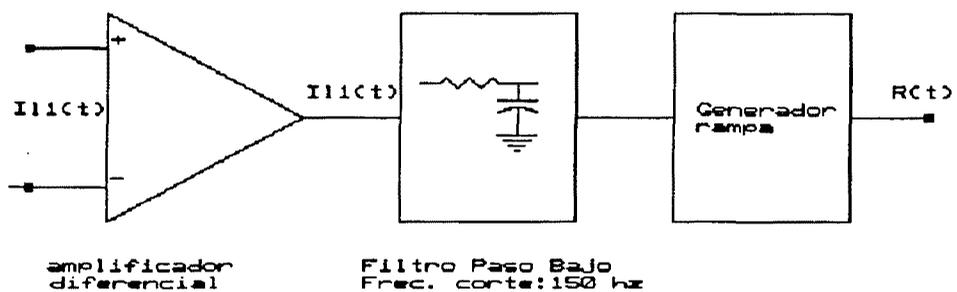
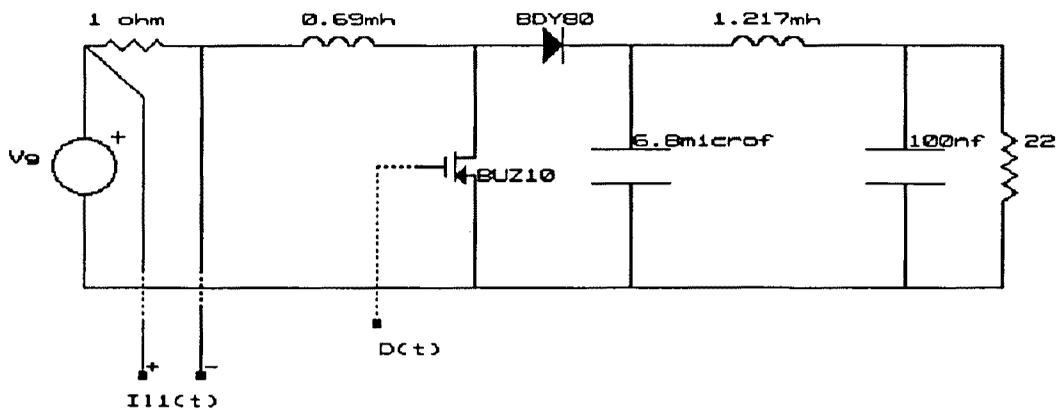
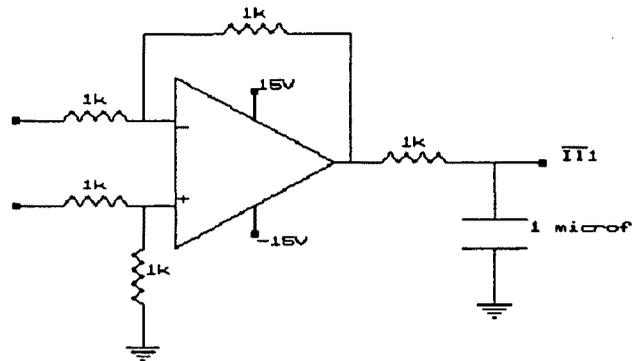


Diagrama de bloques del convertidor Boost con filtro de salida, con control no predictivo de corriente media

Fig.[6.8]

A continuación se desarrollan cada uno de los bloques:



Amplificador diferencial y filtro. Permiten obtener el valor medio de I_{II}

Fig. [6.9]

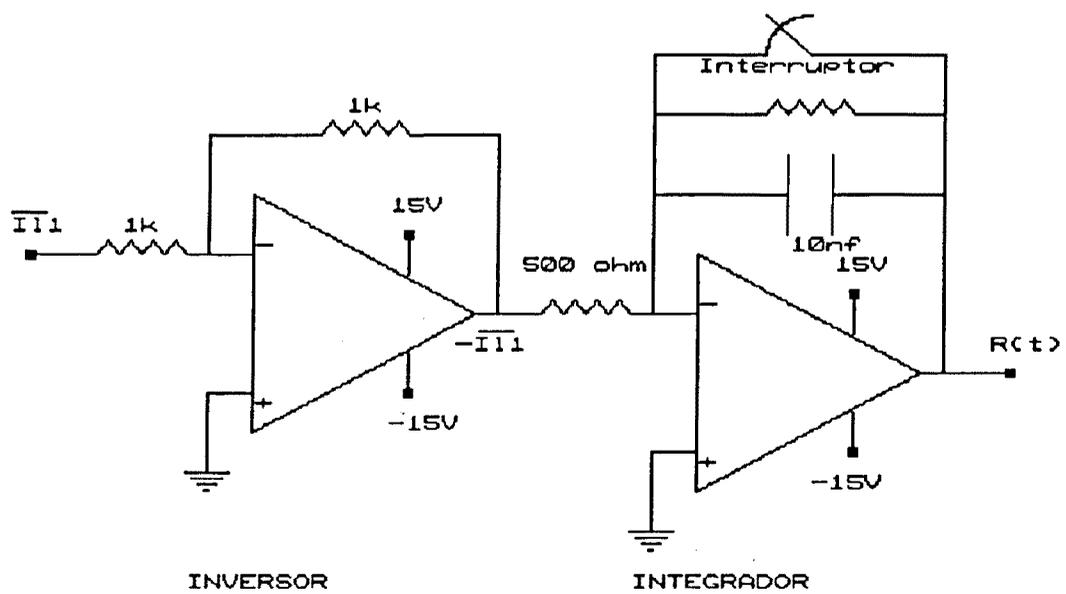


Fig. [6.10]

El interruptor esta sincronizado con el MOSFET del convertidor, de forma que en T_{ON} , INT está abierto, y en T_{OFF} , INT está cerrado (a fin de descargar rápidamente el condensador).

El interruptor INT se ha construido mediante un MOSFET.

Del esquema de la figura [6.10], se puede obtener el valor de m de la ecuación (6.15).

En este caso puesto que el integrador verifica:

$$R_{\theta} = \frac{1}{RC} \int_0^{DT} I_{Li} dt = \frac{1}{RC} I_{Li} DT \quad (6.23)$$

el valor de m es:

$$m = \frac{1}{RC} = 2.10^5 \quad (6.24)$$

que ha sido el valor utilizado para el cálculo de la expresión (6.21).

En la figura [6.11] se muestra el diagrama de conexiones para el prototipo propuesto.

7. - MODELADO EN GRAN SEÑAL DEL CONVERTIDOR BOOST CON FILTRO DE SALIDA.

7.1 - INTRODUCCION

Se trata en este capítulo de aplicar al convertidor Boost con filtro de salida la técnica denominada formulación continua no lineal [71], que permite la obtención de un modelo válido en gran señal, que puede ser utilizado para simular el comportamiento del convertidor, tanto en lazo abierto como en lazo cerrado, mediante la utilización de un programa de simulación continua de propósito general, como por ejemplo ACSL. Es importante hacer notar que dicha formulación será válida tanto para modo de conducción continuo como para discontinuo.

7.2 - FORMULACION CONTINUA NO LINEAL PARA CONVERTIDORES DC-DC. RESUMEN.

Esta técnica permite descubrir el comportamiento de un convertidor DC-DC tanto en modo de conducción continuo como discontinuo, sin aproximación de pequeña señal, aunque con la restricción de baja frecuencia.

Un ciclo del convertidor (ciclo K), queda subdividido en varios subintervalos en los que éste presenta descripciones distintas en el espacio de estado.

En el convertidor BOOST estos tres subintervalos serían T_{ON} , T_{OFF} Y $D_{OFF} T_{OFF}$.

La duración de cada uno de estos i subintervalos será T_{ki} .

El primer paso del método consiste en la separación de las variables de estado \underline{X} en dos grupos, los de variación lenta \underline{X}_s y los de variación rápida \underline{X}_f ¹.

Suponiendo tal como se ha dicho antes evolución temporal lineal de las variables de estado y continuidad de dichas variables en las instantes de cambio de topología se pueden escribir para el instante final del ciclo K las siguientes ecuaciones, para X_f y X_s .

$$\underline{X}_f(t_{(k+1)0}) = \underline{X}_f(t_{k0}) + \sum_1^m (A_{fsi} \underline{X}_{s(i k 0)} + B_{fsi} V_g) T_{ki} \quad (7.2)$$

¹La notación \underline{X} significa vector de estado

$$\begin{aligned}
\underline{X}_s(t_{(k+1)0}) &= \underline{X}_s(t_{k0}) \\
&+ \sum_1^m \left[A_{sfi} \frac{X_{f(i k i)} + X_f(t_{k(i-1)})}{2} \right] T_{ki} \\
&+ \sum_1^m (A_{ssi} \underline{X}_s(t_{k0}) + B_{si} V_g) T_{ki}
\end{aligned} \tag{7.3}$$

La detección del modo de conducción se lleva a cabo mediante la comprobación de que la corriente en el interruptor se anula durante uno de los i subintervalos.

Hace falta definir para ello la corriente en el interruptor.

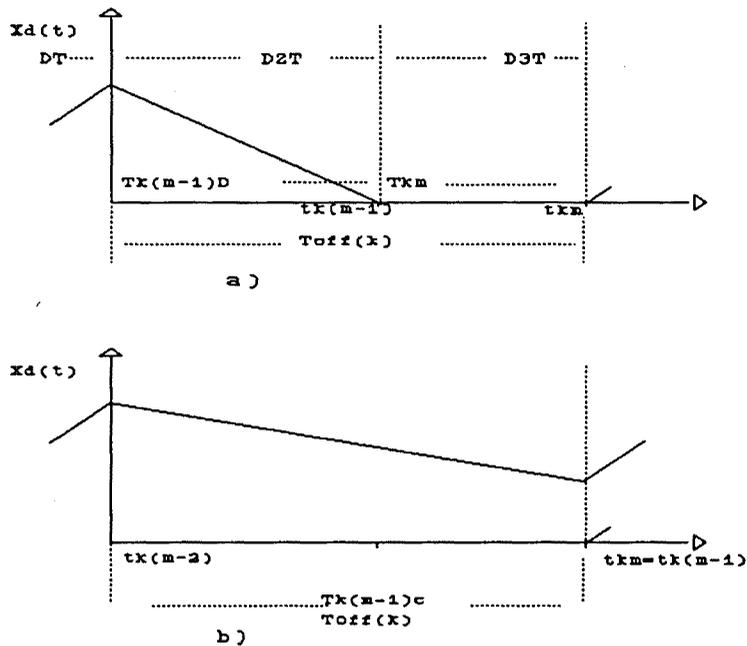
Esta corriente es una combinación lineal de las variables rápidas (notar que dichas variables rápidas habitualmente son corrientes en los inductores).

Por tanto la variable que se utilizará será

$$X_D(t) = \underline{\alpha}^T \underline{X}_F(t) \tag{7.4}$$

donde $\underline{\alpha}_T$ es una matriz fila de coeficientes constantes.

Las formas de onda de la variable $X_{D(0)}$ en ambos modos de conducción se muestran a continuación en Fig. [7.1].



Variable auxiliar $x_{0(0)}$. a) Modo de conducción discontinuo y b) Modo de conducción continuo.

Fig. [7.1]

A fin de escribir $T_{k(m-1)}$ y T_{km} en una sola expresión en cualquiera de los dos modos de conducción se puede formular:

$$T_{km} = \text{Rect} \left[T_{off(k)} - T_{k(m-1)D} \right] \quad (7.5)$$

$$T_{k(m-1)} = T_{off(k)} - T_{km} \quad (7.6)$$

donde $T_{off(k)}$ está fijado por el circuito de control independientemente del modo de conducción.

$T_{k(m-1)}$ se calcula mediante las ecuaciones (2), (3) y la condición $X_D(t_{k(m-1)}) = 0$.

Por otro lado la función $Rect(\xi)$ se define del siguiente modo.

$$\begin{aligned} Rect(\epsilon) &= \epsilon && \text{for } \epsilon > 0 \\ Rect(\epsilon) &= 0 && \text{for } \epsilon \leq 0 \end{aligned} \quad (7.7)$$

El modo de conducción discontinuo se detecta mediante la siguiente comprobación

$T_{k_m} = 0$ supone modo de conducción continuo.

$T_{k_m} > 0$ supone modo de conducción discontinuo.

Se puede pasar ahora al segundo paso de la formulación.

Consiste éste en la definición de un conjunto de variables continuas, necesarias para poder utilizar un programa de simulación continua.

Estas variables son: $T_{i}^C(t)$, $\underline{X}_{Fi}^C(t)$, $\underline{X}_s^C(t)$, $V_g^C(t)$, $V_g^C t$.

Se definen a continuación sus valores a final de ciclo a partir de las variables discretas anteriores.

$$\underline{X}_{Fi}^C(t_{k0}) = \underline{X}_F(t_{ki}) \quad \underline{X}_s^C(t_{k0}) = \underline{X}_s(t_{ki}) \quad (7.8)$$

$$V_g^C(t_{k0}) = V_{gk} \quad T^C(t_{k0}) = T_{ki}$$

Entre dos sucesivos instantes de definición varían de forma lineal.

Suponiendo $t_{ki} \approx T_{(k+1)i}$ (aproximación de baja frecuencia) se puede escribir

$$\begin{aligned} \frac{d\underline{X}_{f0}(t)}{dt} &\approx \frac{\underline{X}_f(t_{km}) - \underline{X}_f(t_{k0})}{T_k} = \\ &= \frac{1}{T_K} \sum_1^m A_{fi} \underline{X}_s(t_{k0}) + B_{fi} V_g T_{ki} \end{aligned} \quad (7.9)$$

$$\begin{aligned}
\frac{dX_{s0}(t)}{dt} &\approx \frac{X_s(t_{km}) - X_s(t_{k0})}{T_k} = \\
&= \frac{1}{T_k} \sum_1^m A_{sfi} \frac{X_{f(iki)} + X_{f(i k (i-1))}}{2} T_{ki} \\
&+ \frac{1}{T_k} \sum_1^m (A_{ssi} X_s(t_{k0}) + B_{si} V_g) T_{ki}
\end{aligned} \tag{7.10}$$

Pueden ponerse las ecuaciones (7.2), (7.3), (7.5) y (7.6) en la forma continua equivalente, y de esta forma el modelo continuo del convertidor puede ser descrito por el siguiente conjunto de ecuaciones:

$$\frac{dX_{F0}(t)}{dt} = \frac{1}{T(t)} \sum_1^m (A_{fsi} X_{s0}(t) + B_{fi} V_g(t)) T_i(t) \tag{7.11}$$

$$\begin{aligned}
\frac{dX_{s0}(t)}{dt} &= \frac{1}{T(t)} \sum_1^m A_{sfi} \frac{X_{fi}(t) + X_{f(i-1)}(t)}{2} T_i(t) \\
&+ \frac{1}{T(t)} \sum_1^m [A_{ssi} X_{s0}(t) + B_{si} V_g(t)] T_i(t)
\end{aligned} \tag{7.12}$$

$$V_g^c(t) = V_g(t) \tag{7.13}$$

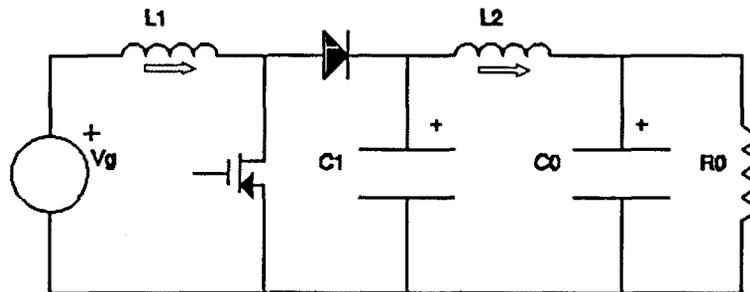
$$T_m^c(t) = \text{Rect} [T_{off}^c(t) - T_{(m-1)D}^c(t)] \tag{7.14}$$

$$T_{m-1}^c(t) = T_{off}^c(t) - T_m^c(t) \quad (7.15)$$

7.3 - FORMULACION CONTINUA NO LINEAL PARA EL CONVERTIDOR BOOST CON FILTRO DE SALIDA. LAZO ABIERTO.

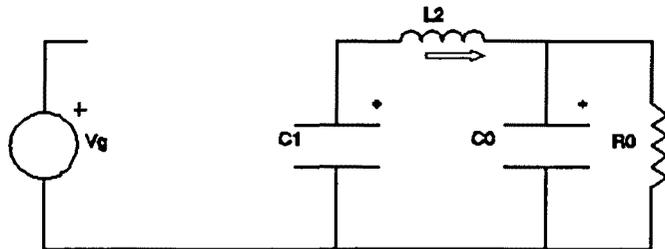
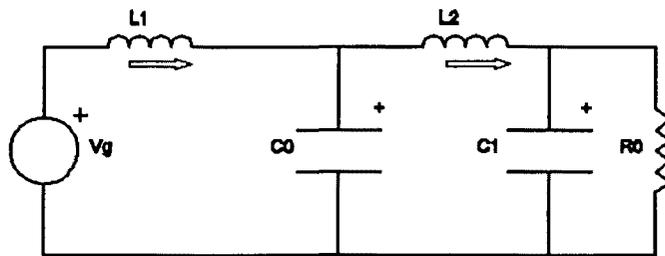
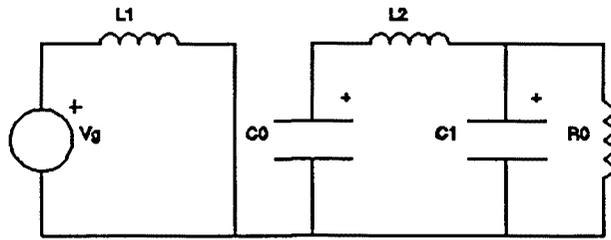
Se repiten aquí el circuito y las tres topologías asociadas del convertidor en modo de conducción discontinuo.

Se supone que todos los elementos son ideales.



Convertidor Boost con filtro de salida.

Fig. [7.2]



Topologías T_{on} , T_{off} , $D_{on}-T_{off}$

Fig. [7.3]

Estas tres configuraciones corresponden a tres subintervalos en cada ciclo de conmutación ($i=3$).

La descripción en el espacio de estado viene dada por tres ecuaciones diferenciales lineales a trancos

$$\dot{X} = A_1 X + B_1 v_g \quad \text{during } D_1 T \quad (7.18)$$

donde T es el período de reloj y

$$X^T = \begin{bmatrix} i_1 \\ i_2 \\ v_{cl} \\ v_{co} \end{bmatrix} \quad (7.19)$$

es el vector de estado.

Las matrices $A_1, B_1, A_2, B_2, A_3, B_3$ se escriben a continuación

$$A_1 = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \frac{1}{L_2} & \frac{-1}{L_2} \\ 0 & \frac{-1}{C_1} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{C_0} & 0 & \frac{-1}{R_0 C_0} \end{bmatrix} \quad B_1 = \begin{bmatrix} \frac{1}{L_1} \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \quad (7.20)$$

$$7A_2 = \begin{bmatrix} 0 & 0 & \frac{-1}{L_1} & 0 \\ 0 & 0 & \frac{1}{L_2} & \frac{-1}{L_2} \\ \frac{1}{C_1} & \frac{-1}{C_1} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{C_0} & 0 & \frac{-1}{R_0 C_0} \end{bmatrix} \quad B_2 = \begin{bmatrix} \frac{1}{L_1} \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \quad (7.21)$$

$$A_3 = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \frac{1}{L_2} & \frac{-1}{L_2} \\ 0 & \frac{-1}{C_1} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{C_0} & 0 & \frac{-1}{R_0 C_0} \end{bmatrix} \quad B_3 = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \quad (7.22)$$

tomando ahora las ecuaciones (7.11) a (7.15), escribiéndolas para cada componente del vector de estado y para cada subintervalo, llegamos al siguiente conjunto

de ecuaciones²

$$i_{L_{11}} = i_{L_{10}} + \frac{V_s}{L_1} T_{on} \quad (7.23)$$

$$i_{L_{12}} = i_{L_{11}} + \frac{-V_{Cl} + V_s}{L_1} T_2 \quad (7.24)$$

$$i_{L_{13}} = i_{L_{12}} \quad (7.25)$$

$$\frac{di_{L_{10}}}{dt} = \frac{1}{T} (i_{L_{13}} - i_{L_{10}}) \quad (7.26)$$

$$i_{L_{21}} = i_{L_{20}} + \left[\frac{V_{Cl} - V_{Co}}{L_2} \right] T_{ON} \quad (7.27)$$

$$i_{L_{22}} = i_{L_{21}} + \left[\frac{V_{Cl} - V_{Co}}{L_2} \right] T_2 \quad (7.28)$$

$$i_{L_{23}} = i_{L_{22}} + \left[\frac{V_{Cl} - V_{Co}}{L_2} \right] T_3 \quad (7.29)$$

²Por comodidad se omite la variable tiempo.

$$\frac{di_{L_2}}{dt} = \frac{1}{T} (i_{L_1} - i_{L_2}) \quad (7.30)$$

$$\begin{aligned} \frac{dV_{Cl}}{dt} = & -\frac{T_{ON}}{2C_1T} (i_{L_1} + i_{L_2}) + \frac{T_2}{2C_1T} (i_{L_2} + i_{L_1}) \\ & - \frac{T_2}{2C_1T} (i_{L_1} + i_{L_2}) - \frac{T_3}{2C_1T} (i_{L_1} + i_{L_2}) \end{aligned} \quad (7.31)$$

$$\begin{aligned} \frac{dV_{C0}}{dt} = & -\frac{T_{ON}}{2C_0T} (i_{L_1} + i_{L_2}) + \frac{T_2}{2C_0T} (i_{L_1} + i_{L_2}) \\ & + \frac{T_3}{2C_0T} (i_{L_1} + i_{L_2}) - \frac{V_{C0}}{R_0C_0} \end{aligned} \quad (7.32)$$

$$T_3 = RECT \left[T_{OFF} + \frac{L_1 i_{L_1}}{V_s - V_{Cl}} \right] \quad (7.33)$$

$$T_2 = T_{OFF} - T_3 \quad (7.34)$$

Todas estas ecuaciones, pueden ser representadas por el diagrama de bloques que sigue

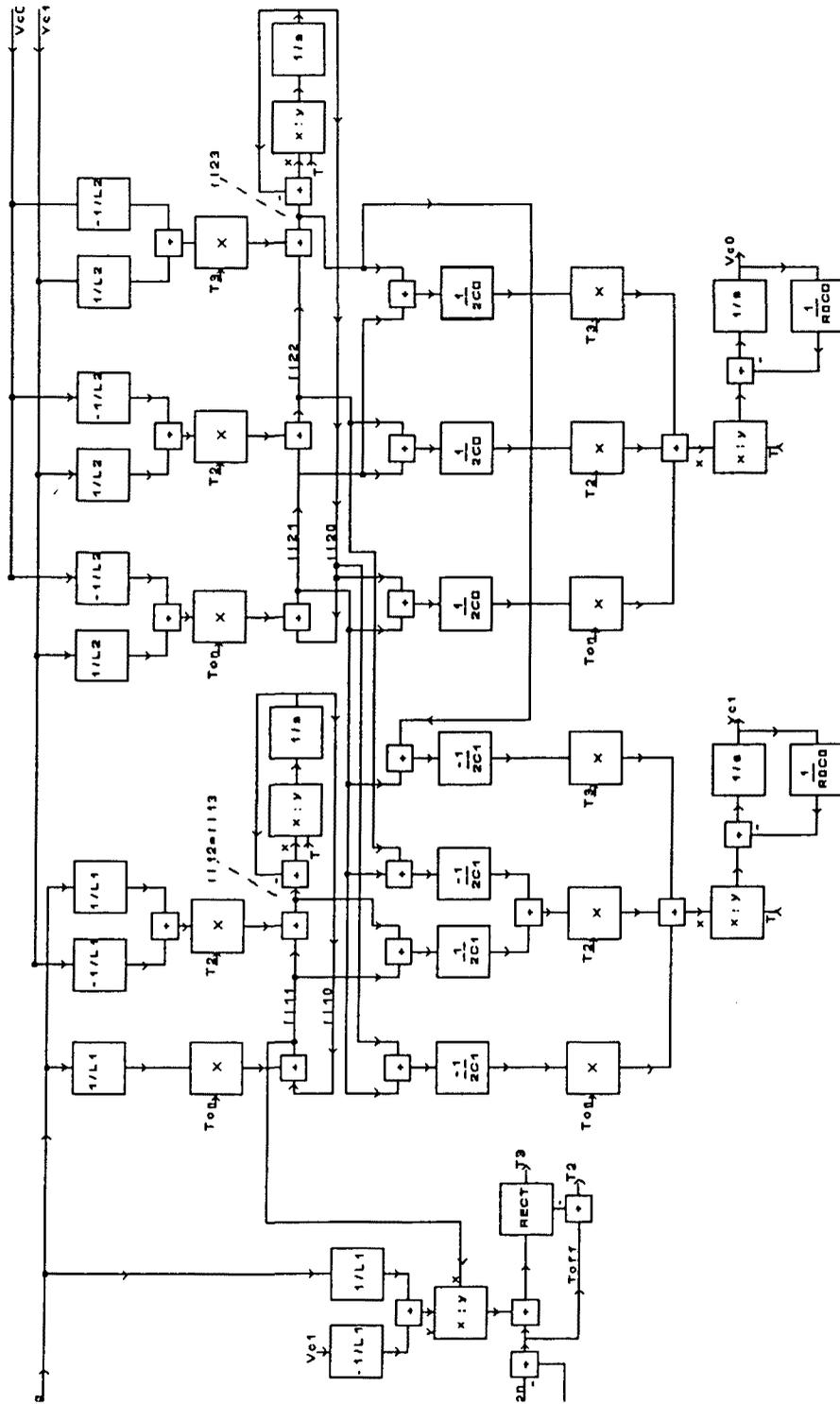


Diagrama de bloques

Fig. [7.6]

Se ha simulado, utilizando el anterior diagrama de bloques un convertidor Boost con filtro de salida en lazo abierto con los siguientes parámetros:

$$V_g = 10\text{v}$$

$$L_1 = 0,5\text{mH}$$

$$L_2 = 1\text{mH}$$

$$C_1 = 6,8\mu\text{F}$$

$$C_2 = 100\text{nF}$$

$$R_0 = 55\Omega$$

$$D = 0,5$$

$$f = 55\text{KHz}$$

El objetivo de la simulación en este caso, es comprobar que se consiguen las condiciones de régimen permanente DC.

El listado de instrucciones para la simulación es ACSL viene dado a continuación.

BOOST OPEN LOOP ACSL SIMULATION

PROGRAM

INITIAL

VARIABLE TIME, TIMEIC=0.0

END

DYNAMIC

DERIVATIVE

ALGORITHM IALG=3

MAXTERVAL MAXT=36.36 E-04

STEPS = 1

CONSTANT VG = 10.0, R0 = 0.055, C0 = 0.1

CONSTANT C1 = 6.8, L1 = 0.5 , L2 = 1.0

CONSTANT FC = 55.0E-03, D = 0.5

CONSTANT I10IC = 0.0, I20IC = 0.0

CONSTANT VC1IC = 0.0, VCOIC = 0.0

$T = 1/FC$

$T1 = T * D$

$TOFF = T - T1$

$T2 = TOFF - T3$

$T3 = 0.0$

$I11 = I10 + VG * T1 / L1$

```

I12 = I11 + ( VG - VC1 ) * T2 / L1
I13 = I12
I10 = INTEG ( ( I13 - I10 ) / T, I10IC )
I21 = I20 + ( VC1 - VC0 ) * T1 / L2
I22 = I21 + ( VC1 - VC0 ) * T2 / L2
I23 = I22 + ( VC1 - VC0 ) * T3 / L2
I20 = INTEG ( ( I23 - I20 ) / T, I20IC )
A = 1 / ( 2 * T * C1 )
B = I21 + I20
C = I12 + I11
E = I21 + I22
F = I21 + I23
G = VC0 / ( R0 * C0 )
H = 1 / ( 2 * T * C0 )
VC1 = INTEG ( A * ( - T1 * B + T2 * ( C - E ) - T3 * F ),
VC1IC )
VC0 = INTEG ( - G + H * ( T1 * B + T2 * E + T3 * F ), VCOIC
)
END

CINTERVAL CINT = 1.818
CONSTANT TS = 499.9
TERMT ( TIME.GE.TS )

END

END

```

Se observa en esta listado que se han normalizado los valores de componentes. Además se ha fijado el valor $D=0,5$, con lo que queda patente que la simulación es a lazo abierto.

Para estos valores de componentes, el convertidor trabaja en modo continuo, por lo que el tercer subintervalo ($T_{OFF}-D_{OFF}$), de duración T_3 , verifica $T_3=0$.

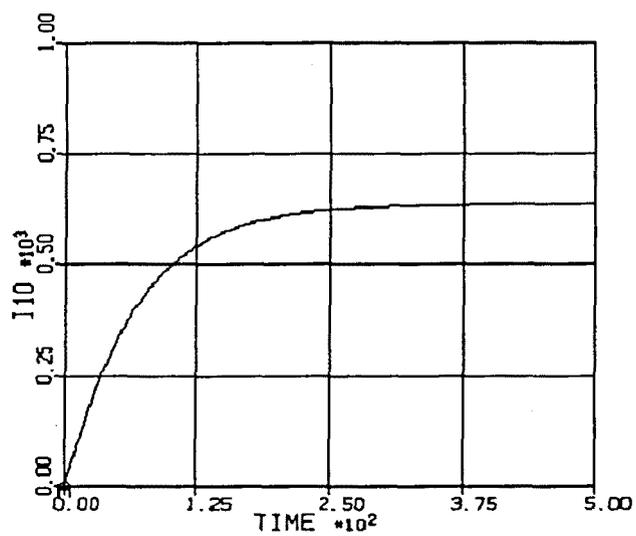
Las gráficas que se obtienen en esta simulación concuerdan perfectamente con las previstas teóricamente, y que se han medido con un valor prototipo en el laboratorio.

Se presentan dos juegos de gráficas. Unas que corresponden a condiciones iniciales nulas ($i_{L1}(0)=0$, $v_{C1}(0)=0$, $i_{L2}(0)$, $v_{C0}(0)=0$) y otras a condiciones iniciales no nulas ($i_{L1}(0)=750\text{mA}$, $i_{L2}(0)=400\text{mA}$, $v_{C1}(0)=25\text{V}$, $v_{C0}(0)=25\text{V}$).

En ambos casos los valores DC conseguidos coinciden con los del análisis del capítulo 2.

Para no representar un excesivo número de gráficas, se representan las evoluciones temporales de las variables lentas ($v_{C1}^c(t)$ y $v_{C0}^c(t)$) y la evolución temporal de las variables rápidas a principio de ciclo, es decir $i_{L10}^c(t)$ e

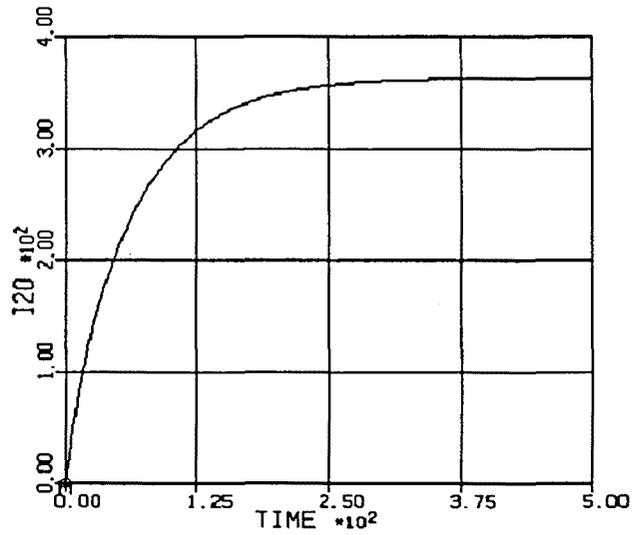
$$i_{L20}^c(t) \{(i=0)\}^3$$



Simulación $i_{L10}^c(t)$. Condiciones iniciales nulas

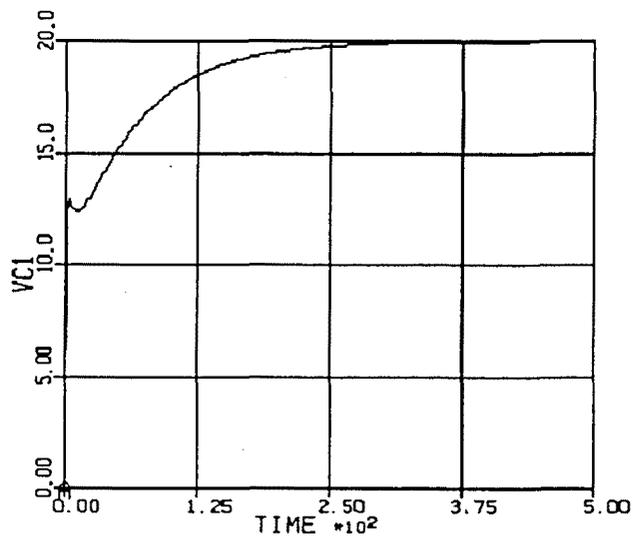
Fig. [7.7]

³Corrientes en mA y tiempo en μ sg



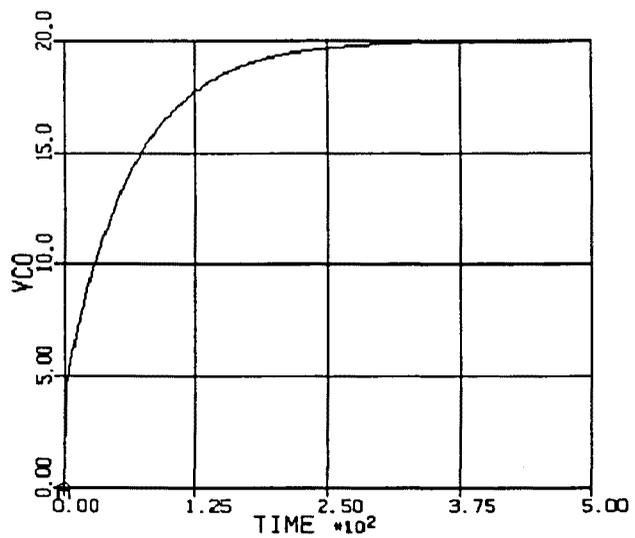
Simulación $i_{L20}^C(t)$. Condiciones iniciales nulas

Fig. [7.8]



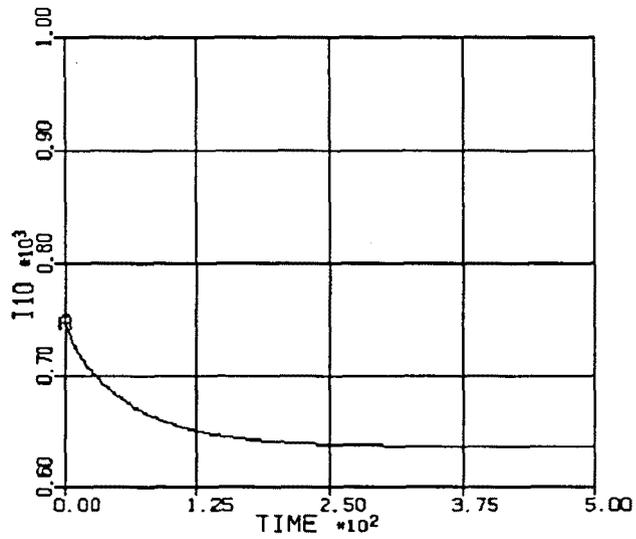
Simulación $v_{Cl}^C(t)$. Condiciones iniciales nulas

Fig. [7.9]



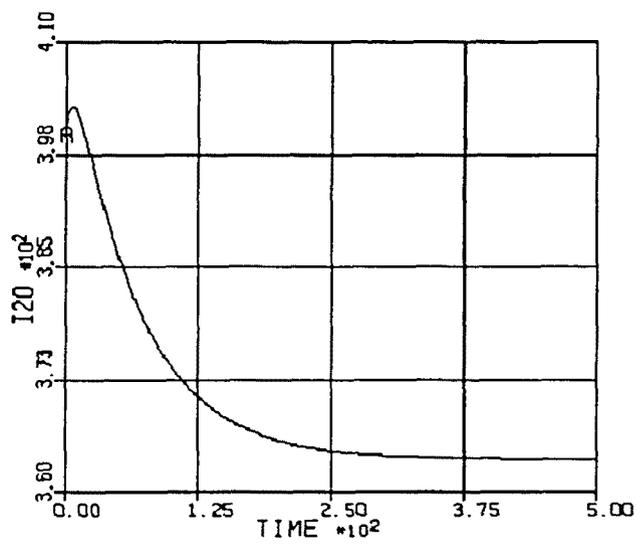
Simulación $v_{CO}^c(t)$. Condiciones iniciales nulas

Fig. [7.10]



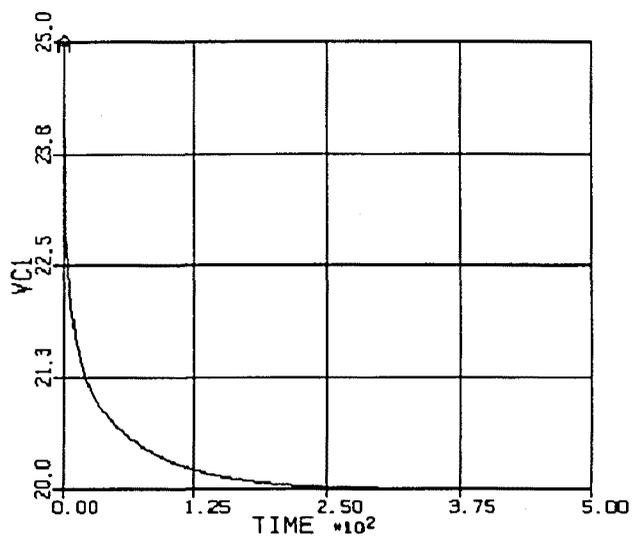
Simulación $i_{L10}^C(t)$. Condiciones iniciales no nulas

Fig. [7.11]



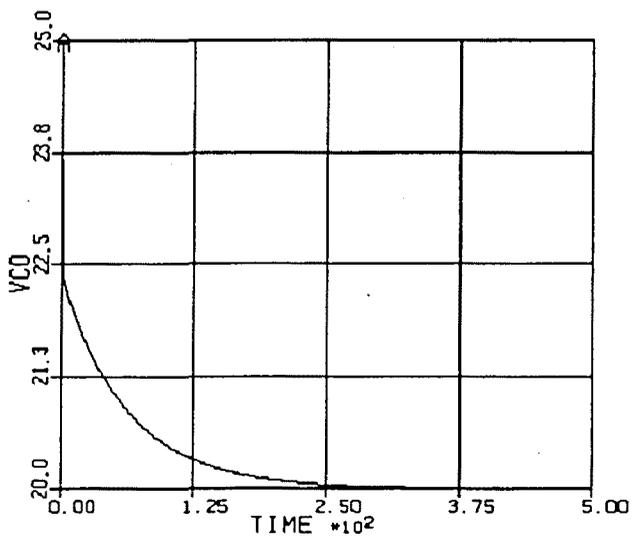
Simulación $i_{L20}^C(t)$. Condiciones iniciales no nulas

Fig. [7.12]



Simulación $v_{C1}^C(t)$. Condiciones iniciales no nulas

Fig. [7.13]



Simulación $v_{C0}^C(t)$. Condiciones iniciales no nulas

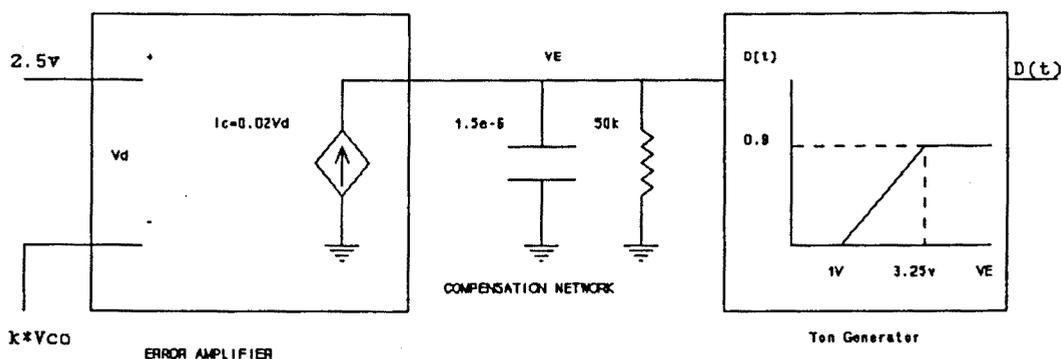
Fig. [7.14]

7.4 - FORMULACION CONTINUA NO LINEAL PARA EL
CONVERTIDOR BOOST CON FILTRO DE SALIDA EN LAZO
CERRADO DE TENSION PWM.

A fin de simular en lazo cerrado de tensión el comportamiento del convertidor, hay que modelar el controlador PWM, para introducirlo en el programa de simulación.

Este modelo no pertenece propiamente a la formulación continua no lineal, sino que es accesorio.

Se dibuja a continuación un diagrama de bloques del circuito de control (LM 3524), junto con el compensador.



Modelo del Generador PWM + Compensador

Fig. [7.15]

Los detalles de la obtención de este modelo se han visto en el capítulo IV.

Es interesante observar que en el generador de T_{ON} (T_{ON} GENERATOR), existe límite para D ($D \leq 0,9$), debido a la configuración interna del controlador LM 3524.

La realimentación ($K \cdot V_0$) se obtiene mediante un divisor de tensión de la tensión de salida.

Para los valores en el modelo se pueden obtener (nivel de referencia 2,5V).

$$V_D(t) = 2'5 - KV_{\omega}(t) \quad (7.35)$$

$$I_C(t) = 0'002 V_D(t) \quad (7.36)$$

$$V_e(s) = I_C(s) \cdot \frac{1}{C \left(s + \frac{1}{RC} \right)} \quad (7.37)$$

De donde:

$$V_e(t) = V_e(0) + \int_0^t \left[\frac{I_C(t)}{C} - \frac{V_e(t)}{RC} \right] dt \quad (7.38)$$

que es la expresión que define la evolución de $v_e(t)$ y que se introduce en el programa de simulación.

El generador de T_{ON} se define mediante

$$D(t) = 0'4 (V_c(t) - 1) \quad (7.39)$$

Substituyendo los valores del prototipo en estas expresiones, para $K= 0.1328$, se escribe el programa de simulación que se presenta a continuación. Se suponen condiciones iniciales nulas.

BOOST CLOSED LOOP ACSL SIMULATION

PROGRAM

INITIAL

VARIABLE TIME, TIMEIC=0.0

END

DYNAMIC

DERIVATIVE

ALGORITHM IALG=3

MAXTERVAL MAXT = 36.36 E -04

NSTEPS = 1

CONSTANT VG = 10.0, R0 = 0.055, C0 = 0.1

CONSTANT C1 = 6.8, L1 = 0.5 , L2 = 1.0

CONSTANT FC = 55.0E-03

CONSTANT I10IC = 0.0, I20IC = 0.0

CONSTANT VC1IC = 0.0, VC0IC = 0.0, VEIC = 0.0

VD = (2.5 - VC0 * 0.1328)

IC0 = 0.002 * VD

IC = BOUND (0.0, 200.0, IC0)

VE0 = INTEG ((666.0 * IC - 0.0133 * VE), VEIC)

VE = BOUND (0.0, 10.0, VE0)

D0 = (0.4 * VE - 0.4)

```

D = BOUND ( 0.0, 0.9, D0 )

T = 1/FC

T1 = T * D

TOFF = T - T1

T2 = TOFF - T3

T3 = 0.0

I11 = I10 + VG * T1 / L1

I12 = I11 + ( VG - VC1 ) * T2 / L1

I13 = I12

I10 = INTEG ( ( I13 - I10 ) / T, I10IC )

I21 = I20 + ( VC1 - VC0 ) * T1 / L2

I22 = I21 + ( VC1 - VC0 ) * T2 / L2

I23 = I22 + ( VC1 - VC0 ) * T3 / L2

I20 = INTEG ( ( I23 - I20 ) / T, I20IC )

A = 1 / ( 2 * T * C1 )

B = I21 + I20

C = I12 + I11

E = I21 + I22

F = I21 + I23

G = VC0 / ( R0 * C0 )

H = 1 / ( 2 * T * C0 )

VC1 = INTEG ( A * ( - T1 * B + T2 * ( C - E ) - T3 * F ),
VC1IC)

VC0 = INTEG ( - G + H * ( T1 * B + T2 * E + T3 * F ), VCOIC
)

END

```

CINTERVAL CINT = 1.818

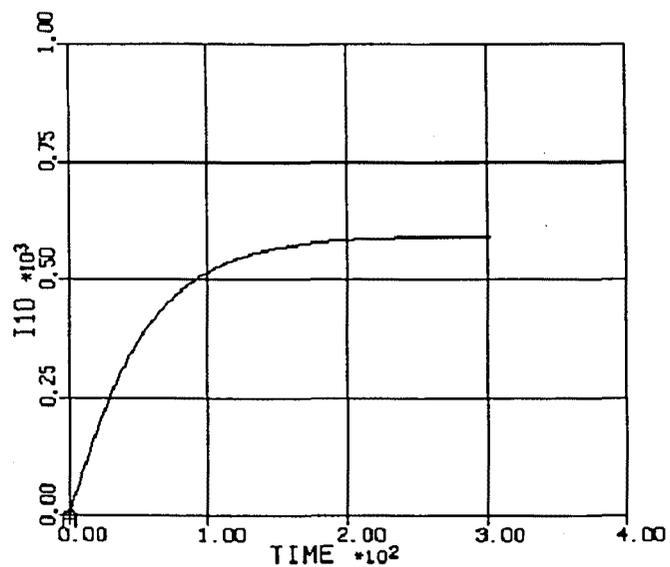
CONSTANT TS = 300.9

TERMT (TIME.GE.TS)

END

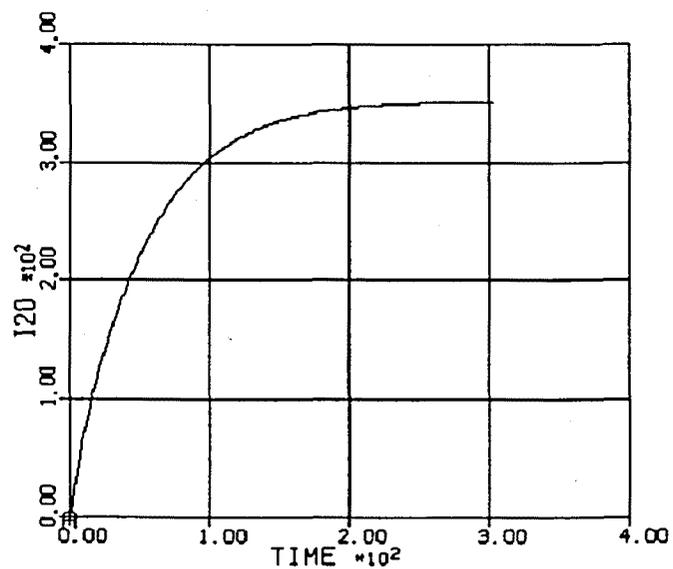
END

Los resultados en forma de gráficas se presentan a continuación, para $v_{e(t)}$, $v_{CO(t)}$, $i_{L10(t)}$, $i_{L20(t)}$, $v_{e(t)}$ Y $D_{(t)}$.



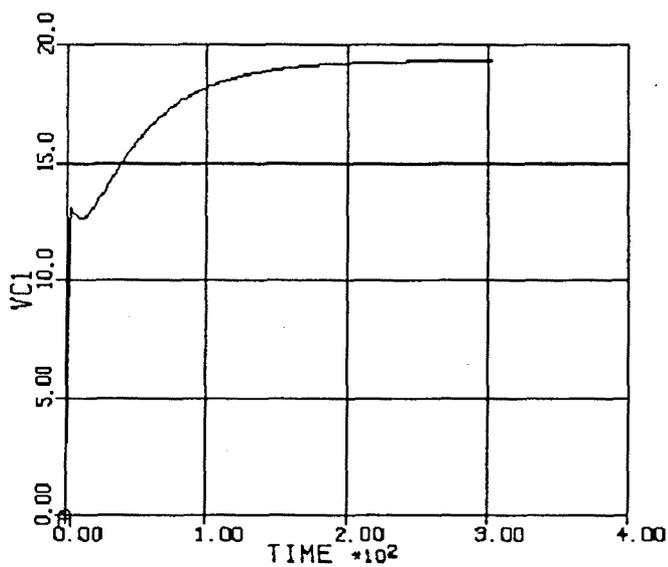
Simulación $I_{L10}(t)$

Fig. [7.16]



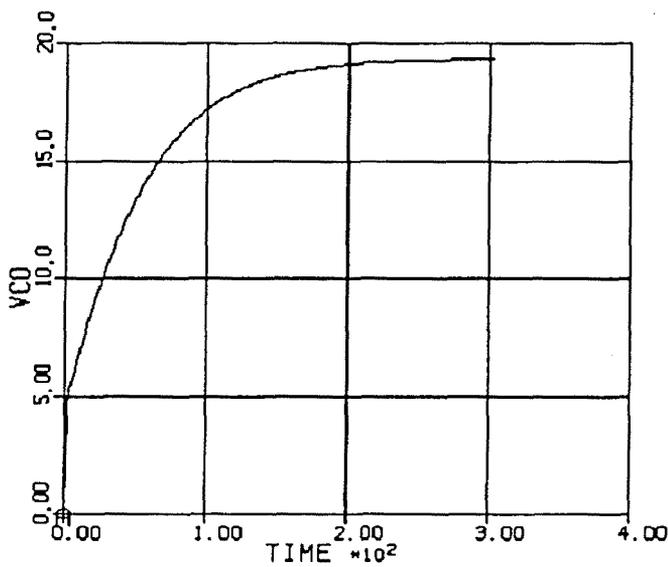
Simulación $I_{L20}(t)$

Fig. [7.17]



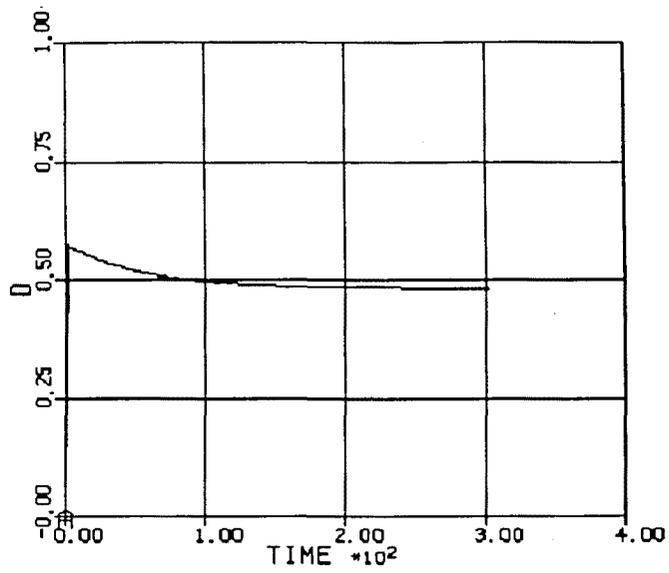
Simulación $V_{C1}(t)$

Fig. [7.18]



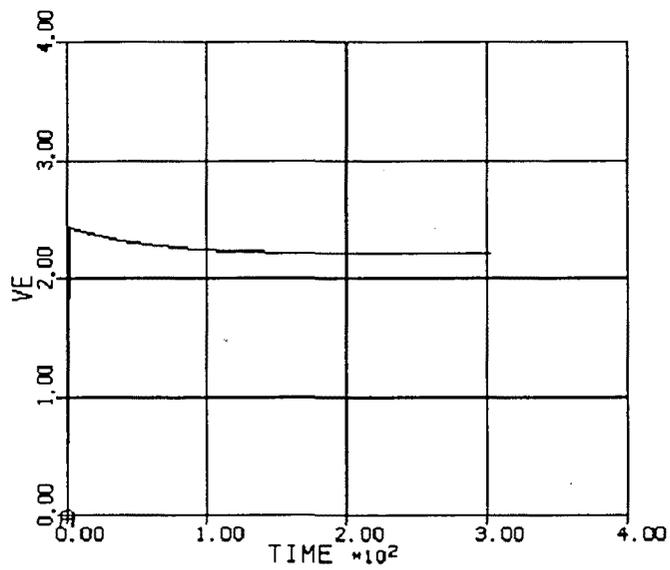
Simulación $V_{C0}(t)$

Fig. [7.19]



Simulación D(t)

Fig. [7.20]



Simulación V_c(t)

Fig. [7.21]



8). - CONTROL NO LINEAL DEL CONVERTIDOR BOOST CON
FILTRO DE SALIDA

8.1 - INTRODUCCIÓN

Se desarrolla en este capítulo un control no lineal basado en una modelación bilineal de la dinámica de los valores medios de las variables de estado, introducida por M. Berbiche [62], y utilizada hasta el momento solamente en convertidores de segundo orden [62] [63].

8.2 - MODELO DEL CONVERTIDOR

Por el hecho de suponer un convertidor bidireccional, éste opera en modo de conducción continua, pudiendo por tanto ser representado por dos ecuaciones diferenciales lineales a tramos:

$$\dot{\underline{X}} = f_1(\underline{X}) = A_1 \underline{X} + B_1 Vg \quad t < t_{ON} \quad (8.1)$$

$$\dot{\underline{X}} = f_2(\underline{X}) = A_2 \underline{X} + B_2 Vg \quad t_{ON} \leq t < T \quad (8.2)$$

en donde \underline{X} es el vector de estado y T el periodo de

conmutación.

Las ecuaciones (8.1) y (8.2) pueden ser combinadas originando una única expresión bilineal

$$\dot{\underline{X}} = f_1(\underline{X}) U(t) + f_2(\underline{X}) (1 - U(t)) \quad (8.3)$$

donde:

$$\begin{aligned} U(t) &= 1 && \text{para } t \leq t_{ON} \\ U(t) &= 0 && \text{para } t_{ON} \leq t < T \end{aligned}$$

Se resume ahora la obtención de la solución de la anterior ecuación.

Supongamos un sistema no lineal descrito por

$$\dot{\underline{X}} = f(\underline{X}) \quad (8.4)$$

La solución será

$$\underline{X} = e^{(t-t_0)f(\underline{X})} \underline{X}(t_0) \quad (8.5)$$

donde $\underline{X}(t_0)$ representa la condición inicial y $e^{(t-t_0)f}$ es el operador de transporte.

En el caso de las ecuaciones (8.1) y (8.2) la transición

de principio a final de ciclo, se representará como sigue:

$$\underline{X}(t+T) = e^{T_{off} f_1(\underline{X})} \cdot e^{T_{on} f_1(\underline{X})} \cdot \underline{X}(t) \quad (8.6)$$

La serie de Campbell-Baker-Hausdorff expresa esta transición mediante una única exponencial

$$e^{T_{off} f_1} \cdot e^{T_{on} f_1} = e^{(T_{off} f_1 + T_{on} f_1 + \frac{1}{2} (T_{on} T_{off} [f_1, f_1] + \dots))} \quad (8.7)$$

donde $[f_2, f_1]$ es el paréntesis de Lie.

Si T es muy pequeño ($T \rightarrow dt$), la serie se puede aproximar mediante

$$\underline{X}(t + dT) \simeq e^{(T_{off} f_1 + T_{on} f_1)} \underline{X}(t) \quad (8.8)$$

Si se define ciclo de trabajo como $D = T_{on}/T$, se puede reescribir (8.8)

$$\underline{X}(t + dt) \cong e^{(D f_1 + (1-D) f_2) dt} \underline{X}(t) \quad (8.9)$$

El valor medio del vector de estado verificará desde luego la siguiente ecuación bilineal

$$\dot{\underline{X}} = D f_1(\underline{X}) + (1 + D) f_2(\underline{X}) \quad (8.10)$$

donde:

$$\underline{X} = \begin{pmatrix} \underline{X}_1 \\ \underline{X}_2 \\ \cdot \\ \cdot \\ \cdot \\ \underline{X}_n \end{pmatrix} \quad (8.11)$$

y \underline{X}_i representa el valor medio de la componente i del vector de estado.

En la expresión (8.10), D es el valor medio de la función $U(t)$ durante el periodo de conmutación dT , pudiendo tomar cualquier valor entre 0 y 1.

Este hecho se usa en el siguiente apartado para diseñar un controlador del ciclo de trabajo, que es una función continua de los valores medios de las componentes del vector de estado.

8.3 - REALIMENTACIÓN NO LINEAL

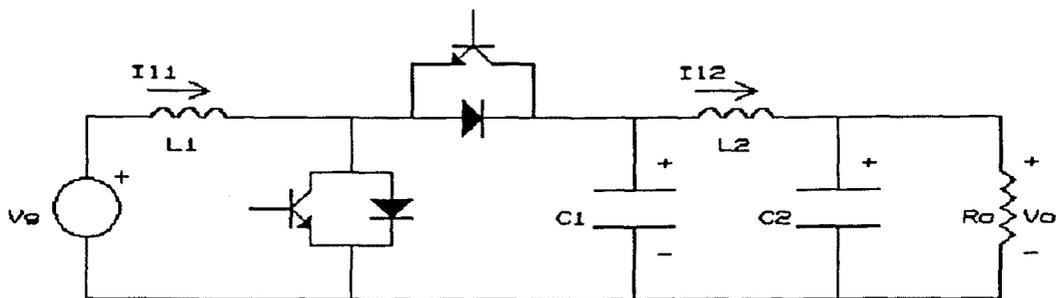
Para deducir la estrategia de control, se elige la variable promediada \underline{X}_i , tal que pueda obligar al conjunto completo de variables de estado a un punto de equilibrio, siguiendo

el comportamiento dinámico que se expresa a continuación

$$\dot{\underline{X}}_i = -K (\underline{X}_i - \underline{X}_i^*) \quad (8.12)$$

donde \underline{X}_i^* es la referencia que hay que seguir en el equilibrio y $1/k$ es la constante de tiempo que mide la rapidez del proceso de convergencia.

En el convertidor Boost con filtro de salida bidireccional dibujado en la figura que sigue



Convertidor Boost con filtro de salida bidireccional.

Fig. [8.1]

donde se supone que los elementos activos son ideales, el comportamiento del convertidor se puede describir mediante las siguientes ecuaciones, donde las variables de estado en mayúscula significan valor medio de la variable estado en el ciclo

$$\dot{I}_{L_1} = - (1 - D) \frac{V_{C1}}{L_1} + \frac{V_g}{L_1} \quad (8.13)$$

$$\dot{I}_{L_2} = \frac{V_{C1}}{L_2} - \frac{V_{C0}}{L_2} \quad (8.14)$$

$$\dot{V}_{C_1} = (1 - D) \frac{I_{L_1}}{C_1} - \frac{I_{L_2}}{C_1} \quad (8.15)$$

$$\dot{V}_{C_0} = \frac{I_{L_2}}{C_0} - \frac{V_{C0}}{R_0 C_0} \quad (8.16)$$

Puesto que el comportamiento dinámico de V_{C_0} y I_{L_2} no dependen del ciclo de trabajo D , sólo se puede controlar el convertidor a través de I_{L_1} o V_{C1} .

en ambos casos D se elegirá de forma que el error tenga un comportamiento dinámico de primer orden.

Se tratarán los dos posibles casos:

8.3.1 - CONTROL A TRAVÉS DE I_{L_1}

En este caso la ley de control será:

$$\dot{\tilde{I}}_{L_1} = -K \tilde{I}_{L_1} \quad K > 0 \quad (8.17)$$

donde:

$$\tilde{I}_{L_1} = I_{L_1} - I_{L_1}^* \quad (8.18)$$

Suponiendo $I_{L_1}^*$ constante, es decir

$$\frac{d I_{L_1}^*}{dt} = 0 \quad (8.19)$$

y operando las ecuaciones (8.13), (8.15) y (8.17) se obtiene:

$$D = \frac{V_{C_1} - V_s - K L_1 (I_{L_1} - I_{L_1}^*)}{V_{C_1}} \quad (8.20)$$

Esta ley de control puede ser conseguida mediante el diagrama de bloques que se muestra a continuación

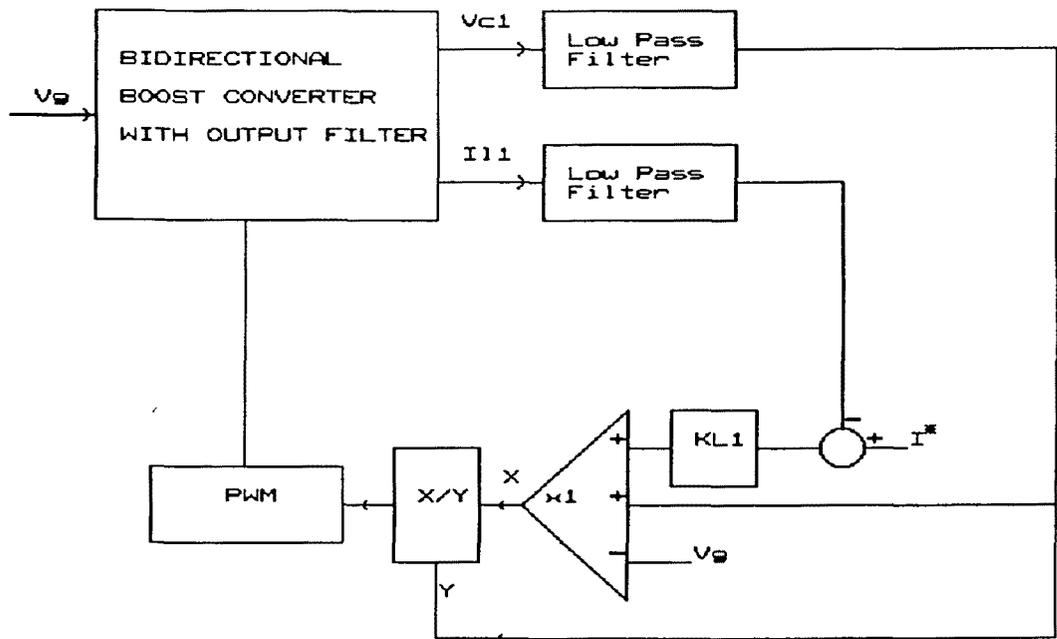


Diagrama de bloques del convertidor con realimentación no lineal.

Fig. [8.2]

El comportamiento en lazo cerrado queda representado por las siguientes ecuaciones

$$\dot{I}_{L_1} = -K (I_{L_1} - I_{L_1}^*) \quad (8.21)$$

$$\dot{I}_{L_1} = \frac{V_{C_1}}{L_2} - \frac{V_{C_0}}{L_2} \quad (8.22)$$

$$\dot{V}_{C_1} = \left[1 - \frac{V_{C_1} - V_g - K L_1 (I_{L_1} - I_{L_1}^*)}{V_{C_1}} \right] \cdot \frac{I_{L_1}}{C_1} - \frac{I_{L_2}}{C_1} \quad (8.23)$$

$$\dot{V}_{C_0} = \frac{I_{L_2}}{C_0} - \frac{V_{C_0}}{R_0 C_0} \quad (8.24)$$

El punto de equilibrio verifica

$$\dot{\underline{X}} = 0 \quad (8.25)$$

Al punto de equilibrio se le denominará \bar{X}^* .

De la condición (8.25) se deduce:

$$I_{L_1} = I_{L_1}^* \quad (8.26)$$

$$V_{C_0}^* = V_{C_1}^* \quad (8.27)$$

$$V_{C_0} I_{L_2}^* = V_g I_{L_1}^* \quad (8.28)$$

$$I_{L_2}^* = \frac{V_{C_0}^*}{R_0} \quad (8.29)$$

La ecuación (8.28) se puede escribir en forma equivalente

$$P_{OUT} = P_{IN} \quad (8.30)$$

que expresa la igualdad de potencias DC en la entrada y en la salida del convertidor.

Esta igualdad verifica la validez del modelo anterior, al expresar la inexistencia de pérdidas.

Es necesario estudiar la estabilidad local del sistema (en el punto de equilibrio).

Para ello se linealiza el modelo, ecuaciones (8.21) a (8.24), mediante la utilización de las siguientes expresiones generales.

$$\dot{\bar{I}}_{L_1} = -K \bar{I}_{L_1} \quad (8.31)$$

$$\begin{aligned} \dot{\bar{I}}_{L_1} = & \frac{\partial \dot{I}_{L_1}}{\partial \bar{I}_{L_1}} \Big|_{x'} \bar{I}_{L_1} + \frac{\partial \dot{I}_{L_1}}{\partial \bar{I}_{L_2}} \Big|_{x'} \bar{I}_{L_2} + \\ & + \frac{\partial \dot{I}_{L_1}}{\partial \bar{V}_{C_1}} \Big|_{x'} \bar{V}_{C_1} + \frac{\partial \dot{I}_{L_1}}{\partial \bar{V}_{C_2}} \Big|_{x'} \bar{V}_{C_2} \end{aligned} \quad (8.32)$$

$$\begin{aligned} \dot{\tilde{V}}_{C_1} = & \frac{\partial \dot{V}_{C_1}}{\partial I_{L_1}} \Big|_{x'} \tilde{I}_{L_1} + \frac{\partial \dot{V}_{C_1}}{\partial I_{L_2}} \Big|_{x'} \tilde{I}_{L_2} + \\ & + \frac{\partial \dot{V}_{C_1}}{\partial V_{C_1}} \Big|_{x'} \tilde{V}_{C_1} + \frac{\partial \dot{V}_{C_1}}{\partial V_{C_0}} \Big|_{x'} \tilde{V}_{C_0} \end{aligned} \quad (8.33)$$

$$\begin{aligned} \dot{\tilde{V}}_{C_0} = & \frac{\partial \dot{V}_{C_0}}{\partial I_{L_1}} \Big|_{x'} \tilde{I}_{L_1} + \frac{\partial \dot{V}_{C_0}}{\partial I_{L_2}} \Big|_{x'} \tilde{I}_{L_2} + \\ & + \frac{\partial \dot{V}_{C_0}}{\partial V_{C_1}} \Big|_{x'} \tilde{V}_{C_1} + \frac{\partial \dot{V}_{C_0}}{\partial V_{C_0}} \Big|_{x'} \tilde{V}_{C_0} \end{aligned} \quad (8.34)$$

En forma matricial.

$$\begin{bmatrix} \dot{\tilde{I}}_{L_1} \\ \dot{\tilde{I}}_{L_2} \\ \dot{\tilde{V}}_{C_1} \\ \dot{\tilde{V}}_{C_0} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -K & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \frac{1}{L_2} & -\frac{1}{L_2} \\ a & -\frac{1}{C_1} & b & 0 \\ 0 & \frac{1}{C_0} & 0 & -\frac{1}{R_0 C_0} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \tilde{I}_{L_1} \\ \tilde{I}_{L_2} \\ \tilde{V}_{C_1} \\ \tilde{V}_{C_0} \end{bmatrix} \quad (8.35)$$

Donde:

$$a = \frac{V_g - K L_1 I_{L_1}^*}{C_1 V_{C_1}^*} \quad (8.36)$$

$$b = \frac{-I_{L_1}^* V_g}{C_1 V_{C_1}^*} \quad (8.37)$$

La ecuación característica es:

$$(s + k) (s^3 + ms^2 + ns + p) = 0 \quad (8.38)$$

Con

$$m = \frac{I_{L_1}^* V_g}{C_1 V_{C_1}^{*2}} + \frac{1}{R_0 C_0} > 0 \quad (8.39)$$

$$n = \frac{I_{L_1}^* V_g}{C_1 V_{C_1}^{*2} R_0 C_0} + \frac{1}{L_2 C_1} + \frac{1}{L_2 C_0} > 0 \quad (8.40)$$

$$p = \frac{I_{L_1}^* V_g}{C_1 V_{C_1}^{*2} L_2 C_0} + \frac{1}{L_2 C_1 R_0 C_0} > 0 \quad (8.41)$$

El sistema tiene un polo real negativo en

$$S = -K \quad (8.42)$$

Aplicando el criterio de Routh a la ecuación de tercer grado, para que el sistema sea estable debe verificarse:

$$m \cdot n > p \quad (8.43)$$

o lo que es lo mismo

$$\frac{I_{L_1} \cdot V_s}{C_1 V_{C_1} \cdot R_0 C_0^2} + \frac{1}{R_0 C_0 L_2 C_0} \quad (8.44)$$

$$+ \frac{I_{L_1} \cdot V_s^2}{C_1^2 V_{C_1} \cdot R_0 C_0} + \frac{I_{L_1} \cdot V_s}{V_{C_1} \cdot L_2 C_1^2} > 0$$

De (8.44) se deduce que el sistema es localmente estable, ya que todos los términos del sumatorio son positivos.

Se ha construido un prototipo con los siguientes valores de componentes:

$$L_1 = 133 \mu\text{H}$$

$$L_2 = 200 \mu\text{H}$$

$$C_1 = 33 \mu\text{F}$$

$$C_0 = 470 \mu\text{F}$$

$$R_0 = 33 \Omega$$

$$f_s = 10 \text{ KHz}$$

$$V_g = 10 \text{ V}$$

$$V_0 = 20 \text{ V}$$

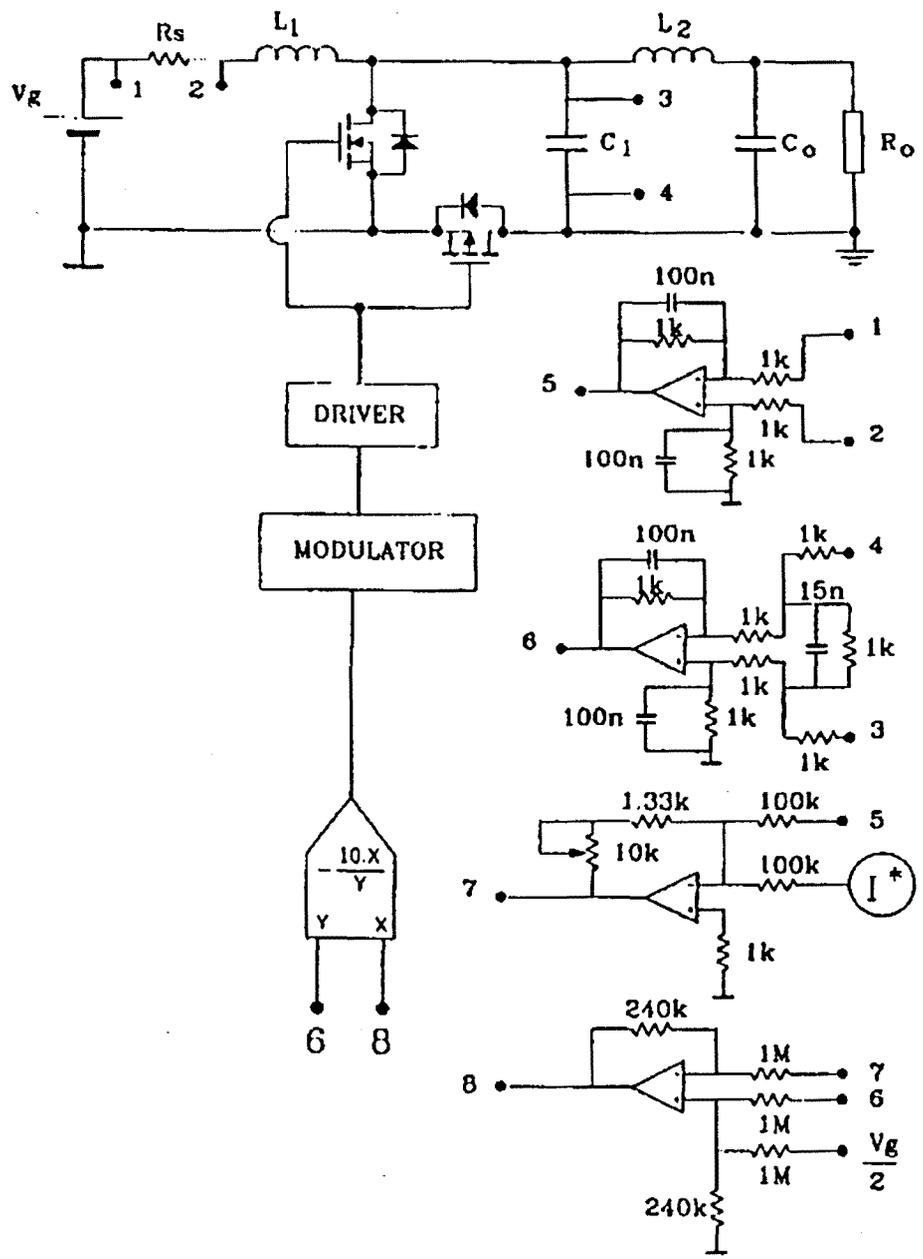
cuyo esquema (control incluido) se muestra a continuación.

El bloque de control realiza la expresión (8.20).

Se ha utilizado una configuración bidireccional del convertidor, con carga y generador con masa no común.

Las mediciones efectuadas, verifican la obtención de puntos de equilibrio para distintos valores de I^* .

El rendimiento del convertidor se ha medido, y es de 85% aproximadamente.



Convertidor Boost con filtro de salida bidireccional, con control continuo no lineal.

Fig. [8.3]

8.3.2 - CONTROL A TRAVÉS DE V_{C1}

Siguiendo un procedimiento idéntico al caso anterior, y usando la ley de control

$$D = \frac{I_{L_1} - I_{L_2} + L C_1 (V_{C_1} - V_{C_1}^*)}{I_{L_1}} \quad (8.45)$$

que supone dinámica de primer orden para el error de V_{C1} ($V_{C1} - V_{C1}^*$), el sistema conseguirá el mismo punto de equilibrio que en el caso anterior.

Sin embargo, el sistema linealizado alrededor del punto de equilibrio, presenta un cero real positivo

$$S_2 = \frac{V_{C_1}^* I_{L_2}^*}{I_{L_1}^{*2} L_1} \quad (8.46)$$

por tanto el sistema es inestable y no puede ser controlado por V_{C1} .

9. - CONCLUSIONES

Se ha estudiado en esta Tesis el convertidor Boost con filtro de salida, convertidor elevador de cuarto orden sin acoplamiento magnético que puede producir, bajo condiciones de diseño adecuadas, un rizado muy pequeño en su tensión de salida, (rizado a la frecuencia de conmutación).

El desarrollo del modelo del convertidor, utilizando la técnica de Promediación en el Espacio de Estado, permite tanto el cálculo del régimen estacionario en DC, como la obtención del modelo en pequeña señal, que será utilizado después, en el análisis de distintas estrategias de control lineal.

Se detecta en el modelo obtenido, la presencia de un cero en el semiplano derecho, con lo que el convertidor en lazo abierto es un sistema de fase no mínima.

El convertidor puede operar en dos modos distintos, modo continuo y modo discontinuo. Se han determinado las condiciones de diseño que permiten establecer uno u otro.

Puesto que la Promediación en el Espacio de Estado falla cuando el convertidor opera en modo discontinuo, se han

efectuado las medidas experimentales que permiten dar validez al modelo obtenido, en un convertidor unidireccional con régimen de carga elevado, que opera en modo continuo.

Se ha construido también un convertidor bidireccional operando en régimen de baja carga, en el que se ha observado la inexistencia del tercer estado, al permitir el interruptor bidireccional flujo de corriente en el sentido carga - generador.

Las medidas efectuadas han concordado adecuadamente con los valores calculados en el modelo.

El interés fundamental de la estructura bidireccional, reside en aquellos casos en que hay que alimentar a una carga activa o bien a una carga pulsante.

Es en estos casos, cuando puede presentarse fácilmente flujo de energía hacia el generador de alimentación.

A efectos de diseño, se han desarrollado las condiciones necesarias para identificar de forma sencilla los polos del convertidor. Estas, que se han denominado condiciones de separabilidad de polos, permiten asignar dos de los polos a lo que se denomina parte no lineal del convertidor

(linealizada en el análisis), y los otros dos polos al filtro de salida (parte lineal del convertidor).

De esta forma se pueden dar valores a los distintos elementos constitutivos del convertidor para asignar valores que se desee, de forma independiente, a sus cuatro polos.

Es aquí cuando puede lograrse una gran atenuación del rizado de la tensión de salida a la frecuencia de conmutación.

El primer lazo de control que se ha estudiado es el lazo de tensión PWM, presentando una gran tendencia a la inestabilidad al ser la función de transferencia salida-control un sistema de fase no mínima. Por esta razón, el diseño y ajuste de la red de realimentación es una tarea tediosa y difícil, siendo el ancho de banda muy pequeño.

Se ha modelado en pequeña señal el convertidor en lazo cerrado visto desde la carga, como una impedancia (al considerar la tensión de alimentación como constante ($v_g=0$), y las variaciones de carga como un generador de corriente.

Esto permite, mediante la utilización de un programa de

simulación de sistemas lineales (CC por ejemplo), predecir el comportamiento de la tensión de salida del convertidor ante pequeñas pulsaciones en la carga.

Esto último no da la imagen del comportamiento real del sistema ante pulsaciones de carga, ya que normalmente estas serán de un valor importante y el modelo anterior es en pequeña señal, sin embargo ofrece un buen punto de referencia.

Por tanto el diseño del lazo de realimentación se hará atendiendo a estas dos características (ancho de banda e impedancia presentada por el convertidor).

Las ventajas que ofrece el control de corriente son fundamentalmente tres:

- a) Mayor rapidez del sistema, ya que el control actúa ciclo a ciclo.
- b) Limitación intrínseca al lazo de control, de la corriente en el interruptor (y por tanto de la corriente absorbida del generador de alimentación).
- c) Posibilidad de reducción del orden del sistema, y de la desaparición del cero en el semiplano derecho, lo

que facilita en gran manera el diseño del lazo externo de tensión.

Se han desarrollado tres tipos de lazo de corriente, que se han denominado respectivamente, lazo de corriente máxima, de corriente media no predictivo y de corriente media predictivo.

Para cada uno de ellos, se han desarrollado los modelos en pequeña señal, necesarios para el diseño del lazo de realimentación de tensión.

Los dos primeros lazos no reducen el orden del sistema, ni hacen desaparecer el cero en el semiplano derecho.

El lazo de corriente media predictivo sí logra estas dos cualidades.

Sin embargo, en contraposición, la complejidad circuital de esta último lazo es mucho mayor que la de los dos anteriores.

Se han construido prototipos en lazo abierto, del convertidor con lazo de corriente máxima y de corriente media no predictivo, verificándose experimentalmente las predicciones teóricas de los modelos calculados.

Es importante disponer de modelos del convertidor que no esten limitados a pequeña señal, sobre todo para tener la posibilidad de simulación del comportamiento del convertidor ante consignas que obliguen a perturbaciones importantes respecto del régimen estacionario DC (onduladores, amplificadores), o bien ante cargas pulsantes.

Se ha desarrollado un modelo de gran señal siguiendo la técnica denominada Formulaci3n Continua no Lineal [62], y se ha simulado el comportamiento tanto en lazo abierto PWM, como en lazo cerrado de tensi3n PWM, con consigna constante, mediante el programa de simulaci3n continua de prop3sito general ACSL (Advanced Continuous Simulation Language).

Los resultados obtenidos del arranque del convertidor desde condiciones iniciales nulas, y desde condiciones iniciales no nulas, verifican que el modelo en gran seal es correcto.

El 3ltimo capitulo de la Tesis est3 dedicado a un control no lineal de realimentaci3n de estado, basado en la descripci3n bilineal promediada del convertidor bidireccional.

El control no lineal desarrollado, se sintetiza en el dominio del tiempo. A través del control de la corriente de entrada, se consigue que el vector de estado del convertidor alcance un punto de equilibrio estable. Como consecuencia inmediata, la tensión de salida recupera rápidamente su valor de régimen estacionario con un sobreimpulso despreciable cuando la carga tiene un comportamiento pulsante.

Finalmente se exponen algunas de las posibilidades de continuación de esta Tesis:

- a) Simulación de distintos lazos de control, con consignas variables o cargas pulsantes del modelo en gran señal.
- b) Interconexión en paralelo de distintos convertidores, a fin de obtener un diseño modular de líneas de alimentación DC.

El lazo de control adecuado para este tipo de interconexión es el lazo de corriente predictivo.

En estos momentos se está desarrollando su prototipo.

- c) Desarrollo de métodos automáticos de diseño del

convertidor y de los lazos de realimentación lineales, de forma que se calculen de forma automática valores de componentes adecuados para la obtención de características prefijadas (ancho de bandas comportamiento ante cargas pulsantes, etc.).

- d) Desarrollo de un control no lineal predictivo, basado en la descripción bilineal del convertidor, de forma que la variable a controlar se adapte ciclo a ciclo a la referencia deseadada.

10. - BIBLIOGRAFIA

- [1] M. Valentin. "CONTRIBUTION A L'ANALYSE DES CONVERTISSEURS STATIQUES ET LEUR COMMANDE À FORT SIGNAL" Thèse de Doctorat d'Etat. Université Paul Sabatier, Toulouse, Décembre 1984.
- [2] M. Valentin, J.C. Marpinard, J.M. Fray and A. Capel. "SOME CONSIDERATIONS ON CONVERTER STRUCTURES" 1985 IEEE PESC Record, pp 509-515.
- [3] S. Čuk and R.D. Middlebrook. "A NEW OPTIMUM TOPOLOGY SWITCHING DC TO DC CONVERTER" 1987 IEEE PESC Record, pp 160-179.
- [4] A.S. Kislovski. "A CONTRIBUTION TO ANALYSIS OF THE ČUK SWITCHING CELL" Proceedings of the Power Conversion International, September 1982, pp 15-24.
- [5] C.J. Wu. "EVALUATION OF THE NEW TOPOLOGY ČUK CONVERTER IN COMPARISON TO THE CONVENTIONAL BUCK-BOOST CONVERTER UNDER THE OPTIMUM OPERATION" Proceedings of the Power Conversion International, September 1982, pp 25-42.

- [6] P.R.K. Chetty. "MODELLING AND ANALYSIS OF ČUK CONVERTER USING CURRENT INJECTED EQUIVALENT CIRCUIT APPROACH" IEEE Transactions on Industrial Electronics, February 1983, IE-30, Vol 1, pp 56-59.
- [7] L. Martinez, A. Poveda and J.M. Miguel. "MODELLING AND ANALYSIS OF ČUK CONVERTER USING THE DISCRETE IMPULSE RESPONSE METHOD" IEE Proceedings , Pt G, Vol 133, N2, April 1986, pp 77-83.
- [8] A. Cocconi and S. Čuk. "DESIGN OF A 2 KW. 100 KHZ. SWITCHING REGULATOR FOR SPACE SHUTTLE" Proceedings of the Power Conversion International, September 1982, pp 72-85.
- [9] L. Martínez and A. Poveda. "MODELLING AND ANALYSIS OF THE ČUK CONVERTER IN THE DISCONTINUOUS CONDUCTION MODE USING THE DISCRETE IMPULSE RESPONSE METHOD" Proceedings of the ECCTD'85, 7th European Conference on Circuit Theory and Design, Academia and North Holland Editors, Prague, September 1985, pp 157-160.
- [10] L. Martínez and A. Poveda. "AN AVERAGED MODEL FOR THE ČUK CONVERTER IN THE DISCONTINUOUS CONDUCTION MODE" Proceedings of the EUROCON'86,

7th European Conference on Electrotechnics,
Paris, April 1986, pp 431-435.

- [11] **S. Čuk.** "DISCONTINUOUS INDUCTOR CURRENT MODE IN THE OPTIMUM TOPOLOGY SWITCHING CONVERTER" 1978 IEEE PESC Record, pp 105-123.
- [12] **F. Vemo, T. Inone, F. Tsuruta and I. Oota.** "STEADY-STATE AND DYNAMIC ANALYSIS OF ČUK CONVERTER IN CONTINUOUS AND DISCONTINUOUS CONDUCTION MODES" Transactions of IECE of Japan, Vol. E68, N 10, October 1985, pp 712-716.
- [13] **A. Poveda, L. Martínez, J. Bordonau and J. Cabestany.** "SMALL SIGNAL MODEL OF A ČUK-TYPE PWM SHUNT REGULATOR" Proceedings of MELECON '87, Roma, March 1987, pp 605-608.
- [14] **R.D. Middlebrook and S. Čuk.** "ISOLATION AND MULTIPLE OUTPUT EXTENSIONS OF A NEW OPTIMUM TOPOLOGY SWITCHING DC TO DC CONVERTER" 1978 IEEE PESC Record, pp 256-264.
- [15] **S. Čuk.** "SWITCHING DC TO DC CONVERTER WITH ZERO INPUT OR OUTPUT CURRENT RIPPLE" Proceedings of the IEEE Industry Applications Society Annual Meeting, Toronto, 1978, pp 1131-1146.

- [16] S. Čuk and R. Erickson. "A CONCEPTUALLY NEW HIGH-FREQUENCY SWITCHED-MODE AMPLIFIER TECHNIQUE ELIMINATES CURRENT RIPPLE" Proceedings of the 5th National Solid-State Power Conversion Conference, San Francisco, 1978, pp G.3.1.-G.3.22.
- [17] S. Čuk and R.D. Middlebrook. "ADVANCES IN SWITCHED-MODE POWER CONVERSION. PART II" IEEE Trans. on Industrial Electronics, IE-30, February 1983, pp 19-29.
- [18] J. Fortuño and L. Martínez. "SIMPLIFIED MODELS FOR PUSH-PULL SWITCHING POWER AMPLIFIERS" Electronics Letters, January 1988, Vol. 24, N 1, pp 49-50.
- [19] A. Poveda, J. Majo, M. Valentin, L. Martínez, L. García de Vicuña and F. Guinjoan. "LINEAR AND NON LINEAR CONTROL OF HIGH-ORDER CONVERTERS AFTER REDUCING THE ORDER BY APPROPRIATE TECHNIQUES" Proceedings of European Space Power Conference, Madrid, October 1989, pp 375-380.
- [20] A.Pietkiewicz and D. Tollik. "MODELLING AND ANALYSIS OF THE CURRENT-MODE CONTROLLED ČUK CONVERTER WITH COUPLED INDUCTORS" 1988 IEEE PESC Record, pp 398-405.

- [21] J. Majó, L. Martínez, E. Fossas, A. Poveda, L. García de Vicuña, F. Guinjoan and A.F. Sanchez. "LARGE SIGNAL CONTROL OF A BIDIRECTIONAL COUPLED-INDUCTORS ČUK CONVERTER VIA PSEUDOLINEARIZATION" Proceedings of the IEEE 33rd Midwest Symposium on Circuits and Systems, Calgary, Alberta, August 1990, pp 1107-1110.
- [22] J. Majó, L. Martínez, A. Poveda, L. García de Vicuña, F. Guinjoan, J.C. Marpinard and M. Valentin. "NONLINEAR CONTINUOUS CONTROL OF A BIDIRECTIONAL-COUPLED INDUCTOR ČUK CONVERTER" Proceedings of the INTELEC'91, Kyoto, November 1991, pp 256-260.
- [23] J. Majó, L. Martínez, A. Poveda, L. García de Vicuña, F. Guinjoan, J.C. Marpinard and M. Valentin. "SLIDING-MODE CONTROL OF THE COUPLED-INDUCTOR ČUK CONVERTER" Proceedings of EPE'91, European Power Electronics Conference, Florence, September 1991, pp 3550 -3552.
- [24] R.P. Massey and E.C. Snyder. "HIGH-VOLTAGE SINGLE-ENDED DC-DC CONVERTER" 1977 IEEE PESC Record, pp 156-159.
- [25] A.S. Kislovski. "INTRODUCTION TO DYNAMICAL ANALYSIS OF SWITCHING DC-DC CONVERTERS" EWM

Engineering, Bern, Switzerland, 1985.

- [26] L. García de Vicuña, F. Guinjoan, J. Majó and L. Martínez. "DISCONTINUOUS CONDUCTION MODE IN THE SEPIC CONVERTER" Proceedings of MELECON'89, Lisbon, April 1989.
- [27] J.J. Jozwik, M.K. Kazimierczuk. "DUAL SEPIC PWM SWITCHING-MODE DC-DC POWER CONVERTER" IEEE Trans. on Industrial Electronics, Vol. 36, N 1, February 1989, pp 64-70.
- [28] S. Čuk. "GENERAL TOPOLOGICAL PROPERTIES OF SWITCHING STRUCTURES" 1979 IEEE PESC Record, pp 109-130.
- [29] R.D. Middlebrook. "POWER ELECTRONICS: TOPOLOGIES, MODELLING AND MEASUREMENT" 1981 IEE ISCAS Record.
- [30] R.W. Erickson. "SYNTHESIS OF SWITCHED MODE CONVERTERS" 1983 IEEE PESC Record, pp 9-22.
- [31] K.C. Daly. "RIPPLE DETERMINATION FOR SWITCHED-MODE DC/DC CONVERTERS" Iee Proceedings Pt G, Electronic Circuits and Systems, Vol. 129, N 5, October 1982, pp 229-234.

- [32] A. Capel and A. Barnaba. "EVALUATION OF BUS IMPEDANCE ON THE SPOT MULTIMISSIION PLATFORM" ESA Journal 1983, Vol. 17, N 3, pp 277-298.
- [33] A. Capel, H. Spruyt, A. Weinberg, D. O'Sullivan, A. Grausaz, J.C. Marpinard. "A VERSATILE ZERO RIPPLE TOPOLOGY" 1988 IEEE PESC Record, pp 133-141.
- [34] G.C. Hua, S.P. Huang. "NEW PWM SWITCHED-MODE CONVERTER TOPOLOGIES" IEEE Pesc Record 1988, pp 150-156.
- [35] D. Maksimovic, S. Čuk. "GENERAL PROPERTIES AND SYSTHESIS OF PWM DC TO DC CONVERTERS" IEEE PESC Record 1989, pp 515-525.
- [36] R.D. Middlebrook. "INPUT FILTER CONSIDERATIONS IN DESIGN AND APPLICATION OF SWITCHING REGULATORS" IEEE Industry Applications Annual Meeting, 1976 Record, pp 366-382.
- [37] J. Font and L. Martínez. "MODELLING AND ANALYSIS OF A BIDIRECTIONAL BOOST CONVERTER WITH OUTPUT FILTER" Proceedings of MELECON'91, Ljubljana, May 1991.
- [38] J. Jalade, J.C. Marpinard and M. Valentin.

"DC/AC HIGH POWER CELL STRUCTURE IMPROVES SINE WAVE GENERATOR PERFORMANCE" IEEE Trans. on Aerospace and Electronic Systems, Vol. AES-17, N^o3, May 1981, pp 373-379.

- [39] A. Capel, J. Jalade, J.C. Marpinard and M. Valentin. "LARGE SIGNAL DYNAMIC STABILITY ANALYSIS OF SYNCHRONISED CURRENT CONTROLLED MODULATORS. APPLICATION TO SINE WAVE HIGH POWER INVERTERS" 1982 IEEE PESC Record, pp 101-109.
- [40] J. Arau. "ANALISIS DEL CAMPO DE APLICACION DE LOS MODELOS DE PEQUEÑA SEÑAL Y GRAN SEÑAL EN LOS CONVERTIDORES CONTINUA-CONTINUA SOMETIDOS A CARGAS PULSANTES" Tesis doctoral, U.P.M., Abril 1991.
- [41] R.D. Middlebrook and Čuk. "A GENERAL UNIFIED APPROACH TO MODELLING SWITCHING-CONVERTER POWER STAGES" 1976 IEEE PESC Record pp 18-34.
- [42] G.W. Wester and R.D. Middlebrook. "LOW FREQUENCY CHARACTERIZATION OF SWITCHED DC-DC CONVERTERS" IEEE Trans. on Aerospace and Electronic Systems, AES-9, May 1973, pp 376-385.
- [43] R. Redl and N.O. Sokal. "CURRENT MODE CONTROL. FIVE DIFFERENT TYPES USED WITH THE THREE BASIC

CLASSES OF POWER CONVERTERS: SMALL SIGNAL AC AND
LARGE SIGNAL DC CHARACTERIZATION. STABILITY
REQUIREMENTS AND IMPLEMENTATION OF PRACTICAL
CIRCUITS" 1985 IEEE PESC Record, pp 771-785.

- [44] M. Wright. "TECHNOLOGY. SPECIAL REPORT:
SWITCHES. PART 1" EDN, May 2 1985, pp 105-111.

- [45] A. Poveda. "MODELOS MATEMATICOS PARA REGULADORES
CONMUTADOS CONTINUA-CONTINUA CON LAZO DE CONTROL
DE CORRIENTE" Tesis doctoral, Departamento de
Ingeniería Electrónica-E.T.S.I. Telecomunicación
UPC, abril 1988.

- [46] R. Redl and N.O. Sokal. "NEAR-OPTIMUM DYNAMIC
PERFORMANCE OF SWITCHING-MODE POWER CONVERTERS
USING FEED-FORWARD OF OUTPUT CURRENT AND INPUT
VOLTAGE WITH CURRENT-MODE CONTROL" Proceedings
of the 4th ESTEC Spacecraft Power-Conditioning
Seminar, (ESA sp-186, September 1982), pp 33-43.

- [47] A. Capel, M. Clique and A.J. Fossard. "CURRENT
CONTROL MODULATORS: GENERAL THEORY ON SPECIFIC
DESIGN" IEEE Trans. on Industrial Electronics
and Control Instrumentation, Vol. IECI 28, N^o4,
November 1981, pp 292-307.

- [48] A. Capel, J.C. Marpinard, J. Jalade and M.

- Valentin. "LOW COST STANDARDIZED CURRENT CONTROL MODULATOR (MC²) FOR HIGH POWER SWITCHING CONVERTERS" Proceedings of the Power Conversion International, October 1984, pp 39-52.
- [49] T.V. Papathomas. "ON THE STABILITY OF PEAK CURRENT-CONTROLLED CONVERTERS: ANALYSIS, SIMULATION AND EXPERIMENTS" IEEE Trans. on Industrial Electronics, Vol. IE-33, N^o2, May 1986, pp 176-184.
- [50] A. Miralles. "DISEÑO DE MODULADORES DE CORRIENTE PARA FUENTES DE ALIMENTACION CONMUTADAS" Informe de estancia. Beca de pregraduados de Telefónica. E.T.S.I.T. Barcelona, Julio 1987.
- [51] A. Poveda and L. Martínez. "A SYSTEMATIC DERIVATION OF CURRENT PROGRAMMED SWITCHING DC-DC CONVERTERS" Proceedings of MELECON'89, Lisbon, April 1989, pp 34-38.
- [52] R. Perpinya. " Disseny y rtealització de controls de corrent per a reguladors basats en el convertidor de Čuk " PFC E.T.S.I. Telecomunicación, Julio 1991.
- [53] R. Prajoux, J.C. Marpinard et J. Jalade. "ETABLISSEMENT DE MODELES MATHEMATIQUES POUR

REGULATEURS DE PUISSANCE A MODULATION DE LARGEUR
D'IMPULSIONS. PT II: MODELES CONTINUS" ESA
Scientific and Technical Review, Vol. 2, N°2,
1976, pp 115-129.

- [54] R.W. Erickson, S. Čuk and R.D. Middlebrook.
"LARGE-SIGNAL MODELLING AND ANALYSIS OF
SWITCHING REGULATORS" 1982 IEEE PESC Record, pp
240-250.
- [55] F. Guinjoan. "MODELOS CONTINUOS NO LINEALES PARA
REGULADORES CONTINUA-CONTINUA" Tesis doctoral,
Marzo 1990.
- [56] F. Guinjoan, A. Poveda, L. Martínez, F. García
de Vicuña and J. Majó. "A NONLINEAR CONTINNOUS
FORMULATION FOR LARGE-SIGNAL ANALYSIS OF
SWITCHING DC-DC CONVERTERS" 1990 IEEE ISCAS
Record, pp 688-691.
- [57] F. Guinjoan, A. Poveda, L. Martínez, L. García
de Vicuña, J. Majó, J.C. Marpinard and M.
Valentin. "LARGE-SIGNAL MODELLING AND ANALYSIS
OF SEPIC CONVERTER USING CONTINNOUS FORMULATION
APPROACH" Proceedings of the European Space
Power Conference, Florence, September 1991, pp
47 - 52.

- [58] L. García de Vicuña. "MODELOS DISCRETOS NO LINEALES PARA REGULADORES CONTINUA-CONTINUA" Tesis doctoral, Marzo 1990.
- [59] L. García de Vicuña, A. Poveda, L. Martínez, F. Guinjoan and J. Majó. "COMPUTER-AIDED DISCRETE-TIME LARGE-SIGNAL ANALYSIS OF SWITCHING REGULATORS" IEEE Transactions on Power Electronics, Vol 7, N°1, January 1992, pp 75-82.
- [60] G. Salut, J.C. Marpinard and M. Valentin. "LARGE-SIGNAL FEEDBACK CONTROL FOR POWER SWITCHING CONVERSION" 1985 IEEE PESC Record, pp 741-750.
- [61] A. Capel, J.C. Marpinard, G. Salut, M. Valentin, D. O'Sullivan, A. Weinberg, N. Limbourg and J.C. Rym. "A BIDIRECTIONAL HIGH-POWER CELL USING LARGE-SIGNAL FEEDBACK CONTROL WITH MAXIMUM CONDUCTION CURRENT CONTROL FOR SPACE APPLICATIONS" ESA Journal 1986, Vol. 10, pp 387-402.
- [62] M. Berbiche. "COMMANDE DE CONVERTISSEURS STATIQUES A FORT SIGNAL ET APLICATION A UN ONDULEUR" D.E.A. Automatique Informatique Industrielle et Traitement du Signal, Groupe SNLR L.A.A.S., Toulouse, Rapport d'stage, Anné

universitaire 1986-1987.

- [63] J. Majó. "ESTRATEGIAS DE REALIMENTACION PARA CONVERTIDORES CONTINUA-CONTINUA. CASO LINEAL Y NO LINEAL" Tesis doctoral. Departamento de Ingeniería Eléctrica, E.T.S.I. Industriales de Barcelona, UPC, Marzo 1990.
- [64] L. Martínez, J. Majó, A. Poveda, L. García de Vicuña, F. Guinjoan, A.F. Sánchez, J.C. Marpinard and M. Valentin. "LARGE-SIGNAL MODELLING AND CONTROL IN BIDIRECTIONAL SWITCHING CONVERTERS" 1991 IEEE ISCAS Record, pp 1061-1064.
- [65] J.M. Hernández. "COMMANDE NUMERIQUE D'UN CONVERTISSEUR DESTINE A UN VEHICULE HYBRIDE" Thèse de Docteur-Ingenieur L.A.A.S., Toulouse, September 1987.
- [66] J.C. Marpinard, P. Bidau and J.M. Hernández. "HIGH SPEED DIGITAL CONTROL OF HIGH FREQUENCY PWM CONVERTERS" Proceedings of the European Space Power Conference, Madrid, October 1989, pp 399-402.
- [67] A. Capel, D. O'Sullivan and J.C. Marpinard. "HIGH POWER CONDITIONING FOR SPACE APPLICATIONS"

Proceedings of the IEEE, Special Issue on Power Electronics, April 1988, pp 391-408.

- [68] J. Font, L. Martínez, F. Guinjoan, A. Poveda, L. Garcia de Vicuña, J. Majó, J. C. Marpinard and M. Valentin. " LARGE SIGNAL MODELLING OF A BOOST CONVERTER WITH OUTPUT FILTER", Proceedings of ISCAS'92, San Diego, California, USA, May 1992, pp 1899-1902.
- [69] E. Fossas, L. Martínez, J. Ordinas. " SLIDING MODE CONTROL REDUCES AUDIOSUSCEPTIBILITY AND LOAD PERTURBATIONS IN THE ČUK CONVERTER ", proceedings of SIEP'92, Simposium Internacional de Electrónica de Potencia, Cuernavaca, México, Agosto 1992
- [70] R.D. Middlebrook and S. Čuk. "A General Unified Approach to Modelling Switching-Converter Power Stages" 1976 IEEE PESC Record, pp 18-34.
- [71] F. Guinjoan "MODELOS MATEMATICOS CONTINUOS NO LINEALES PARA REGULADORES CONTINUA-CONTINUA". Tesis Doctoral. Departamento de Ingeniería Electrónica, E.T.S.I. Telecomunicación, U.P.C. Marzo 1990.

- [72] L. Martínez, A. Poveda, J. Font, J. Majó, L. García de Vicuña, F. Guinjoán, A. F. Sánchez, J. C. Marpinard, M. Valentin "ON THE SYNTHESIS AND CONTROL OF BIDIRECTIONAL SWITCHING CONVERTERS" Proceedings of the IEEE PESC'93, June 1993, Seattle, (Washington), USA.
- [73] A. Poveda, L. Martínez Salamero, R. Perpinya, J. Font, A. Manuel "A NOVEL CURRENT MODE TECHNIQUE FOR CONTROLLING THE AVERAGE VALUE OF CONVERTER SWITCH CURRENT" Proceedings of the ISCAS'93, IEEE International Symposium on Circuits and Systems, May 93, Chicago, USA.

