

ANÁLISIS Y CONTROL DE CONVERTIDORES CONTINUA-CONTINUA PARA MÓDULOS REGULADORES DE BAJA TENSION

TESIS DOCTORAL

Pedro Garcés Miguel



UNIVERSITAT ROVIRA I VIRGILI

Departament d'Enginyeria Electrónica Elèctrica i Automàtica

UNIVERSITAT ROVIRA I VIRGILI

ANÁLISIS Y CONTROL DE CONVERTIDORES CONTINUA-CONTINUA PARA MÓDULOS REGULADORES DE BAJA TENSIÓN

Pedro Garcés Miguel

ISBN:978-84-692-9757-5/DL:T-207-2010

UNIVERSITAT ROVIRA I VIRGILI

ANÁLISIS Y CONTROL DE CONVERTIDORES CONTINUA-CONTINUA PARA MÓDULOS REGULADORES DE BAJA TENSIÓN

Pedro Garcés Miguel

ISBN:978-84-692-9757-5/DL:T-207-2010

UNIVERSITAT ROVIRA I VIRGILI

ANÁLISIS Y CONTROL DE CONVERTIDORES CONTINUA-CONTINUA PARA MÓDULOS REGULADORES DE BAJA TENSIÓN

Pedro Garcés Miguel

ISBN:978-84-692-9757-5/DL:T-207-2010

Pedro Garcés Miguel

**ANÁLISIS Y CONTROL DE CONVERTIDORES
CONTINUA-CONTINUA PARA MODULOS
REGULADORES DE BAJA TENSIÓN**

TESIS DOCTORAL

Director: Javier Calvente Calvo

Departament d'Enginyeria Electrónica Elèctrica i Automàtica



UNIVERSITAT ROVIRA I VIRGILI

Tarragona
2009

UNIVERSITAT ROVIRA I VIRGILI

ANÁLISIS Y CONTROL DE CONVERTIDORES CONTINUA-CONTINUA PARA MÓDULOS REGULADORES DE BAJA TENSIÓN

Pedro Garcés Miguel

ISBN:978-84-692-9757-5/DL:T-207-2010



UNIVERSITAT
ROVIRA I VIRGILI

ESCOLA TÈCNICA SUPERIOR D'ENGINYERIA
DEPARTAMENT D'ENGINYERIA ELECTRÒNICA, ELÈCTRICA I AUTOMÀTICA

Avinguda dels Països Catalans, 26
Campus sescelades
43007 Tarragona
Tel. (977) 55 96 10
Fax (977) 55 96 05
e-mail: secelec@etse.urv.es
<http://www.etse.urv.es/DEEEA/>

Javier Calvente Calvo, profesor titular del Departamento de Ingeniería Eléctrica Electrónica y Automática de la Universitat Rovira i Virgili.

CERTIFICO:

Que el presente trabajo, titulado “Análisis y Control de Convertidores Continua-Continua para Módulos Reguladores de Baja Tensión”, que presenta Pedro Garcés Miguel para la obtención del título Doctor, ha sido realizado bajo mi dirección en el Departamento de Ingeniería Eléctrica Electrónica y Automática de esta Universidad.

Tarragona, 20 de Julio de 2009

.....

Javier Calvente Calvo

UNIVERSITAT ROVIRA I VIRGILI

ANÁLISIS Y CONTROL DE CONVERTIDORES CONTINUA-CONTINUA PARA MÓDULOS REGULADORES DE BAJA TENSIÓN

Pedro Garcés Miguel

ISBN:978-84-692-9757-5/DL:T-207-2010

AGRADECIMIENTOS

En primer lugar, quisiera agradecer a mi director de tesis, Javier Calvente Calvo, todo su apoyo y ayuda prestada en la realización de esta tesis

Quisiera también agradecer a Luis Martínez Salamero por que me motivo hacer esta tesis y a Ramón Leyva por sus consejos y ayuda moral durante su realización

A todos mis compañeros del DEEEA que me apoyaron

Mi más profundo y sincero agradecimiento

Gracias a todos

UNIVERSITAT ROVIRA I VIRGILI

ANÁLISIS Y CONTROL DE CONVERTIDORES CONTINUA-CONTINUA PARA MÓDULOS REGULADORES DE BAJA TENSIÓN

Pedro Garcés Miguel

ISBN:978-84-692-9757-5/DL:T-207-2010

RESUMEN

El suministro de potencia para cargas que exigen altas corrientes, bajos voltajes y grandes y rápidos cambios en la corriente absorbida, además de una estrecha tolerancia en el voltaje de alimentación, representa un gran desafío al diseño de los convertidores para módulos reguladores de baja tensión.

En esta tesis, se analizan distintas topologías de convertidores y controles susceptibles de ser aplicados en este tipo de sistemas de alimentación. Se propone una nueva topología de convertidor, la cual presenta frente a otras topologías utilizadas un mejor comportamiento ante los transitorios de la corriente de carga, además de poder trabajar con altas reducciones de voltaje.

Del análisis realizado, se obtienen ecuaciones de diseño de este convertidor y de su control; siendo estas ecuaciones corroboradas mediante simulación PSIM, para un diseño sistemático del mismo.

ABSTRACT

Power supply for microprocessor boards is a great challenge, nowadays, in the field of power converters design for VRM. Microprocessors are exigent loads which require high current and low voltage, and also must react very fast to changes in consumption besides a voltage narrow tolerance range.

This thesis analyzes several converters topologies and their controllers which satisfy the VRM requirements. The thesis proposes a new converter topology which has the fastest, among the analyzed topologies, behavior in front of abrupt consumption demand besides a high voltage reduction-ratio.

We derive the design expressions for the DC-DC converter and the controller parameters according to the VRM specifications. The analysis has been corroborated by means of PSIM simulator. Simulation waveforms show a perfect agreement with previous analytical derivation.

UNIVERSITAT ROVIRA I VIRGILI

ANÁLISIS Y CONTROL DE CONVERTIDORES CONTINUA-CONTINUA PARA MÓDULOS REGULADORES DE BAJA TENSIÓN

Pedro Garcés Miguel

ISBN:978-84-692-9757-5/DL:T-207-2010

INDICE

1	Introducción a los módulos reguladores de voltaje.....	1
1.1	Evolución de los microprocesadores y su alimentación.....	1
1.2	Evolución de los reguladores de voltaje (VR).....	4
1.3	Tecnologías para el diseño de VRMs.....	8
1.4	Resumen del contenido.....	16
2	Topologías susceptibles de ser utilizadas como VRM.....	17
2.1	Introducción.....	17
2.2	Topologías con acoplamiento magnético.....	19
2.3	Topologías aisladas con transformador.....	26
2.4	Topologías directas, sin aislamiento ni acoplamiento.....	36
3	Control de convertidores de potencia para módulos VRM.....	39
3.1	Introducción.....	39
3.2	Control en modo de corriente.....	41
3.3	Control en modo de tensión.....	47
3.4	Evaluación de las técnicas de control.....	55
3.5	Efecto de las limitaciones del control sobre el transitorio.....	56
4	Control en modo deslizante del convertidor TIWJ.....	62
4.1	Introducción.....	62
4.1.1	Revisión de las bases de control en modo deslizante.....	62
4.1.2	Los convertidores como sistemas de estructura variable.....	63
	Control en modo deslizante.	
	Existencia de modo deslizante.	
	Regulación ideal en modo deslizante.	
4.1.3	Control en modo deslizante con frecuencia de conmutación finita.....	65
	Ley de control con “boundary layer”.	
	Definición de modo deslizante.	
	Dinámica deslizante ideal.	
4.1.4	Método del control equivalente.....	66
	Control equivalente.	

Condiciones de existencia de deslizamiento.	
Ecuaciones de la dinámica deslizante ideal.	
4.1.5 Región de deslizamiento alrededor de un punto de equilibrio.....	67
Existencia de una región de deslizamiento.	
Estado de equilibrio de la dinámica deslizante ideal.	
4.1.6 Aplicación del control en modo deslizante a reguladores conmutados...70	
Control de tensión.	
Condiciones de existencia de deslizamiento.	
4.1.7 Ley de control con histéresis.....	71
4.2 Análisis de la topología de convertidor elegida como VRM.....	72
4.2.1 Amortiguamiento de las variables de estado internas.....	83
4.2.2 Estabilidad de la dinámica deslizante ideal.....	87
4.2.3 Ajuste de la dinámica deslizante ideal.....	89
5 Análisis y diseño del filtro de salida del convertidor TIWJ.....	96
5.1 Introducción.....	96
5.2 Análisis del control equivalente del convertidor TIWJ.....	96
5.3 Análisis del control equivalente del convertidor Buck.....	99
5.4 Comparación entre los convertidores TIWJ y Buck.....	100
5.5 Análisis del rizado de la tensión de salida.....	106
5.5.1 Determinación de la frecuencia de conmutación.....	110
5.6 Análisis del comportamiento transitorio.....	119
5.6.1 Efecto de la capacidad de salida en el transitorio.....	119
5.6.2 Selección de la capacidad de salida.....	120
5.6.3 Tiempo de duración del transitorio.....	129
5.7 Precisión.....	135
5.7.1 Efecto de la capacidad en la precisión.....	138
5.7.2 Efecto del tiempo de retardo de lazo en la precisión.....	145
5.8 Ejemplos de diseño del convertidor TIWJ.....	150
6 Conclusiones y futuras líneas de continuación.....	155
6.1 Conclusiones y aportaciones realizadas.....	155
6.2 Posibles líneas de continuación.....	156
Referencias.....	157

Capítulo 1

Introducción a los módulos reguladores de voltaje.

1.1 Evolución de los microprocesadores y su alimentación.

El avance de la tecnología de los microprocesadores (μP) y procesadores digitales de señal (DSP), presenta un gran desafío en el diseño de las fuentes de alimentación de estos dispositivos.

La ley de Moore [1.1-1.3] manifiesta que “la densidad de transistores se dobla cada 18 meses” por núcleo de microprocesador. El desarrollo de nuevas tecnologías de semiconductores, de modernas técnicas de diseño de circuitos y de novedosas arquitecturas de microprocesadores, ha permitido que la ley de Moore se cumpla desde finales de la década de los 60, como muestra la figura 1.1.

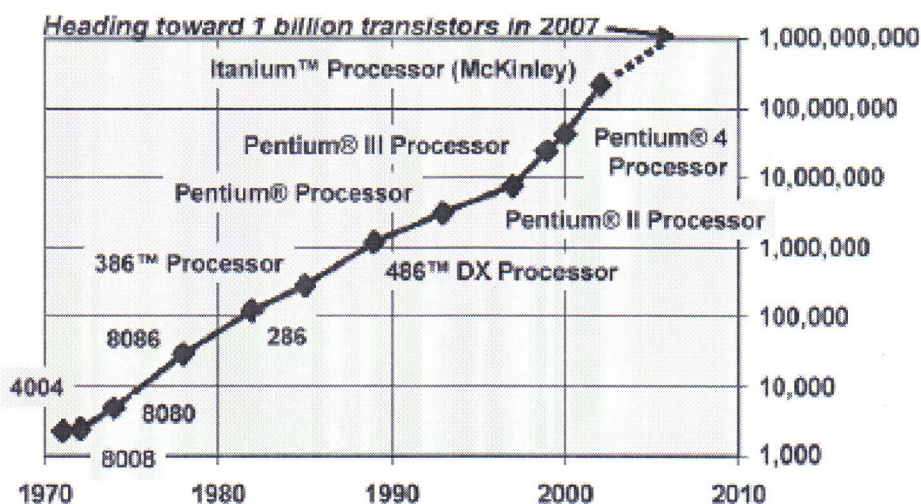


Fig. 1.1 Evolución del número de transistores integrados por núcleo de μP [1.3].

El incremento del número de transistores y la velocidad de operación de los mismos, aumenta el consumo de potencia de estos dispositivos [1.4-1.5], tal como se muestra en la figura 1.2. Como el tamaño es reducido, la capacidad para disipar el calor generado por el microprocesador disminuye, en consecuencia, la temperatura dentro del

chip puede estar cerca del límite térmico del silicio. Esta es una de las razones por las que el consumo de potencia de estos dispositivos debe ser reducido.

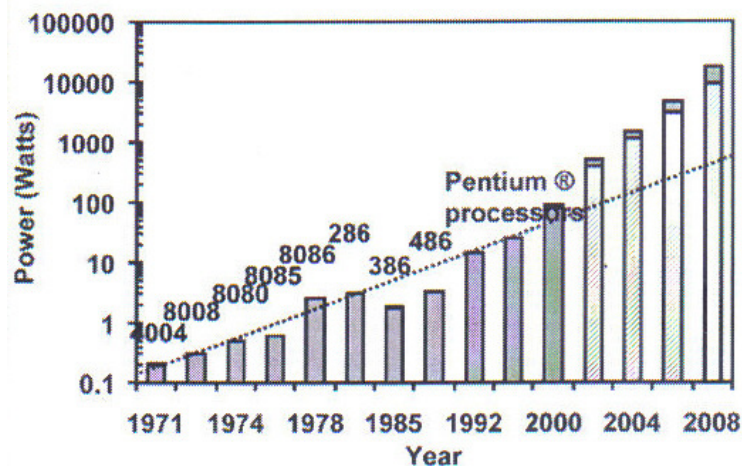


Fig. 1.2 Evolución del consumo de potencia en los microprocesadores [1.3].

La potencia consumida por un circuito digital, puede estimarse según [1.6] como:

$$P = knCV^2 f \quad (1.1)$$

Donde P es la potencia, C es la capacidad de un transistor, V es el voltaje de alimentación, f la frecuencia de conmutación, n el número de transistores y k el factor de utilización comprendido entre 0 y 1. Los valores de n y f se incrementan continuamente para ofrecer una mayor potencia de computación.

En el presente, los modernos microprocesadores, tienen cientos de millones de transistores y una frecuencia de reloj de varios Giga hercios con la tendencia a incrementar estos parámetros [1.7].

Como C es generalmente constante para una tecnología dada, las variables que podemos usar para reducir el consumo de potencia son k y V . Efectivamente, el voltaje de alimentación se está reduciendo desde 5V hasta aproximadamente 1V. Probablemente la mayor mejora en la reducción de potencia en los microprocesadores proviene del apagado de partes del circuito que no están siendo utilizadas, reduciendo el valor de k . Sin embargo, esta técnica de reducción de potencia crea fuertes transitorios de corriente con una gran velocidad de variación de la misma, en la alimentación de los microprocesadores.

El incremento del número de transistores en los microprocesadores y de la frecuencia de operación da como resultado un incremento de la demanda de potencia, para reducir el consumo de potencia, los voltajes de alimentación han disminuido como muestra la figura 1.3.

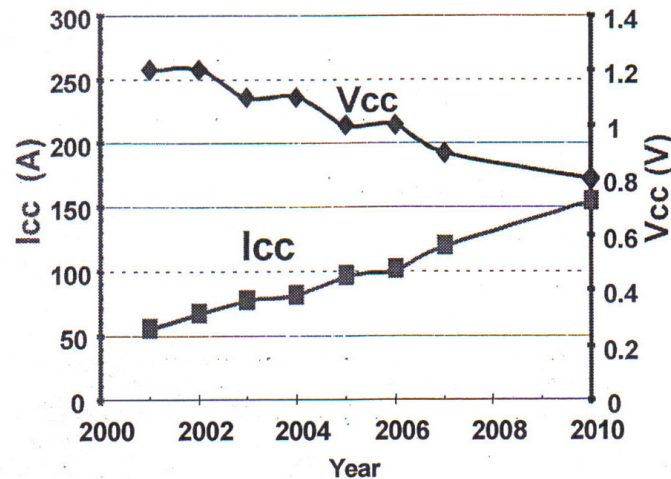


Fig. 1.3 Evolución del voltaje y corriente en el microprocesador [1.15].

Por otra parte, debido a las altas frecuencias de conmutación figura 1.4, las velocidades de transición de la carga de los microprocesadores también se ha incrementado. La tendencia del “Slew-rate” (velocidad de variación de la corriente que absorbida por el microprocesador) se muestra en la figura 1.5.

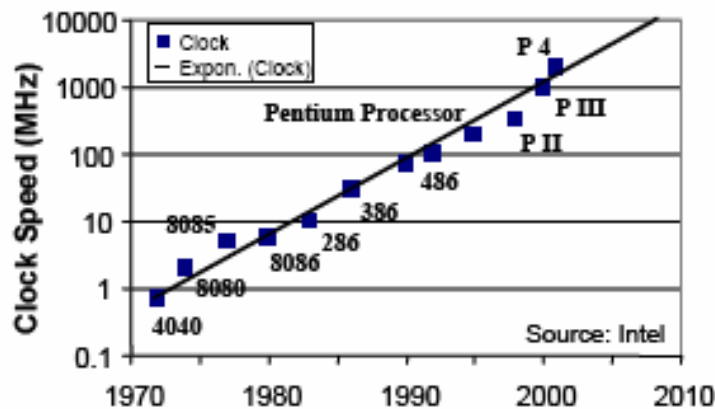


Fig. 1.4. Crecimiento de la frecuencia de conmutación.

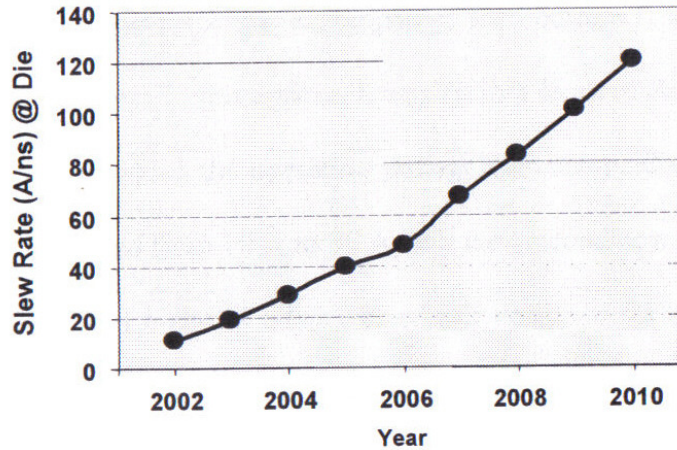


Fig.1 5: Evolución del “Slew-rate” de corriente en el microprocesador [1.15].

La desviación permitida de voltaje durante el transitorio es cada vez menor debido a la disminución del voltaje de alimentación.

Los desafíos impuestos en el diseño de las fuentes de potencia (alimentación) para los microprocesadores son debidos al bajo voltaje de alimentación, la alta corriente absorbida y sobre todo la gran velocidad de cambio de la corriente de carga “Slew_rate” en los microprocesadores.

1.2 Evolución de los reguladores de voltaje (VR).

Comenzando con el microprocesador Pentium de Intel, los microprocesadores empiezan a utilizar fuentes de alimentación no estandarizadas, de menos de 5V. En oposición al voltaje decreciente, la corriente que absorbe el microprocesador se incrementa en gran medida. Debido al bajo voltaje y la gran demanda de corriente, la resistencia e inductancia parásitas de las conexiones entre la fuente de alimentación centralizada y el microprocesador, tienen un impacto negativo en la calidad de la potencia suministrada, no siendo práctico entregar energía directamente desde la fuente de alimentación centralizada al microprocesador.

Es ahora necesario suministrar potencia a los microprocesadores de sistemas de computación mediante convertidores dedicados llamados VRM (*Voltage Regulator Module*) [1.8-1.9]. Estos sistemas de regulación, situados en el punto donde se encuentra la carga, son utilizados para suministrar un voltaje altamente preciso a los microprocesadores. Un convertidor DC-DC dedicado se coloca en la proximidad del microprocesador para minimizar la impedancia parasita entre el microprocesador y el VRM.

La figura 1.6, muestra este concepto de arquitectura de alimentación para un sistema computador.

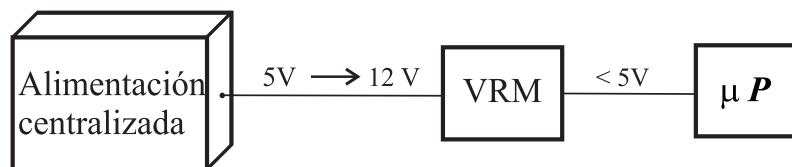


Fig. 1.6: Arquitectura de alimentación de un microprocesador.

Al principio el voltaje de entrada al VRM era de 5 V. Como el consumo de potencia del microprocesador aumenta, y la distancia entre la caja de alimentación centralizada y el VRM es muy larga, las pérdidas de potencia en el bus de 5V se incrementan dramáticamente, por lo que el voltaje de alimentación del VRM desde la fuente centralizada del computador se incrementa a 12V.

Hay básicamente dos tipos de VRs según [1.10] [1.11]. Reguladores de voltaje enchufables, figuras 1.7 y 1.8 llamados “Voltage Regulator Modules” (VRM), este es un modulo de potencia que puede enchufarse en un conector estándar en la placa base, y los reguladores implementados sobre la placa base denominados “Voltage Regulator Down” (VRD), figuras 1.9 y 1.10.

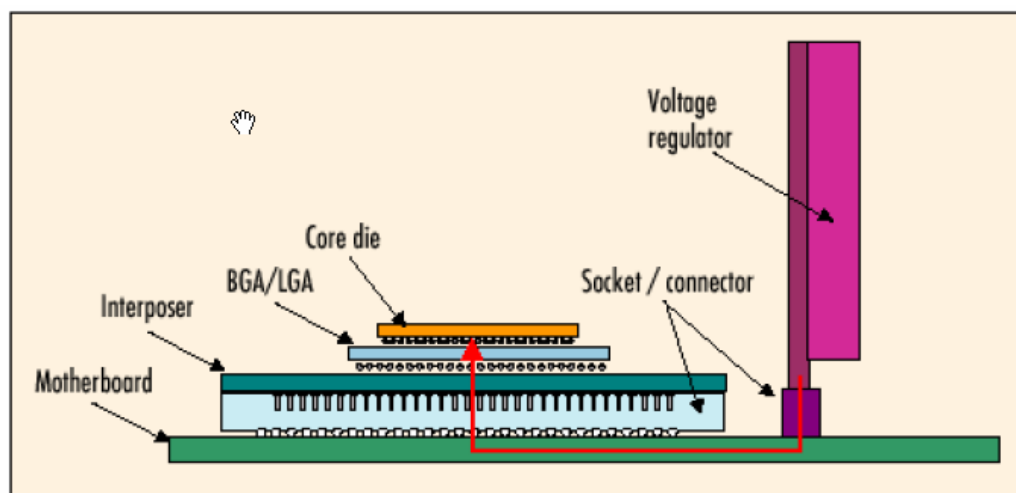


Fig. 1.7. Esquema de un regulador de voltaje con conector VRM [1.10].

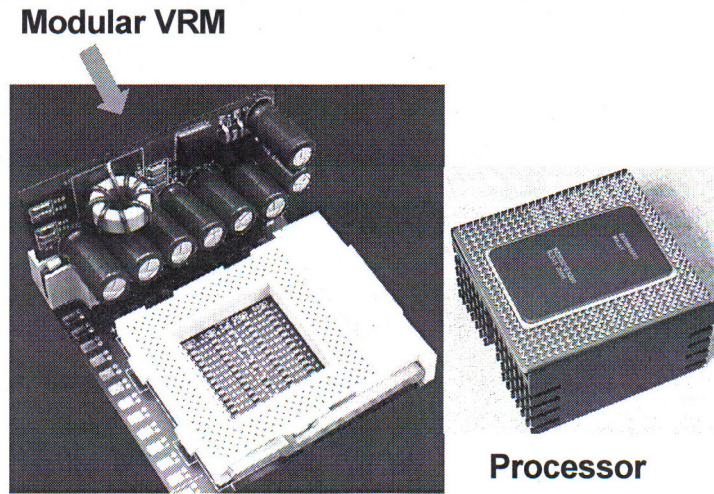


Fig. 1.8: Modulo VRM.

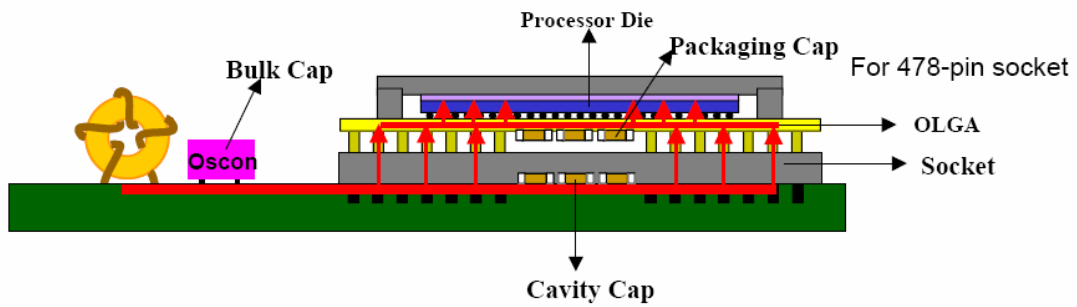


Fig. 1.9 Regulador de voltaje en placa base VRD [1.10].

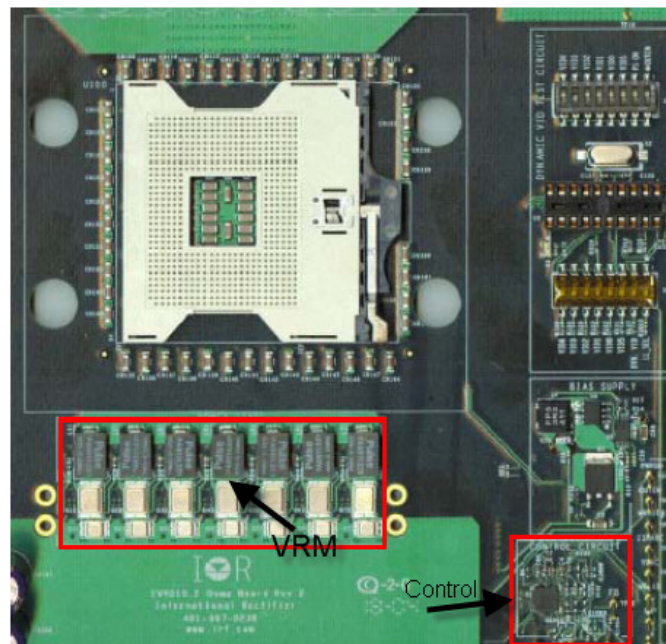


Fig. 1.10: VR sobre placa (VRD) en placa base de un Pentium IV.

El gran beneficio del VRM modular, es que este es intercambiable. El propósito del regulador de voltaje sobre la placa base es la reducción de la impedancia parasita del conector entre el VRM y la placa base.

El propósito del VRM [1.11-1.12] es mantener el voltaje del microprocesador lo más constante posible durante los periodos de respuesta transitoria. El microprocesador puede pasar entre estados de no carga a plena carga o viceversa, pero el microprocesador también tiene rápidos transitorios entre diferentes niveles de carga debido al numero de transistores involucrados en la computación. Debido a la tremenda velocidad del reloj del microprocesador, estas transiciones necesitan ser completadas rápidamente, lo que impone muy grandes “Slew-rates” a los VRMs. Las transiciones correspondientes al incremento de la corriente de carga microprocesador se llama transitorio “step-up”. La transición de bajada de la corriente de carga se llama transitorio “step-down”.

En la figura 1.11, se muestra el modelo de las distintas etapas de desacoplo de la conexión entre el VRM y el microprocesador, en ella se ilustra la magnitud de la rampa de corriente en varios puntos a través de la ruta de distribución de potencia al microprocesador, esta rampa de corriente es reducida por la contribución energética de los condensadores de desacoplo de cada etapa. Un número suficiente de etapas de desacoplo reduce la rampa de corriente lo suficiente para que entre dentro del rango dinámico de la corriente que requiere el regulador VRM [1.13-1.19].

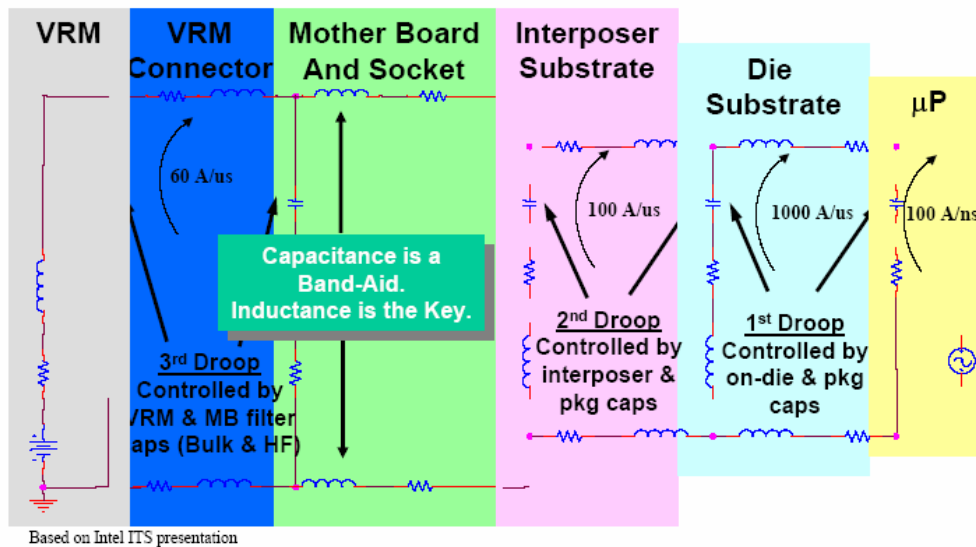


Fig. 1.11 modelo de desacoplo entre VRM y μP [1.19].

En la siguiente generación de microprocesadores, el voltaje de alimentación será de aproximadamente 1V, para poder reducir el consumo de potencia. La tolerancia del transitorio de voltaje también se espera que decrete al 2%. Para un VRM de 1,2V de salida, la desviación de voltaje es de sólo $\pm 24mV$. Altas corrientes de carga, grandes “Slew-rates” de corriente y variaciones pequeñas de voltaje son las especificaciones más exigentes de los VRMs.

1.3 Tecnologías para el diseño de VRM.

Los primeros VRs utilizados en un computador usan un único convertidor Buck convencional o topología Buck síncrona para la conversión de potencia [1.20-1.22], operan a una baja frecuencia de conmutación, con una gran inductancia de filtro que limita la respuesta transitoria [1.23-1.24].

La figura 1.12 muestra un Buck convencional, el “Metal Oxide Field Effect Transistor” (MOSFET) Q_1 transfiere la energía de la entrada a la salida. A través del inductor L . Después de que Q_1 se abre, el diodo D_1 conduce y la energía almacenada en el inductor L puede ser descargada.

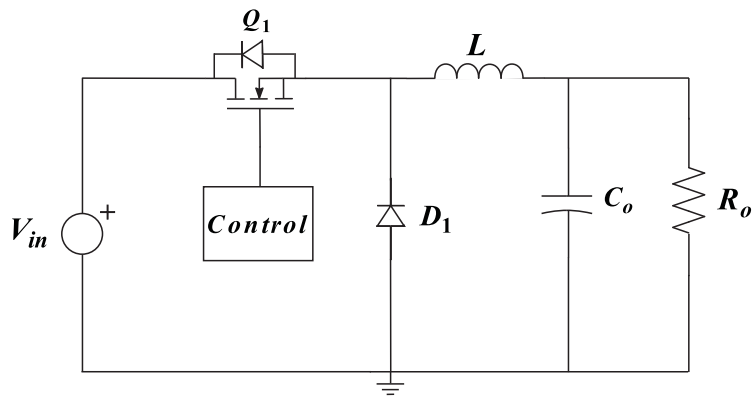


Fig. 1.12. Buck convencional para VRs.

El voltaje de salida es regulado por el tiempo en el que Q_1 esta conduciendo. Las desventajas de convertidor Buck convencional es la pérdida de potencia durante el tiempo de conducción del diodo D_1 , la cual es el producto de la caída de tensión en el diodo por la corriente que lo atraviesa. Se suelen utilizar diodos Schottky por su baja caída de tensión directa, esta caída de tensión, aunque pequeña ($\approx 0.3V$) corresponde a un porcentaje grande de la tensión de salida de convertidor cuando trabajamos a bajas tensiones. Para reducir estas desventajas, se reemplaza el diodo por un transistor MOSFET Q_2 el cual presentará una baja resistencia en estado de conducción $R_{DS(on)}$. Esta topología se muestra la figura 1.13, este convertidor lo denominamos Buck síncrono ya que los tiempos de conducción del transistor Q_2 deben de estar sincronizados con el transistor de control Q_1 . Este convertidor siempre trabaja en modo de conducción continua.

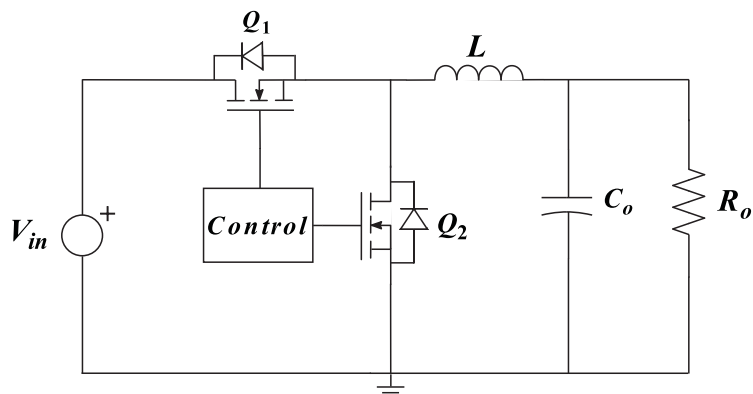


Fig. 1.13. Buck síncrono para VRs.

En el diseño de estos convertidores, la elección de la inductancia y la capacidad del filtro de salida se hacen en función de los rizados de la corriente por la inductancia L y de los rizados de la tensión en el condensador v_C trabajando el convertidor en régimen estacionario. Para un convertidor Buck las expresiones (1.2) y (1.3) nos dan el valor de pico a pico de estos rizados.

$$\Delta i_L = \frac{(V_{in} - V_o)D}{f_c L} \quad (1.2)$$

$$\Delta v_C = \frac{\Delta i_L}{8 f_c C} \quad (1.3)$$

Siendo D el ciclo de trabajo de Q_1 y f_c la frecuencia de conmutación. La relación de conversión $M(D)$ se define como la relación de entre el valor medio del voltaje de salida V_o y el valor medio del voltaje de entrada V_i bajo condiciones de estado estacionario.

$$M(D) = \frac{V_o}{V_i} \quad (1.4)$$

Para el convertidor Buck esta relación viene dada por:

$$M(D) = D \quad (1.5)$$

Esta relación se muestra en la figura 1.14, donde podemos ver que el voltaje de salida V_o es controlable entre 0 y V_i .

De la ecuación (1.2) vemos que para tener un rizado pequeño de corriente, el valor de la inductancia de filtro debe de ser grande.

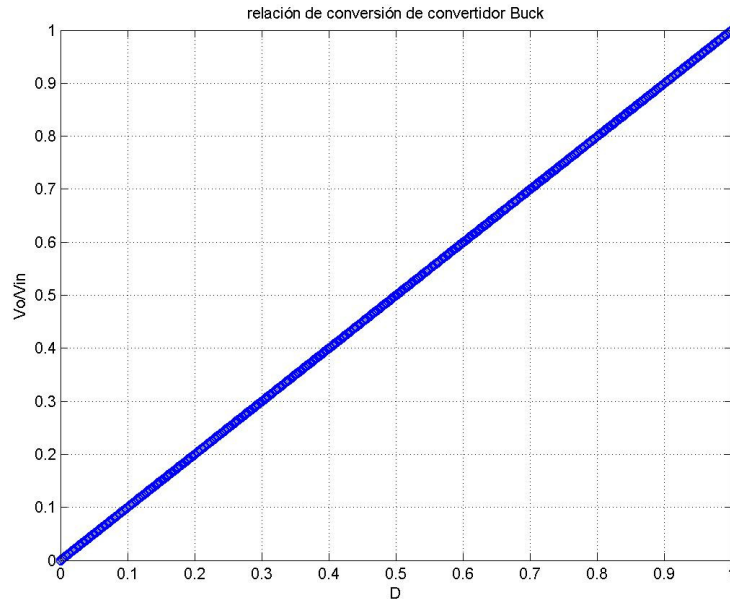


Fig.1.14: Relación de conversión $M(D)$ de un convertidor Buck.

El convertidor Buck, utilizado como VRM, deberá tener la habilidad para transferir de manera rápida la energía de la entrada a la salida durante los periodos transitorios. Esto implica la necesidad de utilizar valores de inductancias pequeños.

La utilización de inductancias pequeñas, incrementa los rizados de corriente, tal como muestra la ecuación (1.2), por lo que se tendrá que poner más capacidad de filtro.

Para mejorar la respuesta transitoria la inductancia necesita ser pequeña, esto puede hacer que los rizados del voltaje sean comparables a los picos de voltaje durante los transitorios de carga. No es práctico que los convertidores trabajen de esta manera.

Una capacidad de filtro grande es necesaria para reducir los rizados de tensión de salida en régimen estacionario del convertidor y para suministrar corriente a la carga cuando el inductor no puede transferirla.

Con la finalidad de reducir el rizado y la capacidad de salida, y para poder poner inductancias pequeñas, ha sido propuesta la conexión en paralelo de convertidores Buck lo que hará que la inductancia equivalente del filtro de salida sea n veces menor que la de un convertidor, siendo n el número de convertidores en paralelo.

$$L_p = \frac{L}{n} \quad (1.6)$$

Estos convertidores trabajan en “interleaving” por lo que la señal de control a cada uno de ellos estará desfasada $360^\circ / n$, dando como resultado una frecuencia en el

rizado de salida que es n veces mayor que la de un convertidor solo, además de obtenerse una disminución del rizado.

Los VRMs realizados mediante convertidores en “interleaving”, reducen el rizado de voltaje en estado estacionario y los picos de voltaje durante los transitorios de carga, de manera que podemos usar condensadores de menor capacidad para mantener los requerimientos del voltaje de salida, tanto en el transitorio como en el estado estacionario.

El concepto de aplicar “interleaving” a los VRM es tan usado que se ha hecho un estándar práctico en la industria de los VRM [1.26-1.29].

La figura 1.15 ilustra un convertidor Buck multifase en “interleaving” con n fases.

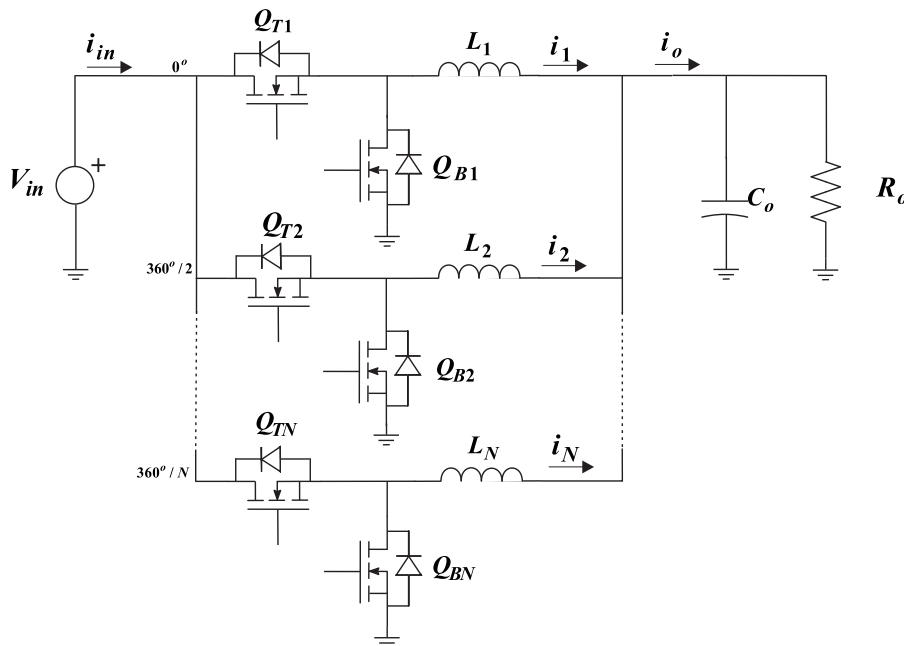


Fig. 1.15: Convertidor Buck multifase en interleaving.

El convertidor, consiste en n convertidores idénticos con las entradas interconectadas así como sus salidas. El ciclo de trabajo de los canales adyacentes tiene un desplazamiento de fase de $\varphi = 360^\circ / n$.

Dado que los inductores por fase son iguales y se les aplica los mismos voltios por segundo, el rizado de corriente es igual para todos ellos.

El valor de pico a pico del rizado de la corriente por cada inductor es Δi_L y está dado por la ecuación (1.7).

$$\Delta i_L = I_{L(\max)} - I_{L(\min)} = \frac{V_o(1-D)}{f_s L} \quad (1.7)$$

Donde $I_{L(\max)}$ e $I_{L(\min)}$ son las corrientes de pico y valle respectivamente.

El rizado neto de la corriente de salida del convertidor Buck multifase, que fluye al condensador de filtro de salida esta dado por la expresión (1.8).

$$i_{C(out)pk-pk} = \frac{V_o}{f_s L} \left[1 - \frac{m}{nD} \right] [1 + m - nD] \quad (1.8)$$

Donde $m = \text{floor}(n \cdot D)$ y la función *floor* devuelve el mayor entero menor que el argumento.

Por ejemplo, si $D < 1/n$, $m = 0$ y la ecuación (1.8) se simplifica a:

$$i_{C(out)pk-pk} = \frac{V_o(1-nD)}{f_s L} \quad (1.9)$$

Este término es más pequeño que el rizado de corriente por cada inductor de un Buck simple, debido a la cancelación del “interleaving”.

Las ecuaciones (1.7) y (1.8) describen el rizado de corriente esperado, producido este por una sola fase en un convertidor Buck multifase. El efecto de cancelación del rizado de la corriente en la topología Buck en “interleaving” se define por el factor $K_{C(out)pk-pk}$ que es cuantificado por la relación de las ecuaciones (1.7) y (1.8).

$$K_{C(out)pk-pk} = \left[1 - \frac{m}{nD} \right] \left[\frac{1 + m - nD}{1 - D} \right] \quad (1.10)$$

En la figura 1.16 se representa este parámetro $K_{C(out)pk-pk}$ en función del ciclo de trabajo D .

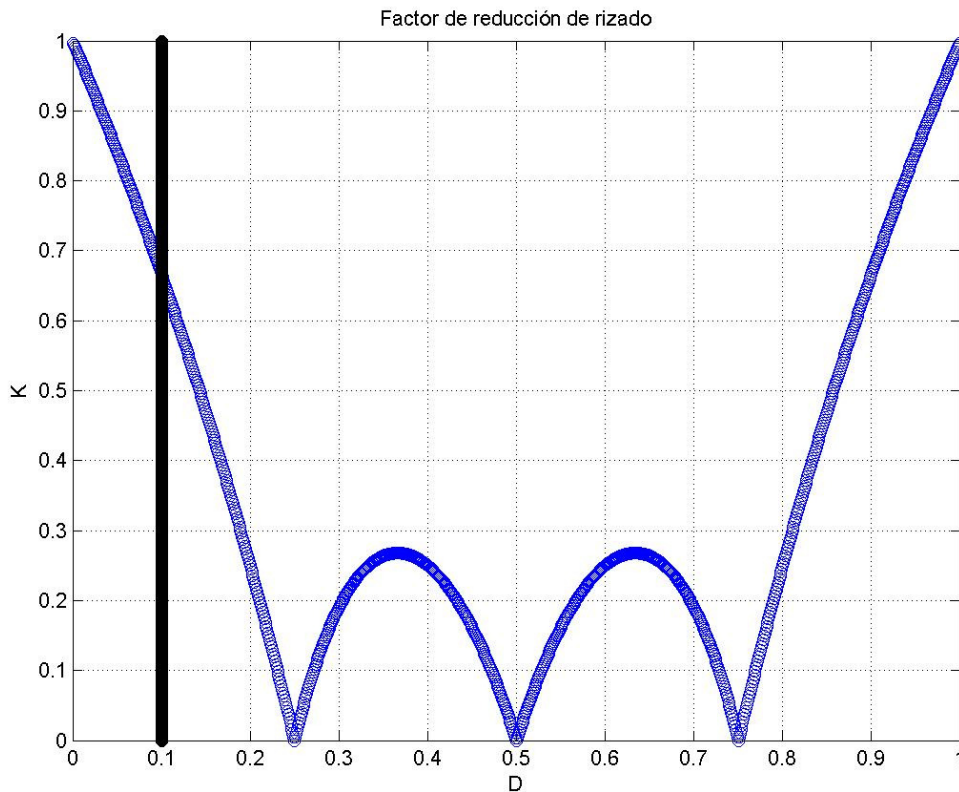


Fig. 1.16 Factor de rizados en un convertidor en interleaving de cuatro fases.

En la figura 1.16 podemos ver los puntos donde el rizado de corriente es prácticamente eliminado. Si el ciclo de trabajo satisface la ecuación (1.11), la amplitud del rizado de corriente en el condensador de filtro de salida se reduce a cero y la corriente por el condensador desaparece.

$$D_{crit} \left| = \frac{1}{n}, \frac{2}{n}, \dots, \frac{n-1}{n} \right. \quad (1.11)$$

El efecto de cancelación de rizados de la corriente por el condensador de salida es una función del número de fases y del ciclo de trabajo en estado estacionario. En la figura 1.16 podemos observar que la cancelación sucede para ciclos de trabajo de 0,25, 0,5 y 0,75. También podemos observar que en el caso de una tensión de salida muy pequeña, $D=0,1$ en un convertidor Buck, la reducción del rizado de corriente en la salida con respecto a una de las fases es solamente del 65%, aunque la reducción con respecto a la suma de las corrientes en cada fase sin “interleaving” es del $65/4\%=16,25\%$.

Algunos trabajos en aplicaciones para alimentación de microprocesadores, utilizan circuitos correctores de la corriente de carga, [1.30] [1.31] estos circuitos se colocan en paralelo con la carga tal como muestra la figura 1.17.

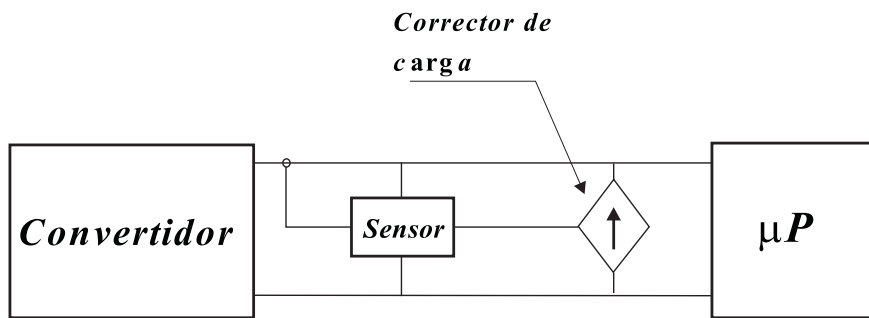


Fig. 1.17 Concepto de construcción del circuito corrector de carga.

El corrector de carga se diseña para responder a cualquier cambio de la corriente de carga y suministrar corriente a la carga, durante los periodos transitorios, mientras que el convertidor es diseñado para mantener el voltaje aplicado al μP bien regulado. Se utilizan en estos circuitos el sensado de tensión o de corriente para su control. Otros trabajos [1.32] han presentado la adición de un convertidor en paralelo figura 1.18, el convertidor principal se diseña para trabajar en estado estacionario, por lo que su respuesta es lenta y el rizado que debe presentar pequeño.

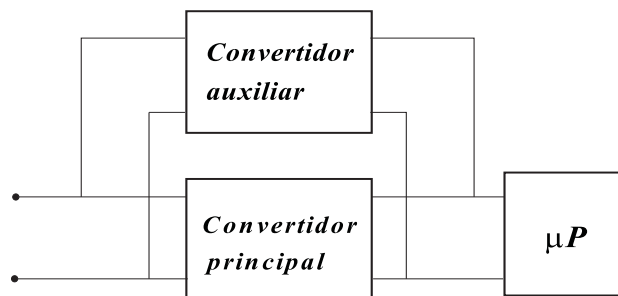


Fig. 1.18 Estructura de dos convertidores en paralelo.

El convertidor auxiliar se diseña para trabajar en operación transitoria, su propósito es suministrar el requerido Slew-rate de corriente y responder rápidamente ante un cambio de la corriente solicitada por el μP . La entrada en funcionamiento del convertidor auxiliar se basa en detectar una banda de voltaje, si el voltaje en bornes de la carga esta dentro de esta banda sólo trabaja el convertidor principal, el auxiliar solamente actúa cuando el voltaje sale de dicha banda.

1.4 Resumen del contenido.

El contenido de esta tesis se encuentra repartido en seis capítulos, en el primer capítulo se ha planteado el desafío existente hoy en día en la alimentación de los microprocesadores, debido a la necesidad de una baja tensión de alimentación, a la gran corriente que necesitan y sobre todo a la alta velocidad de variación de esta corriente en los transitorios de carga. Se ha mostrado la necesidad de colocar la alimentación de tensión lo más cerca posible del punto de utilización y se ha revisado el convertidor Buck como el más utilizado industrialmente en este tipo de alimentaciones, así como su interconexión en paralelo “interleaving”.

En el capítulo dos se explicarán los inconvenientes que presenta el convertidor Buck en este tipo de aplicaciones, sobre todo cuando la relación de conversión de tensión necesaria es muy pequeña, planteando la necesidad de utilizar convertidores con ciclos de trabajo mayores para relaciones de conversión de tensión muy bajas. Se revisan distintas topologías de conversión que han sido propuestas para esta aplicación y se presenta la topología que motiva esta tesis.

Ante la necesidad de una respuesta rápida de la fuente de alimentación ante transitorios de corriente, en el capítulo tres se revisarán los distintos métodos de control de convertidores conmutados, dando como resultado de esta revisión el método de control a utilizar en el convertidor propuesto.

En el capítulo cuatro se analizará el método de control en modo deslizante como herramienta para el análisis de los controles por histéresis de convertidores y se realizará el análisis del convertidor propuesto, así como se plantearán algunas condiciones para un diseño efectivo del mismo.

En el capítulo cinco se analiza el filtro de salida del convertidor propuesto y se obtienen condiciones para su diseño ante variaciones de la corriente de carga muy exigentes, se compara el comportamiento del convertidor propuesto con el comportamiento de un convertidor Buck, siendo ambos convertidores diseñados para tener el mismo comportamiento ante las variaciones de carga.

En el capítulo seis se presentan las conclusiones de esta tesis y se comentan las siguientes líneas de investigación resultantes de la misma.

Capítulo 2

Topologías susceptibles de ser utilizadas como VRM.

2.1 Introducción.

Para relaciones de conversión de tensión muy pequeñas en el convertidor Buck, por ejemplo cuando la tensión de salida es $V_{out} = 1.2 V$ y la tensión de entrada $V_{in} = 12 V$, el *ciclo de trabajo*, es extremadamente pequeño siendo este aproximadamente de un 10%.

Las desventajas que produce tener un *ciclo de trabajo* pequeño son:

- 1) Un *ciclo de trabajo* pequeño, produce un gran pico de corriente a través del MOSFET de lado alto (MOSFET de control), lo que incrementara considerablemente las pérdidas de conmutación.
- 2) Un *ciclo de trabajo* pequeño, degrada la respuesta dinámica, debido a que el rango de ajuste del *ciclo de trabajo* es limitado ante escalones de la carga y de la tensión de entrada.
- 3) Un *ciclo de trabajo* pequeño, reducirá la efectividad de cancelación de rizado de corriente cuando usamos *interleaving*.
- 4) Un *ciclo de trabajo* pequeño, limita la frecuencia de operación de un convertidor Buck, debido a que necesita tiempos cortos de *turn-on* y *turn-off*, lo que requiere alta corriente de *driving* (corriente que emplea el *driver* para polarizar el transistor), lo que hace el circuito difícil de diseñar.
- 5) Finalmente, es difícil sensar la corriente del MOSFET de lado alto, debido al corto tiempo de conducción.

El hecho de tener el ciclo de trabajo pequeño degrada la respuesta dinámica del convertidor Buck ante un transitorio de corriente. La figura 2.1 muestra la diferencia existente entre la corriente pedida por la carga i_{carga} y la que circula por el inductor de filtro del convertidor Buck i_L .

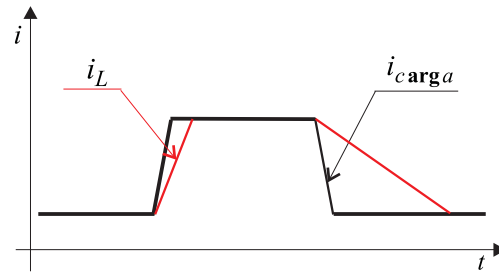


Fig. 2.1 Corrente demandada por la carga y corriente en L del Buck.

La resposta transitoria del convertidor es diferente ante un escalón de corriente de carga ascendente o descendente. Esto es debido a que las pendientes de la corriente por el inductor de filtro son muy diferentes entre los intervalos de conducción ON y OFF. Estas pendientes para el convertidor Buck son:

$$\left. \frac{di_L}{dt} \right|_{ON} = \frac{V_i - V_o}{L_2} \quad (2.1)$$

$$\left. \frac{di_L}{dt} \right|_{OFF} = \frac{-V_o}{L_2} \quad (2.2)$$

Considerando un convertidor con una tensión de entrada $V_i = 12 \text{ V}$ y una tensión de salida $V_o = 1,2 \text{ V}$, de las expresiones (2.1) y (2.2) se puede observar que la pendiente de la corriente en el intervalo ON es muy superior a la del intervalo OFF, por lo que este convertidor podrá responder mejor a transitorios de carga ascendentes que a transitorios de carga descendentes.

$$\left. \frac{di_L}{dt} \right|_{ON} > \left. \frac{di_L}{dt} \right|_{OFF} \quad (2.3)$$

En una implementación real, es más deseable tener una respuesta transitoria simétrica ante transitorios de carga.

La razón principal que tenemos para modificar el *ciclo de trabajo*, [2.1] [2.2] es el comportamiento del convertidor ante un transitorio de carga. Esto se ilustra en la figura 2.2 donde se puede observar el comportamiento ante un transitorio de un convertidor Buck. En la parte superior de la figura 2.2 el convertidor trabaja con un *ciclo de trabajo* $D = 0,5$, y el comportamiento ante los transitorios ascendente y descendente de la corriente de carga es exactamente el mismo. En la parte inferior de la figura 2.2 el convertidor trabaja con un *ciclo de trabajo* $D = 0,1$. Este presenta un comportamiento mejor ante el transitorio ascendente de la corriente de la carga debido a que el

incremento de la corriente por la bobina de filtro del convertidor es más rápido y esta puede entregar fácilmente más energía a la carga, sin embargo el comportamiento ante el transitorio descendente es peor, ya que la pendiente de la corriente por el inductor es más pequeña y la energía almacenada en la inductancia de filtro tarda más tiempo en ser descargada.

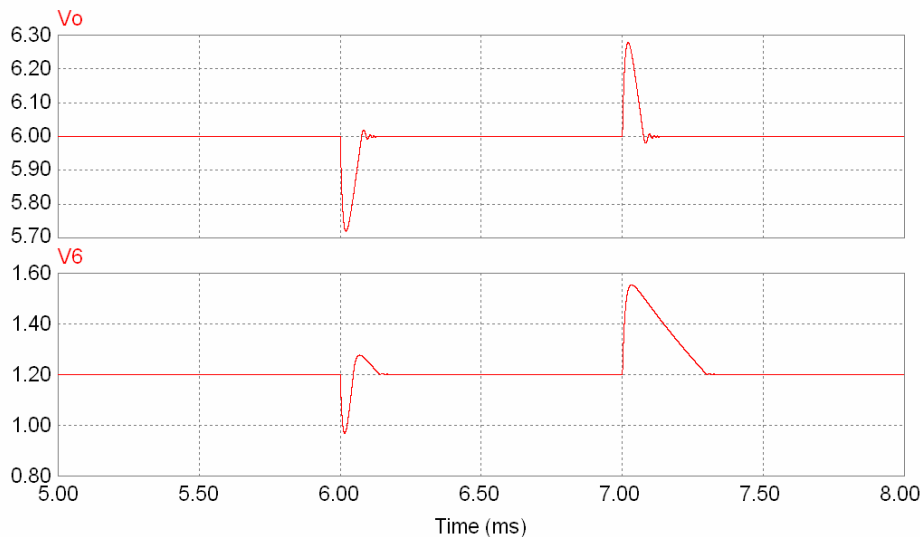


Fig. 2.2 Respuesta transitoria de un convertidor Buck, ciclo de trabajo $D = 0,5$ y $D = 0,1$.

Para resolver el problema del pequeño *ciclo de trabajo* del convertidor *Buck* se han propuesto varias topologías alternativas que aumenten el ciclo de trabajo D , para una relación de conversión de tensión $M(D)$ pequeña, clasificando estas topologías como:

- a) Topologías con acoplamiento magnético, inductor partido.
- b) Topologías con transformador.
- c) Topologías sin acoplamiento magnético.

2.2 Topologías con acoplamiento magnético.

Simplemente utilizando un inductor acoplado en el convertidor *Buck* síncrono, el *ciclo de trabajo* extremadamente pequeño, puede ser aumentado. Estas topologías de convertidores llamadas *Tapped Buck* [2.3] [2.4] [2.5] consisten en reemplazar el inductor del convertidor *Buck* básico por un inductor partido (figura 2.3), dando lugar a los conocidos circuitos convertidores de inductor partido.

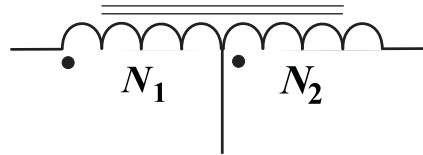


Fig. 2.3 Inductor partido.

El uso de convertidores de inductor partido nos permite reducir, el tamaño y la complejidad comparado con otros métodos de extensión del *ciclo de trabajo*, tal como poner varios convertidores básicos en cascada o el uso de transformadores con múltiples bobinados.

Las topologías *Buck* de inductor partido [2.6] [2.7] [2.8] [2.9] dependiendo de donde se conecta la partición del bobinado se clasifican como:

Diodo a partición.

Conmutador a partición.

Entrada a partición.

Dichas topologías e comentan a continuación.

Diodo a partición.

La figura 2.4 nos muestra el circuito de esta topología, donde en lugar del diodo hay un transistor, por lo que la rectificación es síncrona.

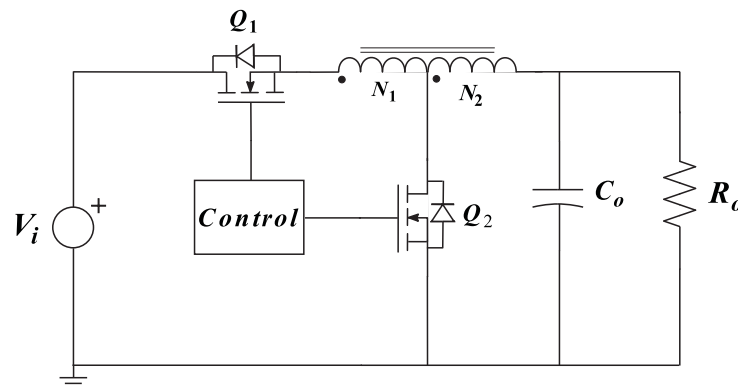


Fig. 2.4 Rectificador síncrono diodo a partición.

Considerando la relación de transformación entre las dos partes de la bobina como:

$$n = \frac{N_1}{N_2} \quad (2.4)$$

Donde N_j es el número de espiras de cada parte de la bobina, la ganancia de tensión de este convertidor viene dada por:

$$M(D) = \frac{D}{1 + n(1 - D)} = \frac{V_o}{V_i} \quad (2.5)$$

Por lo que se puede ver que se dispone de un grado más de libertad, por lo tanto se puede aumentar el ciclo de trabajo simplemente ajustando una relación de espiras adecuada.

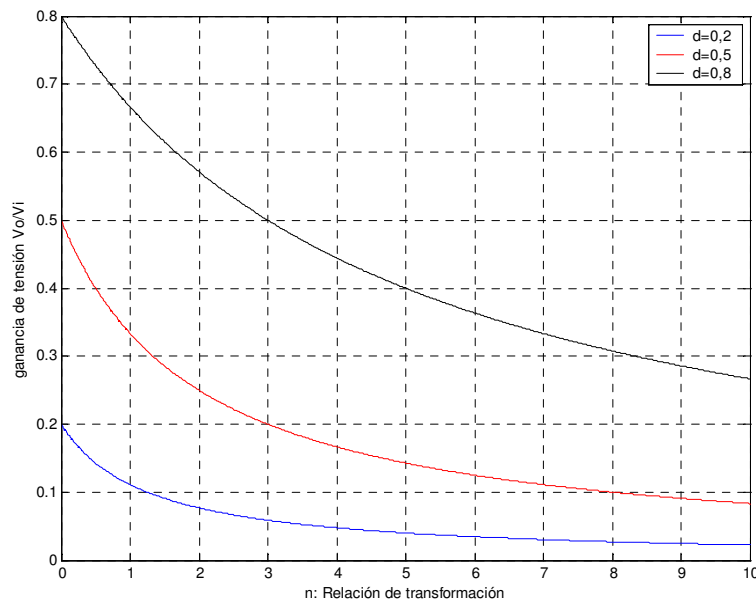


Fig. 2.5 Relación de tensiones del Tapped-Buck, en función de n para varios valores de D .

En la figura 2.5 se muestra la ganancia de tensión $M(D)$ del convertidor representado en la figura 2.4 en función de la relación de transformación para distintos ciclos de trabajo. Se puede observar que para un ciclo de trabajo de $D=0.5$ y ajustando la relación de espiras en $n=8$, la relación de conversión de tensión es $M(D)=0.1$, por lo que se ha extendido el *ciclo de trabajo* para esta ganancia de tensión del convertidor.

Modificando también en este caso la relación de espiras podemos ajustar las pendientes de la corriente que circula por el devanado $N_2(L_2)$ para lograr que estas pendientes sean iguales durante el intervalo ON como en el OFF.

Cuando el transistor Q_1 de la figura 2.4 está conduciendo, la pendiente de la corriente que circula por L_2 hacia el condensador viene dada por:

$$\left. \frac{di_{L2}}{dt} \right|_{ON} = \frac{V_i - V_o}{(n+1)^2 L_2} \quad (2.6)$$

Cuando Q_1 es conmutado a OFF, la pendiente de la corriente i_{L2} es:

$$\left. \frac{di_{L2}}{dt} \right|_{OFF} = -\frac{V_o}{L_2}$$

Tomando como ejemplo los siguientes valores $V_i = 12V$, $V_o = 1,2V$ y $L_2 = 10\mu H$, la figura 2.6 nos muestra cuando estas dos pendientes son iguales.

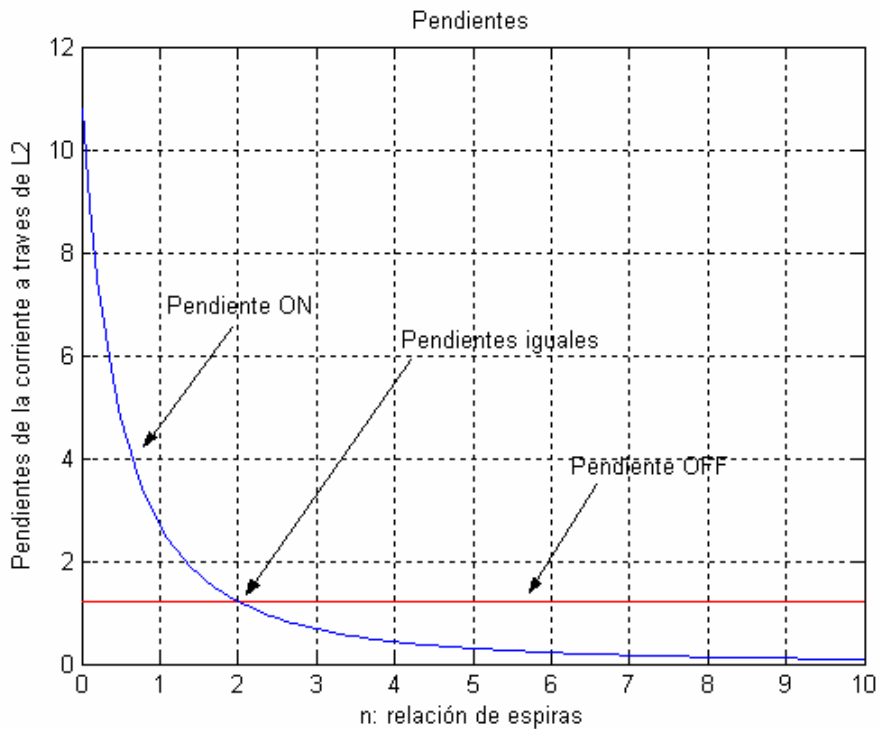


Fig. 2.6 Relación entre el slew-rate de la corriente por el inductor y la relación de espiras.

En la figura 2.6 se observa que para obtener unas pendientes de subida y bajada iguales de la corriente que circula por el devanado N_2 del inductor de filtro, la relación de espiras debe de ser $n = 2$. Esta relación de espiras nos hace que el *ciclo de trabajo* no se haya expandido mucho. Para este caso de $n = 2$ y ganancia del convertidor $M(D) = 0.1$ utilizando la ecuación (2.5), obtenemos $D = 0.25$. Podemos ver que con este tipo de convertidor podemos extender el *ciclo de trabajo*, aunque no podemos obtener al mismo tiempo las pendientes de la corriente por inductor iguales y $D = 0.5$ con una relación entrada salida $M(D) = 0.1$.

Conmutador a partición.

La figura 2.7 nos muestra un convertidor *Buck* donde el conmutador de control esta conectado en el punto de partición del bobinado del inductor de filtro.

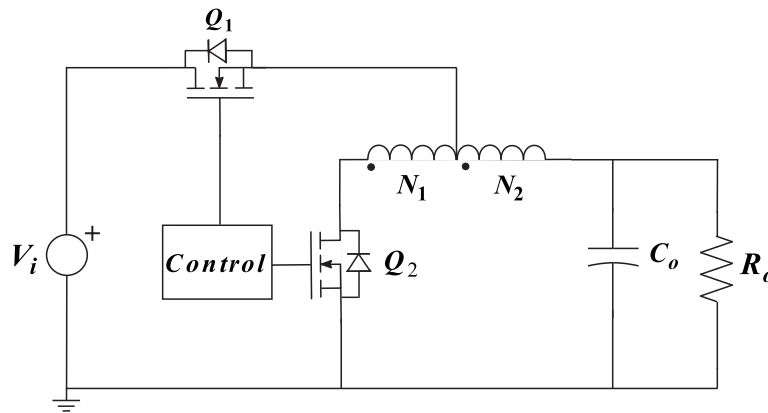


Fig. 2.7: Conmutador de control a partición.

Considerando que la relación de espiras entre las dos partes de la bobina es la dada en la ecuación 2.4, la ganancia de tensión de esta topología viene dada por:

$$M(D) = \frac{D(n+1)}{1+nD} \quad (2.7)$$

De la ecuación (2.7) se desprende que para obtener una relación de conversión de voltaje $M(D) = 0,1$ y que el ciclo de trabajo del transistor de control sea $D = 0,5$, resulta que sería necesaria una relación de espiras $n = -0,88$. No siendo posible obtener a la vez una baja relación de conversión de tensión y un ciclo de trabajo próximo a 0,5.

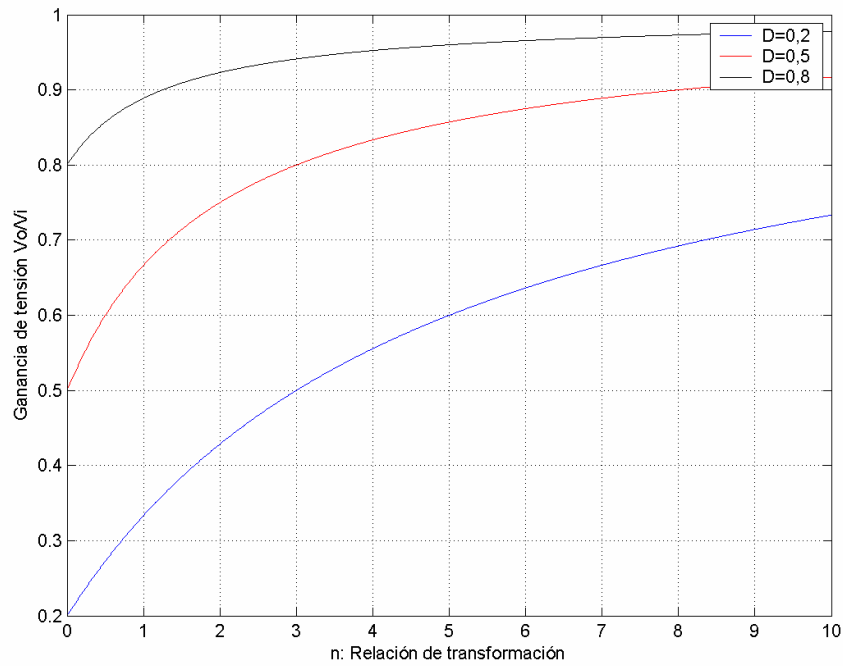


Fig. 2.8 Ganancia de tensión, conmutador a partición.

En la figura 2.8 se observa que aunque esta topología corresponde a un convertidor reductor Buck, no podemos conseguir ajustando la relación de espiras una ganancia en tensión $M(D)$ menor de 0,2.

Siendo las pendientes del devanado N_2 igual a:

$$\left. \frac{di_{L2}}{dt} \right|_{ON} = \frac{(V_i - V_o)}{L_2} \quad (2.8)$$

$$\left. \frac{di_{L2}}{dt} \right|_{OFF} = -\frac{V_o}{(n+1)^2 L_2} \quad (2.9)$$

Igualando ambas pendientes, la relación de espiras es:

$$n = \sqrt{\frac{V_o}{V_i - V_o}} - 1 \quad (2.10)$$

De la expresión (2.10) se deduce que para relaciones de conversión donde $2V_o < V_i$, la relación de transformación será negativa y no se podrán ajustar las pendientes de la corriente para que sean iguales en la parte de bobinado de inductancia L_2 .

Entrada a partición.

La última de las topologías reductoras de inductor partido es la de entrada a partición, tal como muestra la figura 2.9.

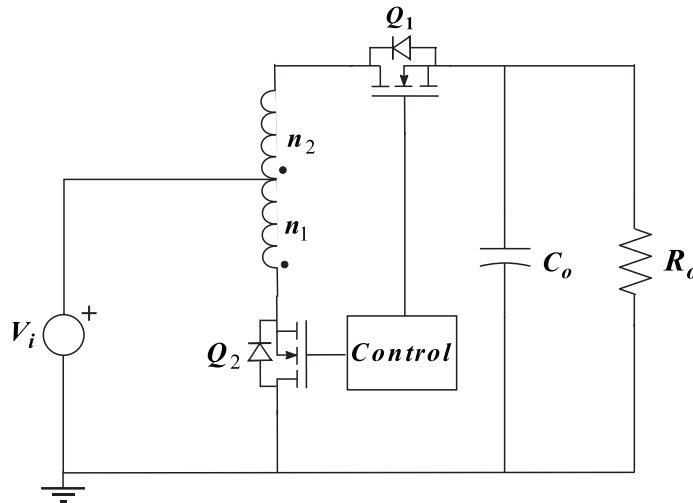


Fig.2.9 Convertidor Buck de inductor partido, entrada a partición.

Este convertidor presenta una ganancia de tensión de:

$$M(D) = \frac{D(n+1)-1}{Dn} \quad (2.11)$$

Para tener una relación de conversión de tensión de $M(D) = 0,1$, la relación de espiras de las bobinas acopladas es $n = 1,11$, en el caso de que la relación de espiras de este convertidor sea $n = 1$, la relación de conversión de tensión es.

$$M(D) = \frac{2D-1}{D} \quad (2.12)$$

Siendo esta relación igual a la que corresponde con el convertidor Watkins-Johnson.

Este convertidor además de la discontinuidad en la corriente de salida presentan los siguientes problemas con respecto al convertidor Buck. Para un convertidor Buck convencional, cuando el transistor Q_1 está en estado OFF y el diodo de body del transistor Q_2 está en ON, el terminal de fuente de Q_1 está conectado a masa, por lo que un simple “bootstrap driver” puede poner en conducción el MOSFET de lado alto Q_1 muy fácilmente. Para un Buck de inductor partido el driver del transistor de control Q_1 , no tiene un diseño simple, esto es debido a que la conexión del terminal de fuente es flotante.

El problema principal de este tipo de convertidores, es la dificultad de obtener un acoplamiento perfecto entre las dos partes de la inductancia de filtro, esto dará lugar a la aparición de un gran pico de voltaje, esto ocurre cuando el transistor de control pasa a estado de no conducción, la energía almacenada en la inductancia de pérdidas del bobinado N_1 , no puede ser transferida al bobinado N_2 . Una corriente de pérdidas resonará con la capacidad (drenador-surtidor) del transistor de control Q_1 y generará un gran pico de voltaje entre los terminales del transistor, dando como resultado unas mayores pérdidas de conmutación o dañar el transistor Q_1 .

2.3 Topologías aisladas con transformador.

Introducción.

En gran número de aplicaciones, es deseable incorporar un transformador de alta frecuencia dentro del convertidor conmutado [2.3], con el fin de obtener aislamiento entre la entrada y la salida del convertidor, también se introduce el transformador cuando se requiere una gran relación de conversión de tensión, tanto para reducir la tensión como para incrementarla, el uso de transformador puede permitir una relación de conversión más óptima.

Vamos a ver como en estos convertidores mediante el ajuste de la relación de transformación n , podemos incrementar el ciclo de trabajo para conversiones que reduzcan mucho la tensión de salida del convertidor, así como el ajuste de las pendientes de la corriente que suministramos al condensador de filtro de salida, con la finalidad de poder hacerlas iguales.

Las topologías de convertidores con transformador de aislamiento, se pueden clasificar de acuerdo al ciclo de histéresis del núcleo del transformador. Un convertidor aislado es asimétrico si el punto de operación del ciclo de histéresis permanece en el mismo cuadrante, cualquier otro convertidor es denominado simétrico, las topologías mostradas a continuación son usadas comúnmente como versiones aisladas del convertidor Buck, estas son:

Convertidores asimétricos.

Las topologías más comunes de convertidores asimétricos son:

Convertidor Flyback.

Convertidor Forward.

Convertidores simétricos.

Las topologías más comunes de convertidores simétricos son.

Convertidor Push Pull.

Convertidor Half Bridge.

Convertidor Full Bridge.

A continuación se examinan estas topologías en lo que respecta a la relación de conversión de tensión y la simetría de las pendientes de la corriente por el inductor de filtro de salida. Estas topologías han sido propuestas para ser utilizadas en módulos VRMs. [2.10] [2.11] [2.12] [2.13] [2.14] [2.15] [2.16].

Convertidor Flyback.

La figura 2.10 muestra un convertidor Flyback, este convertidor está basado en el convertidor Buck-Boost, donde la bobina de filtro del Buck-Boost es sustituida por un transformador de aislamiento. El bobinado primario es utilizado cuando el transistor Q_1 conduce y el bobinado secundario es utilizado cuando el diodo D conduce, la corriente no fluye simultáneamente en ambos bobinados del transformador.

Cuando el transistor Q_1 conduce, la energía suministrada por la fuente V_i es almacenada en el transformador. Cuando el que conduce es el diodo D esta energía almacenada es transferida a la carga.

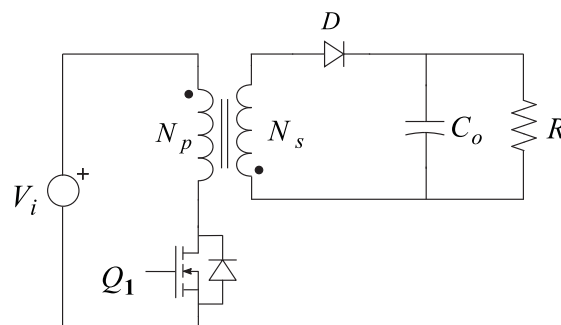


Fig. 2.10 Convertidor Flyback.

La relación de espiras del transformador es:

$$n = \frac{N_p}{N_s} \quad (2.13)$$

Consideramos el convertidor trabajando en régimen estacionario, tenemos que cuando Q_1 conduce, la tensión aplicada al devanado del primario es:

$$v_p = V_i \quad (2.14)$$

Cuando el transistor Q_1 está cortado la tensión en el primario es:

$$v_p = -nV_o \quad (2.15)$$

Considerando que el balance de voltios por segundo en el devanado primario del transformador tiene que ser cero durante los intervalos de conmutación.

$$\langle v_p \rangle = DV_i + (1-D)(-nV_o) = 0 \quad (2.16)$$

De la ecuación (2.16) deducimos:

$$M(D) = \frac{D}{n(1-D)} \quad (2.17)$$

Como se puede observar en la expresión (2.17), que si se elige adecuadamente la relación de transformación se puede extender el ciclo de trabajo del convertidor para obtener relaciones de tensión entrada salida del convertidor del orden de $M(D) \approx 0.1$.

Para conseguir la pendiente simétrica de la corriente que circula por el secundario del transformador, N_s debemos hacer que las pendientes de la corriente de magnetización sean exactamente iguales, en cada intervalo de conducción del convertidor.

$$\left. \frac{di_m}{dt} \right|_{ON} = \frac{V_i}{L_m} \quad (2.18)$$

$$\left. \frac{di_m}{dt} \right|_{OFF} = \frac{-nV_o}{L_m} \quad (2.19)$$

Resultando:

$$\frac{V_o}{V_i} = \frac{1}{n} \quad (2.20)$$

Podemos ver que para una tensión de entrada $V_i = 12 V$ y de salida $V_o = 1.2 V$, se obtiene unas pendientes iguales para $n = 10$ y el ciclo de trabajo resultante correspondiente es $D = 0.5$.

Un problema que aparece en los convertidores con bobinas acopladas o transformadores es conseguir un acoplamiento perfecto, por lo que aparecerá una inductancia de pérdidas, esta inductancia denominada L_a está efectivamente en serie con el transistor Q_1 . Cuando el transistor Q_1 pasa al estado de no conducción, interrumpe la corriente a través de la inductancia de pérdidas L_a , induciendo un voltaje:

$$v_{La} = L_a \frac{di_{La}}{dt} \quad (2.21)$$

Apareciendo una tensión en bornes del transistor como muestra la figura 2.11.

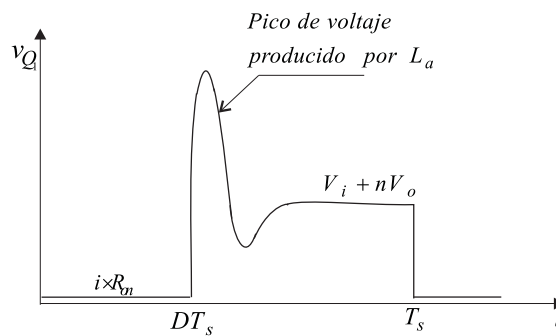


Fig. 2.11 Pico de voltaje en el transistor producido por la inductancia de pérdidas.

Si la magnitud del pico de voltaje excede el voltaje máximo del transistor MOSFET, este puede fallar. Esto hace necesario el uso de redes amortiguadoras (snubber) para eliminar este pico.

Convertidor Forward.

La figura 2.12 muestra un convertidor Forward, donde consideramos el transformador como ideal. Se analiza como en los casos anteriores, la influencia de la relación de espiras del transformador de este convertidor en el aumento del ciclo de trabajo y en obtener unas pendientes de la corriente por el inductor de filtro L simétricas, para el tratamiento del transitorio de carga.

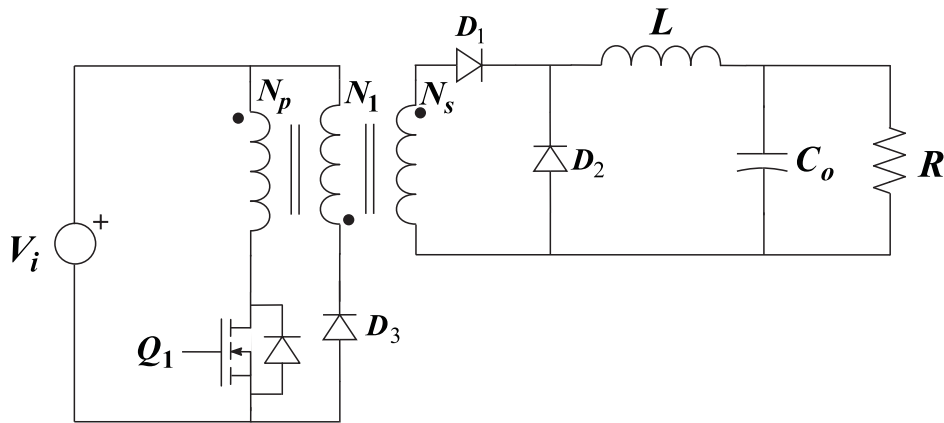


Fig. 2.12 Convertidor Forward.

Considerando que el convertidor trabajando en estado estacionario, el valor medio de la tensión en el inductor L durante un periodo de conmutación de Q_1 debe ser cero $\langle v_L \rangle = 0$, de donde se obtiene:

$$M(D) = \frac{N_s}{N_p} D = \frac{D}{n} \quad (2.22)$$

De la expresión (2.22) podemos ver que para una relación de tensiones de $M(D) = 0,1$, se puede obtener un ciclo de trabajo de $D = 0,5$ con una relación de espiras de $n = 5$. Analizando las pendientes de la corriente por el inductor de filtro L , estas serán iguales si:

$$\frac{V_i}{n} = 2V_o \quad (2.23)$$

Con esta topología convertidora se puede aumentar el ciclo de trabajo del conmutador y conseguir un comportamiento simétrico en la corriente del inductor para relaciones muy bajas de tensión en el convertidor.

Convertidor Push-Pull.

El convertidor Buck Push-Pull se representa en la figura 2.13. La disposición Push-Pull necesita dos señales de control tal como muestra la figura 2.14, de forma que el gobierno de ambos conmutadores se realiza alternativamente, reseteándose el transformador de forma automática al final de cada periodo de conducción, las señales aplicadas a los transistores deben de ser exactamente simétricas, ya que de lo contrario el núcleo se llevaría a saturación. La simetría de las tensiones aplicadas a cada uno de

los devanados del primario del transformador puede verse alterada, bien debido a las características de los transistores o bien a la falta de simetría de los devanados del transformador. De los métodos diseñados para corregir este posible desequilibrio, el más apropiado consiste en el control del convertidor en modo de corriente del primario, de forma que una vez detectado el error de cancelación o de desbalance de la corriente del primario, ésta se corrige mediante modificación del ancho de los impulsos de cada señal de conmutación.

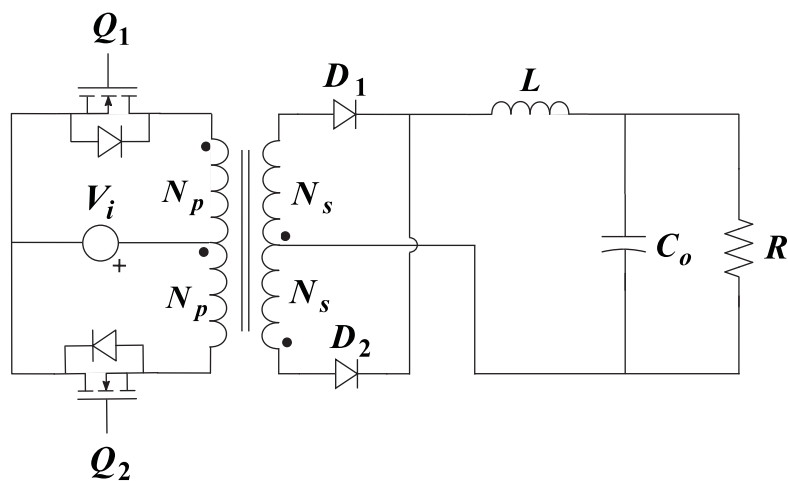


Fig. 2.13 Buck Push-Pull.

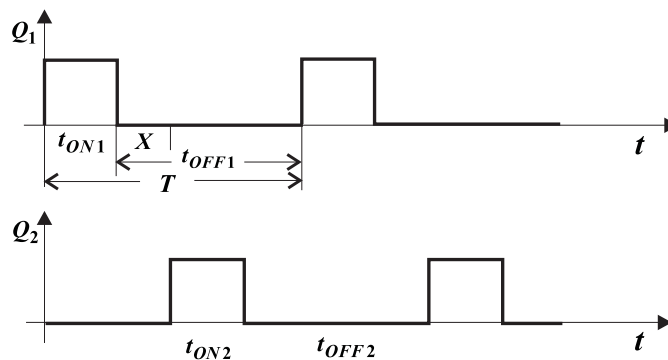


Fig.2.14 Señales de control de los transistores.

Suponiendo que se ha alcanzado el régimen permanente, cuando uno de los transistores conduce el otro está polarizado en la zona de corte, aplicando la tensión de alimentación al devanado primario e induciendo en el secundario una tensión del mismo signo afectada por la relación de transformación, esto hace que conduzca el diodo D_1 y se bloquee el diodo D_2 . En este intervalo la tensión en bornes del inductor de filtro es:

$$v_L = \frac{N_s}{N_p} V_i - V_o = \frac{V_i}{n} - V_o \quad (2.24)$$

Como se observa en la figura 2.14 en el intervalo X ambos transistores permanecen bloqueados, por lo que el devanado primario queda desconectado de la tensión de entrada, bajo estas condiciones la bobina L invierte su tensión pasando a conducir los dos diodos, la tensión del secundario es cero, liberándose de esta forma la energía remanente almacenada en el núcleo del transformador, en este intervalo la tensión en la bobina L es:

$$v_L = -V_o \quad (2.25)$$

Durante el siguiente intervalo de conducción correspondiente al transistor Q_2 figura 2.12 el funcionamiento de los transistores queda invertido. De esta forma, teniendo en cuenta ambas señales de conmutación la señal se repite con un periodo.

$$t_{ON} + X = \frac{T}{2} \quad (2.26)$$

Igualando a cero el valor medio de la tensión en la bobina para el periodo $T/2$

$$\langle v_L \rangle = \frac{(\frac{V_i}{n} - V_o)t_{ON} - V_o X}{\frac{T}{2}} = 0 \quad (2.27)$$

La relación de conversión de tensión del convertidor para una de las señales control es:

$$M(D) = \frac{V_o}{V_i} = \frac{2D}{n} \quad (2.28)$$

El ciclo de trabajo máximo debe limitarse a valores inferiores al 50%, ya que, si ambos transistores conducen al mismo tiempo se produce un cortocircuito.

Para cumplir el objetivo de tener una corriente por el inductor L , con una pendiente de corriente en ON igual que en OFF debe cumplirse.

$$\frac{\frac{V_i}{n} - V_o}{L} = \frac{V_o}{L} \quad (2.29)$$

Dando como condición:

$$\frac{V_o}{V_i} = \frac{1}{2n} \quad (2.30)$$

En el convertidor Push-Pull para tener unas pendientes simétricas de las corrientes en L , para una relación de ganancia del convertidor $M(D) = 0,1$, debe de ser $n = 5$ y $D = 0,25$.

Convertidor Half Bridge.

En la figura siguiente se muestra un convertidor directo en medio puente denominado Half Bridge.

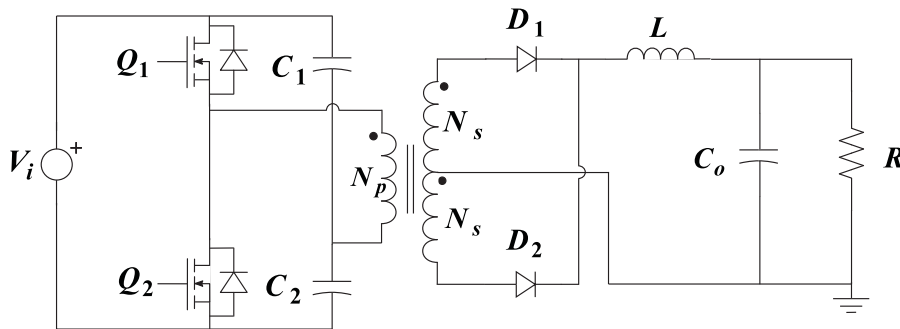


Fig.2.15 Convertidor Half Bridge.

Este convertidor se diferencia del convertidor Push-Pull el primario del transformador esta formado por un solo devanado al cual se le aplica una tensión continua de forma alternativa, los condensadores en el circuito del primario actúan como divisor de tensión capacitivo y cierran el circuito del primario a través de los conmutadores que trabajan alternativamente, por lo que se aplica al devanado primario en cada ciclo de los conmutadores una tensión.

$$V_p = \frac{V_i}{2} \quad (2.31)$$

Siendo entonces la tensión aplicada a la inductancia L .

$$v_L = \frac{V_i}{2n} - V_o \quad (2.32)$$

Durante el intervalo de tiempo que ambos conmutadores permanecen bloqueados, se produce un reset del transformador de forma automática, repartiéndose por igual la corriente la corriente a través de cada secundario, en este intervalo la tensión en L es:

$$v_L = -V_o \quad (2.33)$$

Como se observa el comportamiento del circuito secundario es exactamente igual que en el convertidor Push-Pull, por lo que la relación entre la tensión de entrada y salida de este convertidor en estado estacionario es:

$$M(D) = \frac{V_o}{V_i} = \frac{D}{n} \quad (2.34)$$

El ciclo de trabajo de este convertidor está limitado a ser $D \leq 0,5$, y para conseguir que las pendientes del rizado de corriente por el inductor L sean iguales, el ciclo de trabajo debe de ser $D = 0,25$.

Convertidor Full Bridge.

Este convertidor es presentado en la figura 2.16, es una variación del convertidor Half Bridge con la finalidad de reducir el stress de los transistores de control, el primario del transformador es controlado simétricamente, de tal manera que la cantidad neta de voltios por segundos aplicados a este devanado durante los periodos de conmutación es igual a cero. Durante el primer periodo de conmutación los transistores Q_1 y Q_4 conducen durante un tiempo DT_s , siendo la tensión en el secundario del transformador.

$$V_s = \frac{N_s}{N_p} V_i = \frac{V_i}{n} \quad (2.35)$$

Y la tensión en el inductor de filtro L es:

$$v_L = \frac{V_i}{n} - V_o \quad (2.36)$$

Seguidamente todos los conmutadores pasan al estado OFF, produciéndose el reset del transformador y la tensión en el inductor L es:

$$v_L = -V_o \quad (2.37)$$

A continuación se repite el mismo ciclo, siendo en este caso los transistores Q_2 y Q_3 los que conducen.

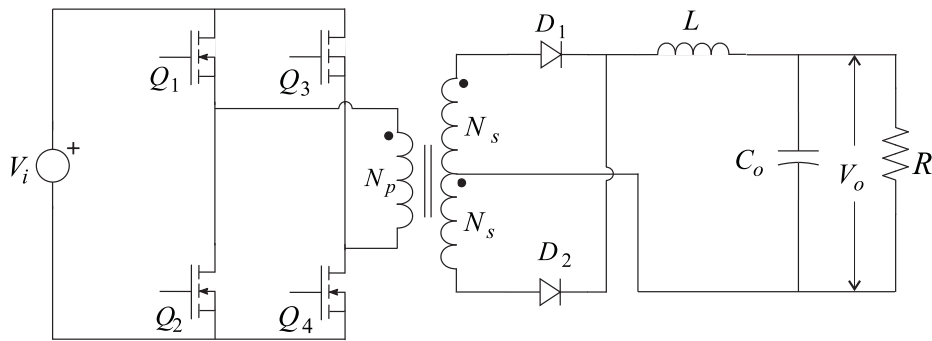


Fig. 2.16 Convertidor Full-Bridge

La relación entre la tensión de entrada y la de salida de este convertidor en estado estacionario es:

$$M(D) = \frac{V_o}{V_i} = \frac{2D}{n} \quad (2.38)$$

Como en los convertidores Push-Pull y Half Bridge el ciclo de trabajo de los transistores debe de ser menor del 50%. Pudiéndose obtener una respuesta simétrica ante transitorios de carga, aunque como en los dos convertidores citados anteriormente el ciclo de trabajo de los transistores debe de ser del 25%.

En la práctica, existen pequeños desequilibrios que producen pequeñas diferencias en la caída directa de tensión en los transistores durante los intervalos de conducción, por lo que se produce un voltaje medio pequeño pero no cero en el primario del transformador que puede conducir a la saturación del transformador. Esta saturación del transformador bajo condiciones de estado estacionario puede evitarse colocando un condensador en serie con el devanado primario del transformador. Los desequilibrios inducen una componente de voltaje continua en el condensador en vez de en el devanado primario. Otra solución es el uso de control de corriente, en este caso el condensador en serie es omitido.

La tabla 2.1 resume los convertidores con acoplamiento anteriormente indicados, en lo que respecta a poder extender su ciclo de trabajo hasta un 50% y que las corrientes por el inductor de filtro de salida sean simétricas, para su aplicación en módulos VRM.

Tipo de convertidor	Extensión ciclo trabajo al 50%	Pendiente simétrica	Ambos
Diodo a partición	Si	Si	No
Conmutador a partición	No	No	No
Entrada a partición	Si	No	No
Flyback	Si	Si	Si
Fordward	Si	Si	Si
Push-Pull	No	Si	No
Half Bridge	No	Si	No
Full Bridge	No	Si	No

Tabla 2.1 Comparación de los distintos convertidores con transformador y con inductor partido.

2.4 Topologías directas sin aislamiento ni acoplamiento.

Diversos trabajos realizados [2.17] [2.18] [2.19], sintetizan un conjunto de convertidores conmutados con la estructura mostrada en la figura 2.17, donde la célula convertidora está formada por combinaciones topológicas de inductancias, condensadores y conmutadores, tal que, cuando se aplica un voltaje de entrada y se pone una carga, el ciclo de trabajo tiene el control del voltaje de salida.

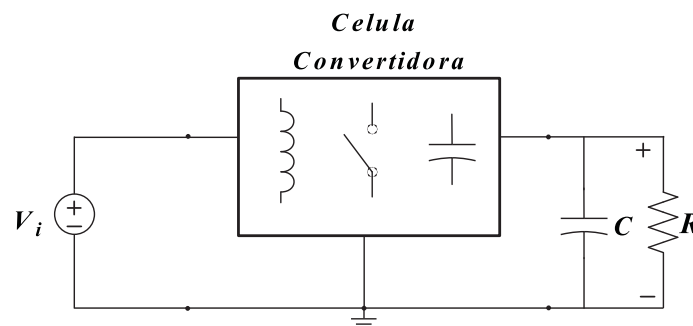


Fig. 2.17 Estructura general de los convertidores básicos.

Los convertidores que tiene esta estructura, son convertidores continua-continua, tensión-tensión y sin aislamiento, con dos interruptores.

De la clasificación obtenida en [2.17], solamente se consideran los convertidores reductores con dos conmutadores, que como el convertidor Buck, tienen una tensión de salida positiva menor que la entrada.

$$0 < V_o < V_i \quad (2.39)$$

Estos convertidores podemos dividirlos en dos conjuntos. El primero, de ellos comparte la relación entrada-salida del convertidor Buck.

$$M(D) = \frac{V_o}{V_i} = D \quad (2.40)$$

Este conjunto de convertidores se representa en la figura 2.18.

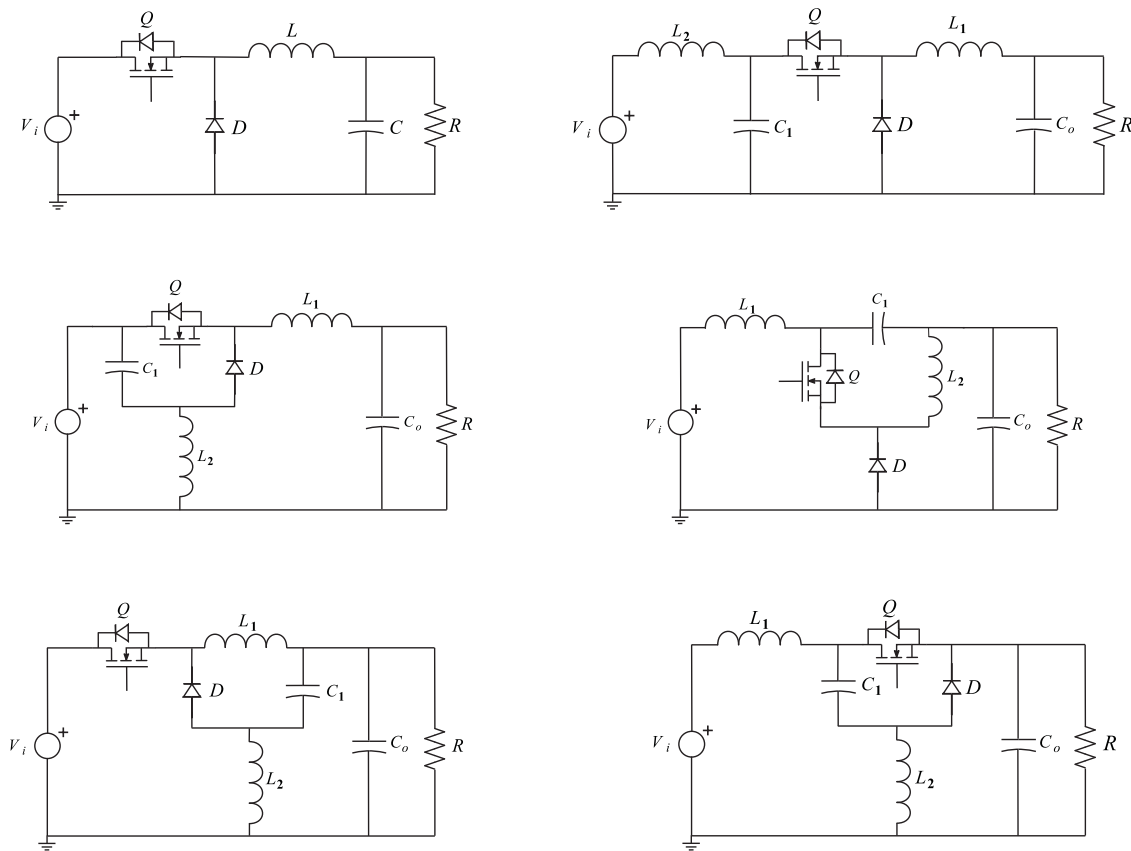


Fig. 2.18 Convertidores con relación entrada-salida $M(D) = D$.

El segundo conjunto de convertidores reductores tienen la relación entrada-salida.

$$M(D) = \frac{V_o}{V_i} = \frac{2D-1}{D} \quad D > 0,5 \quad (2.41)$$

Estos convertidores están representados en la figura 2.19.

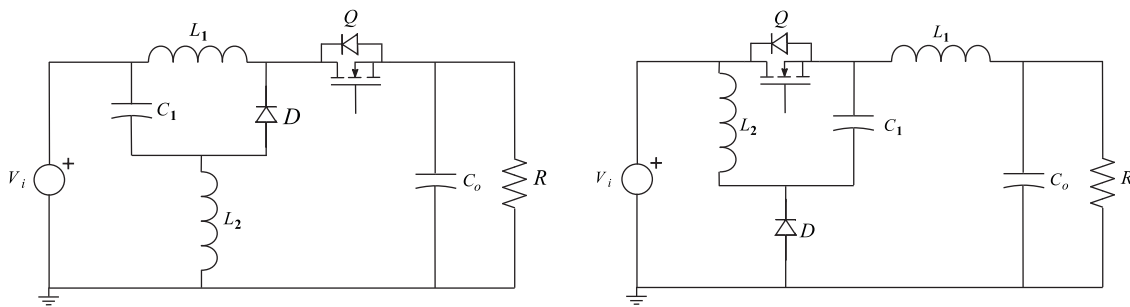


Fig. 2.19 Convertidores con relación entrada-salida $M(D) = \frac{2D-1}{D}$

Para el correcto funcionamiento de estos convertidores D debe ser mayor de 0,5. En caso contrario, las corrientes y tensiones invierten su signo.

Del primer grupo de convertidores, vemos que su comportamiento estático corresponde con un convertidor Buck, donde se puede observar que no se dispone de ningún parámetro que nos permita extender el ciclo de trabajo, ni poder ajustarlo a un valor que nos permita obtener unas pendientes iguales de la corriente que se suministra al condensador de filtro.

En el segundo grupo, figura 2.19 y relación estática entrada-salida (2.41), se puede observar que se obtiene una relación entrada-salida $M(D) = 0.1$, con un ciclo de trabajo $D = 0,526$. En el primer convertidor del grupo la corriente de salida es discontinua, por lo que ante un transitorio deberá ser el condensador de filtro el que suministre toda la corriente a la carga, como consecuencia el condensador deberá de ser de gran capacidad. En el segundo, podemos ajustar las pendientes por el inductor de salida para que sean aproximadamente iguales, esto nos permitirá una respuesta simétrica del convertidor, ante transitorios de carga.

Considerando la topología de la derecha representada en la figura 2.19 como adecuada para ser utilizada como módulo VRM, esto es porque para muy bajas relaciones de conversión de tensión el ciclo de trabajo se aproxima al 50% y como consecuencia las pendientes de la corriente por el inductor de filtro son prácticamente simétricas.

La relación entre la tensión de entrada y salida de este convertidor corresponde a la obtenida para el convertidor Watkins-Johnson, ecuación (2.12), por lo que este convertidor será denominado en esta tesis como convertidor Watkins-Johnson de dos inductores “*Two Inductors Watkins-Johnson*”(TIWJ)

Capítulo 3

Control de convertidores de potencia para módulos VRM.

3.1 Introducción.

Una fuente de alimentación conmutada regulada mediante un lazo de realimentación, está constituida por una planta y un compensador tal como se muestra en la figura 3.1. La planta está formada por los conmutadores y los elementos de filtro L y C , y se denomina etapa de potencia. Un conjunto de conmutadores, con al menos dos posiciones diferentes, determinará la evolución de las corrientes y las tensiones en los elementos de filtro. Dichos conmutadores se gobernarán mediante una señal denominada función de conmutación $d(t)$. La señal de salida de este sistema, que debe estar regulada, es el voltaje de salida de la fuente $v_o(t)$. El compensador procesará la medida del voltaje de salida $v_o(t)$ y suministrará la señal de control ' v_c ' y está a su vez, será la entrada del modulador de anchura de pulsos, proporcionando como resultado la función de conmutación $d(t)$. Dicha función de conmutación deberá mantener el voltaje de salida dentro de una ventana de tolerancia especificada. Existen muchas perturbaciones diferentes que podrían cambiar el voltaje de salida de la fuente, tales como el voltaje de entrada, temperatura, envejecimiento y la corriente de carga, pero el sistema (microprocesador) al que tenemos que suministrar la potencia, tiene una gran una gran velocidad de variación de su corriente absorbida, por lo que el principal factor a considerar es la perturbación de la corriente de carga y su rápida variación.

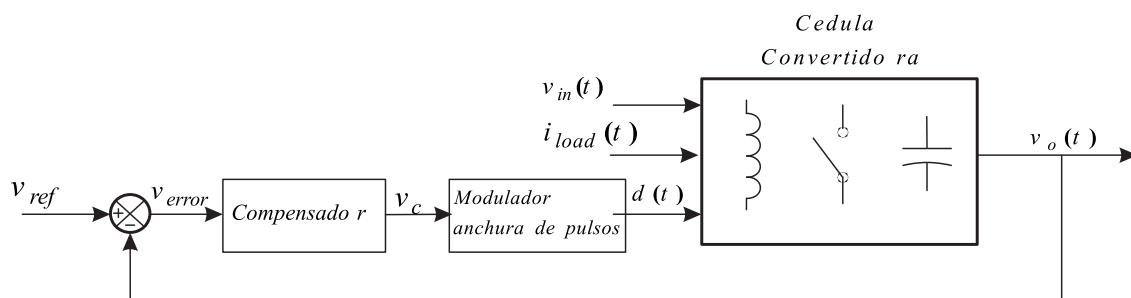


Fig. 3.1 Fuente de alimentación conmutada y controlada.

Como se ha indicado anteriormente, el escalón transitorio de la corriente de carga, es mucho mayor que en otras aplicaciones. Al mismo tiempo la tolerancia del voltaje de salida es muy estrecha. Por estas razones se presentan los siguientes problemas.

El filtro paso bajo de salida, implica una limitación en la obtención de una respuesta rápida ante transitorios de carga. Esta respuesta está definida en un principio por la etapa de potencia.

Una respuesta rápida de la etapa de potencia a grandes transitorios de carga con una gran velocidad de cambio, puede requerir cambios en la corriente a través de sus componentes, con una gran velocidad de variación de la misma, al mismo tiempo, la etapa de potencia debe prevenir la propagación del transitorio a la entrada, sin un aumento significativo del filtro de entrada. Estos requerimientos son contradictorios.

El compensador, detecta el cambio del voltaje de salida, cuando ocurre un transitorio de corriente. La necesidad de una estrecha tolerancia del voltaje de salida, hace aun más difícil separar el voltaje de salida del ruido.

Una medida directa de la corriente de salida (carga), ayuda a evitar retardos adicionales. La corriente de salida, debe de ser medida, entre el condensador de salida y el microprocesador, porque la corriente del inductor de salida o la corriente a través del conmutador de potencia, no es la verdadera corriente de carga.

Los componentes parásitos del condensador de salida, resistencia equivalente serie (ESR) e inductancia equivalente serie (ESL), ayudan a sensar la corriente de carga y sus cambios debido a la caída de tensión adicional que producen, pero un objetivo importante del diseño es evitar la caída de voltaje que producen, seleccionando valores pequeños de ESL y ESR. Estos son también requerimientos contradictorios.

Puede pensarse, que el compensador no tiene influencia, y que sólo las características del condensador de salida definen la respuesta, debido a que la velocidad del transitorio es muy grande. Esto puede ser verdad si la capacidad de salida es excesiva y cualquier controlador es suficientemente rápido para manejar el transitorio. En realidad, un filtro de salida con el mínimo tamaño se puede diseñar solamente usando un compensador óptimo y rápido.

Esta discusión sugiere el deseo de encontrar una etapa de potencia óptima, incluyendo los filtros paso bajo. Después de esto, en base del análisis del transitorio, debe seleccionarse la estrategia de control a utilizar. El modo de control elegido, no debe degradar de forma significativa, las características dinámicas de la etapa de potencia y debe suministrar algunas propiedades adicionales que incrementen la

fiabilidad y robustez del sistema suministrador de potencia, como son, la limitación de corriente, la utilización de frecuencia de conmutación continua o variable y las limitaciones en la duración del ciclo de trabajo.

Existe una gran variedad de técnicas de control en electrónica de potencia. Las técnicas de control consideradas y revisadas en este apartado, han sido seleccionadas en base a su popularidad en esta área de aplicación o por sus características prometedoras. Los distintos modos de control aplicables a los convertidores de potencia, son el control en modo de tensión, modo de corriente de pico, modo de corriente media, modo V^2 y modo de control por ciclo de histéresis.

Las técnicas de control, podemos dividir las en dos grupos:

Técnicas de control que no miden la corriente de carga directamente, y no hacen feedforward o feedback de la señal de corriente. Este grupo de control tiene un lazo lento de realimentación, debido a que se mide la perturbación producida por la corriente de carga de manera indirecta y se usa esta señal en lazo principal. Este grupo, mejora la respuesta dinámica incrementando en ancho de banda de frecuencia unidad de modo de tensión o de algunos tipos de modo de corriente. Algunos autores, han sugerido una optimización de las características de pequeña señal para un mínimo de la impedancia de salida [3.1].

Técnicas de control que miden el transitorio de la corriente de carga directamente o a través del cambio relacionado con la corriente de salida y usa esta señal en un lazo de realimentación rápido o hacen feedforward de la corriente para mejorar el comportamiento transitorio de la tensión de salida.

A continuación, se revisan los distintos modos de control con la finalidad de obtener el más adecuado en la aplicación de control de VRMs.

3.2 Control en modo de corriente.

Es una técnica de control en la que utilizamos dos lazos, un lazo interior para controlar la corriente por el conmutador o por el inductor de filtro, constituyendo un lazo rápido y otro lazo exterior para controlar la tensión de salida a estabilizar siendo este modo de control analizado en los trabajos [3.2], [3.3],[3.4]. En la figura 3.2 se muestra el diagrama de bloques de un regulador conmutado con control en modo de corriente, donde podemos ver el bloque modulador de corriente, el cual tiene como

entradas la medida de la corriente y la salida del amplificador de error la cual será utilizada como referencia de corriente por el modulador.

Debido a lazo interior, denominado lazo de corriente, un polo de baja frecuencia es esencialmente eliminado de la función de transferencia control-salida, esto permite que la compensación del lazo de control se vea simplificada.

Las técnicas de control en modo de corriente presentan protección inherente contra sobrecargas.

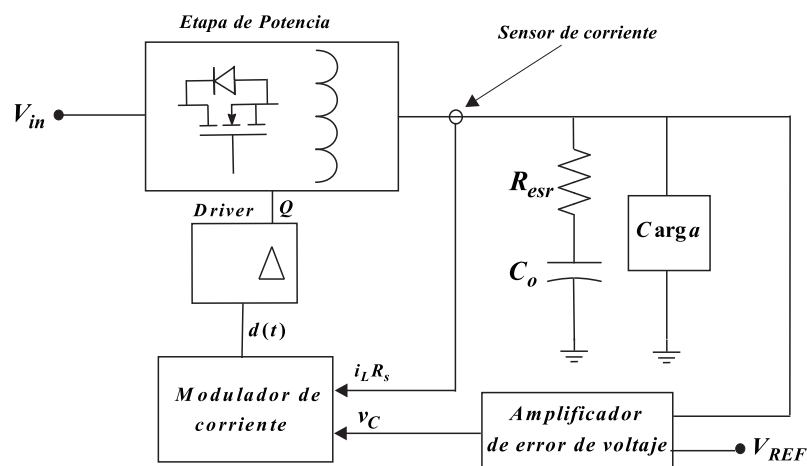


Fig.3.2 Diagrama de bloques de un convertidor con lazo de corriente

A continuación se presentan los distintos tipos de moduladores de corriente utilizados en esta técnica de control clasificándolos como:

Control de la corriente de pico a frecuencia constante.

Control de corriente de valle a frecuencia constante.

Control de la corriente de pico fijando a un valor constante el tiempo OFF, que es el tiempo en el que el MOSFET de potencia se encuentra desactivado.

Control de corriente de valle fijando el tiempo ON de conducción del MOSFET.

Control de corriente por histéresis.

Control de corriente media.

Control de corriente de pico a frecuencia constante.

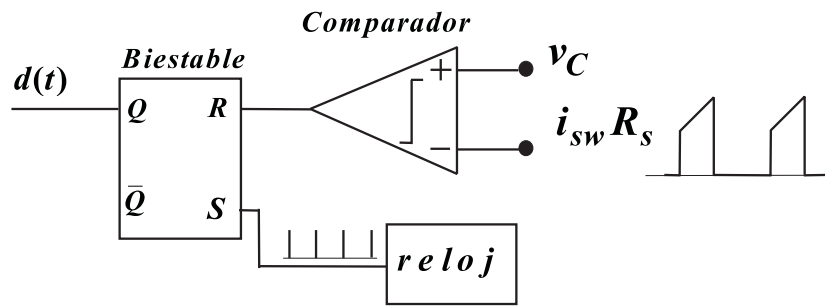


Fig. 3.3 Modulador de corriente de pico.

El esquema de la figura 3.3 corresponde a un modulador de corriente de pico, [3.5] [3.6] [3.7] [3.8], siendo este tipo de control uno de los más utilizados, este consta de un comparador donde se compara la tensión v_C , la cual proviene del amplificador de error y corresponde a la referencia de corriente y la medida de la corriente por el transistor de control $i_{sw}R_s$, siendo R_s la resistencia de sensado de la corriente. Este método de control de corriente presenta inestabilidad cuando trabaja con ciclos de trabajo $D > 0,5$, y trabajamos con el lazo de control de voltaje abierto. Para eliminar esta inestabilidad se le añade una rampa de compensación la cual es sumada a la medida de corriente, tal como muestra la figura 3.4.

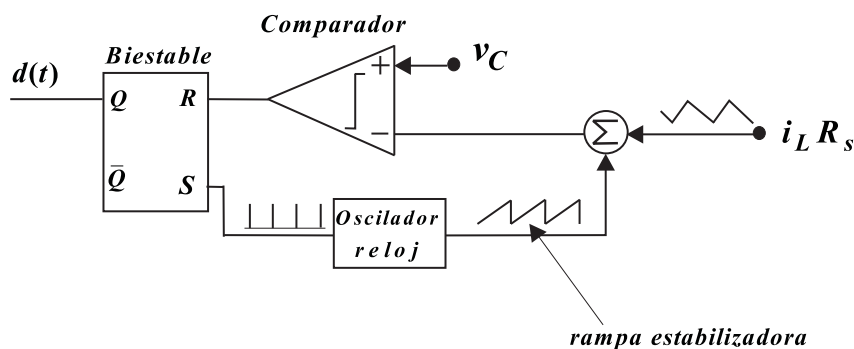


Fig. 3.4 Modulador de corriente con rampa compensadora.

En teoría, la rampa de estabilización no es necesitada por debajo de ciclos de trabajo menores de 0,5, en la práctica es necesario añadirla para cuando se trabaja con ciclos de trabajo por encima de 0,4, para prevenir inestabilidades causadas por parásitos, ruido o rizado en el amplificador de realimentación.

Control de corriente de valle a frecuencia constante.

En la figura 3.5 esta representado un esquema de modulador de corriente, en este caso se desea controlar la corriente de valle que circula por el inductor de filtro

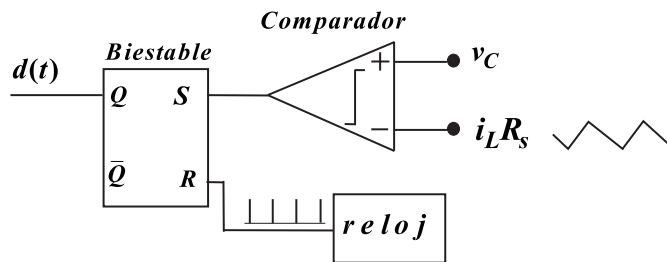


Fig. 3.5 Modulador de corriente de valle.

En este modulador, el transistor de control es conmutado a ON cuando la corriente valle del inductor cae al nivel de la señal de control v_C . Como en el caso de control de corriente de pico aparece inestabilidad cuando el convertidor opera con ciclos de trabajo inferiores a $D < 0,5$, igualmente, esta inestabilidad puede suprimirse añadiendo una rampa con pendiente negativa a la señal de corriente sensada.

Control de corriente de pico, con tiempo OFF fijo.

La figura 3.6 muestra un modulador de corriente para el control de la corriente de pico, donde el tiempo OFF del transistor de control es constante.

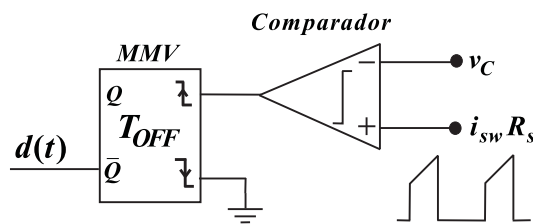


Fig. 3.6 Modulador de corriente de pico con tiempo OFF constante.

Este modulador de corriente compara la referencia v_C con la medida de la corriente, cuando la corriente medida $i_{sw} R_s$ alcanza la tensión de referencia v_C el multivibrador monoestable, recibe en su entrada un flanco de tensión de subida activando el monoestable el cual pone su salida \bar{Q} a cero y desactivando el transistor de control durante un tiempo fijo T_{OFF} , al finalizar este tiempo se vuelve a poner en

ON el transistor de control. Este método de control de corriente trabaja a frecuencia variable.

Control de corriente de valle, con tiempo ON fijo.

En la figura 3.7 se muestra el esquema de un modulador de corriente de valle, con tiempo ON fijo en este caso, el sensado de corriente debemos hacerlo en la bobina de filtro. Cuando la medida de la corriente $i_L R_s$ alcanza el valor de referencia de corriente v_C , la tensión de salida del comparador presenta un flanco de subida activando el multivibrador monoestable que activa su salida Q durante un tiempo fijo T_{ON} . La frecuencia de conmutación es variable.

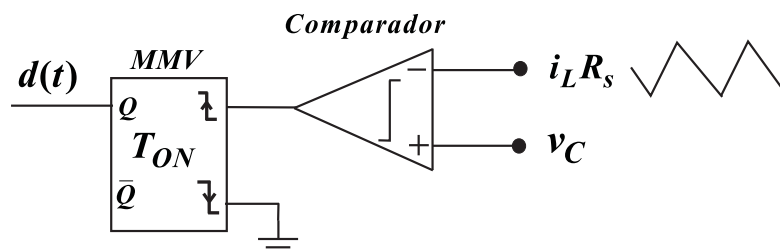


Fig. 3.7 Modulador de corriente, tiempo ON constante.

Control por histéresis de corriente.

La figura 3.8 muestra un modulador de corriente con histéresis, el comparador presenta una histéresis $V_h = V_H - V_L$, donde V_H y V_L son tensiones proporcionales a las corrientes que definen la banda de histéresis, por lo que, cuando la medida de la corriente $i_L R_s$ alcanza el valor $V_H = v_c + \frac{V_h}{2}$, el comparador dará salida cero poniendo el transistor de control en OFF y cuando la corriente medida alcanza el valor $V_L = v_c - \frac{V_h}{2}$ la salida del comparador dará el valor uno, poniendo el transistor de control en estado ON. Los convertidores con control por histéresis trabajan a una frecuencia de conmutación variable.

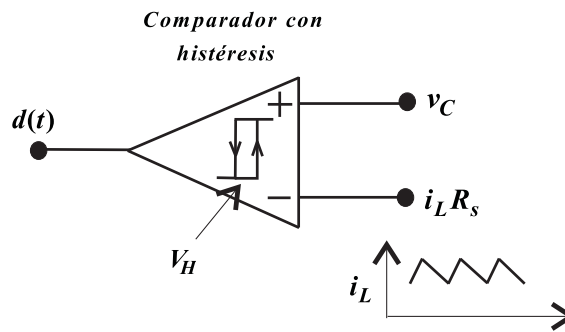


Fig. 3.8 Modulador de corriente con histéresis.

El comparador con histéresis se realiza como muestra la figura 3.9, este tipo de comparador descrito en [3.9] se encuentra en moduladores integrados con histéresis, tal como el CS-320 de Cherry Semiconductors.

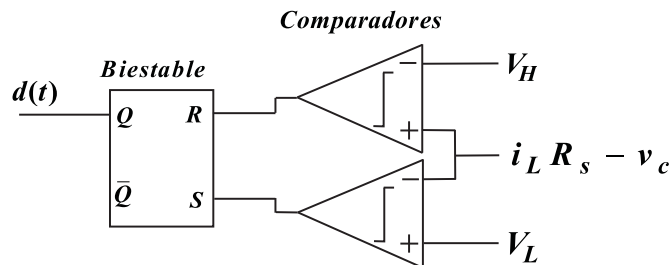


Fig. 3.9 Comparador con histéresis de corriente.

En este comparador cuando el error de corriente tomado como la diferencia entre la consigna de corriente v_c y la medida de la misma $i_L R_s$ alcanza o supera el valor máximo de la histéresis V_H el biestable se pone en reset haciendo que $d(t) = 0$ y el transistor de control pase a estado OFF, entonces la corriente por el inductor empieza descender el error alcanza el valor mínimo de la referencia de corriente V_L , en ese momento la salida del biestable $d(t) = 1$, activando el transistor de control y completando un ciclo de conmutación.

Control de corriente media.

La figura 3.10 corresponde un convertidor con modulador de la corriente media que circula por el inductor de filtro de salida [3.10][3.11][3.12] Podemos ver que en lazo de corriente existe un amplificador con red compensadora, el cual añade un polo a frecuencia cero y añade además un conjunto cero-polo, comportándose como una red de adelanto atraso de fase.

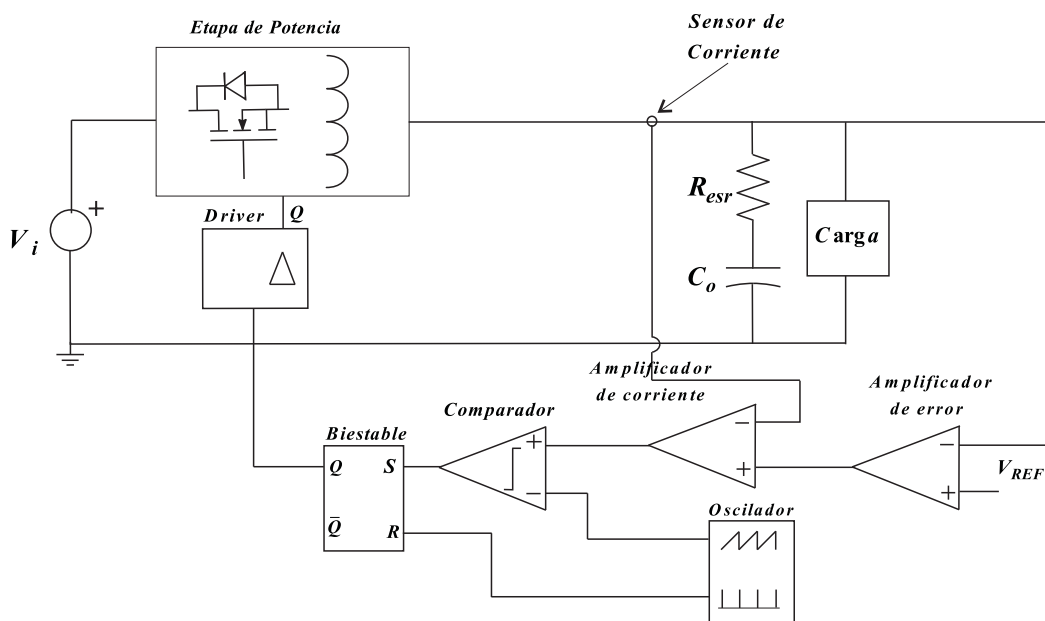


Fig.3.10 Convertidor con control de corriente media.

Esta técnica de control presenta una alta precisión en el ajuste de la corriente media, tanto de DC, como en baja frecuencia y es muy utilizada por la industria de fabricación de VRMs [3.13] Trabaja a frecuencia constante. Para mantener la estabilidad, la pendiente ascendente de la señal en diente de sierra entregada por el oscilador debe ser mayor que la pendiente descendente de la señal de corriente amplificada. El ciclo de trabajo puede variar desde cero hasta el 100%. Presenta una protección inherente contra cortocircuitos.

3.3 Control modo de tensión.

A continuación se revisan los distintos modos de control de la tensión de salida de los convertidores conmutados, tomando dicha tensión como la única variable a usar en la realimentación.

Control de tensión media de salida.

Dentro de los convertidores con un lazo lento, el control en modo de tensión media es la más clásica y la técnica mas utilizada en el control de convertidores, un esquema de este control es mostrado en la figura 3.11.

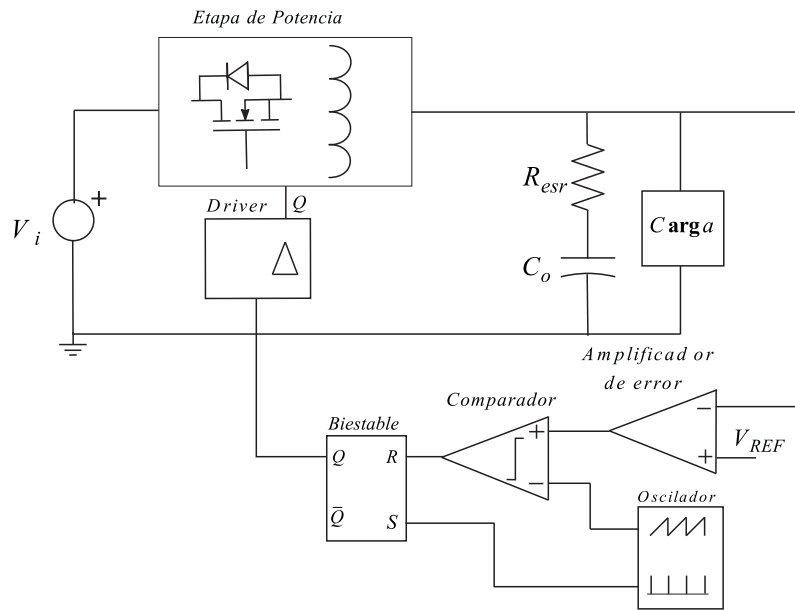


Fig. 3.11 Control de tensión media.

Este modo de control requiere complicados circuitos de compensación en el lazo de realimentación, para un funcionamiento estable del convertidor en todas las condiciones de operación. El ancho de banda de ganancia unidad, debe ser al menos unas cuantas veces menor que la frecuencia de conmutación, por lo que las características dinámicas del regulador son relativamente lentas. El uso de un modelo de pequeña señal, para interpretar y mejorar las características de respuesta ante transitorios de gran señal ha sido descrito en [3.14] aunque este enfoque es cuestionable. Sin embargo, estos controladores son muy populares en muchas aplicaciones genéricas, sus características transitorias son peores que los controladores que tienen una medida directa de la corriente y un lazo rápido de realimentación de la corriente de carga.

Otros esquemas de control en modo de tensión aparecen en [3.15] están representados en las figuras 3.12 a 3.18, en dichas figuras sólo se ha representado el modulador de anchura de pulsos, donde v_o es la tensión de salida del convertidor y el rizado de esta tensión está dominado por la resistencia de pérdidas del condensador de filtro R_{esr} . Así el rizado en el voltaje de salida corresponde a:

$$\Delta v_o = i_C R_{esr} + \frac{1}{C} \int i_C dt \quad (3.1)$$

Con la condición.

$$\Delta i_C R_{esr} \gg \frac{1}{C} \int i_C dt \quad (3.2)$$

Cumpliendo la condición anterior, la forma del rizado de la tensión de salida es prácticamente la misma a la de la corriente por el inductor de filtro de salida.

Control de voltaje de pico sin amplificador de error.

En la figura 3.12 se muestra un modulador, para el control de la tensión de pico de salida, cuando se cumple $v_o > V_{ref}$, el biestable se pone en reset siendo su salida $Q = 0$, poniendo el MOSFET de control en estado OFF, siendo la señal del reloj la encargada de ponerlo en estado ON.

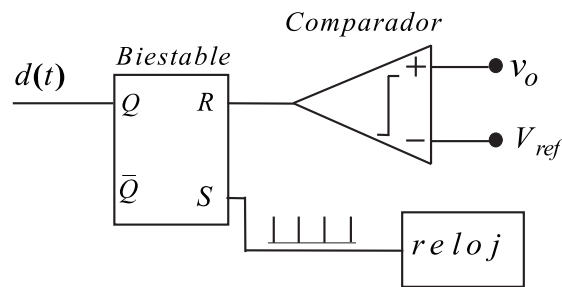


Fig. 3.12 Control de tensión de pico sin amplificador de error.

Control de tensión de valle sin amplificador de error.

En la figura 3.13 se muestra este tipo de control de tensión, la operación de este modulador es prácticamente igual que en el control de la corriente de pico, en este caso el biestable es set, cuando $V_{ref} > v_o$, y es el reloj el encargado de resetearlo.

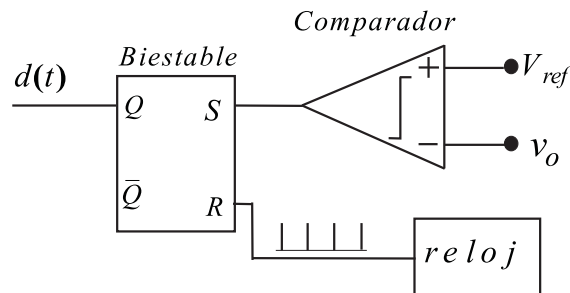


Fig. 3.13 Control de tensión de valle sin amplificador de error.

Ambos esquemas de control, tienen tendencia a la inestabilidad subarmónica cuando la constante de tiempo ($ESR \times \text{capacidad}$) del condensador de salida es menor que el periodo de conmutación, y también cuando el ciclo de trabajo es mayor del 50% (para el controlador de la tensión de pico) o por debajo del 50% (para el controlador de la tensión de valle).

Estos controladores tienen una respuesta rápida ante transitorios del voltaje de entrada o de la corriente de carga.

La regulación DC es igual a la mitad del rizado pico a pico del voltaje de salida.

Control de pico de voltaje con tiempo OFF constante.

La figura 3.14 muestra un modulador para controlar el pico de la tensión de salida, cuando la tensión de salida del convertidor v_o sobrepasa a la tensión de referencia entonces la salida del comparador de tensión pasa a nivel alto, poniendo la salida negada del monoestable a cero, $\bar{Q} = 0$ y por lo tanto desactivando el transistor de control durante un tiempo fijo T_{OFF} .

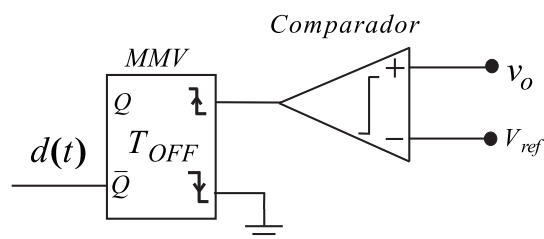


Fig.3.14 Modulador para control de la tensión de pico, tiempo OFF constante.

Control de voltaje de valle con tiempo ON constante.

La figura 3.15 corresponde a un modulador para controlar la tensión de valle, cuando la tensión de salida v_o desciende por debajo de la tensión de referencia V_{ref} la salida del comparador pasa a su nivel alto poniendo la salida de monoestable $Q = 1$, durante un tiempo definido, durante el cual conducirá el transistor de control.

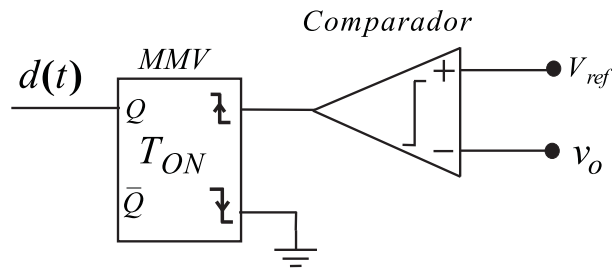


Fig. 3.15 Constante ON time control de tensión de valle sin amplificador de error.

Ambos tipos de control presentan inestabilidad sub-armónica cuando la constante de tiempo ($ESR \times C_o$) del condensador de filtro es menor que la mitad del tiempo ON o del tiempo OFF.

No presentan inestabilidad debido al cambio del ciclo de trabajo, ambos tipos de moduladores presentan una respuesta rápida ante transitorios en el voltaje de entrada y en la corriente de carga.

La regulación DC es igual a la mitad del rizado pico a pico de la tensión de salida.

Presentan frecuencia de conmutación variable.

Control con un lazo rápido de realimentación.

La implementación más popular para lazos rápidos es el control por ciclo de histéresis y el control V^2 . El método de control por ciclo de histéresis es el más rápido, siendo considerado como el procedimiento más adecuado hoy en día para aplicaciones de altas prestaciones. Históricamente a pesar de su ventaja en velocidad, se vio desplazado por no adecuarse a conmutar a una frecuencia constante predeterminada. Sin embargo, en los ambientes severos de carga de hoy en día, donde la velocidad y la precisión son de la mayor importancia, las cuestiones de ayer están siendo revisadas, abriendo el camino para que los controles por ciclo de histéresis vuelvan a tener su lugar en el mercado. El controlador por ciclo de histéresis, llega a ser la solución en las nuevas aplicaciones que requieren las fuentes de alimentación para responder a los rápidos transitorios de carga.

Control V^2 .

El método de control V^2 ha sido analizado en distintos trabajos [3.16] [3.17] [3.18] [3.19] es un método de control de dos lazos. El lazo rápido hace uso de una señal

de rampa que es generada por la R_{ESR} del condensador de salida. Esta rampa es proporcional a la corriente AC que circula por el inductor del filtro de salida (i_c) y está desplazada por el valor DC (V_{DC}) de la tensión de salida.

$$v_o = R_{ESR} * i_c + V_{DC} \quad (3.3)$$

Es decir se está considerando la capacidad suficientemente grande y por tanto la tensión en bornes de dicho condensador está poco afectada por el rizado i_c .

Este control compensa las variaciones de la tensión de línea, así como las variaciones de carga. Como la señal en rampa es generada por el voltaje de salida, este método de control difiere de las técnicas tradicionales, puesto que no se precisa de una rampa artificial adicional previa al comparador; tal como sí sucede el control modo de voltaje clásico, el cual emplea una rampa artificial para implementar el modulador de anchura de pulsos también difiere del control en modo de corriente, en tanto que en este control la señal en rampa corresponde a la corriente del inductor.

En la figura 3.16, se muestra un ejemplo de control V^2 , donde se puede apreciar los elementos como el comparador (con o sin histéresis) o el amplificador de error, que puede implantarse mediante un amplificador operacional con o sin red pasiva, que determinará el comportamiento del lazo lento.

El voltaje de salida es utilizado para generar la señal de error y la señal de rampa. Como esta señal de rampa es simplemente el voltaje de salida, ésta está afectada por cualquier cambio en la tensión salida, independientemente de que el origen del cambio se deba a variaciones de línea o de carga.

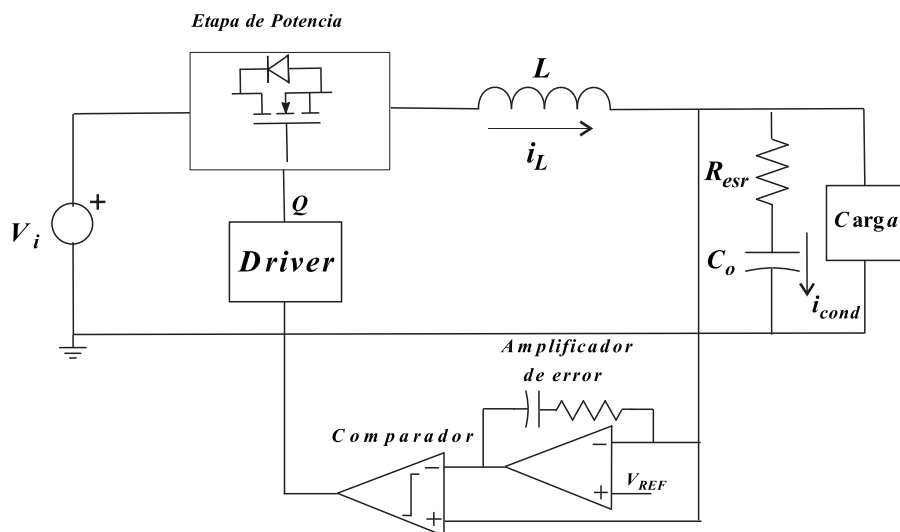


Figura 3.16 Control V2 de un convertidor.

La señal aplicada a la entrada positiva del comparador contiene una señal en forma de rampa además de una tensión DC correspondiente al voltaje de salida. Debido a que no existe ningún tiempo retado proporcionado por una rampa artificial, el circuito de control puede gobernar el conmutador principal entre el 0% al 100% del ciclo de trabajo.

El funcionamiento frente a variaciones de línea es el siguiente: un cambio en el voltaje de línea, cambia la pendiente de la corriente por el inductor, afectando a la señal en rampa, lo que causa que el control V^2 realimente dicha variación y modifique el ciclo de trabajo compensando las variaciones de la tensión de salida. Como un cambio en la corriente del inductor, modifica la señal en rampa, de igual manera que se hace en el modo de control de corriente, el control en modo V^2 tiene las mismas ventajas que éste último en cuanto al comportamiento de la respuesta transitoria frente a variaciones de la tensión de entrada.

En cuanto su funcionamiento frente a un cambio en la corriente de carga, dicha variación de corriente afectará al voltaje de salida, y consecuentemente alterará la señal en rampa, lo que provocará una variación compensatoria del ciclo de trabajo, es decir, un escalón de carga producirá un cambio inmediato en el estado de la salida del comparador, el cual controla el conmutador principal y por tanto el ciclo de trabajo se modificará casi instantáneamente. Ello es debido a que la respuesta frente a transitorios de carga está retardada solamente por el tiempo de respuesta del comparador y por la velocidad de transición del conmutador principal. Puesto que dicha compensación sólo depende del lazo rápido, el tiempo de reacción frente a un escalón de carga de salida no se ve afectado por la frecuencia de corte o ancho de bando del lazo lento, como en los métodos de control tradicionales.

El lazo lento y particularmente el amplificador de error puede tener una frecuencia de corte baja, debido a que la respuesta transitoria se controla con el lazo rápido, es decir por la señal en rampa. El propósito general del lazo lento es suministrar precisión en DC, la inmunidad al ruido mejora significativamente respecto a otros métodos, ya que el ancho de banda del amplificador de error puede ser ajustado a una frecuencia baja.

Control por histéresis de tensión.

La figura 3.17 muestra un modulador de impulsos con histéresis de tensión, [3.20] [3.21] [3.22] denominando la banda de histéresis como $V_h = V_H - V_L$, siendo los valores de V_H y V_L .

$$V_H = V_{REF} + \frac{V_h}{2} \quad (3.4)$$

$$V_L = V_{REF} - \frac{V_h}{2} \quad (3.5)$$

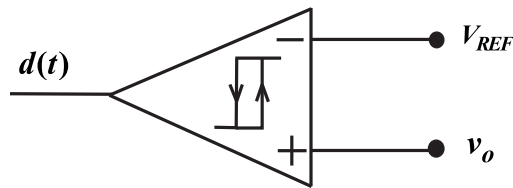


Fig. 3.17 Modulador de voltaje con histéresis.

La figura 3.18 muestra el comparador con histéresis, su funcionamiento es similar al modulador de corriente presentado en la figura 3.9.

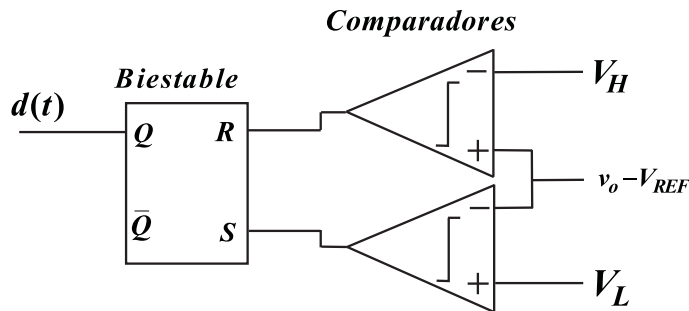


Fig. 3.18 Comparador con histéresis de tensión.

Cuando el error de la tensión de salida del convertidor $v_o - V_{REF} \geq V_H$ la salida del comparador con histéresis se pone a nivel bajo poniendo en reset el biestable por lo que se desactiva el transistor de control, en ese momento la tensión de salida del convertidor empieza a decrecer y cuando esta alcanza $v_o - V_{REF} \leq V_L$, la salida del comparador se pone en nivel alto poniendo en set el biestable y activando el transistor de control.

Tomando en consideración la influencia de la resistencia parasita en la tensión de salida del convertidor, la tensión de salida será de la forma mostrada en la figura 3.19.

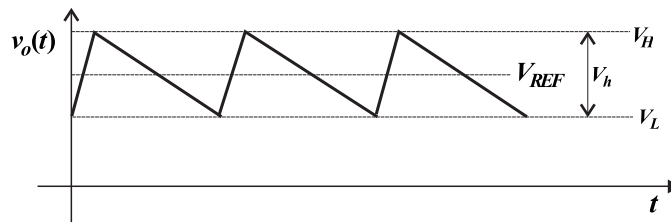


Fig. 3.19 Tensión de salida con control por histéresis.

3.4 Evaluación de las diferentes técnicas de control en modo de corriente.

Ventajas e inconvenientes del control en modo de corriente:

Estas observaciones están basadas en las conclusiones presentadas en la sección 3.3 y en el repaso de la literatura disponible.

Los beneficios son:

1. El retraso de fase desde el control a la salida de voltaje es reducido hasta 90° (dependiente del tipo de control), esta disminución del atraso de fase da como resultado una fácil estabilización del lazo de control con un mínimo número de componentes de compensación.
2. El reducido atraso de fase, también hace que los márgenes de ganancia y de fase del convertidor, sean insensibles a la variación de la capacidad y la resistencia equivalente serie (ESR) del condensador de filtro de salida.
3. Inherente limitación de la corriente, pulso a pulso sin coste extra.
4. El modo de control de corriente es la solución perfecta para el desequilibrio en convertidores simétricos (tipo puente, push-pull), producidos por la diferencia de voltios por segundo entre el pulso positivo y negativo aplicados al transformador.
5. Es fácil de conectar en paralelo convertidores de potencia controlados en modo de corriente, con igual reparto de corriente en las unidades que están conectadas en paralelo.
6. El modo de control de corriente suministra una casi perfecto rechazo de variaciones estáticas y dinámicas del voltaje de entrada para topologías Buck.
7. Es fácil aplicar “feedforward” de la corriente en convertidores controlados en modo de corriente para obtener una rápida corrección de los transitorios de carga. De manera similar, “feedforward” del voltaje de entrada puede

implementarse con la adición de poco hardware para obtener una rápida corrección.

Inconvenientes:

- 1 Se requiere un sensor de corriente, pero un convertidor controlado por la relación del ciclo de trabajo, también requiere un sensor de corriente para implementar la protección a sobrecargas, lo que es necesario para muchas aplicaciones.
2. los controles a frecuencia fija de la corriente de pico y de valle, pueden producir en lazo abierto (también en lazo cerrado) inestabilidad sub-armónica con relaciones de trabajo $D > 0.5$ y $D < 0.5$ respectivamente, pero adicionando una rampa de compensación se puede prevenir fácilmente este problema.
- 3 La corriente es sensada por un resistor, la resistencia debe ser lo suficiente pequeña para obtener una aceptablemente baja potencia de disipación. El resultado puede ser una señal de amplitud pequeña. En un ambiente de mucho ruido, el ruido puede corromper la señal de corriente.

3.5 Efecto de las limitaciones del controlador sobre el transitorio.

En la revisión previa de los distintos tipos de controladores utilizados para VRMs, se ha supuesto que el controlador es ideal. Los controles ideales no tiene retardos y pueden mantener en estado ON u OFF los respectivos conmutadores de potencia durante el transitorio tanto tiempo como sea necesario.

En la figura 3.20 se muestra la carga y el condensador de filtro de salida de un convertidor reductor, donde se muestran los elementos parásitos del mismo.

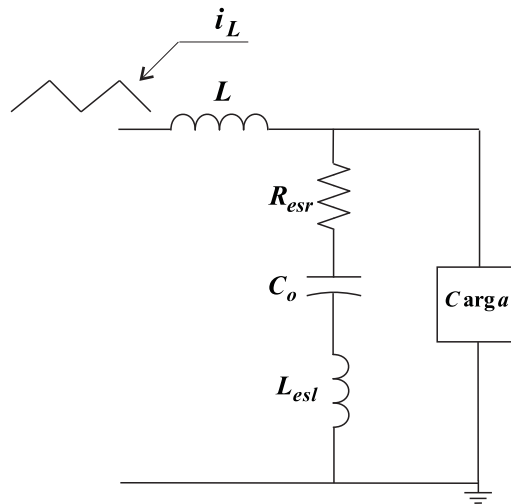


Fig. 3.20 Circuito de salida de un convertidor reductor.

La figura 3.21 muestra la variación de voltaje en bornes del condensador de filtro de salida ante un transitorio de la corriente de carga.

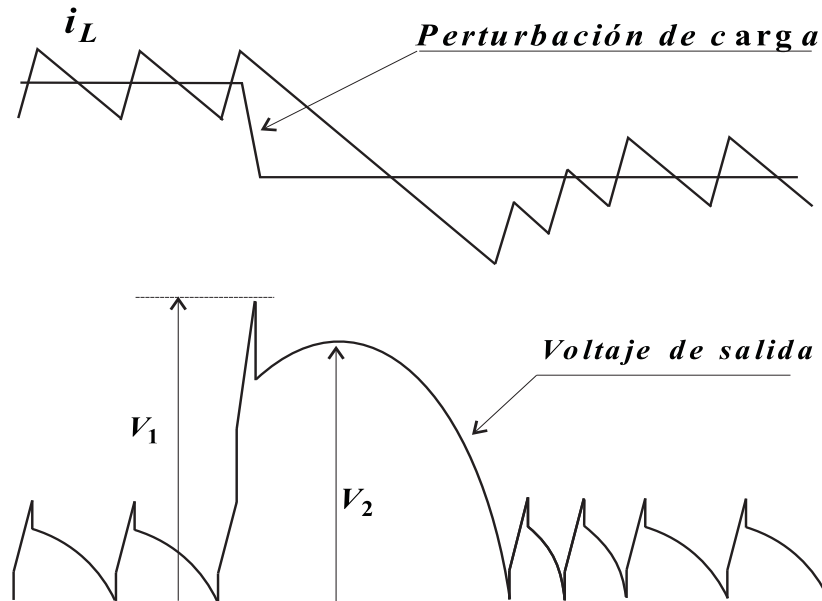


Fig. 3.21 Corriente en el inductor y tensión de salida ante una perturbación de carga.

Se puede observar en la figura 3.21 la existencia de dos picos producidos en el voltaje de salida, el pico V_1 es debido principalmente a los elementos parásitos del condensador de salida, R_{esr} y L_{esl} que producen las caídas de tensión $V_{esr} = \Delta i \times R_{esr}$ y $V_{esl} = di/dt \times L_{esl}$. Las características de respuesta transitoria del controlador no afectan significativamente al pico V_1 .

El segundo pico de tensión V_2 depende de R_{esr} , la capacidad del condensador C_o , el valor del inductor de filtro L y de las características del convertidor, incluyendo la frecuencia de conmutación y el tipo de control.

Un controlador real, tiene retardos y puede tener algunas restricciones en el ciclo de trabajo. Por ejemplo, un controlador con el tiempo ON fijo, debe completar su ciclo ON para el MOFET de control, cuando ocurre el transitorio. Lo mismo podemos decir del tiempo OFF fijo. Los controladores con un biestable trabajando a frecuencia constante, frecuentemente tienen restricciones en el máximo del ciclo de trabajo. Controles que no tienen un lazo rápido de realimentación, caso del control en modo de tensión, los cuales no sensan el transitorio de corriente directamente, necesitan al menos unos cuantos ciclos, hasta que ellos comienzan a cambiar el ciclo de trabajo y a responder al transitorio. Este retardo es producido por el bajo ancho de banda del circuito de compensación, comparado con la frecuencia de conmutación.

A continuación se muestra como el controlador degrada la forma de la respuesta transitoria cuando se le aplica una perturbación de carga descendente, el instante en el que se aplica la perturbación corresponde con el peor caso.

En la figura 3.22 se muestra el comportamiento de un controlador ideal que no tiene retardos ni restricciones en el ciclo de trabajo. En la parte superior de la figura se muestra la parte capacitiva del voltaje de salida v_{C_o} , al aplicar el transitorio de carga impone una subida adicional de voltaje ΔV_{C_o} , debido a que un incremento de carga ΔQ_{C_o} es entregado al condensador de filtro de salida C_o mediante el inductor de filtro L .

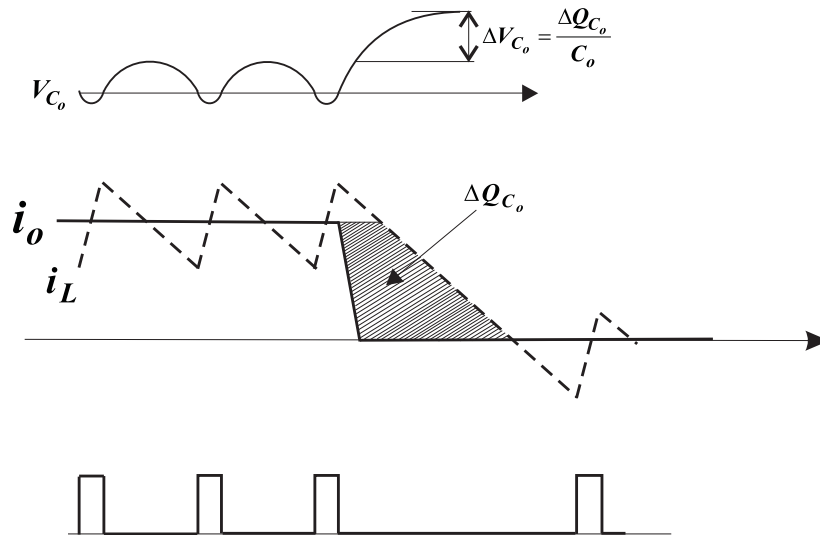


Fig.3.22 Variación del voltaje en la parte capacitiva de C_o ante una perturbación.

Considerando ahora la existencia de un tiempo de retardo t_d que tendría un controlador real, este retardo tiende a adicionar una carga extra ΔQ_{extra} , como muestra la figura 3.23. Esta carga adicional incrementa el segundo pico V_2 del voltaje de salida, mostrado en la forma de onda de la figura 3.21, en $\frac{\Delta Q_{extra}}{C_o}$.

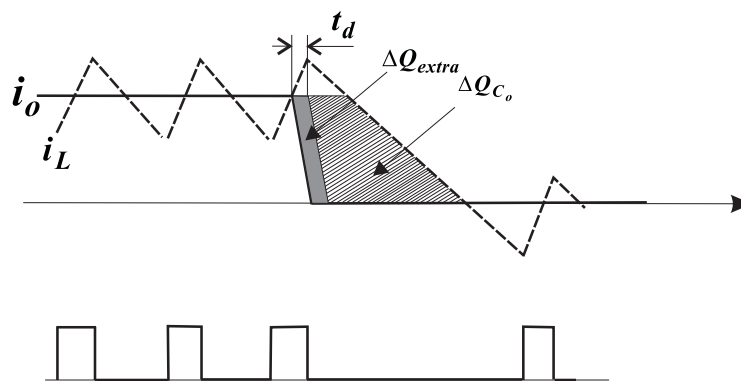


Fig. 3.23 Carga extra que recibirá el condensador debido al tiempo de retardo.

El efecto de un controlador con tiempo ON constante, se muestra en la figura 3.24 añadiendo una carga extra debida al retardo y al tiempo fijo en estado ON del transistor de control.

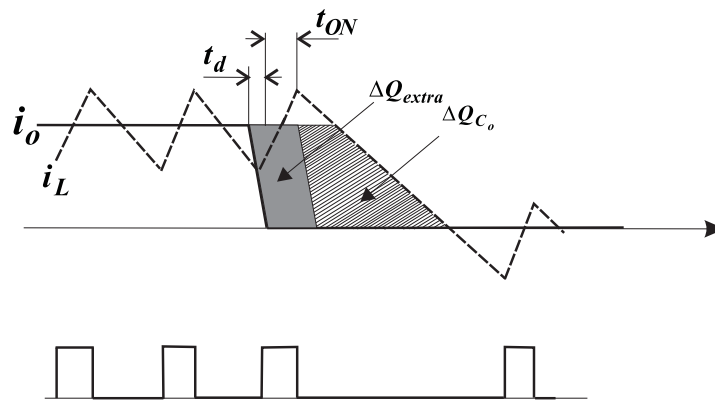


Fig. 3.24 Controlador con retardo y tiempo ON constante.

El controlador con un lazo lento de realimentación figura 3.25 produce que se deba entregar más carga extra al condensador, esta carga extra puede tener un efecto significativo en la forma de onda del transitorio de tensión si el filtro de salida tiene una capacidad relativamente baja.

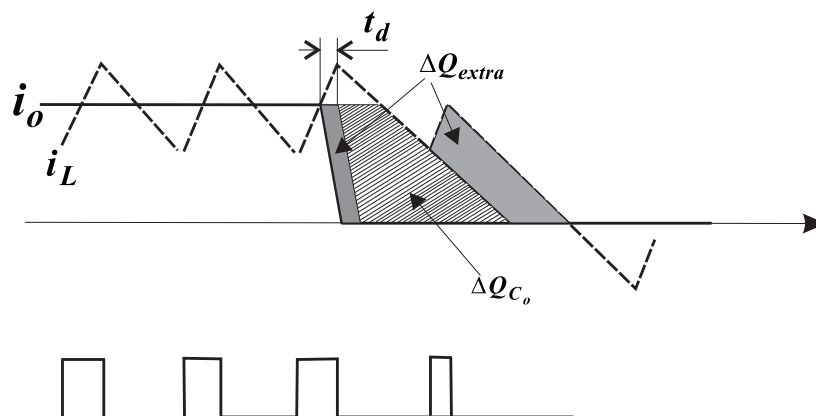


Fig. 3.25 Efecto de un controlador con lazo lento.

Estas consideraciones realizadas sobre los distintos tipos de control, se incluyen en la tabla 3.1, en la cual se comparan los distintos tipos de control mas utilizados, utilizando para su comparación las siguientes características, rizados, tiempo en responder a una perturbación de la tensión de línea, tiempo de respuesta ante una perturbación de carga, limite de variación del ciclo de trabajo, la frecuencia de conmutación y como ultimo la complejidad del controlador.

<i>Tipo de Control</i>	<i>Modo V</i>	<i>I- pico</i>	<i>I- media</i>	v^2	<i>Histéresis</i>
<i>Rizado V</i>	<i>Peor</i>	<i>Peor</i>	<i>Peor</i>	<i>Bueno</i>	<i>Mejor</i>
$I_{load}/t_{respuesta}$	<i>Peor</i>	<i>Peor</i>	<i>Peor</i>	<i>Bueno</i>	<i>Mejor</i>
$V_i/t_{respuesta}$	<i>Peor</i>	<i>Bueno</i>	<i>Pobre</i>	<i>Mejor</i>	<i>Mejor</i>
<i>d-limite</i>	<i>Pobre</i>	<i>Pobre</i>	<i>Pobre</i>	<i>Mejor</i>	<i>Mejor</i>
<i>frecuencia</i>	<i>Mejor</i>	<i>Mejor</i>	<i>Mejor</i>	<i>Peor</i>	<i>Pobre</i>
<i>Complejidad</i>	<i>Bueno</i>	<i>Bueno</i>	<i>Pobre</i>	<i>Bueno</i>	<i>Mejor</i>

Tabla 3.1. Comparativa de los tipos de controladores.

De la observación de la tabla se puede concluir que el control de la tensión de salida mediante un controlador por histéresis es el más adecuado para responder de una forma rápida a los transitorios de carga, y será objeto de estudio a continuación en este texto.

Control en modo deslizante del convertidor TIWJ.

Introducción.

El acrónimo TIWJ definirá al convertidor reductor de dos inductores tipo Watkin-Johnson que se propone para ser aplicado en la realización de VRMs que se aborda en esta tesis.

En este capítulo se ponen las bases para poder diseñar y controlar el convertidor TIWJ, presentado en el capítulo 2. El análisis se realiza utilizando las técnicas de espacio de estado y el control se realiza mediante la utilización de comparadores con histéresis como elementos generadores de la señal de control. El diseño se hará a partir de la teoría de sistemas de estructura variable con modos deslizantes, la cual es la forma natural de analizar los controles con histéresis. Como veremos, resulta fundamental para poder aplicar este tipo de control, que la tensión de salida del convertidor tenga grado relativo uno y sea de fase mínima.

El capítulo comienza con una revisión de los conceptos del control en modo deslizamiento que más tarde se aplican al análisis del convertidor TIWJ.

4.1 Revisión de las bases del control en modo deslizante.

Los conceptos y definiciones de este apartado se han extraído de la teoría de sistemas de estructura variable desarrollada hace más de cuarenta años en Rusia [4.1] [4.2], y que comenzó a aplicarse a convertidores conmutados hace algo más de 30 años [4.3] [4.4].

4.1.1 Sistemas de estructura variable con modos deslizantes.

Un sistema de estructura variable, consiste en un conjunto de subsistemas continuos junto con una lógica de conmutación adecuada. Una propiedad interesante de los sistemas de estructura variable es la posible existencia de modos deslizantes en las superficies de discontinuidad de la estructura. Si la trayectoria del sistema alcanza las

proximidades de una región en la que existe modo deslizante, el movimiento ya no se alejará de dicha región excepto posiblemente a través de las fronteras de la región.

Supongamos como ejemplo, que en un sistema de estructura variable de segundo orden existe un modo deslizante en un segmento del plano de fase R . Entonces, las trayectorias que tocan el segmento R , permanecen sobre R excepto si llegan a los extremos del segmento, donde, posiblemente, pueden escapar de la región de deslizamiento, figura 4.1.

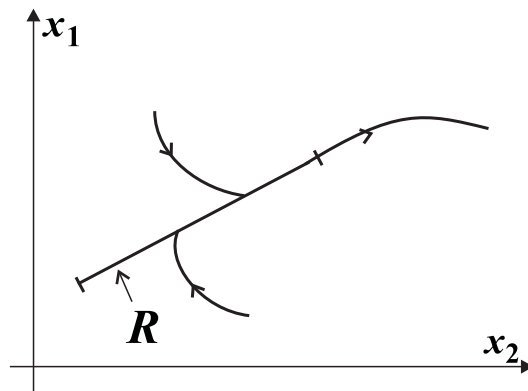


Fig. 4.1 Trayectorias en el plano de fase de un sistema de estructura variable de segundo orden.

A R también se llama región de deslizamiento. Cuando la trayectoria evoluciona sobre la región R se dice que el sistema está en modo deslizante. Cuando se encuentra en modo deslizante un sistema, este puede tener cualquier comportamiento dinámico, como tender a un punto de equilibrio asintóticamente estable dentro de R o seguir una trayectoria de amplitud creciente que lo lleve a abandonar la región de deslizamiento.

Para que exista un modo deslizante en una superficie de discontinuidad entre dos estructuras, las trayectorias a ambos lados de la superficie, deben dirigirse hacia la superficie.

4.1.2 Los convertidores como sistemas de estructura variable.

Los convertidores presentados en el capítulo 2, son sistemas con una sola entrada de control, lineales respecto al control y se pueden describir de la forma siguiente.

$$\begin{aligned} \dot{x} &= f(x) + g(x)u \\ y &= h(x) \\ x &\in \mathfrak{R}^n \quad u \in \mathfrak{R} \end{aligned} \tag{4.1}$$

La señal de control u es discontinua y puede tomar los valores cero o uno. Sus puntos de discontinuidad corresponden con los cambios de estructura del convertidor. Los convertidores son, por lo tanto, sistemas de estructura variable.

Control en modo deslizante.

Definimos la siguiente ley de control o lógica de conmutación:

$$u = \begin{cases} 1 & s(\mathbf{x}) > 0 \\ 0 & s(\mathbf{x}) < 0 \end{cases} \quad (4.2)$$

La función $s(\mathbf{x})$ se denomina función de conmutación y determina la siguiente superficie de dimensión $n-1$.

$$S = \{ \mathbf{x} \in \mathcal{R}^n : s(\mathbf{x}) = 0 \} \quad (4.3)$$

La superficie S se denomina superficie de discontinuidad o superficie de conmutación. Si hay una región R donde existe un modo deslizante, es un subconjunto de S , $R \subset S$.

Se dice que el convertidor está controlado en modo deslizante cuando se utiliza la ley de control (4.2) y hay una región donde existe modo deslizante.

Existencia de modo deslizante.

En las proximidades de los puntos de R , la función de conmutación $s(\mathbf{x})$ y su derivada temporal, deben de tener signos contrarios para que las trayectorias tiendan hacia S . Las condiciones de existencia de modo deslizante se pueden expresar de la siguiente forma:

$$\begin{aligned} \frac{ds}{dt} < 0 & \quad \text{si} \quad u = 1 \\ \frac{ds}{dt} > 0 & \quad \text{si} \quad u = 0 \end{aligned} \quad (4.4)$$

El conjunto de puntos de S donde se cumplan las condiciones (4.4) será la región de deslizamiento.

Regulación ideal en modo deslizante.

La posible creación de un modo deslizante, se puede aprovechar como se explica a continuación. Supongamos que un convertidor debe regular la tensión de su salida v_o , a un valor constante, V_{or} . Supongamos que se utiliza una ley de control de la forma (4.2) con la siguiente función de conmutación.

$$s = V_{or} - v_o \quad (4.5)$$

La superficie de conmutación correspondiente es la siguiente.

$$S = \{x \in \mathfrak{R}^n : v_o = V_{or}\} \quad (4.6)$$

Si S fuera una región de deslizamiento y la trayectoria alcanzara esa superficie de deslizamiento, se habría conseguido la regulación ideal del sistema, porque a partir de que la superficie ha sido alcanzada el sistema evolucionaría en modo deslizante cumpliendo siempre $v_o = V_{or}$.

Poder conseguir funciones de sistemas invariantes, como en este ejemplo, es lo que ha impulsado el estudio de los sistemas de estructura variable con modos deslizantes.

4.1.3 Control en modo deslizante con frecuencia de conmutación finita.

Ley de control con ‘boundary layer’.

La ley de control (4.2) no es físicamente realizable, porque implicaría en el caso de modo deslizante una frecuencia de conmutación infinita. Una forma más realista de especificar la lógica de conmutación es la siguiente [4.2].

$$u = \begin{cases} 1 & s(x) \geq \Delta \\ 0 & s(x) \leq -\Delta \end{cases} \quad (4.7)$$

$$u \in \{0,1\} \quad |s(x)| \leq \Delta$$

Siendo Δ una constante positiva. Con esta ley de control, la frecuencia de conmutación en modo deslizante puede ser finita. A cambio, el movimiento deslizante no ocurrirá estrictamente sobre la superficie $s(x) = 0$, sino en un entorno de ella denominado ‘boundary layer’ que cumple $|s(x)| \leq \Delta$.

Puede observarse que u no está determinado cuando $|s(x)| < \Delta$, esto deja abierta la forma de implementar la ley de control. Una posibilidad es que u mantenga el valor

que tenía la última vez que $|s|$ fue igual a Δ . Se dice en este caso que el control tiene histéresis.

Definición de modo deslizante.

En el sistema (4.1), la región R , que pertenece a la superficie de conmutación S , definida en (4.3), es una región de deslizamiento, o una región en la cual el sistema entra en modo deslizante, si:

- 1) Ninguna de las trayectorias de las dos estructuras contiguas a la superficie de conmutación está contenida en R .
- 2) Para cualquier número positivo ε , se puede encontrar dos números positivos δ y Δ , tales que cualquier trayectoria del sistema (4.1) con control (4.7), que comience en un entorno de la región R , de dimensión n y de radio δ , solamente puede abandonar el entorno de R de dimensión n y radio ε en un entorno de la frontera de R y de radio ε , figura 4.2.

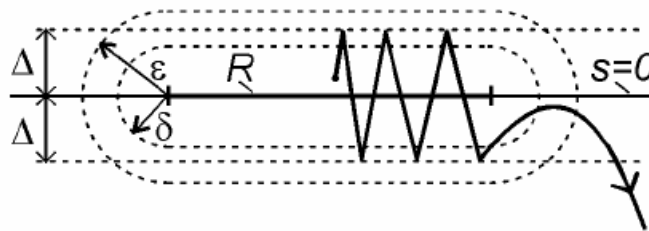


Fig.4.2 Trayectorias en las proximidades de una región de deslizamiento R .

Dinámica deslizante ideal.

De la definición anterior se desprende que la trayectoria en modo deslizante se puede hacer todo lo próxima que se quiera a $s=0$, en la región R , escogiendo el valor de Δ suficientemente pequeño. La dinámica del sistema en modo deslizante cuando Δ tiende a cero, se conoce como dinámica deslizante ideal.

4.1.4 Método del control equivalente.

El método del control equivalente, es un procedimiento que permite obtener las condiciones de existencia de deslizamiento sobre la superficie de conmutación y las ecuaciones de dinámica deslizante ideal correspondientes.

Control equivalente.

Supongamos que en el sistema (4.1) se utiliza el control (4.7). El control equivalente $\mathbf{u}_{eq}(\mathbf{x})$, se obtiene de igualar a cero la primera derivada temporal de $\mathbf{s}(\mathbf{x})$ a lo largo de las trayectorias del sistema, y de la ecuación resultante despejar \mathbf{u} .

$$\dot{\mathbf{s}} = \nabla \mathbf{s}(\mathbf{x}) \cdot \dot{\mathbf{x}} = \nabla \mathbf{s}(\mathbf{x}) \cdot (\mathbf{f}(\mathbf{x}) + \mathbf{g}(\mathbf{x})\mathbf{u}) = \mathbf{0} \Rightarrow \mathbf{u} = \mathbf{u}_{eq}(\mathbf{x}) \quad (4.8)$$

Condiciones de existencia de deslizamiento.

Para que exista el control equivalente, es una condición necesaria que aparezca \mathbf{u} de forma explícita en la ecuación (4.8), es decir, que se cumpla:

$$\nabla \mathbf{s}(\mathbf{x}) \cdot \mathbf{g}(\mathbf{x}) \neq \mathbf{0} \quad (4.9)$$

Esta condición es conocida como condición de ‘transversalidad’ [4.4] [4.5]

Para que \mathcal{S} sea una región de deslizamiento, es necesario que la ecuación del control equivalente (4.8), tenga solución (en los puntos de \mathcal{S}) y que esa solución satisfaga las siguientes desigualdades.

$$\mathbf{0} \leq \mathbf{u}_{eq}(\mathbf{x}) \leq \mathbf{1} \quad (4.10)$$

Las condiciones (4.9) y (4.10) son equivalentes a la (4.4) [4.2].

Ecuaciones de la dinámica deslizante ideal.

Si existe una región de deslizamiento, se puede utilizar el control equivalente para encontrar las ecuaciones de la dinámica deslizante ideal. El procedimiento consiste en sustituir el control equivalente en las ecuaciones del sistema original (4.1) y asignar las condiciones iniciales sobre la región de deslizamiento. La dinámica de orden $n-1$ resultante es la misma dinámica que se obtiene con el control (4.7), haciendo el límite cuando Δ tiende a cero, es decir la dinámica deslizante ideal. Este resultado está demostrado para sistemas lineales con respecto a control como los representados por (4.1) [4.2].

4.1.5 Región de deslizamiento alrededor de un punto de equilibrio.

El convertidor que se estudia en esta tesis contiene un punto de equilibrio y evoluciona la mayor parte del tiempo en sus proximidades. En este apartado se comprueba si la superficie de conmutación contiene un punto de equilibrio del sistema (4.1) para un valor del control entre cero y uno, y se cumple la condición de ‘transversalidad’, entonces eligiendo adecuadamente el signo de la función de

conmutación, se puede crear una región de deslizamiento alrededor de ese punto. Además, también será un punto de equilibrio de la dinámica deslizante ideal.

Existencia de una región de deslizamiento.

Supongamos que la superficie de conmutación $S(4.3)$ contiene un punto de equilibrio x_e perteneciente al sistema (4.1), es decir:

$$\begin{aligned} \mathbf{0} &= \mathbf{f}(x_e) + \mathbf{g}(x_e)u_e \\ \mathbf{0} &= \mathbf{s}(x_e) \end{aligned} \quad (4.11)$$

Donde la señal de control en equilibrio, u_e está entre cero y uno.

$$0 < u_e < 1 \quad (4.12)$$

Supongamos que se cumple la condición de ‘transversalidad’ (4.9) alrededor del punto de equilibrio y además:

$$\nabla \mathbf{s}(x_e) \cdot \mathbf{g}(x_e) < \mathbf{0} \quad (4.13)$$

Si no se cumpliera esta desigualdad, volveríamos a definir la función de conmutación $s(x)$ con signo contrario para hacerla cumplir.

Calculamos la derivada temporal de $s(x)$ en ese punto y la simplificamos utilizando (4.11).

$$\frac{ds}{dt}(x_e) = \nabla \mathbf{s}(x_e) \cdot (\mathbf{f}(x_e) + \mathbf{g}(x_e)u) = \nabla \mathbf{s}(x_e) \cdot \mathbf{g}(x_e)(u - u_e) \quad (4.14)$$

A partir de esta expresión, utilizando (4.12) y (4.13), es fácil comprobar que las condiciones (4.4) se cumplen en el punto de x_e .

$$\begin{aligned} \text{si } u=1 &\Rightarrow \frac{ds}{dt}(x_e) = \nabla \mathbf{s}(x_e) \cdot \mathbf{g}(x_e)(1 - u_e) < \mathbf{0} \\ \text{si } u=0 &\Rightarrow \frac{ds}{dt}(x_e) = -\nabla \mathbf{s}(x_e) \cdot \mathbf{g}(x_e)u_e > \mathbf{0} \end{aligned} \quad (4.15)$$

Por tanto, teniendo en cuenta que f, g y s son continuas con x , se puede asegurar que alrededor de x_e existirá una región de deslizamiento.

Estado de equilibrio de la dinámica deslizante ideal.

Por otro lado, hay que comprobar que x_e es un punto de equilibrio de la dinámica deslizante ideal. Por lo que se comprobara que el control equivalente en x_e es igual a u_e . El control equivalente es la solución de la ecuación (4.8).

$$\mathbf{u}_{eq}(\mathbf{x}) = -\frac{\nabla s(\mathbf{x}) \cdot \mathbf{f}(\mathbf{x})}{\nabla s(\mathbf{x}) \cdot \mathbf{g}(\mathbf{x})} \quad (4.16)$$

A partir de (4.11) se obtiene:

$$\mathbf{f}(\mathbf{x}_e) = -\mathbf{u}_e \mathbf{g}(\mathbf{x}_e) \quad (4.17)$$

Puesto que \mathbf{u}_e es un escalar positivo, se deduce que los vectores \mathbf{f} y \mathbf{g} están alineados en el punto \mathbf{x}_e y tienen sentidos opuestos, por lo tanto:

$$\mathbf{u}_e = \frac{\|\mathbf{f}(\mathbf{x}_e)\|}{\|\mathbf{g}(\mathbf{x}_e)\|} \quad (4.18)$$

En la figura siguiente, podemos ver una representación geométrica de estos vectores, junto con el gradiente de $s(\mathbf{x})$, en el punto \mathbf{x}_e .

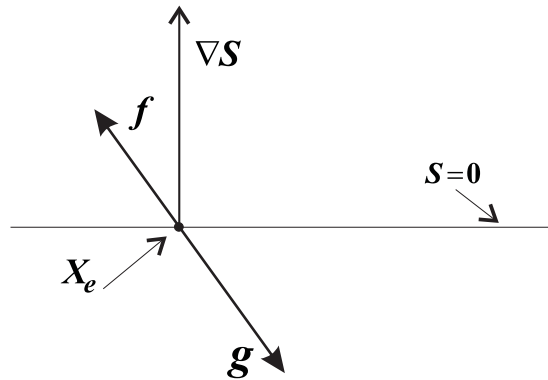


Fig. 4.3 Representación geométrica de los vectores $\mathbf{f}(\mathbf{x}_e)$, $\mathbf{g}(\mathbf{x}_e)$ y $\nabla s(\mathbf{x}_e)$.

El ángulo entre los vectores $\mathbf{f}(\mathbf{x}_e)$ y $\nabla s(\mathbf{x}_e)$ es α y el ángulo entre los vectores $\mathbf{g}(\mathbf{x}_e)$ y $\nabla s(\mathbf{x}_e)$ es $\pi - \alpha$. Utilizando la definición geométrica del producto escalar, podemos calcular el control equivalente en \mathbf{x}_e .

$$\mathbf{u}_{eq}(\mathbf{x}_e) = -\frac{\|\nabla s(\mathbf{x}_e)\| \|\mathbf{f}(\mathbf{x}_e)\| \cos(\alpha)}{\|\nabla s(\mathbf{x}_e)\| \|\mathbf{g}(\mathbf{x}_e)\| \cos(\pi - \alpha)} = \mathbf{u}_e \quad (4.19)$$

Sustituyendo el control equivalente en las ecuaciones del sistema, se obtiene la dinámica deslizante ideal y particularizando en \mathbf{x}_e se encuentra que este es un punto de equilibrio.

$$\mathbf{f}(\mathbf{x}_e) + \mathbf{g}(\mathbf{x}_e) \mathbf{u}_{eq}(\mathbf{x}_e) = \mathbf{f}(\mathbf{x}_e) + \mathbf{g}(\mathbf{x}_e) \mathbf{u}_e = \mathbf{0} \quad (4.20)$$

4.1.6 Aplicación del control en modo deslizante en reguladores conmutados.

El control en modo deslizante tiene aplicación inmediata en la regulación de convertidores conmutados. En este apartado se explica como regular la tensión de un convertidor, utilizando los conceptos del control en modo deslizante.

Control de tensión.

Vamos a ver como se controla en modo deslizante la tensión de salida, v_o de un convertidor continua – continua de los expuestos en capítulo dos.

Condiciones de existencia de deslizamiento.

Para crear una región de deslizamiento que cumpla el objetivo de control, escogemos la siguiente función de conmutación.

$$s(\mathbf{x}) = v_o - V_{or} \quad (4.21)$$

Donde V_{or} es igual a la tensión de salida deseada.

Supongamos que el sistema tiene un estado de equilibrio \mathbf{x}_e con $v_o = V_{or}$ para un valor de u entre uno y cero. Supongamos también que tomando $y = s(\mathbf{x})$, el sistema es de grado relativo uno y de fase mínima.

Puesto que el sistema es de fase mínima, el punto de equilibrio de la dinámica deslizante ideal, si este existe, será asintóticamente estable. La dinámica real se acercará a la ideal cuando Δ se acerque a cero.

Las condiciones que se deben cumplir en la región de deslizamiento, particularizando (4.4), son las siguientes.

$$\begin{aligned} \frac{ds}{dt} = \frac{dv_o}{dt} - \frac{dV_{or}}{dt} < 0 \quad \text{si } u = 1 \\ \frac{ds}{dt} = \frac{dv_o}{dt} - \frac{dV_{or}}{dt} > 0 \quad \text{si } u = 0 \end{aligned} \quad (4.22)$$

Si los signos de la derivada de s son los contrarios, hay que cambiar $s(\mathbf{x})$ por $-s(\mathbf{x})$ para que el control de la forma (4.7) cree una región de deslizamiento con $v_o = V_{or}$. Como hemos comprobado en el apartado (4.1.5), existe una región alrededor del estado de equilibrio en la que se pueden cumplir estas condiciones.

Se pueden concretar un poco más las condiciones, si suponemos que la forma de onda de v_o en régimen estacionario, con V_{or} constante, es como la representada en la figura 4.4.

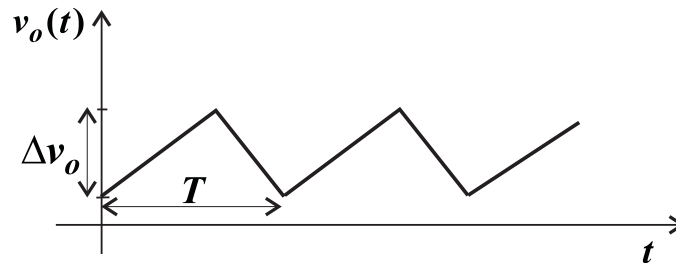


Fig. 4.4 Forma de onda en régimen estacionario de $v_o(t)$

En la figura (4.4), T es el periodo de conmutación nominal, igual al inverso de la frecuencia de conmutación f_s , y Δv_o es la amplitud de pico a pico del rizado de v_o . Esta forma de onda es la típica de los convertidores diseñados para que en su rizado de salida predomine el producido por la R_{esr} del condensador de filtro, y están funcionando en régimen de conducción continua. En este caso, el valor absoluto de la derivada de v_o , está acotado inferiormente.

$$\left| \frac{dv_o}{dt} \right| > \frac{\Delta v_o}{T} = \Delta v_o f_s \quad (4.23)$$

Entonces, si el signo de s es correcto, la siguiente desigualdad es una condición suficiente de la existencia de deslizamiento.

$$\Delta v_o f_s \geq \left| \frac{dV_{or}}{dt} \right| \quad (4.24)$$

4.1.7 Ley de control con histéresis.

La ley de control (4.7) se puede implementar con un comparador con histéresis como el de la figura 4.5, escogiendo H menor o igual a Δ .

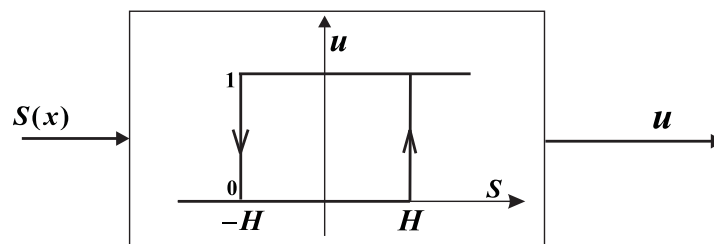


Fig. 4.5 Bloque que simboliza un comparador con histéresis.

Como se ve en la figura 4.5, cuando $s(\mathbf{x}) > H$ la salida del comparador es $\mathbf{u} = 1$ y se mantiene en este valor hasta que $s(\mathbf{x}) < H$ y la salida se mantiene en el valor $\mathbf{u} = 0$.

4.2 Análisis de la topología de convertidor elegida como VRM.

El convertidor reductor que vamos a diseñar **TIWJ**, corresponde a una topología de cuarto orden, mostrada en la figura 4.6, donde se ha incluido la resistencia parásita del condensador, representada por R_s .

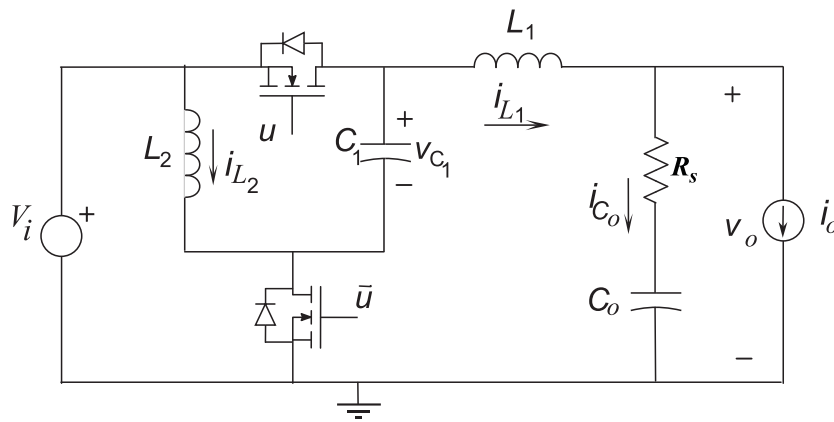


Fig. 4.6 Convertidor **TIWJ** objeto de este análisis.

El análisis del convertidor se realiza utilizando la técnica de modelado en el espacio de estado, para lo cual se obtienen las ecuaciones de estado para cada uno de los dos circuitos resultantes de la posición del conmutador de control, denominando modo ON, es cuando la que señal de control está en $\mathbf{u} = 1$, y el transistor Q_1 está conduciendo mientras el transistor Q_2 se encuentra desactivado, el circuito que resulta en modo es el representado en la figura 4.7.

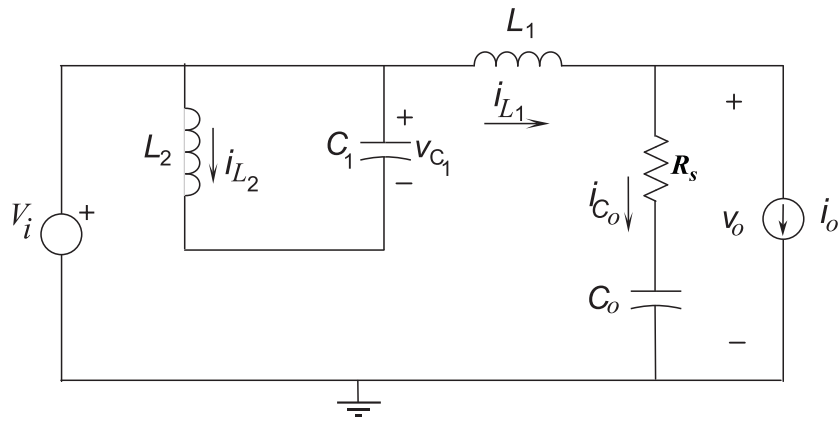


Fig. 4.7 Modo de operación ON ($Q_1 = ON, Q_2 = OFF$).

El modo OFF corresponde con la señal de control $u = 0$, en la que el transistor Q_1 está desactivado y el transistor Q_2 conduciendo, el circuito que resulta de este estado de los transistores es el representado en la figura 4.8.

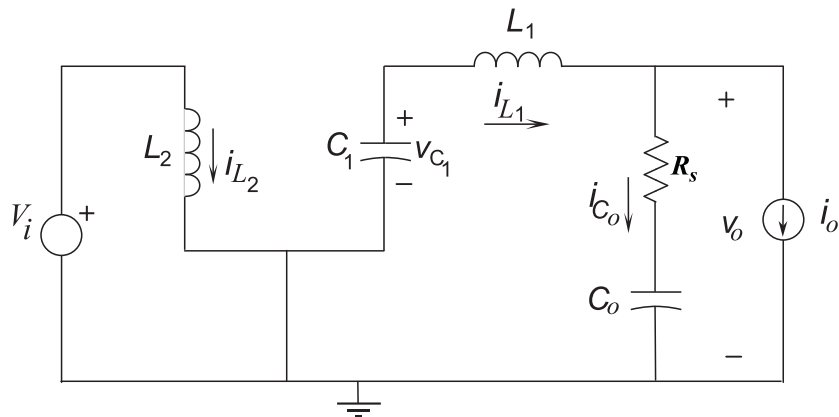


Figura 4.8 Modo de operación OFF ($Q_1 = OFF, Q_2 = ON$).

En este análisis se toman como variables de estado, las corrientes por los inductores (i_{L_1}, i_{L_2}) y a las tensiones en los condensadores (v_{C_1}, v_{C_o}), siendo el vector de estado x .

$$x = \begin{bmatrix} i_{L1} \\ i_{L2} \\ v_{C1} \\ v_{Co} \end{bmatrix} \quad (4.25)$$

Ecuaciones de estado en el modo de operación ON, ($u = 1$) $\dot{x} = A_1 x + B_1 v_p$

Siendo estas colocadas en forma matricial como:

$$\dot{\mathbf{x}} = \begin{bmatrix} -\frac{R_s}{L_1} & 0 & 0 & -\frac{1}{L_1} \\ 0 & 0 & \frac{1}{L_2} & 0 \\ 0 & -\frac{1}{C_1} & 0 & 0 \\ \frac{1}{C_o} & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \mathbf{x} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L_1} & \frac{R_s}{L_1} \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{C_o} \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} v_i \\ i_o \end{bmatrix} \quad (4.26)$$

Ecuaciones de estado en el modo de operación OFF, ($u=0$) $\dot{\mathbf{x}} = \mathbf{A}_2 \mathbf{x} + \mathbf{B}_2 v_p$

Siendo estas puestas de forma matricial como:

$$\dot{\mathbf{x}} = \begin{bmatrix} -\frac{R_s}{L_1} & 0 & \frac{1}{L_1} & -\frac{1}{L_1} \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ -\frac{1}{C_1} & 0 & 0 & 0 \\ \frac{1}{C_o} & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \mathbf{x} + \begin{bmatrix} 0 & \frac{R_s}{L_1} \\ \frac{1}{L_2} & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & -\frac{1}{C_o} \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} v_i \\ i_o \end{bmatrix} \quad (4.27)$$

Considerando que las constantes de tiempo del convertidor en cada uno de sus modos de operación son mucho mayores que el periodo de conmutación de los transistores, se obtiene el siguiente modelo promediado de las ecuaciones de estado de cada uno de los modos de funcionamiento del convertidor, donde d corresponde con el ciclo de trabajo de los conmutadores.

$$\frac{d\mathbf{x}}{dt} = (\mathbf{A}_1 \mathbf{x} + \mathbf{B}_1 v_p) d + (\mathbf{A}_2 \mathbf{x} + \mathbf{B}_2 v_p) (1-d) \quad (4.28)$$

$$\frac{d\mathbf{x}}{dt} = \mathbf{A} \mathbf{x} + \mathbf{B} v_p \quad (4.29)$$

Resultando la ecuación (4.30) el modelo promediado del convertidor.

$$\dot{\mathbf{x}} = \begin{bmatrix} -\frac{R_s}{L_1} & 0 & -\frac{-1+d}{L_1} & -\frac{1}{L_1} \\ 0 & 0 & \frac{d}{L_2} & 0 \\ -\frac{-1+d}{C_1} & -\frac{d}{C_1} & 0 & 0 \\ \frac{1}{C_o} & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \mathbf{x} + \begin{bmatrix} \frac{d}{L_1} & \frac{R_s}{L_1} \\ \frac{d-1}{L_2} & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & -\frac{1}{C_o} \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} v_i \\ i_o \end{bmatrix} \quad (4.30)$$

A continuación se determina el punto de equilibrio del convertidor, para lo que hacemos cero la derivada de vector de estado y considerando el vector de entradas $v_p = V_p$ constante y $d = D$ constante.

$$\frac{dx}{dt} = 0$$

Por lo que el vector de estado en equilibrio será:

$$x_e = A^{-1} B V_p \quad (4.31)$$

Siendo cada uno de los componentes del vector de estado en equilibrio los siguientes.

$$x_e = \begin{bmatrix} i_{L_1 eq} \\ i_{L_2 eq} \\ v_{C_1 eq} \\ v_{C_o eq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} I_o \\ \frac{(-1+D)I_o}{D} \\ \frac{(-1+D)V_i}{D} \\ \frac{(-1+2D)V_i}{D} \end{bmatrix} \quad (4.32)$$

A continuación se obtiene el modelo lineal del convertidor sobre el punto de equilibrio, haciendo las variables incrementales sobre el punto de equilibrio determinado y eliminando los términos de orden superior.

$$\begin{aligned} d &= D + \hat{d} \\ v_p &= V_p + \hat{v}_p \\ x &= X_e + \hat{x} \end{aligned}$$

El modelo lineal se puede representar como:

$$\hat{x} = A_z \hat{x} + B_z \hat{d} + D_z \hat{v}_p \quad (4.33)$$

Siendo las matrices de coeficientes constantes correspondientes.

$$\begin{aligned} A_z &= (A_1 D + A_2 - A_2 D) \\ B_z &= (A_1 X_e + B_1 V - A_2 x_e - B_2 V) \\ D_z &= (B_1 D + B_2 - B_2 D) \end{aligned}$$

El modelo lineal del convertidor queda de la siguiente manera.

$$\hat{\mathbf{x}} = \begin{bmatrix} -\frac{R_s}{L_1} & 0 & -\frac{-1+D}{L_1} & -\frac{1}{L_1} \\ 0 & 0 & \frac{D}{L_2} & 0 \\ \frac{-1+D}{C_1} & -\frac{D}{C_1} & 0 & 0 \\ \frac{1}{C_o} & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \hat{\mathbf{x}} + \begin{bmatrix} \frac{V_i}{L_1 D} \\ -\frac{V_i}{L_2 D} \\ \frac{I_o}{C_1 D} \\ 0 \end{bmatrix} \hat{d} + \begin{bmatrix} \frac{V_i D + R_s I_o}{L_1} \\ \frac{(D-1)V_i}{L_2} \\ 0 \\ -\frac{I_o}{C_o} \end{bmatrix} \hat{v}_p \quad (4.34)$$

A partir del modelo lineal, podemos determinar las distintas funciones de transferencia del convertidor.

El vector de funciones de transferencia $\frac{\mathbf{X}(s)}{U(s)}$, que corresponde a una matriz columna donde cada uno de sus elementos conforma la relación de las transformadas de Laplace de una de las variables de estado respecto al control. Llamamos u al ciclo de trabajo \hat{d} cuando aplicamos la transformada de Laplace. Para la determinación de este vector de funciones de transferencias, se ha supuesto que el vector de perturbaciones \hat{v}_p es cero.

Por lo que la ecuación de estado queda:

$$\hat{\mathbf{x}} = \mathbf{A}_z \hat{\mathbf{x}} + \mathbf{B}_z \hat{d} \quad (4.35)$$

Aplicando la transformada de Laplace a la ecuación anterior, se obtiene:

$$\mathbf{X}(s) = (s\mathbf{I} - \mathbf{A}_z)^{-1} \mathbf{B}_z U(s) \quad (4.36)$$

Donde:

$$\frac{\mathbf{X}(s)}{U(s)} = \begin{bmatrix} \frac{I_{L1}(s)}{U(s)} = G_{I_{L1}-u} \\ \frac{I_{L2}(s)}{U(s)} = G_{I_{L2}-u} \\ \frac{V_{C1}(s)}{U(s)} = G_{V_{C1}-u} \\ \frac{V_{C0}(s)}{U(s)} = G_{V_{C0}-u} \end{bmatrix} \quad (4.37)$$

Considerando ahora la entrada de control cero, $\hat{d} = 0$ se obtienen las funciones de transferencia entre las variables de estado y las perturbaciones.

$$\mathbf{X}(s) = (s\mathbf{I} - \mathbf{A}_z)^{-1} \mathbf{D}_z \mathbf{V}_s(s)$$

Siendo $\frac{\mathbf{X}(s)}{\mathbf{V}_p(s)}$ una matriz de funciones de transferencia de orden 4×2 , dado que el vector de perturbaciones $\hat{\mathbf{v}}_p$, corresponde con un vector columna de dos componentes $\hat{\mathbf{v}}_p = [\hat{\mathbf{v}}_i \quad \hat{\mathbf{i}}_o]$.

A continuación, se muestra la matriz de funciones de transferencia de las variables de estado respecto a las perturbaciones.

$$\frac{\mathbf{X}(s)}{\mathbf{V}_p(s)} = \begin{bmatrix} \frac{I_{L1}(s)}{I_o(s)} & \frac{I_{L1}(s)}{V_i(s)} \\ \frac{I_{L2}(s)}{I_o(s)} & \frac{I_{L2}(s)}{V_i(s)} \\ \frac{V_{C1}(s)}{I_o(s)} & \frac{V_{C1}(s)}{V_i(s)} \\ \frac{V_{Co}(s)}{I_o(s)} & \frac{V_{Co}(s)}{V_i(s)} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} G_{I_{L1}-I_o} & G_{I_{L1}-V_i} \\ G_{I_{L2}-I_o} & G_{I_{L2}-V_i} \\ G_{V_{C1}-I_o} & G_{V_{C1}-V_i} \\ G_{V_{Co}-I_o} & G_{V_{Co}-V_i} \end{bmatrix} \quad (4.38)$$

En el convertidor a analizar (figura 4.6) se pretende realizar el control de la tensión de salida, por lo que se deberá obtener la expresión de la ecuación de observación o de salida, esta ecuación es la misma para cada uno de los modos del convertidor.

Ecuación de observación:

$$\hat{\mathbf{v}}_o = \mathbf{E}\hat{\mathbf{x}} + \mathbf{F}\hat{\mathbf{v}}_p \quad (4.39)$$

Donde las matrices son:

$$\begin{aligned} \mathbf{E} &= [\mathbf{R}_s \quad \mathbf{0} \quad \mathbf{0} \quad \mathbf{1}] \\ \mathbf{F} &= [-\mathbf{R}_s \quad \mathbf{0}] \end{aligned} \quad (4.40)$$

La figura 4.9, se muestra el diagrama de bloques del convertidor **TIWJ** en el que no se consideran las perturbaciones.

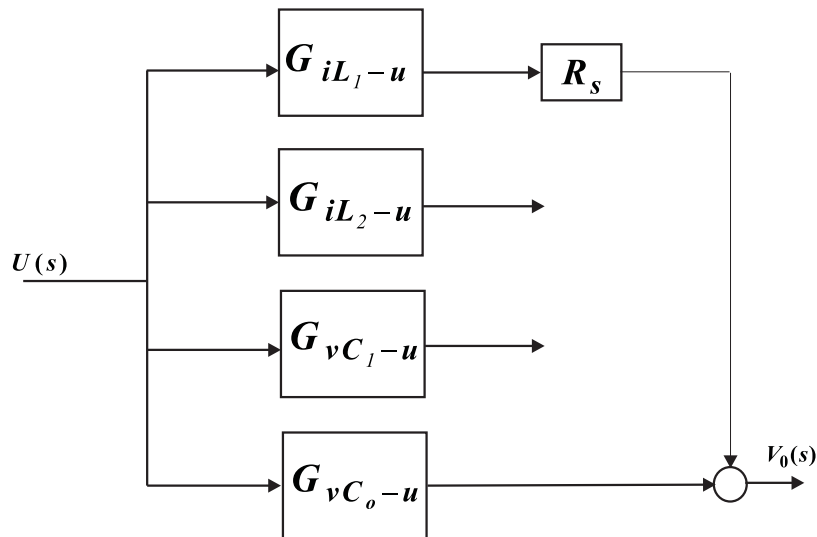


Fig. 4.9 Diagrama de bloques del convertidor.

Para regular la tensión de salida del convertidor, se desea utilizar un control por ciclo de histéresis, el modo natural de analizar los convertidores conmutados con control por histéresis es el control en modo deslizante.

La ecuación característica de la dinámica ideal de modo deslizante de un sistema con control escalar en la vecindad de la superficie de deslizamiento $s(\mathbf{x}) = \mathbf{0}$, [4.2] [4.6],[4.7] puede hallarse reemplazando el control \mathbf{u} por $\frac{s(\mathbf{x})}{\mathbf{k}}$ donde haremos tender $\mathbf{k} \rightarrow \mathbf{0}$, por lo que añadimos al diagrama de bloques de la figura anterior un amplificador de ganancia $1/\mathbf{k}$ por lo que la señal de control es $\mathbf{u} = (V_{or} - v_o)/\mathbf{k}$, como muestra la figura siguiente.

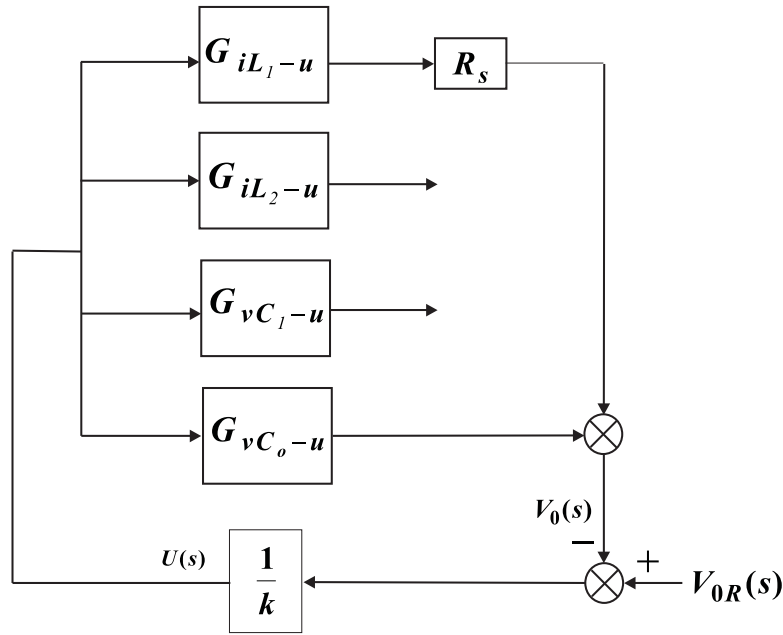


Fig. 4.10 Diagrama de bloques en lazo cerrado.

Del diagrama de bloques de la figura podemos determinar la función de transferencia del convertidor en lazo cerrado mediante la aplicación de la regla de Mason.

$$T(s) = \frac{V_o(s)}{V_{or}(s)} = \frac{1/k(G_{iL_1-u}R_s + G_{vC_o-u})}{1 + 1/k(G_{iL_1-u}R_s + G_{vC_o-u})} \quad (4.41)$$

Siendo la ecuación característica del sistema en lazo cerrado.

$$1 + 1/k(G_{iL_1-u}R_s + G_{vC_o-u}) = 0$$

$$\lim_{k \rightarrow 0} (k + (G_{iL_1-u}R_s + G_{vC_o-u})) = G_{iL_1-u}R_s + G_{vC_o-u}$$

Haciendo tender $k \rightarrow 0$, obtenemos la ecuación característica del sistema en modo de deslizamiento, ideal, siendo ésta.

$$(1 + sC_oR_s)[(L_2V_iC_1V_{or} - 2L_2V_i^2C_1)s^2 + (L_2I_oV_{or} - L_2I_oV_i)s - V_i^2] = 0 \quad (4.42)$$

La ecuación característica contiene un polinomio de tercer grado, el cual tiene una raíz real y negativa dependiente del condensador de filtro de salida y dos raíces dependientes de L_2 , C_1 y de la carga I_o . Dado que $V_{or} > 0$ y $V_{or} < V_i$, esto hace que todos los coeficientes del polinomio (4.43) sean negativos, por lo que el polinomio siguiente:

$$(L_2V_iC_1V_{or} - 2L_2V_i^2C_1)s^2 + (L_2I_oV_{or} - L_2I_oV_i)s - V_i^2 = 0 \quad (4.43)$$

El polinomio (4.43) presenta raíces en el semiplano izquierdo, por lo que la dinámica ideal de deslizamiento es estable, salvo para el caso de $I_o = 0$, en este caso se hace cero el coeficiente de s , por lo que la ecuación característica tendrá dos raíces imaginarias, lo que implica un amortiguamiento cero del sistema.

Se simplifica la ecuación (4.43).

$$s^2 + \frac{I_o(1-D)}{V_i C_1} s + \frac{D}{L_2 C_1} = 0 \quad (4.44)$$

Donde D es el ciclo de trabajo del convertidor.

$$D = -\frac{V_i}{V_{or} - 2V_i} \quad (4.45)$$

La ecuación (4.44), puede ser representada de la forma.

$$s^2 + 2\zeta\omega_n s + \omega_n^2 = 0 \quad (4.46)$$

Igualando los coeficientes de los polinomios (4.44) y (4.46) se obtiene la frecuencia natural no amortiguada ω_n , y el coeficiente de amortiguamiento ζ , de las dos raíces complejas para unos valores dados de los parámetros del convertidor.

$$\omega_n = \sqrt{\frac{D}{L_2 C_1}}$$

$$\zeta = \frac{I_o(1-D)}{2V_i C_1} \sqrt{\frac{L_2 C_1}{D}}$$

De estas expresiones, podemos observar que la posición en el plano s de las raíces complejas de la ecuación característica (4.42) del convertidor en régimen de deslizamiento ideal no depende del filtro de salida formado por L_1 y C_o .

A continuación se obtiene el lugar geométrico de las raíces complejas del sistema al variar la corriente de carga I_o desde cero al valor de plena de carga, para lo cual escribimos el polinomio característico (4.42) de la forma $1 + I_o G(s) = 0$, donde $G(s)$ es:

$$G(s) = \frac{(V_i - V_{or})L_2 s}{(2L_2 V_i^2 C_1 - L_2 C_1 V_{or} V_i) s^2 + V_i^2}$$

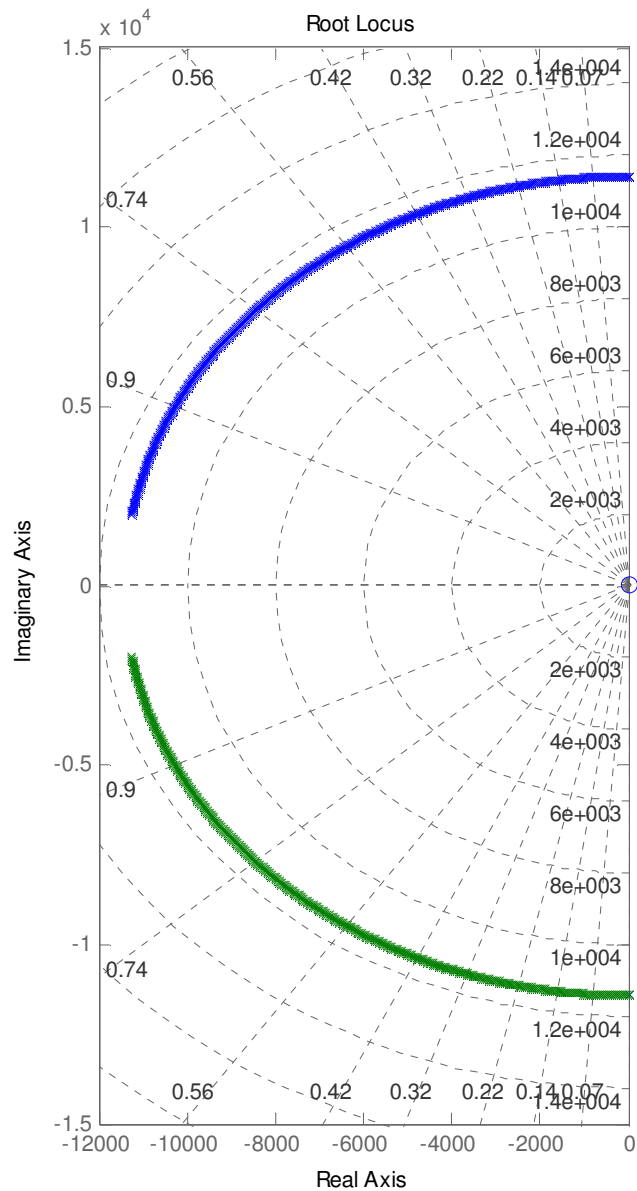


Fig. 4.11 Lugar geométrico de raíces del convertidor al variar I_o .

En la figura 4.11 se observa evolución de las raíces en el plano s al variar la corriente de carga desde $I_o = 0$ hasta $I_o = 50 A$, plena carga. Podemos observar que con corriente de carga igual a cero la dinámica del convertidor no tiene ningún amortiguamiento, aunque a medida que la corriente de carga aumenta el amortiguamiento aumenta también.

En la figura 4.12 se muestra el esquema utilizado del convertidor TIWJ utilizado para simular su comportamiento en PSIM.

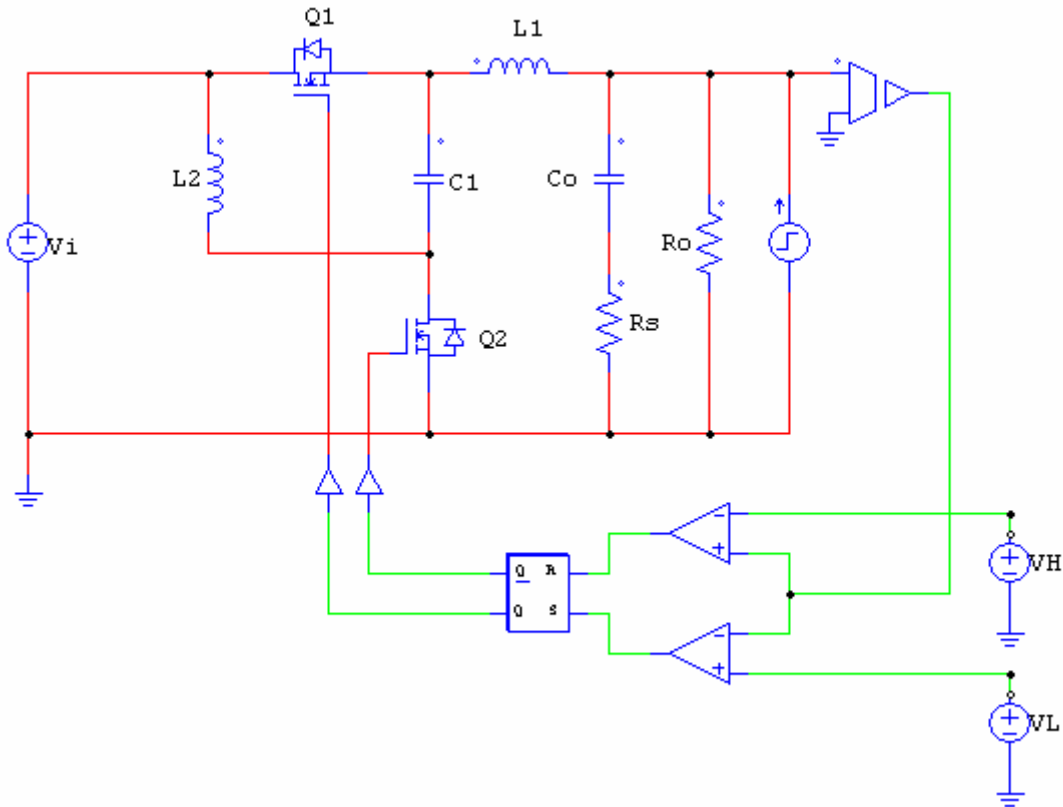


Fig. 4.12 Esquema de simulación del convertidor **TIWJ**.

En la figura siguiente se muestra el comportamiento del convertidor trabajando con una corriente de carga $I_o = 50 \text{ A}$ y en el instante de tiempo $t = 0,5 \text{ ms}$ se le aplica una variación de carga haciendo que el convertidor pase a trabajar sin carga, se observa que la variable i_{L2} presenta un comportamiento oscilatorio, cosa que no ocurre con la corriente i_{L1} , ya que esta corriente es una variable controlada por la histéresis del control.

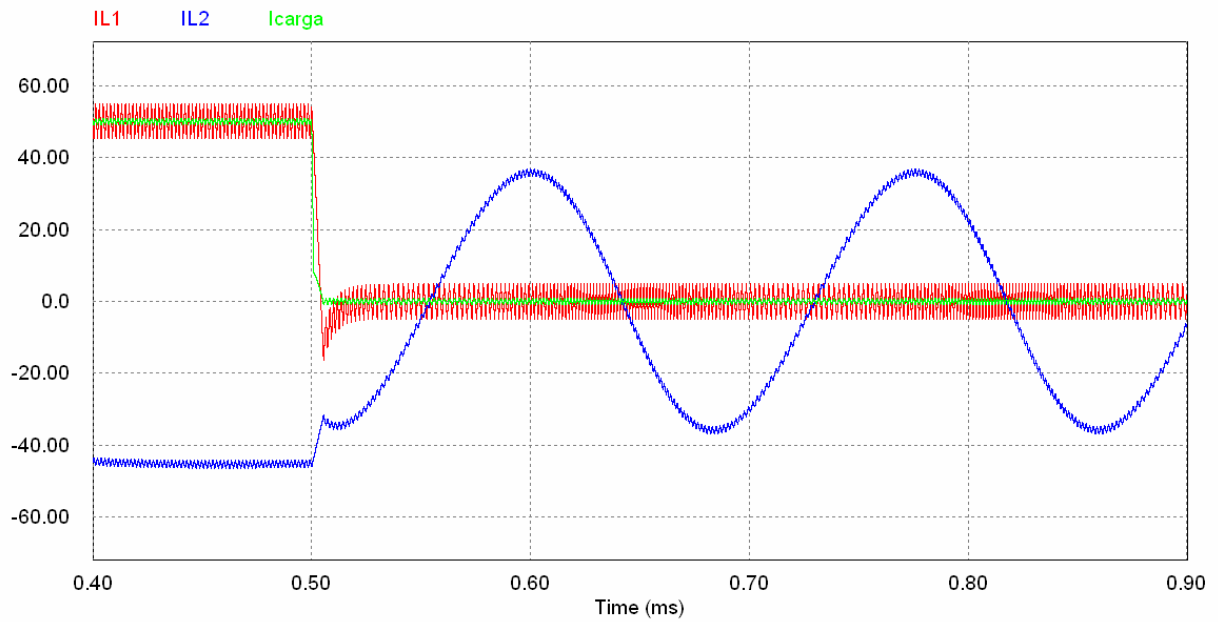


Fig.4.13 Inestabilidad de la corriente i_{L2} .

4.2.1 Amortiguación de las variables de estado internas

Ante la necesidad de que el convertidor trabaje a corriente de carga cero, debemos amortiguar esta dinámica [4.8] para corriente de carga cero, por lo que se le añade al convertidor una red de amortiguamiento R_d , C_d en paralelo con el condensador C_1 , tal como muestra la figura siguiente.

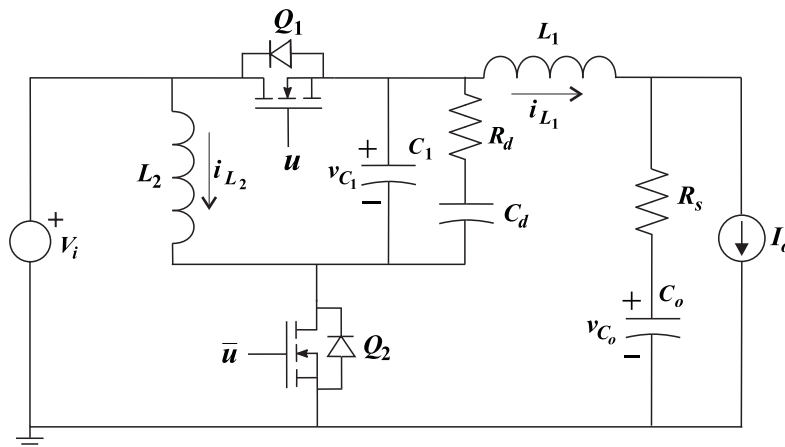


Fig. 4.14 Convertidor con red amortiguadora C_d , R_d .

El circuito de la figura 4.14 se analizará a continuación siguiendo la técnica de espacio de estado para cada modo de operación, es decir para $u=1$ y $u=0$, obteniendo las ecuaciones de estado en forma matricial.

Considerando ahora el nuevo vector de estado como:

$$\mathbf{x} = [iL_1, iL_2, vC_1, vC_d, vC_o] \quad (4.47)$$

La ecuación de estado para $u = 1$ es $\dot{\mathbf{x}} = \mathbf{A}_1 \mathbf{x} + \mathbf{B}_1 v_p$

Siendo esta:

$$[\dot{\mathbf{x}}] = \begin{bmatrix} -\frac{R_s}{L_1} & 0 & 0 & 0 & -\frac{1}{L_1} \\ 0 & 0 & \frac{1}{L_2} & 0 & 0 \\ 0 & -\frac{1}{C_1} & -\frac{1}{C_d R_d} & \frac{1}{C_d R_d} & 0 \\ 0 & 0 & \frac{1}{C_d R_d} & -\frac{1}{C_d R_d} & 0 \\ \frac{1}{C_o} & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} [\mathbf{x}] + \begin{bmatrix} \frac{1}{L_1} & \frac{R_s}{L_1} \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & -\frac{1}{C_o} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_i \\ i_o \end{bmatrix} \quad (4.48)$$

La ecuación de estado para $u = 0$ es $\dot{\mathbf{x}} = \mathbf{A}_2 \mathbf{x} + \mathbf{B}_2 v_p$

Siendo esta:

$$[\dot{\mathbf{x}}] = \begin{bmatrix} -\frac{R_s}{L_1} & 0 & \frac{1}{L_1} & 0 & -\frac{1}{L_1} \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ -\frac{1}{C_1} & 0 & -\frac{1}{C_d R_d} & \frac{1}{C_d R_d} & 0 \\ 0 & 0 & \frac{1}{C_d R_d} & -\frac{1}{C_d R_d} & 0 \\ \frac{1}{C_o} & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} [\mathbf{x}] + \begin{bmatrix} 0 & \frac{R_s}{L_1} \\ \frac{1}{L_2} & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & -\frac{1}{C_o} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_i \\ i_o \end{bmatrix} \quad (4.49)$$

A continuación se determina el modelo promediado de convertidor según las ecuaciones (4.28) y (4.29), obteniendo la ecuación $\dot{\mathbf{x}} = \mathbf{A}\mathbf{x} + \mathbf{B}$, en la que el vector de perturbaciones v_p se ha considerado constante e igual a V_p y se ha incluido en la matriz \mathbf{B} .

$$\dot{\mathbf{x}} = \begin{bmatrix} -\frac{R_s}{L_1} & 0 & \frac{1-D}{L_1} & 0 & -\frac{1}{L_1} \\ 0 & 0 & \frac{D}{L_2} & 0 & 0 \\ \frac{D-1}{C_1} & -\frac{D}{C_1} & -\frac{1}{C_1 R_d} & \frac{1}{C_1 R_d} & 0 \\ 0 & 0 & \frac{1}{C_d R_d} & -\frac{1}{C_d R_d} & 0 \\ \frac{1}{C_o} & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \mathbf{x} + \begin{bmatrix} \frac{DV_i + R_s I_o}{L_1} \\ \frac{(1-D)V_i}{L_2} \\ 0 \\ 0 \\ -\frac{I_o}{C_o} \end{bmatrix} \quad (4.50)$$

Se determina el punto de equilibrio del convertidor, para lo cual la derivada del vector de estado se iguala a cero, $\dot{\mathbf{x}} = \mathbf{0}$ obteniendo.

$$\mathbf{x}_e = \mathbf{A}^{-1} \mathbf{B}$$

Siendo este:

$$\mathbf{x}_e = \begin{bmatrix} i_{L_1 eq} \\ i_{L_2 eq} \\ v_{C_1 eq} \\ v_{C_d eq} \\ v_{C_o eq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{I_o}{(-1+D)I_o} \\ \frac{u_e}{(-1+D)V_i} \\ \frac{D}{(-1+D)V_i} \\ \frac{D}{(-1+2u_e)V_i} \\ \frac{D}{D} \end{bmatrix} \quad (4.51)$$

El análisis del modo deslizante se efectuará utilizando el método del control equivalente, y no se utilizará el desarrollo anterior hecho mediante funciones de transferencias, debido a que el procedimiento siguiente es más riguroso, por lo que ponemos el modelo del convertidor de la siguiente forma, ecuación (4.1).

$$\begin{aligned} \dot{\mathbf{x}} &= \mathbf{f}(\mathbf{x}) + \mathbf{g}(\mathbf{x})\mathbf{u} \\ \mathbf{y} &= \mathbf{h}(\mathbf{x}) \end{aligned}$$

Donde los vectores $\mathbf{f}(\mathbf{x})$ y $\mathbf{g}(\mathbf{x})$ vienen dados por:

$$\mathbf{f}(\mathbf{x}) = \mathbf{A}_2 \mathbf{x} + \mathbf{B}_2 V_p$$

$$\mathbf{g}(\mathbf{x}) = (\mathbf{A}_1 - \mathbf{A}_2) \mathbf{x} + (\mathbf{B}_1 - \mathbf{B}_2) V_p$$

El modelo del convertidor con control escalar nos queda de la forma:

$$\dot{\mathbf{x}} = \begin{bmatrix} \frac{-R_s iL_1 + vC_1 - vC_o + R_s I_o}{L_1} \\ \frac{V_i}{L_2} \\ \frac{-iL_1 R_d - vC_1 + vC_d}{C_d R_d} \\ \frac{vC_1 - vC_d}{C_d R_d} \\ \frac{iL_1 - I_o}{C_o} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{-vC_1 + V_i}{L_1} \\ \frac{vC_1 - V_i}{L_2} \\ \frac{iL_1 - iL_2}{C_1} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \mathbf{u} \quad (4.52)$$

La ecuación de salida correspondiente al convertidor es:

$$v_o = \mathbf{y} = \mathbf{h}(\mathbf{x}) = (iL_1 - I_o)R_s + vC_o \quad (4.53)$$

Siendo nuestra función de conmutación:

$$\mathbf{S}(\mathbf{x}) = v_o - V_{or} = (iL_1 - I_o)R_s + vC_o - V_{or}$$

A continuación determinamos la condición de transversalidad, ecuación (4.9) que nos indica que las trayectorias de estado del convertidor son transversales y estas interseccionan con la superficie de deslizamiento definida.

$$\nabla \mathbf{s}(\mathbf{x}) \cdot \mathbf{g}(\mathbf{x}) = -\frac{R_s(vC_1 - V_i)}{L_1} \neq 0 \quad (4.54)$$

La condición de transversalidad es necesaria para la existencia de modo deslizante. El control equivalente del sistema utilizando la ecuación (4.16) en este caso, corresponde a:

$$\mathbf{u}_{eq} = \frac{-R_s C_o iL_1 + R_s C_o vC_1 - R_s C_o vC_o + R_s^2 C_o I_o + iL_1 L_1 - I_o L_1}{C_o R_s (vC_1 - V_i)} \quad (4.55)$$

Se sustituye el control equivalente obtenido en la ecuación (4.55) obteniendo la dinámica del sistema en régimen de deslizamiento ideal de acuerdo con las expresiones siguientes.

$$\begin{aligned} \dot{\mathbf{x}} &= \mathbf{f}(\mathbf{x}) + \mathbf{g}(\mathbf{x})\mathbf{u}_{eq} \\ \mathbf{s}(\mathbf{x}) &= 0 \end{aligned} \quad (4.56)$$

Eliminando en (4.56) la ecuación correspondiente a $\frac{dvC_o}{dt}$ y sustituyendo la ecuación $\mathbf{s}(\mathbf{x}) = 0$, eliminando vC_o la dinámica obtenida es reducida en un orden, y el nuevo vector de estado es:

$$\mathbf{x}_d = [iL_1, iL_2, vC_1, vC_d] \quad (4.57)$$

Considerando la dinámica reducida expresada por la siguiente ecuación:

$$\dot{\mathbf{x}}_d = \mathbf{M}(\mathbf{x}_d) \quad (4.58)$$

Donde $M(x_d)$ es un vector de cuatro funciones no lineales, y haciendo la derivada del vector de estado cero $\dot{x}_d = \mathbf{0}$, determinamos el punto de equilibrio de la dinámica ideal de deslizamiento del convertidor, siendo este:

$$\begin{aligned} iL_{1ss} &= I_o \\ iL_{2ss} &= -\frac{I_o(V_i - V_{or})}{V_i} \\ vC_{1ss} &= -V_i + V_{or} \\ vC_{dss} &= -V_i + V_{or} \end{aligned}$$

Seguidamente se linealiza la ecuación (4.58), sobre el punto de equilibrio obtenido, para determinar la dinámica ideal de modo deslizante linealizada.

$$\hat{\dot{x}}_d = M_L \hat{x}_d \quad (4.59)$$

4.2.2 Estabilidad de la dinámica deslizante ideal.

Para estudiar la estabilidad de la dinámica deslizante, [a4] obtenemos la ecuación característica del sistema lineal, ecuación (4.59).

$$p = |sI - M_L| = 0$$

El polinomio obtenido se muestra a continuación:

$$\begin{aligned} p = & (1 + C_o R_s s) [(V_{or} L_2 C_1 R_d C_d V_i - 2L_2 C_1 R_d V_i^2 C_d) s^3 + (-2L_2 V_i^2 C_d \\ & + L_2 R_d I_o V_{or} C_d - 2L_2 C_1 V_i^2 + V_{or} L_2 V_i C_d + V_{or} L_2 C_1 V - L_2 R_d I_o C_d V_i) s^2 \\ & + (-R_d V_i^2 C_d + L_2 I_o V_{or} - L_2 I_o V_i) s - V_i^2] \end{aligned} \quad (4.60)$$

El polinomio característico obtenido es de cuarto orden, donde una de sus raíces viene impuesta por el condensador de filtro de salida, siendo esta raíz real y negativa. Analizamos el resto del polinomio, para lo cual eliminamos esta raíz quedando un polinomio de tercer orden. Para determinar si este polinomio de tercer orden tiene todas sus raíces en el semiplano izquierdo del plano s aplicamos el criterio de estabilidad de Routh. Como deseamos que el sistema sea estable con corriente de carga cero ($I_o = \mathbf{0}$), hacemos la corriente de carga cero y queda el polinomio de la forma:

$$\begin{aligned} p_3 = & (V_{or} L_2 C_1 R_d C_d V_i - 2L_2 C_1 R_d V_i^2 C_d) s^3 + (-2L_2 V_i^2 C_d - 2L_2 C_1 V_i^2 \\ & + V_{or} L_2 V_i C_d + V_{or} L_2 C_1 V_i) s^2 + (-R_d V_i^2 C_d) s - V_i^2 = 0 \end{aligned} \quad (4.61)$$

Simplificando se obtiene:

$$p_3 = L_2 C_1 R_d C_d \left(\frac{V_{or}}{V_i} - 2 \right) s^3 + L_2 (C_d + C_1) \left(\frac{V_{or}}{V_i} - 2 \right) s^2 - C_d R_d s - 1 = 0$$

Teniendo en cuenta que el ciclo de trabajo del convertidor en régimen estacionario es:

$$D = - \frac{1}{\left(\frac{V_{or}}{V_i} - 2 \right)} \quad (4.62)$$

El polinomio característico queda de la siguiente manera

$$p_3 = \frac{L_2 C_1 R_d C_d}{D} s^3 + \frac{L_2 (C_d + C_1)}{D} s^2 + C_d R_d s + 1 = 0 \quad (4.63)$$

Definiendo el polinomio característico como:

$$p_3 = as^3 + bs^2 + cs + d = 0$$

La tabla de Routh correspondiente es:

$$\begin{array}{c|cc} s^3 & a & c \\ s^2 & b & d \\ s^1 & \frac{bc-ad}{b} & 0 \\ s^0 & d & 0 \end{array}$$

El criterio de estabilidad de Routh nos indica para que un sistema sea estable es necesario que todos los coeficientes de la primera columna de la tabla de Routh deben ser positivos, es decir:

$$a = \frac{L_2 C_1 R_d C_d}{D} > 0$$

$$b = \frac{L_2 (C_d + C_1)}{D} > 0$$

$$bc - ad = \frac{L_2 (C_d + C_1) C_d R_d}{D} - \frac{L_2 C_1 R_d C_d}{D} > 0$$

$$d = 1 > 0$$

Se observa que todos los coeficientes son positivos, por lo que el sistema es estable para $I_o = 0$, en este caso al incluir la red amortiguadora la dinámica deslizante no presenta raíces imaginarias, ya que ningún coeficiente del polinomio (4.63) es cero.

4.2.3 Ajuste de la dinámica deslizante ideal.

Una vez demostrada la estabilidad de la dinámica ideal linealizada, se describe un procedimiento de ajuste de los parámetros del convertidor para su diseño. Los parámetros a determinar son C_1 , L_2 , C_d y R_d .

En la figura 4.15, se muestra el plano s y el lugar donde deseamos situar las raíces del polinomio p_3 , ecuación (4.63), ya que la otra raíz del polinomio característico p ecuación (4.60) sólo depende del condensador de salida.

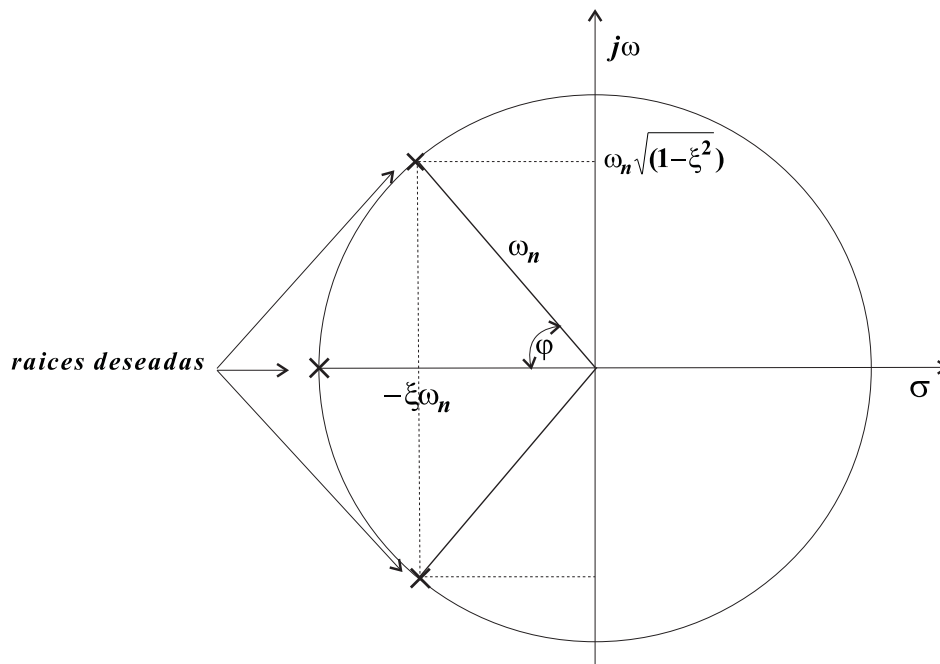


Fig. 4.15 Raíces en lazo cerrado del convertidor.

Las raíces de la ecuación característica deseada son ajustadas por un polinomio de tercer orden según muestra la figura 4.15, siendo el polinomio de ajuste el siguiente

$$(s + \omega_n)(s^2 + 2\zeta\omega_n s + \omega_n^2) = 0 \quad (4.64)$$

Se desarrolla el polinomio (4.64).

$$s^3 + (2\zeta + 1)\omega_n s^2 + (2\zeta + 1)\omega_n^2 s + \omega_n^3 = 0$$

A continuación se muestra el polinomio p_3 , donde el coeficiente del término s^3 se ha simplificado a la unidad, tal como se muestra a continuación:

$$s^3 + \frac{(C_d + C_1)}{C_1 R_d C_d} s^2 + \frac{D}{L_2 C_1} s + \frac{D}{L_2 C_1 R_d C_d} \quad (4.65)$$

Igualando los coeficientes de los polinomios (4.64) y (4.65), obtenemos:

$$(2\zeta + 1)\omega_n = \frac{C_d + C_1}{C_1 R_d C_d} \quad (4.66)$$

$$(2\zeta + 1)\omega_n^2 = \frac{D}{L_2 C_1} \quad (4.67)$$

$$\omega_n^3 = \frac{D}{L_2 C_1 C_d R_d} \quad (4.68)$$

Las expresiones anteriores se retomaran una vez determinados los parámetros C_1 y L_2

Se determina C_1 a partir del rizado de la tensión en este condensador, siendo este:

$$\text{rizado } v_{C_1} = \frac{\Delta v_{C_1}}{v_{C_1}(\text{equilibrio})} = \frac{I_o(1-D)}{C_1 f_c} \quad (4.69)$$

Se puede observar que este rizado depende de la corriente de carga, siendo cero para una carga nula, por lo que la determinación de C_1 la efectuaremos para la máxima corriente del convertidor.

$$C_1 = \frac{I_{o\max}(1-D)}{(\text{rizado } v_{C_1}) f_c} \quad (4.70)$$

En la determinación de la inductancia L_2 se plantean dos condiciones para su determinación. La primera condición se obtiene a partir de la siguiente consideración, durante el estado ON del convertidor, el circuito entre L_2 y C_1 , es mostrado en la figura siguiente.

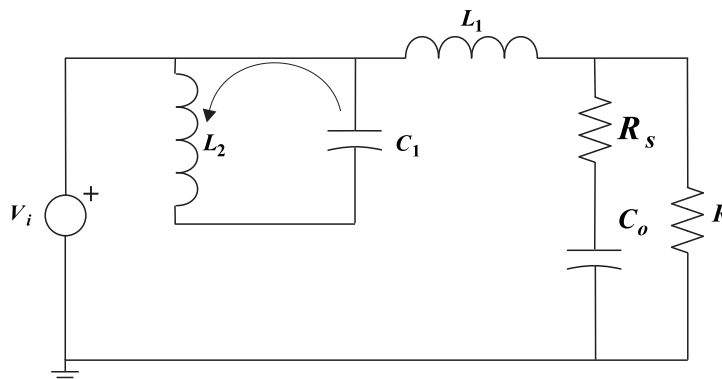


Fig. 4.16 Convertidor en estado ON.

Se observa que se forma un circuito oscilante entre L_2 y C_1 , donde la frecuencia de oscilación es:

$$f_o = \frac{1}{2\pi\sqrt{C_1 L_2}} \quad (4.71)$$

Considerando esta frecuencia mucho menor que la frecuencia de conmutación del convertidor f_c .

$$f_c = 10 f_o \quad (4.72)$$

Por lo que el valor de L_2 es:

$$L_2 = \frac{100}{4\pi^2 f_c^2 C_1} \quad (4.73)$$

La otra condición para elegir el valor de L_2 es a partir del rizado de la corriente que circula por esta inductancia. En la figura 4.8 podemos ver que cuando el convertidor se encuentra en estado OFF, el inductor L_2 se encuentra conectado a los terminales de V_i , por lo que la variación de la corriente i_{L2} valdrá.

$$\Delta i_{L2} = \frac{V_i}{L_2} (1 - D) T_s \quad (4.74)$$

Se impone la condición de que el rizado de esta corriente no sea demasiado grande, por lo que se hace que este rizado sea igual al rizado de la corriente por el inductor L_1 , siendo este.

$$\Delta i_{L1} = \frac{V_h}{R_s}$$

De las expresiones anteriores se obtiene el valor de L_2 deseado.

$$L_2 = \frac{V_i(1 - D)R_s}{V_h f_c} \quad (4.75)$$

La elección de L_2 se realizará desde las expresiones (4.73) y (4.75), tomando el mayor de ambos valores.

Una vez conocidos los valores de C_1 y L_2 , de las expresiones obtenidas por la asignación de los polos del polinomio característico de la dinámica ideal en modo deslizante obtenemos los valores de C_d y R_d ; a partir de las expresiones (4.66), (4.67) y (4.68), obteniendo.

$$C_d = [(2\zeta + 1)^2 - 1]C_1 \quad (4.76)$$

$$R_d = \frac{(2\zeta + 1)\sqrt{(2\zeta + 1)L_2 C_1}}{C_1[(2\zeta + 1)^2 - 1]\sqrt{D}} \quad (4.77)$$

$$\omega_n = \frac{(2\zeta + 1)}{C_d R_d} \quad (4.78)$$

Se observa que la dinámica deslizante ideal del convertidor no depende de los elementos del filtro de salida, salvo por un polo estable impuesto por el condensador de salida, estos elementos del filtro de salida son diseñados en función de la respuesta transitoria ante una perturbación de carga y de la precisión en estado estacionario de la tensión de salida del convertidor, como se verá en el siguiente capítulo.

A partir de las expresiones (4.76) y (4.77), obtenemos los valores de los parámetros en un ejemplo, para lo cual se considera el rizado de la tensión v_{C_1} de un 10% de su valor medio, $f_o = \frac{f_c}{10}$, la ganancia del convertidor $\frac{V_o}{V_i} = 0,1$, y la frecuencia de conmutación elegida f_c es de **250 kHz**. Para conseguir esta frecuencia de conmutación la inductancia L_1 del filtro de salida es $L_1 = 2,84 \mu H$, y el valor de la histéresis de tensión $V_h = 40 mV$. El coeficiente de amortiguamiento de las raíces complejas es $\zeta = 0.7$. Los valores obtenidos después de aplicar las ecuaciones (4.75) (4.76) (4.77) son:

$$\begin{aligned} C_1 &= 87.7 \mu F \\ L_2 &= 2,84 \mu H \\ C_d &= 417 \mu F \\ R_d &= 0,194 \Omega \end{aligned}$$

Utilizando estos valores y viendo que el amortiguamiento del sistema depende de la corriente de carga I_o , vamos a verificar la variación de las raíces del polinomio característico al variar la corriente de carga.

Partiendo de la ecuación característica (4.60) eliminando el polo del condensador de salida, esta se pone de la siguiente forma:

$$\begin{aligned} 1 + I_o G(s) &= 0 \\ 1 + \frac{(a_1 s^2 + a_2 s) I_o}{b_1 s^3 + b_2 s^2 - b_4} &= 0 \end{aligned}$$

Siendo:

$$a_1 = L_2 R_d V_{or} C_d - L_2 R_d C_d V_i$$

$$a_2 = L_2 V_{or} - L_2 V_i$$

$$b_1 = V_{or} L_2 C_1 R_d C_d V_i - 2 L_2 C_1 R_d V_i^2 C_d$$

$$b_2 = V_{or} L_2 C_1 V_i - 2 L_2 V_i^2 C_d + V_{or} L_2 C_d V_i - 2 L_2 C_1 V_i^2$$

$$b_4 = -V_i^2$$

En la figura 4.17 se muestra el lugar geométrico de las raíces para I_o variable.

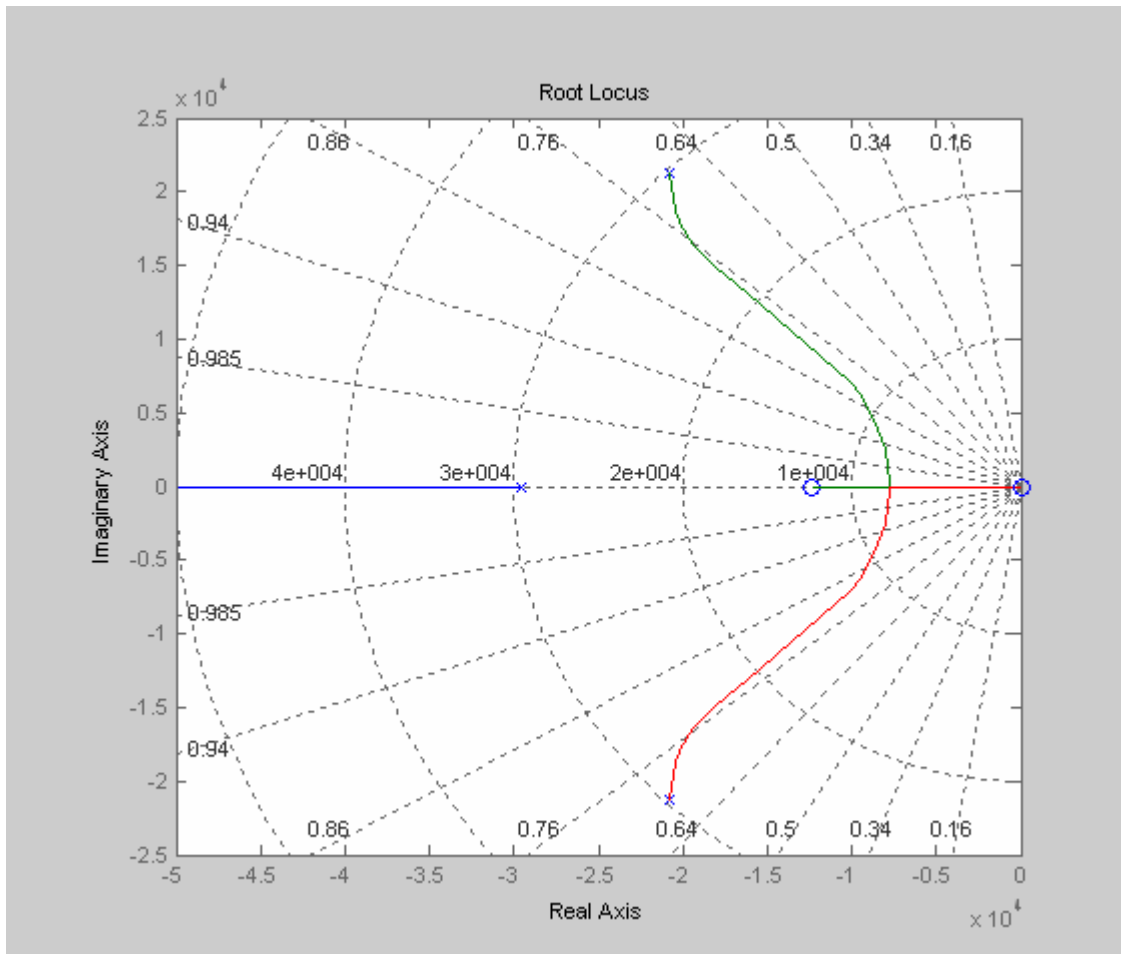


Fig. 4.17. Lugar de raíces para I_o variable.

En la figura 4.18 esta representado el lugar geométrico de las raíces para una variación de la corriente de carga I_o entre cero y cincuenta amperios.

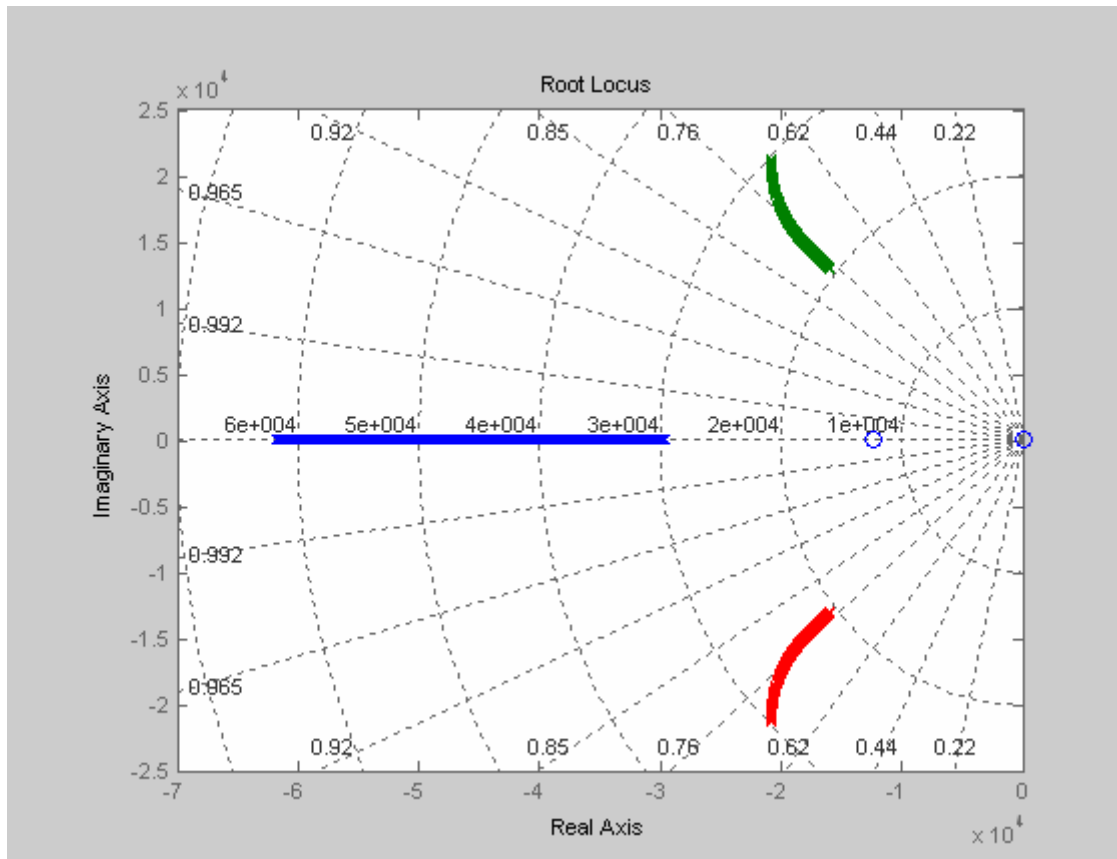


Fig. 4.18 Lugar de raíces para I_o entre $0A$ y $50A$.

En ambos gráficos observamos que la dinámica está amortiguada para el convertidor trabajando sin carga alguna y a medida que aumenta la corriente de carga el convertidor está más amortiguado.

Realizamos la simulación del convertidor con los parámetros calculados, obtenidos del análisis de la dinámica ideal de modo deslizante.

En la figura 4.19 se muestran las corrientes por los inductores L_1 y L_2 del convertidor **TIWJ** simulado con los valores obtenidos anteriormente para L_1 , L_2 , C_1 , C_d y R_d .

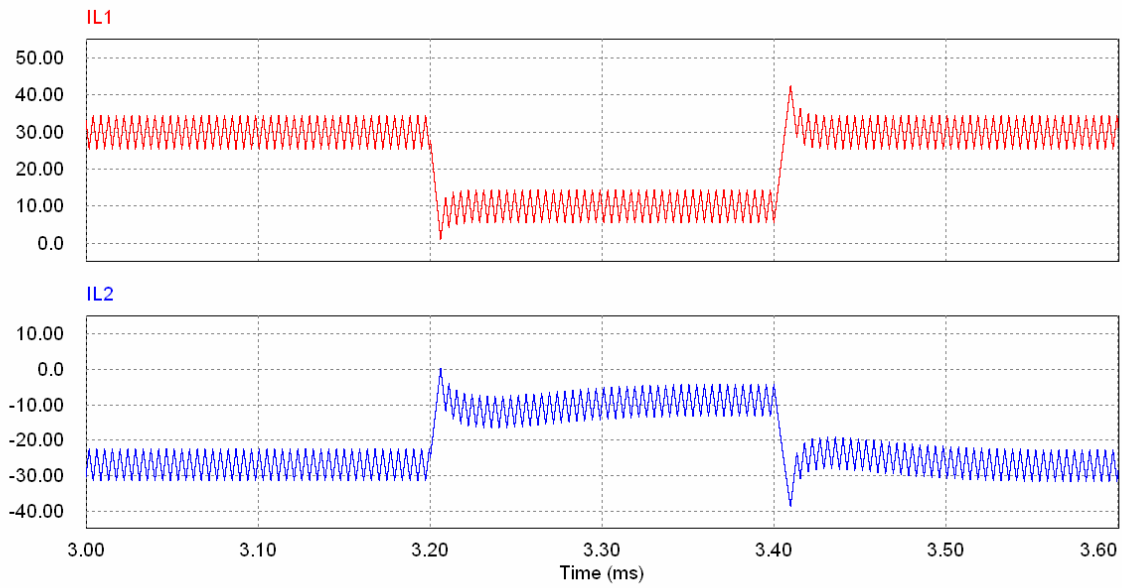


Fig. 4.19 Corrientes por los inductores L_1 y L_2 .

Como se puede observar las corrientes presentan el mismo rizado, que ha sido una condición impuesta, también se observa como se encuentra amortiguada la corriente, respecto a lo obtenido sin red amortiguadora.

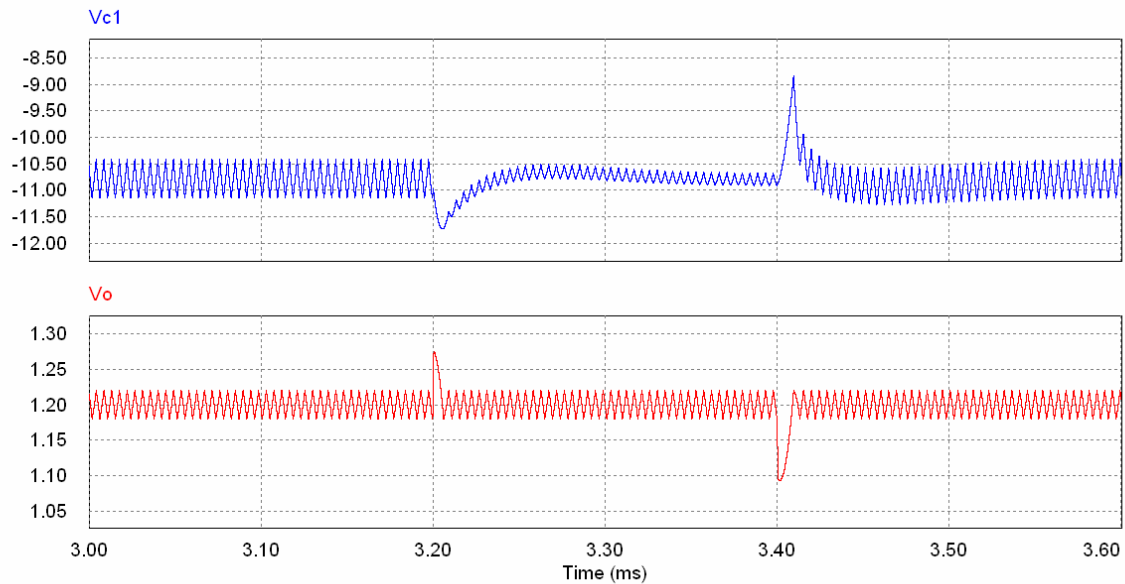


Fig. 4.20 Voltaje de salida del convertidor y Voltaje en el condensador C_1 .

Capítulo 5

Análisis y diseño del filtro de salida del convertidor TIWJ.

5.1 Introducción.

En este capítulo se analiza el filtro de salida del convertidor **TIWJ**, formado por el condensador de salida C_o y la inductancia L_1 según la figura 4.6. El análisis realizado es aplicable también a los convertidores Buck, por lo que se efectuará la comparación entre ambos convertidores, denominando a los componentes del filtro del Buck L y C_o . Primero se determina la inductancia crítica en ambos convertidores durante los transitorios de carga considerando esta inductancia la máxima que se puede poner para que no se pierda el modo de deslizamiento de la tensión de salida de los convertidores durante los transitorios de carga. Luego, debido a que se trata de un control con histéresis, la frecuencia será variable, por lo que se determina la expresión de la frecuencia de estos convertidores. En muchos casos la frecuencia de conmutación puede resultar demasiado elevada para la inductancia crítica determinada, por lo que se deberá hacer trabajar el convertidor a una frecuencia inferior de acuerdo con los componentes que lo forman. Esto obliga a dimensionar la capacidad del filtro de salida, con dos fines, el primero conseguir que la variación del voltaje de salida del convertidor ante una perturbación de carga no salga de una ventana de tolerancia especificada, y que no presente el valor medio de la tensión de salida ninguna desviación respecto al valor de referencia impuesto.

5.2 Análisis del control equivalente en el convertidor TIWJ.

En este apartado se analiza el efecto que tiene la inductancia de salida sobre el transitorio de corriente de carga. En el convertidor se controla su tensión de salida utilizando un controlador por histéresis, y el análisis se hace utilizando la técnica de control en modo deslizante. Se analiza el control equivalente y se plantean las condiciones para que el convertidor no pierda el modo deslizante cuando aparecen los transitorios de carga siendo el resultado de este análisis la determinación de L_1 .

La figura 5.1 muestra el filtro de salida del convertidor TIWJ y su carga, donde se muestran los elementos parásitos del condensador C_o .

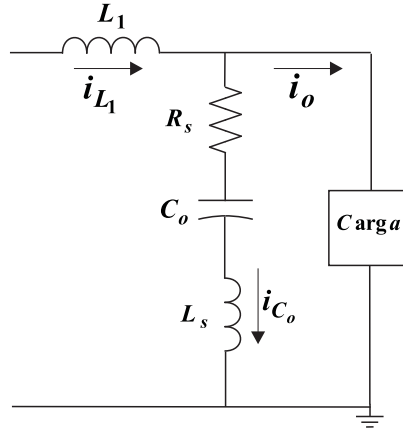


Fig. 5.1 Filtro de salida y carga del convertidor.

El convertidor es controlado en modo de tensión, por lo que la función elegida como superficie de conmutación es:

$$s(x) = v_o - V_{or} \quad (5.1)$$

En la ecuación (5.1) v_o es la tensión de salida del convertidor y V_{or} representa la tensión deseada a la salida del convertidor TIWJ, la tensión de salida es función de las variables de estado siendo esta tensión:

$$v_o = v_{C_o} + R_s(i_{L1} - i_o) + L_s \frac{d(i_{L1} - i_o)}{dt} \quad (5.2)$$

Siendo

v_{C_o} La tensión en los bornes del condensador de salida.

i_{L1} La corriente por el inductor.

R_s La resistencia parásita del condensador de salida.

i_o La corriente de carga del convertidor.

L_s La inductancia parásita del condensador de filtro.

Para determinar el control equivalente de la dinámica de deslizamiento ideal, se desprecia L_s y se deriva respecto al tiempo la función de conmutación (5.1), suponiendo V_{or} constante y se iguala a cero.

$$\frac{ds(x)}{dt} = \frac{dv_o}{dt} = \frac{dv_{C_o}}{dt} + R_s \frac{di_{L1}}{dt} - R_s \frac{di_o}{dt} = 0 \quad (5.3)$$

Denominamos a la derivada de la corriente de carga como $\frac{di_o}{dt} = Sri_o$, siendo esta la pendiente de la corriente de carga.

Se sustituye en la ecuación (5.3) las ecuaciones de estado correspondientes a las variables de estado que aparecen en la derivada de la superficie.

$$\frac{dv_{C_o}}{dt} = \frac{i_{L_1} - i_o}{C_o} \quad (5.4)$$

$$\frac{di_{L_1}}{dt} = \frac{V_i - v_{C_1}}{L_1} u - \frac{v_{C_1} - v_o}{L_1} \quad (5.5)$$

Sustituyendo la tensión v_o , ecuación (5.2) con $L_s = 0$ y las derivadas de las variables de estado, ecuaciones (5.4) y (5.5), en (5.3) se obtiene:

$$\frac{dS(x)}{dt} = \frac{i_{L_1}}{C_o} - \frac{i_o}{C_o} + R_s \frac{V_i u}{L_1} + R_s \frac{v_{C_1}}{L_1} - \frac{R_s v_{C_o}}{L_1} - \frac{R_s^2 i_{L_1}}{L_1} + \frac{R_s^2 i_o}{L_1} - \frac{R_s v_{C_1} u}{L_1} - R_s Sri_o \quad (5.6)$$

Igualando a cero la expresión (5.6) y despejando el control u se obtiene la expresión correspondiente al control equivalente:

$$u_{eq} = \frac{-i_{L_1} L_1 + i_o L_1 - R_s^2 i_o C_o - R_s v_{C_1} C_o + R_s v_{C_o} C_o + R_s^2 i_{L_1} C_o + R_s Sri_o C_o L_1}{C_o R_s (V_i - v_{C_1})} \quad (5.7)$$

Se considera que el convertidor está en estado de equilibrio antes de producirse la perturbación de carga, por lo que $\langle i_{L_1} \rangle = \langle i_o \rangle = I_o$. Donde I_o es el valor medio de la corriente de carga en estado estacionario.

Simplificando la expresión del control equivalente, ésta queda:

$$u_{eq} = \frac{Sri_o L_1 + v_{C_o} - v_{C_1}}{V_i - v_{C_1}} \quad (5.8)$$

Esta expresión relaciona el control equivalente con el “Slew-rate” de la corriente de carga, por lo tanto permitirá determinar el valor mínimo necesario de L_1 en el instante en que se produzca una perturbación de la corriente de carga para que el convertidor no sature su control y no pierda el modo deslizante.

Teniendo en cuenta que el control equivalente debe encontrarse entre los valores 0 y 1.

$$0 < u_{eq} < 1 \quad (5.9)$$

Sustituyendo u_{eq} en la expresión (5.9) esta queda:

$$0 < \frac{L_1 S r i_o + v_{C_o} - v_{C_1}}{V_i - v_{C_1}} < 1 \quad (5.10)$$

De la expresión (5.10) se puede determinar el valor de L_1 . Para el caso de un transitorio ascendente de la corriente de carga, $S r i_o$ es positivo y para cuando este transitorio es descendente, $S r i_o$ es negativo

Cuando se aplica un transitorio de carga en el que la corriente de carga va de un valor mínimo a un valor máximo, en este caso el control debe acercarse al valor de $u = 1$ por lo que la condición aplicar es:

$$\frac{-v_{C_1} + v_{C_o} + S r i_o L_1}{V_i - v_{C_1}} < 1 \quad (5.11)$$

La condición (5.11) permite determinar el valor máximo que puede tener L_1 para que el convertidor no pierda el deslizamiento ante transitorios ascendentes de la corriente de carga:

$$L_1 < \frac{V_i - v_{C_o}}{S r i_o} \quad (5.12)$$

En el caso de que el transitorio de carga es descendente, el control se acercará al valor de $u = 0$, y la condición que aplica es:

$$0 < \frac{-v_{C_1} + v_{C_o} + S r i_o L_1}{V_i - v_{C_1}} \quad (5.13)$$

De la condición (5.13) se determina el valor máximo de L_1 que permite que el convertidor no pierda el deslizamiento ante transitorios de corriente de carga descendentes.

$$L_1 < \frac{v_{C_o} - v_{C_1}}{-S r i_o} \quad (5.14)$$

Siendo en la expresión (5.14) tanto v_{C_1} como $S r i_o$ cantidades negativas.

5.3 Análisis del control equivalente en el convertidor Buck.

Una de las ventajas del convertidor TIWJ, con respecto al convertidor Buck convencional es que presenta un ciclo de trabajo aproximadamente de 0,5, para una

relación de conversión muy pequeña, mientras que en el convertidor Buck, para una misma relación de conversión de tensión, su ciclo de trabajo también es muy pequeño.

Con la finalidad de hacer una comparación entre ambos convertidores controlados por ciclo de histéresis, también se analiza el control equivalente del convertidor Buck. El filtro de salida del convertidor Buck es exactamente igual al del convertidor TIWJ, por lo que el análisis a realizar es exactamente el mismo.

El control equivalente del convertidor Buck, para que no pierda el modo deslizante debe de estar comprendido entre:

$$0 < u_{eq} = \frac{v_{Co} + Sri_o L}{V_i} < 1 \quad (5.15)$$

En el caso de transitorio ascendente de la corriente de carga, la condición que nos permitirá la determinación de la inductancia de filtro L , es:

$$\frac{v_{Co} + Sri_o L}{V_i} < 1 \quad (5.16)$$

Resultando que el valor máximo de L en un convertidor Buck para no perder el control del modo deslizante ante un transitorio ascendente de carga es:

$$L < \frac{V_i - v_{Co}}{Sri_o} \quad (5.17)$$

Para un transitorio descendente de la corriente de carga la condición es:

$$0 < \frac{v_{Co} + Sri_o L}{V_i} \quad (5.18)$$

siendo la inductancia de filtro:

$$L < -\frac{v_{Co}}{Sri_o} \quad (5.19)$$

En la expresión (5.19) la cantidad Sri_o es una cantidad negativa.

5.4 Comparación entre los convertidores TIWJ y Buck.

Las condiciones impuestas para la comparación de estos convertidores son las siguientes.

La variación de carga será de $20A$ con un “Slew-rate” de la misma de $50A/\mu s$ tanto en el transitorio ascendente como en el descendente. La capacidad de filtro de salida de ambos convertidores también igual $C_o = 820\mu F$, con una resistencia parásita

de $R_s = 5m\Omega$. Se considera la inductancia parásita de los condensadores L_s de valor despreciable. La relación de conversión de voltaje para ambos convertidores es $M(D) = \frac{V_o}{V_i} = 0.1$, lo que corresponde a un ciclo de trabajo $D = 0.1$, para el convertidor Buck y $D = 0,526$ para el convertidor TIWJ.

Para el convertidor TIWJ se obtiene de las ecuaciones (5.12) y (5.14) una inductancia de filtro $L_1 < 0,216\mu H$ para no perder el modo deslizante ante una perturbación de carga ascendente y $L_1 < 0,24\mu H$ para una perturbación de carga descendente.

El valor $L_1 = 0,216\mu H$ corresponde al peor caso, que en este convertidor es el transitorio ascendente de la corriente de carga.

Para el convertidor Buck obtenemos de las ecuaciones (5.17) y (5.19) una inductancia de filtro $L < 0,216\mu H$ para no perder el modo deslizante ante una perturbación de carga ascendente y $L < 0,024\mu H$ para una perturbación de carga descendente.

Siendo para el peor caso para un convertidor Buck, el producido por un transitorio descendente de la corriente de carga.

De aquí se obtiene, que para que convertidor Buck, con control por histéresis sometido a transitorios de carga con $Sr_{i_o} = \pm 50 A/\mu s$, el valor de la inductancia L que hace que no se vea afectado por estos transitorios es de $L = 0.024\mu H$ y para el convertidor TIWJ el valor de su inductancia es $L_1 = 0,216\mu H$.

La figura 5.2, muestra la respuesta de un convertidor Buck ante transitorios de carga.

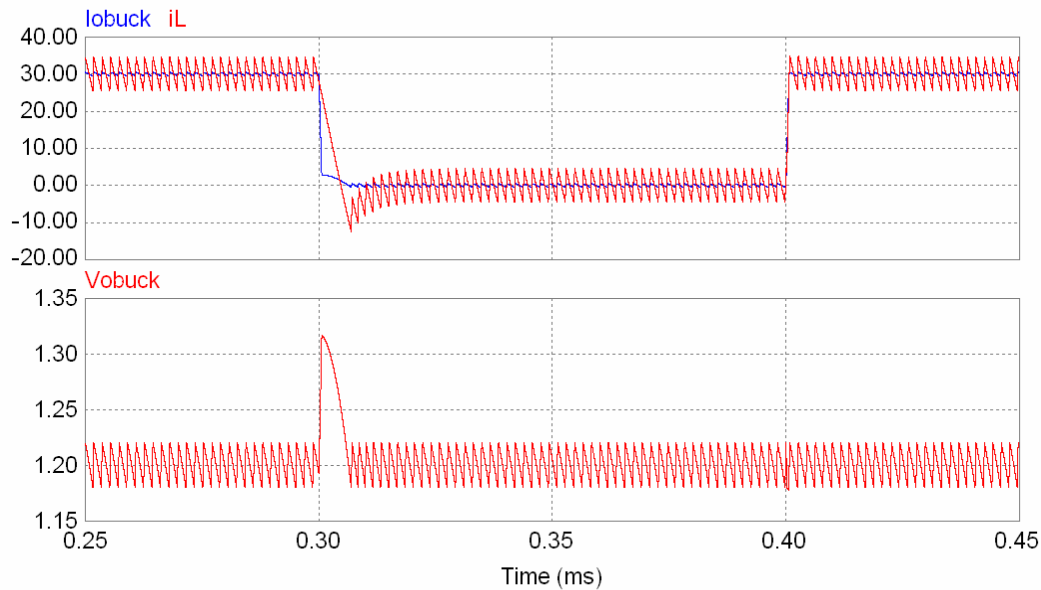


Fig. 5.2 Simulación convertidor Buck ante perturbaciones de carga $L = 0,216\mu H$.

En la figura 5.2 se puede observar que para inductancia de filtro $L = 0.216\mu H$ el voltaje de salida de un convertidor Buck sólo se ve afectado por el transitorio de carga descendente, produciendo este transitorio una variación de la tensión de salida del convertidor. El transitorio de carga ascendente no afecta a la tensión de salida tal como muestra la figura.5.2. Cambiando la inductancia de filtro en la simulación para el caso de un transitorio de carga descendente $L = 0.024\mu H$ la figura 5.3 muestra la corriente y la tensión por el Buck.

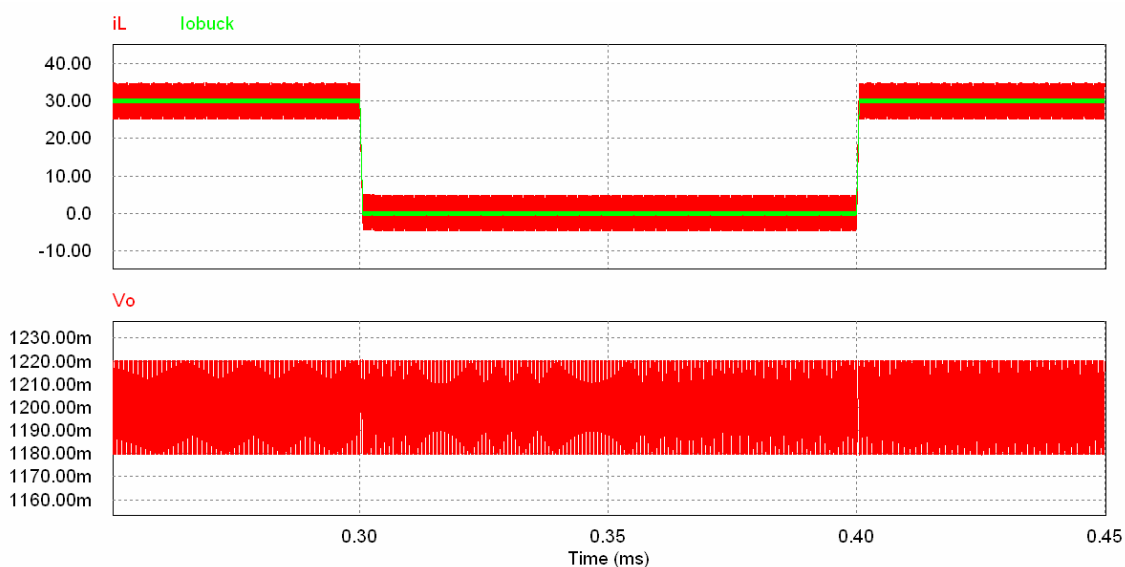


Fig. 5.3 Simulación del convertidor Buck con $L = 0.024\mu H$.

Se observa en la figura 5.3 que la tensión de salida del convertidor no se ve afectada por la perturbación aplicada, sin embargo tal como muestra la figura 5.4 la frecuencia de conmutación para conseguir que el voltaje de salida no se vea afectado por la perturbación da como resultado 4,74 MHz.

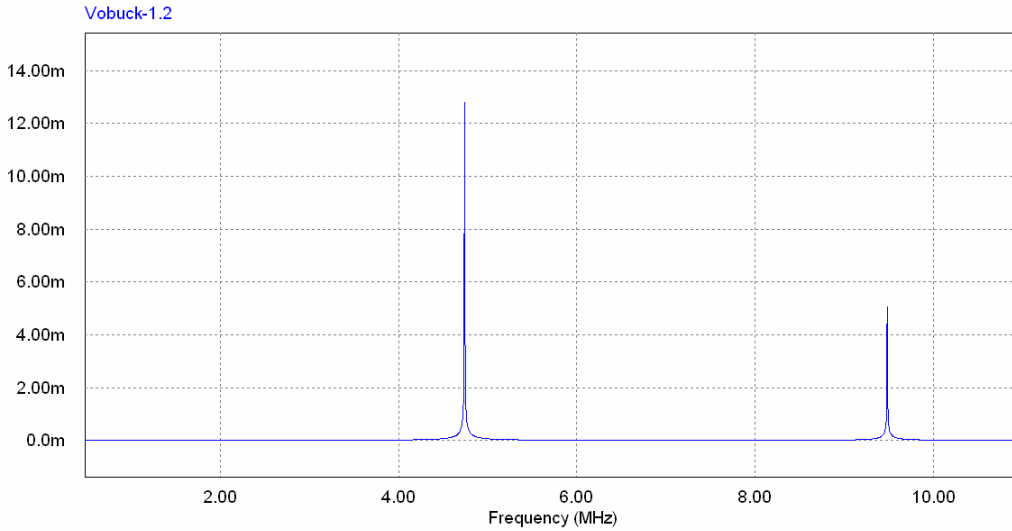


Fig. 5.4 Espectro de frecuencias del convertidor Buck $L = 0.024\mu H$

En la figura 5.5 se muestra la simulación del convertidor TIWJ para un valor del inductor de salida $L_1 = 0,216\mu H$ que es el valor del inductor necesario para poder compensar tanto el transitorio de carga ascendente como el descendente.

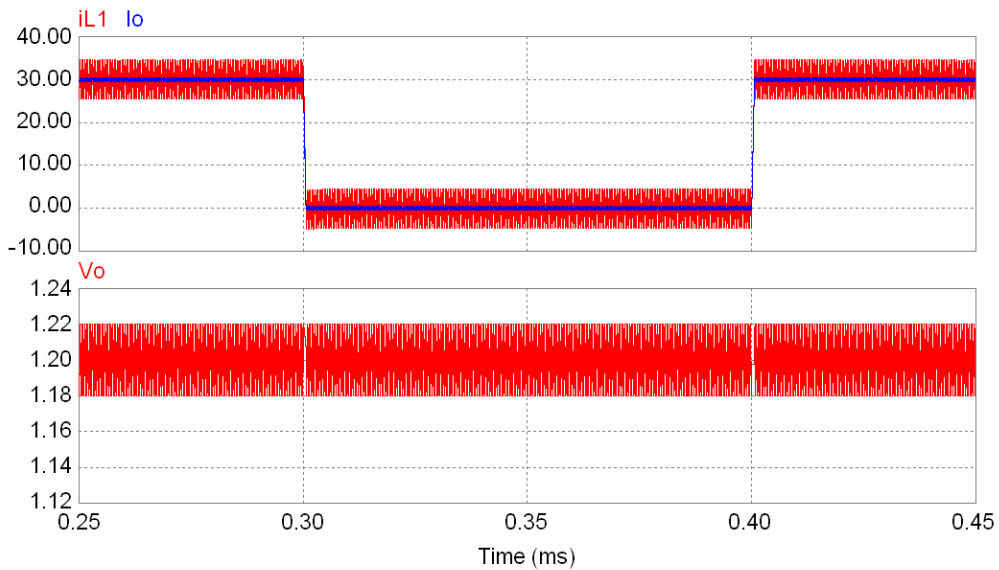


Fig. 5.5 Convertidor TIWJ $L_1 = 0,216\mu H$.

Se puede observar que la perturbación no afecta a la tensión de salida cuando la inductancia de filtro de este convertidor es de $L_1 = 0,216\mu H$, pues cumple las condiciones del control equivalente, ecuaciones (5.11) (5.13), tanto para el transitorio de carga a ascendente como para el descendente.

En la figura 5.6 se puede observar que la elección de una inductancia de filtro de salida para el convertidor TIWJ de valor $L_1 = 0,216\mu H$ es valor máximo que puede tener para que el convertidor no pierda el modo deslizante.

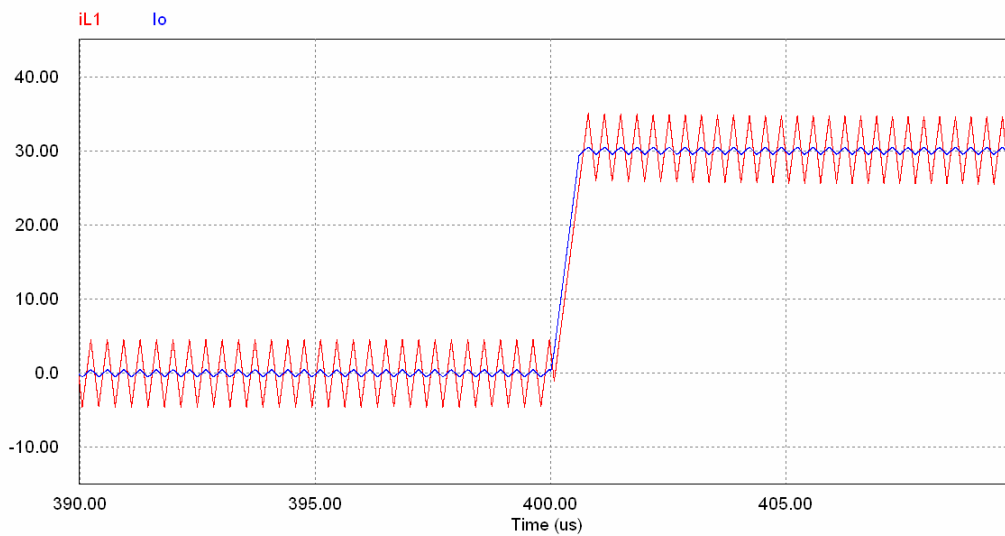


Fig. 5. 6 Detalle del transitorio en el convertidor TIWJ.

En la figura 5.7 se muestra el espectro de frecuencias del voltaje de salida del convertidor TIWJ, donde se observa que la necesidad de conmutar a una frecuencia de 2,89 MHz para que el efecto del transitorio sea imperceptible en el voltaje de salida.

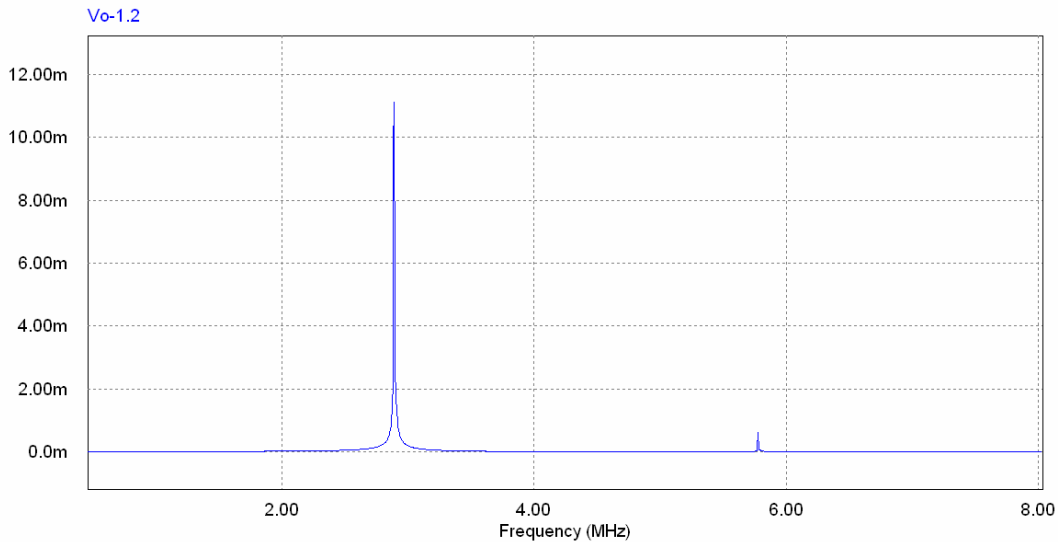


Fig. 5.7. Espectro de frecuencia del convertidor TIWJ.

La aplicación del método del control equivalente nos indica la existencia de una inductancia crítica, ocurriendo que para inductancias mayores a la inductancia crítica los convertidores presentan un sobrepico de su tensión de salida, y para inductancias menores a esta inductancia crítica este sobre pico no existe, figura 5.8.

Este mismo concepto de inductancia crítica es analizado en [5.1-5.2] para convertidores que trabajan a frecuencia de conmutación constante. En este análisis de la inductancia crítica se utilizan modelos de pequeña señal de los convertidores, siendo la determinación de esta inductancia complicada para convertidores de mayor orden que el Buck. A medida que se disminuye la inductancia de filtro el sobrepico producido por la variación de la corriente de carga va disminuyendo. A partir de la inductancia crítica, si la inductancia continúa disminuyendo, el sobrepico crece otra vez.

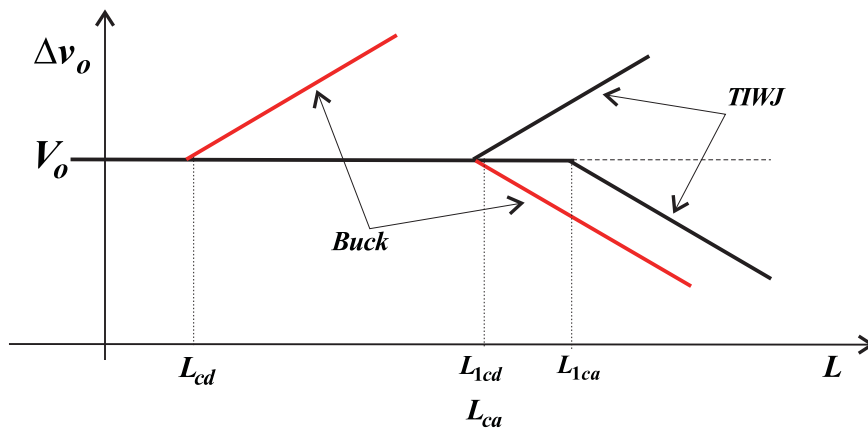


Fig.5.8 Sobrepico en función de la inductancia del filtro.

En la figura 5.8 se puede ver una comparación del sobrepico de la tensión de salida en función de la inductancia de filtro para ambos convertidores, donde L_{cd} y L_{ca} corresponden a la inductancias críticas de un convertidor Buck para transitorios de carga descendente y ascendente respectivamente, lo mismo para el convertidor TIWJ, donde estas inductancias son L_{1cd} y L_{1ca} .

En las figura 5.4 se ve que la frecuencia de conmutación del convertidor Buck es de 4.7 MHz y en la figura 5.7 se ve que la frecuencia de conmutación del convertidor TIWJ es de 2.8 MHz. Vemos que el convertidor TIWJ, necesita conmutar a una frecuencia aproximadamente la mitad que el convertidor Buck para que no afecte al transitorio, sin embargo la inductancia de filtro es mayor.

La frecuencia de conmutación de los convertidores controlados por histéresis, depende fuertemente de la inductancia de filtro y siendo en nuestro caso unas frecuencias excesivamente alta es necesario determinar la frecuencia de conmutación del convertidor en función de la inductancia de filtro [5.3-5.5].

5.5 Análisis del rizado de la tensión de salida.

La determinación de la frecuencia de conmutación de un convertidor controlado por histéresis se realiza a partir de los rizados de la tensión de salida en régimen estacionario. La frecuencia de conmutación dependerá de los elementos parásitos del condensador de salida y del inductor de filtro de salida.

Este análisis es necesario para elegir la inductancia de filtro que haga que el convertidor conmute a una frecuencia determinada.

La corriente que circula por el condensador de salida C_o se corresponde con la diferencia de la corriente que circula por el inductor L y la que se suministra a la carga, siendo esta:

$$i_{C_o}(t) = i_L(t) - I_o \quad (5.20)$$

En esta ecuación se ha considerado el rizado de tensión de salida pequeño, respecto al valor medio de la tensión de salida, por lo que la corriente de salida es constante. Con esta condición la forma de corriente que circula por el condensador es triangular, tal como muestra la figura 5.9.

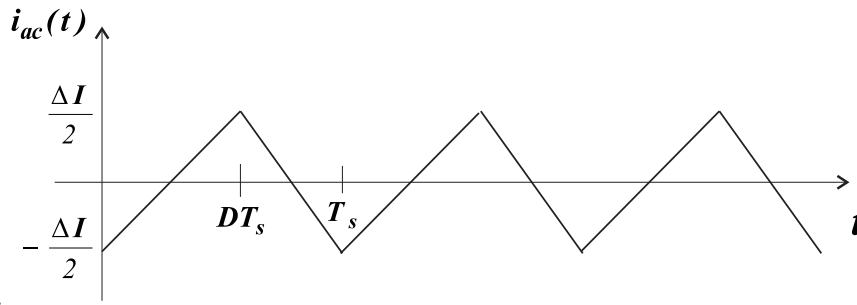


Fig.5.9: Corriente por el condensador C_o .

El rizado de la tensión de salida podemos considerarlo formado por la suma de tres rizados distintos, producidos cada uno de ellos por la resistencia parásita R_s , la inductancia parásita L_s y la capacidad del condensador C_o .

$$v_{o \text{ rizado}} = \Delta v_{C_o} + \Delta v_{ESR} + \Delta v_{ESL} \quad (5.21)$$

Siendo:

Δv_{C_o} Rizado de voltaje en bornes de C_o .

Δv_{ESR} Rizado de voltaje en bornes de la resistencia parásita R_s .

Δv_{ESL} Rizado de voltaje en bornes de la inductancia parásita L_s .

Consideremos el intervalo de conmutación t_{ON} . Durante este intervalo la corriente que circula por el condensador, según la figura 5.9, viene dada por:

$$i_{C_o}(t) = \frac{\Delta I_L}{DT_s} t - \frac{\Delta I_L}{2} \quad (5.22)$$

Durante este intervalo el rizado de voltaje debido a R_s es:

$$\Delta v_{ESR}(t) = R_s \times i_{C_o}(t). \quad (5.23)$$

$$\Delta v_{ESR}(t) = R_s \left(\frac{\Delta I_L}{DT_s} t - \frac{\Delta I_L}{2} \right) \quad (5.24)$$

El rizado de voltaje debido a L_s es:

$$\Delta v_{ESL}(t) = L_s \frac{di_{C_o}(t)}{dt} \quad (5.25)$$

$$\Delta v_{ESL} = L_s \frac{\Delta I_L}{DT_s} \quad (5.26)$$

El rizado de voltaje debido a C_o es:

$$\Delta v_{C_o} = \frac{1}{C_o} \int i_{C_o}(t) dt \quad (5.27)$$

$$\Delta v_{C_o} = -\frac{\Delta I_L}{2C_o} t + \frac{\Delta I_L}{2C_o D T_s} t^2 \quad (5.28)$$

Se determinará a continuación la variación de tensión producida en el condensador durante el intervalo de tiempo t_{OFF} , siendo estas variaciones de tensión dadas por las siguientes expresiones.

$$\Delta v_{ESR} = R_s \left(\frac{\Delta I_L}{2} - \frac{\Delta I_L}{(1-D)T_s} t \right) \quad (5.29)$$

$$\Delta v_{ESL} = -L_s \frac{\Delta I_L}{(1-D)T_s} \quad (5.30)$$

$$\Delta v_{C_o} = \frac{\Delta I_L}{2C_o} t - \frac{\Delta I_L}{2C_o(1-D)T_s} t^2 \quad (5.31)$$

En la figura 5.10 se muestra cada uno de los rizados en los componentes parásitos del condensador de filtro de salida.

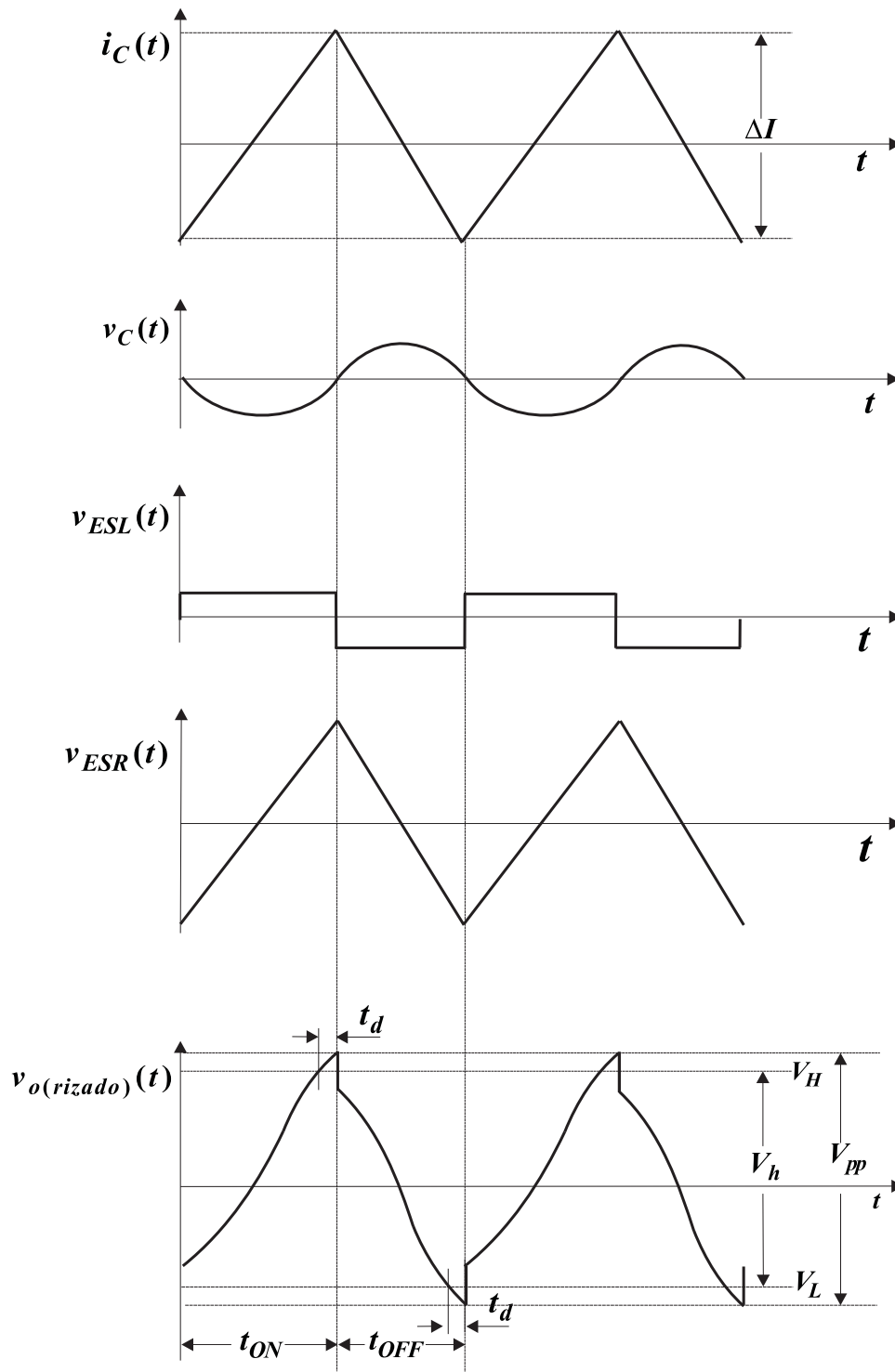


Fig. 5.10 Rizados en el condensador de salida.

En la figura 5.10 se puede ver el rizado de la tensión de salida. Se ha incluido el efecto de los distintos rizados correspondientes a los elementos parásitos del condensador de salida así como un tiempo de retardo en el lazo de control. El efecto de

este retardo hace que la tensión de rizado sea mayor y el rizado no quede dentro de la banda de histéresis

En la figura 5.10 la banda de histéresis corresponde con $V_h = V_H - V_L$, considerando que V_{pp} es la tensión de pico a pico, debido al retardo introducido en el control $V_{pp} > V_h$.

5.5.1 Determinación de la frecuencia de conmutación.

En esta apartado se analizará la frecuencia de conmutación de los convertidores controlados por histéresis puesto que junto con las expresiones de rizado (5.22)-(5.31) permitirá determinar algunos de los parámetros del filtro de salida

La figura 5.11 muestra la forma de onda del rizado de la tensión de salida, donde denominamos al retardo del control como t_d . Se considera que el retardo es el mismo para los dos conmutadores del convertidor.

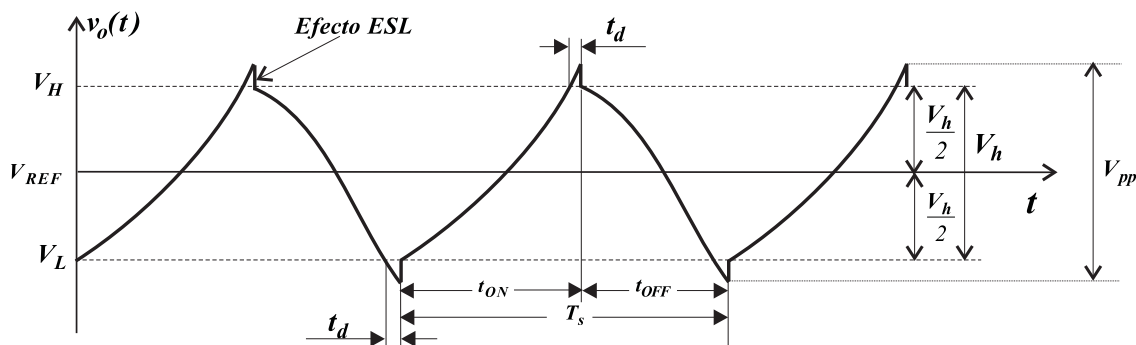


Fig. 5.11 Rizado de la tensión de salida v_o .

Se puede observar según las expresiones (5.28) y (5.31) y en la figura 5.10 que en los instantes en los que se produce las conmutaciones a ON del transistor de control y del transistor síncrono, el término de rizado debido al efecto de la capacidad vale cero, por lo que se debe considerar sólo los términos que dependen de la resistencia y de la inductancia parásita. En la expresión del rizado de pico a pico de la tensión de salida, depende sólo de los términos:

$$V_{pp} = R_s \Delta I_L + L_s \left. \frac{di_{Co}(t)}{dt} \right|_{t=DT_s} \quad (5.32)$$

El análisis de la frecuencia de conmutación del convertidor con control por histéresis, se realiza a partir del rizado de la tensión de salida mostrado en la figura 5.11.

En dicha figura ilustra la formar de onda de la señal de rizado $v_{orizado}(t)$ y se puede observar que la ventana de histéresis V_h es igual a la diferencia entre los valores del rizado de la tensión de salida en los instantes $t_{ON} - t_d$ y $t_{OFF} - t_d$, siendo ésta:

$$V_h = V_H - V_L = v_{orizado}(t_{ON} - t_d) - v_{orizado}(t_{OFF} - t_d) \quad (5.33)$$

Se determina V_H , en el intervalo t_{ON} siendo este:

$$V_H = v_{o(rizado)}(t_{ON} - t_d) = \Delta v_{C_o}(t_{ON} - t_d) + \Delta v_{ESR}(t_{ON} - t_d) \dots \dots - \Delta v_{ESR}(0) + \Delta v_{ESL}(t) \quad (5.34)$$

Donde.

$$\Delta v_{C_o}(t_{ON} - t_d) = \Delta v_C(DT_s - t_d) = -\frac{\Delta I_L}{2C_o}(DT_s - t_d) + \frac{\Delta I_L}{2C_o DT_s}(DT_s - t_d)^2 \quad (5.35)$$

$$\Delta v_{ESR}(t_{ON} - t_d) = \Delta v_{ESR}(DT_s - t_d) = -R_s \frac{\Delta I_L}{2} + R_s \frac{\Delta I_L}{DT_s}(DT_s - t_d) \quad (5.36)$$

$$\Delta v_{ESR}(0) = -R_s \frac{\Delta I_L}{2} \quad (5.37)$$

$$\Delta v_{ESL}(t) = L_s \frac{\Delta I_L}{DT_s} + L_s \frac{\Delta I_L}{(1-D)T_s} \quad (5.38)$$

Despreciando los términos que contienen t_d^2 , debido a que t_d es una magnitud pequeña, se obtiene:

$$V_H = L_s \frac{\Delta I_L}{D(1-D)T_s} + R_s \Delta I_L - R_s \frac{\Delta I_L}{DT_s} t_d - \frac{\Delta I_L}{C_o} t_d \quad (5.39)$$

A continuación se determina el valor V_L en el intervalo t_{OFF} siendo este.

$$V_L = V_{pp} + \Delta v_{ESL}(t) + \Delta v_{C_o}(t_{OFF} - t_d) + \Delta v_{C_o}(t_{OFF} - t_d) - \Delta v_{ESR}(DT_s) \quad (5.40)$$

Donde:

$$\Delta v_{ESL} = -L_s \frac{\Delta I_L}{D(1-D)T_s} \quad (5.41)$$

$$\Delta v_{C_o}(t_{OFF} - t_d) = \Delta v_C((1-D)T_s - t_d) = \frac{\Delta I}{2C_o}((1-D)T_s - t_d) \dots$$

$$\dots - \frac{\Delta I}{2C_o(1-D)T_s}((1-D)T_s - t_d)^2$$

$$\Delta v_{ESR}(t_{OFF} - t_d) = \Delta v_{ESR}((1-D)T_s - t_d) = R_s \frac{\Delta I_L}{2} - R_s \frac{\Delta I_L}{(1-D)T_s}((1-D)T_s - t_d)$$

$$\Delta v_{ESR}(DT_s) = -R_s \frac{\Delta I_L}{2} + R_s \Delta I_L \quad (5.42)$$

Despreciando de nuevo los términos que contienen t_d^2 .

$$V_L = R_s \frac{\Delta I_L}{(1-D)T_s} t_d \quad (5.43)$$

Siendo la banda de histéresis la siguiente:

$$V_h = L_s \frac{\Delta I_L}{D(1-D)T_s} + R_s \Delta I_L - R_s \frac{\Delta I_L}{D(1-D)T_s} t_d - \frac{\Delta I_L}{C_o} t_d \quad (5.44)$$

Teniendo en cuenta que el valor de pico a pico de la corriente por el inductor es.

$$\Delta I_L = \frac{V_i - V_o}{L} DT_s \quad (5.45)$$

$$V_h = R_s \frac{(V_i - V_o)DT_s}{L} - R_s \frac{(V_i - V_o)t_d}{(1-D)L} + L_s \frac{(V_i - V_o)}{L(1-D)} - \frac{(V_i - V_o)DT_s t_d}{LC_o} \quad (5.46)$$

Resolviendo la ecuación para T_s obtenemos:

$$T_s = \frac{[V_h L(1-D) - L_s(V_i - V_o) + R_s t_d(V_i - V_o)]C_o}{(1-D)D(V_i - V_o)(R_s C_o - t_d)} \quad (5.47)$$

La expresión (5.47) corresponde al periodo de la frecuencia de conmutación de convertidores trabajando con control por histéresis y tienen el mismo filtro de salida, por lo que la expresión (5.47) es aplicable al convertidor TIWJ y al Buck, de la expresión (5.47) determinamos la frecuencia de conmutación.

$$F_c = \frac{1}{T_s} = \frac{(1-D)(V_i - V_o)D(R_s C_o - t_d)}{V_h L(1-D) - L_s(V_i - V_o) + R_s t_d(V_i - V_o)} \quad (5.48)$$

Teniendo en cuenta que en el convertidor TIWJ el ciclo de trabajo viene dado por.

$$D = \frac{V_i}{2V_i - V_o} \quad (5.49)$$

Sustituyendo la expresión (5.49) en (5.48) se obtiene la frecuencia a la cual conmuta el convertidor TIWJ.

$$F_c(TIWJ) = \frac{(R_s C_o - t_d)V_i(V_i - V_o)}{[R_s t_d(2V_i - V_o) + V_h L_1 - L_s(2V_i - V_o)](2V_i - V_o)C_o} \quad (5.50)$$

En la ecuación (5.50) se puede observar la dependencia de la frecuencia de conmutación de los parámetros del filtro de salida. Se observa que la inductancia de pérdidas del condensador debe cumplir:

$$L_s < R_s t_d + \frac{V_h L_1}{(2V_i - V_o)} \quad (5.51)$$

Si no se cumple esta expresión (5.51), la frecuencia de conmutación se pierde, por lo que la L_s deberá ser pequeña. También se observa que un aumento en el retardo del lazo t_d , produce una reducción de la frecuencia de conmutación, por lo que debe cumplirse que t_d sea pequeño.

La expresión (5.50) sirve para determinar la frecuencia de conmutación del convertidor TIWJ. Podemos obtener a partir de la ecuación (5.48), la expresión que permita calcular la frecuencia de conmutación del convertidor Buck, teniendo en cuenta que el ciclo de trabajo del convertidor Buck es:

$$D = \frac{V_o}{V_i} \quad (5.52)$$

La expresión que da la frecuencia de conmutación del convertidor Buck es la siguiente:

$$F_c(\text{Buck}) = \frac{(V_i - V_o)V_o(R_s C_o - t_d)}{(V_h L - L_s V_i + R_s t_d V_i)V_i C_o} \quad (5.53)$$

En este caso la condición para que no se pierda la frecuencia de conmutación es:

$$L_s < R_s t_d + \frac{V_h L}{V_i} \quad (5.54)$$

Con la finalidad de que la inductancia parásita L_s del condensador de salida no tenga efecto sobre el rizado de tensión de salida, a la frecuencia de conmutación del convertidor, el condensador de filtro de salida debe de presentar una impedancia definida por su resistencia parásita. R_s [5.6].

La impedancia del condensador es:

$$Z_{C_o}(j\omega) = R_s + j\omega L_s + \frac{1}{j\omega C_o}$$

Analizando su respuesta en frecuencia, la impedancia presenta el condensador en bajas frecuencias es:

$$Z_{C_o}(j\omega) = R_s + \frac{1}{j\omega C_o}$$

Y a altas frecuencias es:

$$Z_{C_o}(j\omega) = R_s + j\omega L_s$$

Por lo que en el rango de frecuencias comprendido entre:

$$\frac{1}{R_s C_o} \ll \omega \ll \frac{R_s}{L_s} \quad (5.55)$$

la impedancia del condensador será la de la resistencia R_s . Eligiendo una determinada frecuencia de conmutación del convertidor TIWJ F_c , comprendida entre los valores indicados en la ecuación (5.55), con relación a esta frecuencia se sitúa el cero de baja frecuencia de la impedancia de salida a una frecuencia que es una década por debajo de la frecuencia de conmutación elegida y el cero de alta frecuencia una década por encima de la frecuencia de conmutación, tal como muestra la figura (5.12)

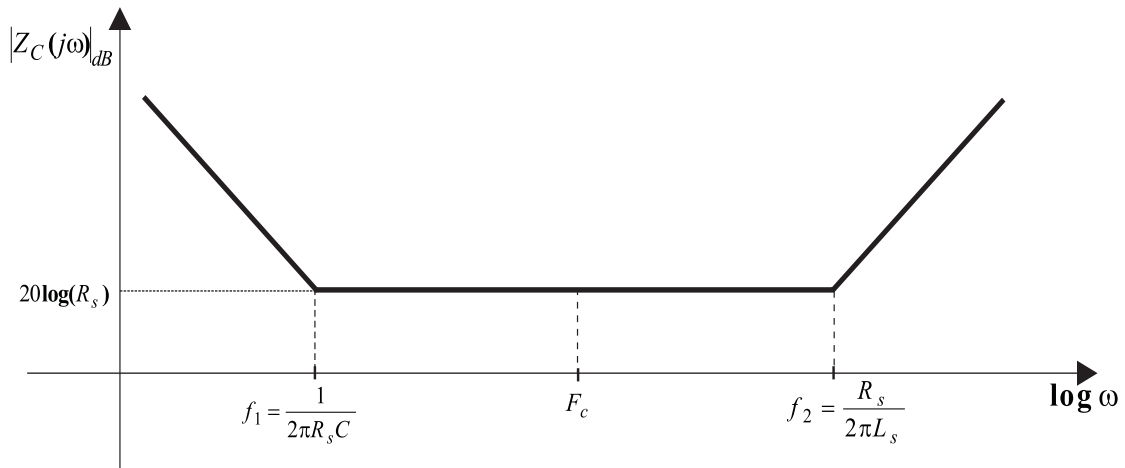


Fig. 5.12 Diagrama de Bode de la impedancia del condensador C_o .

Si la frecuencia f_2 de la figura 5.12 es $10F_c$ el efecto de la inductancia parásita L_s es despreciable, por lo que la expresión de la frecuencia de conmutación, expresión (5.50) es entonces:

$$F_c(TIWJ) = \frac{(R_s C_o - t_d) V_i (V_i - V_o)}{C_o (2V_i - V_o) [R_s t_d (2V_i - V_o) + V_h L_1]} \quad (5.56)$$

Despreciando el tiempo de retardo t_d la frecuencia de conmutación queda como:

$$F_c(TIWJ) = \frac{R_s V_i (V_i - V_o)}{V_h L_1 (2V_i - V_o)} \quad (5.57)$$

Considerando en la expresión anterior una determinada ventana de histéresis, la resistencia R_s definida, se puede determinar mediante esta expresión el valor de la inductancia L_1 para una frecuencia de conmutación F_c determinada.

$$L_1 = \frac{R_s V_i (V_i - V_o)}{V_h F_c (2V_i - V_o)} \quad (5.58)$$

La expresión (5.58) sirve para determinar la inductancia de filtro en una primera aproximación, para una frecuencia de conmutación concreta en el convertidor TIWJ.

Para un convertidor Buck se determina la expresión de la frecuencia de conmutación a partir de la expresión (5.48) teniendo en cuenta que el ciclo de trabajo de este convertidor.

$$D = \frac{V_o}{V_i} \quad (5.59)$$

Siendo la frecuencia de conmutación del convertidor Buck despreciando la inductancia parásita del condensador y el tiempo de retardo, de la siguiente expresión.

$$F_c(\text{Buck}) = \frac{V_o (V_i - V_o) R_s}{V_h L V_i} \quad (5.60)$$

Por lo tanto la inductancia de filtro necesaria a para fijar una determinada frecuencia de conmutación viene dada por la siguiente expresión.

$$L = \frac{V_o (V_i - V_o) R_s}{V_h F_c V_i} \quad (5.61)$$

Se observa en las expresiones (5.58) y (5.61) que la frecuencia de conmutación de ambos convertidores no depende de la corriente de carga. En realidad existe una cierta dependencia de la frecuencia de conmutación respecto de la corriente de carga debido a las pérdidas de potencia y la caída de tensión en los componentes no ideales, sin embargo, en este análisis no se ha tenido en cuenta estos efectos secundarios.

Considerando una frecuencia de conmutación para el convertidor TIWJ de $F_c = 250 \text{ kHz}$, con una ventana de histéresis de $V_h = 40 \text{ mV}$, un valor de la tensión de salida del convertidor de $V_o = 1,2 \text{ V}$, una tensión de entrada de $V_i = 12 \text{ V}$ y una resistencia parásita del condensador de $R_s = 5 \text{ m}\Omega$, la inductancia de filtro necesaria del convertidor TIWJ se determina a partir de la expresión (5.58), siendo su valor de $L_1 = 2,62 \mu\text{H}$. En la determinación de esta inductancia, también se ha considerador un tiempo de retardo $t_d = 100 \text{ ns}$ y una inductancia parasita $L_s = 0,32 \text{ nH}$, deducida a partir de la frecuencia f_2 del diagrama de frecuencia de la impedancia del condensador, figura 5.12. Con la finalidad de comparar el convertidor TIWJ con el Buck, en lo que respecta a la frecuencia de conmutación, se determina la inductancia del filtro de salida

para que trabaje en las mismas condiciones de frecuencia. De la expresión (5.53) se obtiene $L = 0.464 \mu H$.

En la figura 5.13 se muestra el rizado de la tensión de salida de los convertidores TIWJ y del convertidor Buck trabajando a una frecuencia de 0,25 MHz. Dichas formas de onda se han obtenido mediante simulación PSIM.

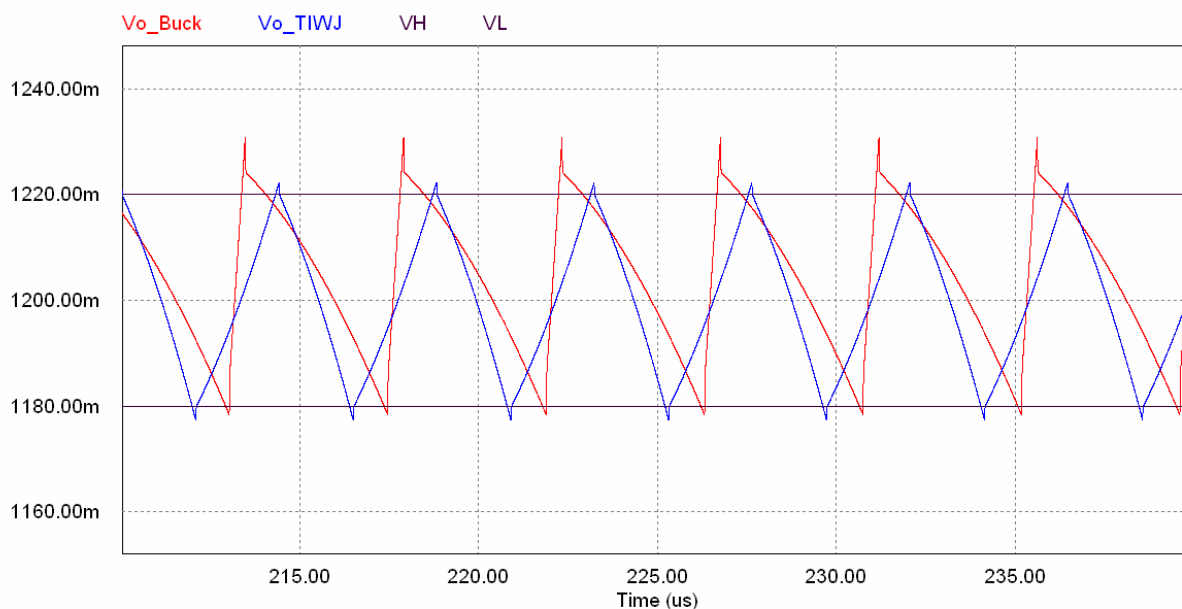


Fig. 5.13 Rizados de los convertidores Buck y TIWJ.

En la figura 5.13 se observa la forma de onda del rizado de la tensión de salida de ambos convertidores conmutando a la misma frecuencia, en la figura se observa que el voltaje de pico a pico del rizado, es mayor en el convertidor Buck, esto es debido al tiempo de retardo [5.7] del lazo de control. Este retardo es el mismo para ambos convertidores. Este mayor rizado de pico a pico es debido al hecho de que el convertidor Buck presenta un ciclo de trabajo menor para la misma razón de conversión de tensión, lo que implica una mayor velocidad de crecimiento de la corriente por el inductor en estado ON del transistor de control, esta velocidad de crecimiento hace que a un tiempo igual de retardo en lazo, el rebasamiento de la tensión por encima de la banda de histéresis sea mayor en el convertidor Buck. Las ecuaciones siguientes nos indican el rebasamiento por encima de V_H de cada uno de los convertidores.

$$(buck) \quad R_s \frac{V_i - V_o}{L} t_d \quad (5.62)$$

$$(TIWJ) \quad R_s \frac{V_i - V_o}{L_1} t_d \quad (5.63)$$

En las expresiones anteriores la inductancia de filtro L_1 del convertidor TIWJ es mayor que la inductancia L del convertidor Buck de acuerdo con las expresiones (5.58) y (5.61), la figura 5.14 muestra la comparación de este rebasamiento en los dos convertidores y su dependencia de t_d .

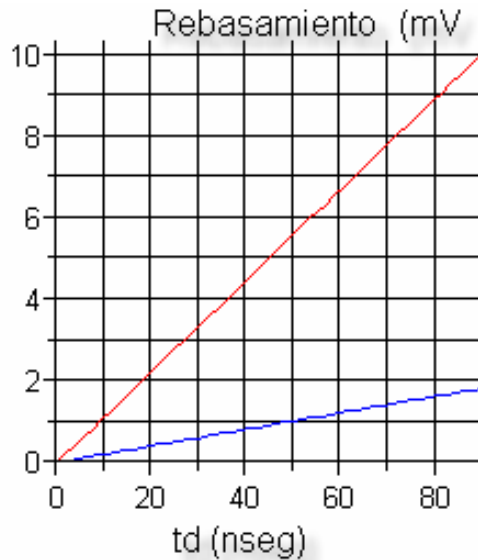


Fig. 5.14 Efecto de del tiempo de retardo en el rizado.

En la figura 5.14 el rebasamiento en el convertidor Buck, corresponde con la línea roja y el del convertidor TIWJ, con la línea verde.

A continuación se comparan ambos convertidores para ver la dependencia de la frecuencia de conmutación de los elementos parásitos del condensador de salida y de la tensión de entrada al convertidor. Esta dependencia la determinamos mediante el análisis de la sensibilidad de la frecuencia con respecto a estos parámetros.

Partiendo de la expresión (5.50) para el convertidor TIWJ y de la expresión (5.53) para el convertidor Buck se determina la sensibilidad de la frecuencia a la variación de los elementos que componen el filtro de salida, la función de sensibilidad es:

$$S_X^{F_c} = \frac{\partial F_c}{\partial X} \frac{X}{F_c}$$

Donde X corresponde al parámetro para el que vamos a determinar la sensibilidad.

	Convertidor Buck	Convertidor TIWJ
$S_{V_i}^{F_c}(\%) = \frac{\partial F_c}{\partial V_i} \frac{V_i}{F_c} 100$	2	102
$S_{L_s}^{F_c}(\%) = \frac{\partial F_c}{\partial L_s} \frac{L_s}{F_c} 100$	16	6
$S_{t_d}^{F_c}(\%) = \frac{\partial F_c}{\partial t_d} \frac{t_d}{F_c} 100$	-26	-11
$S_{R_s}^{F_c}(\%) = \frac{\partial F_c}{\partial R_s} \frac{R_s}{F_c} 100$	76	91

Tabla 5.1 Sensibilidad de la frecuencia de conmutación, comparación entre Buck y TIWJ.

Estas funciones de sensibilidad se han determinado sobre el mismo punto de operación de ambos convertidores.

5.6 Análisis del comportamiento transitorio.

Se ha visto que el voltaje de salida del convertidor TIWJ no se ve afectada por un transitorio de carga si la inductancia del filtro de salida es elegida menor que un cierto valor determinado denominado inductancia crítica. El problema que se presenta es que para conseguir ésto se debe conmutar a muy alta frecuencia, en el caso del convertidor TIWJ ésta es de 2,8 MHz y para el convertidor Buck es de 4,7 MHz. En este apartado se analiza el comportamiento del convertidor TIWJ ante transitorios de carga cuando la frecuencia de conmutación es menor a la correspondiente a su inductancia crítica [5.8-5.16].

Cuando aparece una perturbación en la corriente solicitada por la carga, la respuesta transitoria del voltaje de salida, depende de donde se produce el transitorio de corriente dentro del ciclo de conmutación.

En un transitorio de carga descendente, el exceso de energía almacenada en el inductor del salida se entrega al condensador de salida, el peor caso de la transición descendente de la corriente ocurre cuando el transitorio toma lugar en el instante final del intervalo de conducción del transistor de control, en este instante la corriente por el inductor es máxima. En este momento el inductor almacena la máxima energía,

mientras el rizado de voltaje de salida también está al máximo. El efecto del transitorio es más significativo en este momento, produciendo mayor pico en el voltaje de salida que en otro momento.

En contraste, el peor caso para un transitorio de subida, sucede, si el transitorio aparece al final del ciclo de conmutación, en ese instante la corriente por el inductor y la tensión de salida están en su valor mínimo.

Solamente el condensador de salida suministra la carga durante el transitorio ascendente, mientras el inductor debe restaurar su energía y corriente al nuevo nivel de la corriente de carga.

Este efecto, no puede describirse con un análisis de pequeña de señal. No obstante este efecto debe ser considerado para una selección fiable del condensador del filtro de salida.

5.6.1 Efecto de la capacidad de salida sobre el transitorio.

Cuando se aplica un transitorio de carga al convertidor, mucha de la energía requerida por la carga debe de ser suministrada por el condensador del filtro de salida, esto es debido a que el inductor debe elevar su nivel de corriente al valor que demanda la carga, estando en una situación en la que la elevación de la corriente por el inductor es tan rápida como la de la carga, el condensador no tendrá necesidad de entregar ninguna energía, esta será aportada por el inductor de filtro de salida, esto sucede cuando el “Slew-rate” de i_L = “Slew-rate” de i_o , la capacidad de salida no tendrá la necesidad de suministrar energía a la carga, en caso contrario sí.

Considerando un transitorio ascendente de la corriente de carga, si el inductor de filtro no puede elevar su corriente a la misma velocidad que la de la carga, el “Slew-rate” de $i_L \leq$ “Slew-rate” de i_o , el control se satura $u=1$, perdiendo el modo deslizante y el condensador deberá entregar corriente a la carga, produciendo un descenso de la tensión de salida. Si el transitorio es descendente y el inductor de filtro no puede variar su corriente a la misma velocidad que la carga, el control se satura en $u=0$ el condensador absorbe la diferencia de corrientes produciéndose un incremento transitorio de la tensión de salida.

Cuando aparece un transitorio de carga ascendente, el condensador debe suministrar la energía inicial que no puede suministrar el inductor, esta entrega de

energía del condensador se traduce en una bajada temporal del voltaje de salida del convertidor.

Considerando el modelo del condensador formado por una capacidad una resistencia parásita y una inductancia parásita conectados en serie, tal como se ha mostrado en la figura 5.1, se analiza seguidamente el comportamiento del condensador de filtro de salida ante transitorios de carga.

5.6.2 Selección de la capacidad de salida.

Como el rizado del voltaje de salida es impuesto por la banda de histéresis del comparador, el condensador de salida se elige para suministrar una respuesta satisfactoria a transitorios rápidos de carga.

Para ver la importancia de las características del condensador de salida, consideremos el peor caso de escalón de carga.

Este caso sucede cuando el inductor de filtro de salida L se encuentra que almacena la máxima energía, cosa que sucede al final del intervalo de conducción del transistor Q_1 (transistor de control) y el escalón de carga sucede en ese instante. Este escalón de carga es descendente, pasando la corriente de carga del valor $I_{o.máx}$ al valor $I_{o.min}$ en un tiempo T_o , esto representa una velocidad de decrecimiento de la corriente de carga de.

$$S_{io} = \frac{I_{o.máx} - I_{o.min}}{T_o} \quad (5.64)$$

En la figura 5.15 en la parte superior se muestra la evolución de las corrientes de salida del inductor y por el condensador cuando se aplica en el instante t_0 una perturbación descendente en la corriente de carga, en la parte inferior de la figura se muestra la corriente por el condensador como la diferencia entre la corriente del inductor y la de carga, en dicha figura se indican las pendientes de la corriente por el condensador.

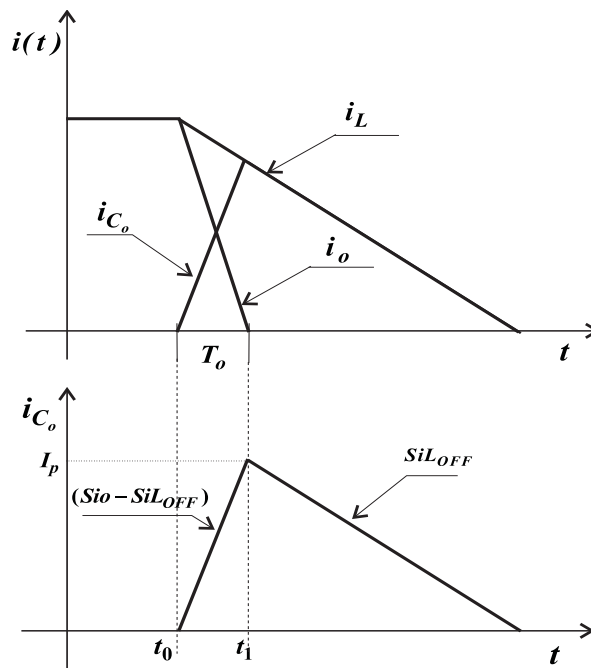


Fig. 5.15 Corrientes por el filtro de salida del convertidor TIWJ.

En la figura 5.15 se puede ver que el transitorio se aplica en el instante de tiempo t_o , y tiene una duración de T_o segundos, en la parte superior se muestra la corriente por el condensador, siendo esta corriente durante el intervalo de tiempo T_o .

$$i_{C_o}(t) = (Sio - SiLoFF)t \quad (5.65)$$

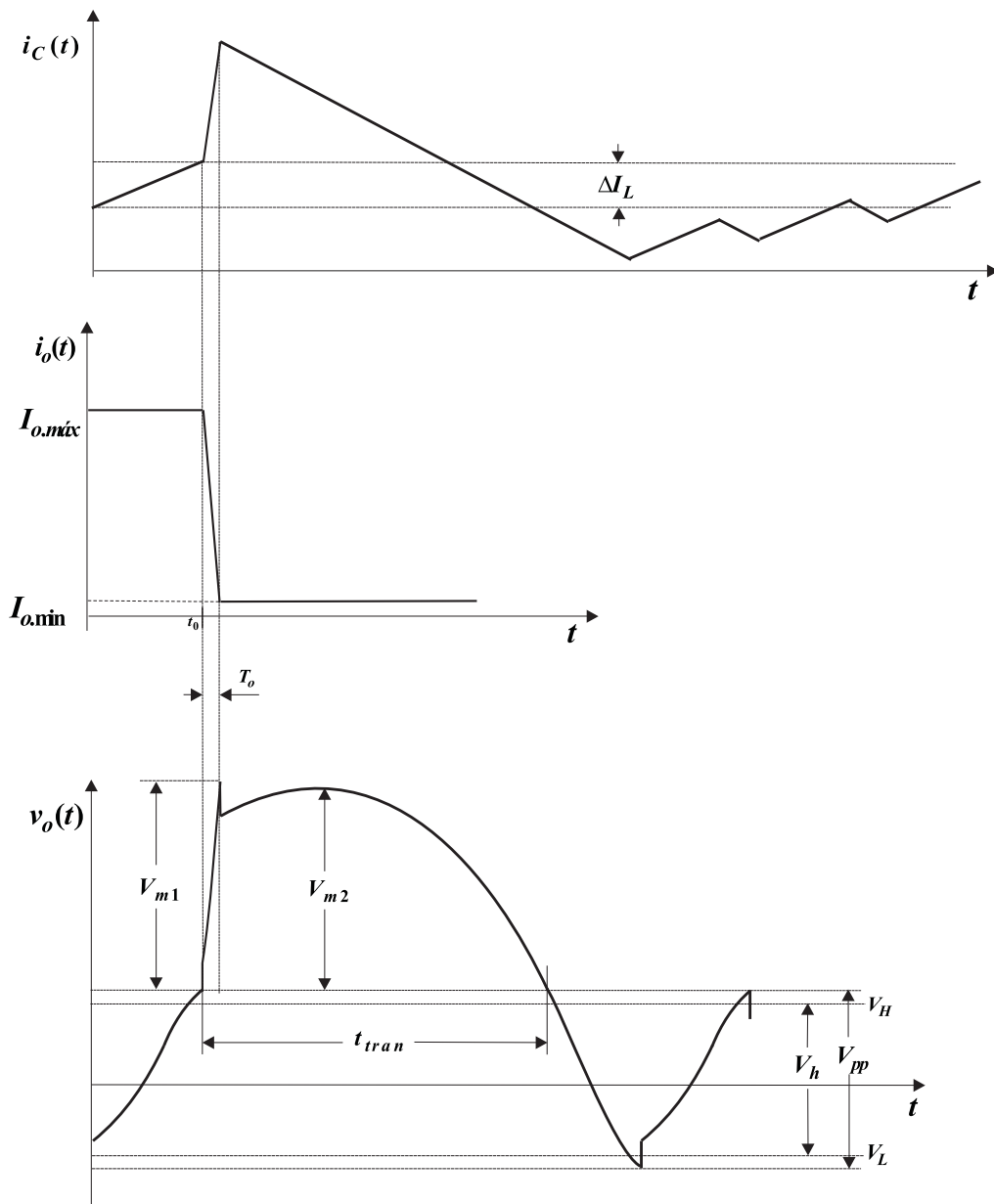


Fig.5.16 Formas de ondas en el transitorio.

La figura 5.16 muestra en su parte superior las corrientes por el inductor de filtro i_L y la corriente por la carga durante el transitorio, en la parte inferior se representa la corriente por el condensador donde se muestra la pendiente durante el transitorio de carga y cuando este ha terminado. Cuando ha pasado el intervalo de tiempo T_o , la corriente por el condensador pasa a ser:

$$i_{Co}(t) = I_p - SiL_{OFF}t \quad (5.66)$$

Donde

$$I_p = (Sio - SiL_{OFF})T_o \quad (5.67)$$

En la parte inferior de la figura 5.16 se muestra la forma de onda de la tensión de salida del convertidor, donde se distingue la existencia de dos picos de tensión, el primero de magnitud V_{m1} no depende del tipo de control aplicado, su dependencia es sólo de los elementos parásitos del filtro de salida del convertidor y su determinación viene dada por las caídas de tensión en cada uno de los elementos parásitos del condensador, estas caídas de tensión a partir de t_o son:

$$v_{ESL} = L_s \frac{di_{C_o}(t)}{dt} = L_s(Si_o - SiL_{OFF}) \quad (5.67)$$

$$v_{ESR} = R_s i_{C_o}(t) = R_s(Si_o - SiL_{OFF})t \quad (5.68)$$

$$v_{C_o} = \frac{1}{C} \int_0^t i_{C_o}(t) dt = \frac{(Si_o - SiL_{OFF})t^2}{2C_o} \quad (5.69)$$

Siendo el valor de V_{m1}

$$V_{m1} = L_s(Si_o - SiL_{OFF}) + R_s(Si_o - SiL_{OFF})T_o + \frac{(Si_o - SiL_{OFF})T_o^2}{2C_o} \quad (5.70)$$

En el instante de tiempo T_o^+ , la variación de la corriente de carga desaparece y la tensión en ese instante cae al valor:

$$V_{m1}(T_o^+) = -SiL_{OFF}L_s + R_s(Si_o - SiL_{OFF})T_o + \frac{(Si_o - SiL_{OFF})T_o^2}{2C_o} \quad (5.71)$$

A partir del instante de tiempo T_o , la variación de la tensión de salida es:

$$\Delta v_o = V_{m1}(T_o^+) + i_{C_o}(t)R_s - v_{ESR}(T_o) + \frac{1}{C_o} \int_0^t i_{C_o}(t) dt \quad (5.72)$$

Se supone por simplificación que la variación de la tensión de salida a partir de T_o , comienza en el valor V_{m1} , siendo entonces la expresión siguiente la que utilizamos para estudiar su evolución.

$$\Delta v_o = V_{m1} + -SiL_{OFF}R_s t + \frac{I_p}{C_o} t - \frac{SiL_{OFF}t^2}{2C_o} \quad (5.73)$$

Se determina el valor máximo de la expresión (5.73), para lo cual derivamos la expresión e igualamos la derivada a cero.

$$\frac{dv_o}{dt} = -SiL_{OFF}R_s + \frac{I_p}{C_o} - \frac{SiL_{OFF}t}{C_o} = 0 \quad (5.74)$$

Despejando de la expresión anterior el tiempo t , el cual corresponde con el instante en que la Δv_o (5.73) alcanza su valor máximo es:

$$t_{m2} = -R_s C_o + \frac{I_p}{SiL_{OFF}} \quad (5.75)$$

Para que el valor máximo no exista, tiene que ser el tiempo t_{m2} , cero o negativo, por lo tanto:

$$-R_s C_o + \frac{I_p}{SiL_{OFF}} \leq 0 \quad (5.76)$$

Despejando la capacidad del condensador de la expresión anterior, obtenemos el valor mínimo que debe tener la capacidad del condensador.

$$C_o \geq \frac{I_p}{SiL_{OFF} R_s} = \frac{(Sio - SiL_{OFF}) T_o}{SiL_{OFF} R_s} \quad (5.77)$$

La expresión anterior, permitirá determinar el valor de la capacidad del condensador para que el pico V_{m2} no exista.

Se observa en la ecuación (5.77) que si se incrementa la pendiente de la corriente por el inductor, durante el intervalo de conducción t_{OFF} la capacidad del condensador será más pequeña.

Comparando el convertidor Buck y el convertidor TIWJ, la pendiente de la corriente en el intervalo en el que el transistor de control está desactivado, es mucho mayor en el convertidor TIWJ que la pendiente en el convertidor Buck, por lo que se necesitará una capacidad menor en el convertidor TIWJ que el convertidor Buck para que el pico V_{m2} no aparezca.

Considerando como ejemplo para efectuar la comparación de ambos convertidores, un condensador con $R_s = 0.005 \Omega$, del cual despreciamos la inductancia equivalente serie del condensador, se considera que el lazo de control no impone ningún retardo y se aplica un transitorio de carga de $20 A$ con una velocidad de variación de la corriente $Sio = 50 A/\mu s$ y ambos convertidores conmutan a la misma frecuencia de $250 kHz$, para una relación de conversión de tensión $m(D) = 0.1$. El valor del condensador según condición (5.77) es.

Para el convertidor Buck.

$$C_o = 1467 \mu F$$

Para el convertidor TIWJ.

$$C_o = 793 \mu F$$

De los resultados obtenidos, podemos ver que la capacidad del filtro de salida del convertidor TIWJ es menor que la que se necesita para el convertidor Buck.

En la figura 5.17 se muestra el comportamiento del convertidor TIWJ con una capacidad del filtro de $C_o = 793 \mu F$ ante un transitorio de carga descendente.

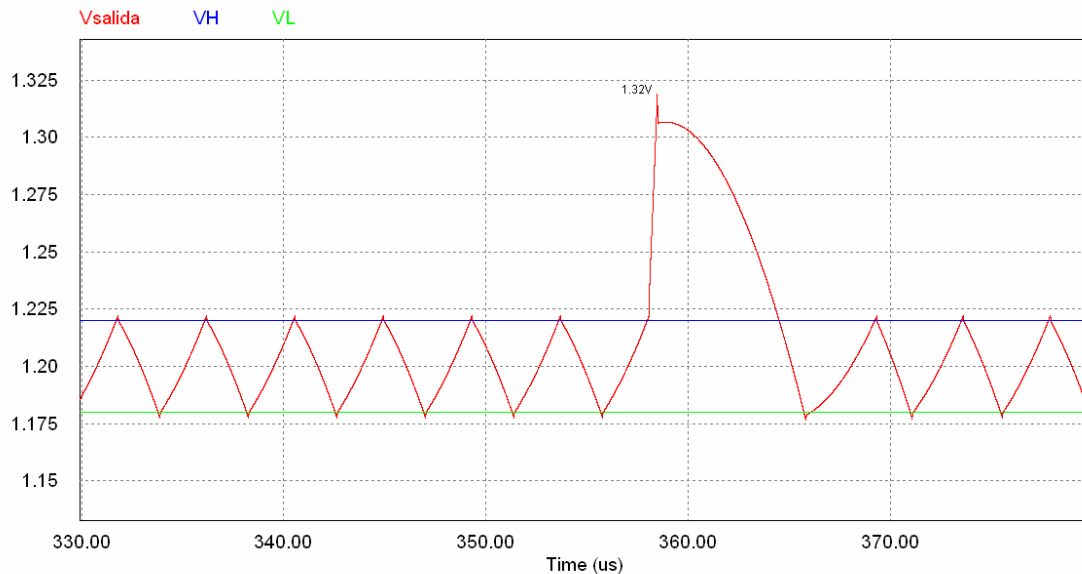


Fig. 5.17 Voltaje de salida del convertidor TIWJ no existe el pico de V_{m2} .

Se observa en la figura 5.17 que no aparece el sobrepico V_{m2} al haber calculado el condensador mínimo necesario según la expresión (5.77), también se observa el valor máximo que alcanza el voltaje de salida $V_{o,max} = 1.32 V$, por lo que el pico $V_{m1} = V_{o,max} - V_H = 1.32 V - 1.22 V = 0.1 V$, siendo su valor calculado por la expresión (5.70) $V_{m1} = 0.109 V$.

Se repite la situación poniendo un condensador de filtro de salida cuya capacidad sea inferior a la necesaria para que no suceda el pico V_{m2} , en este caso $C_o = 500 \mu F$, la figura 5.18 muestra el resultado de esta simulación.

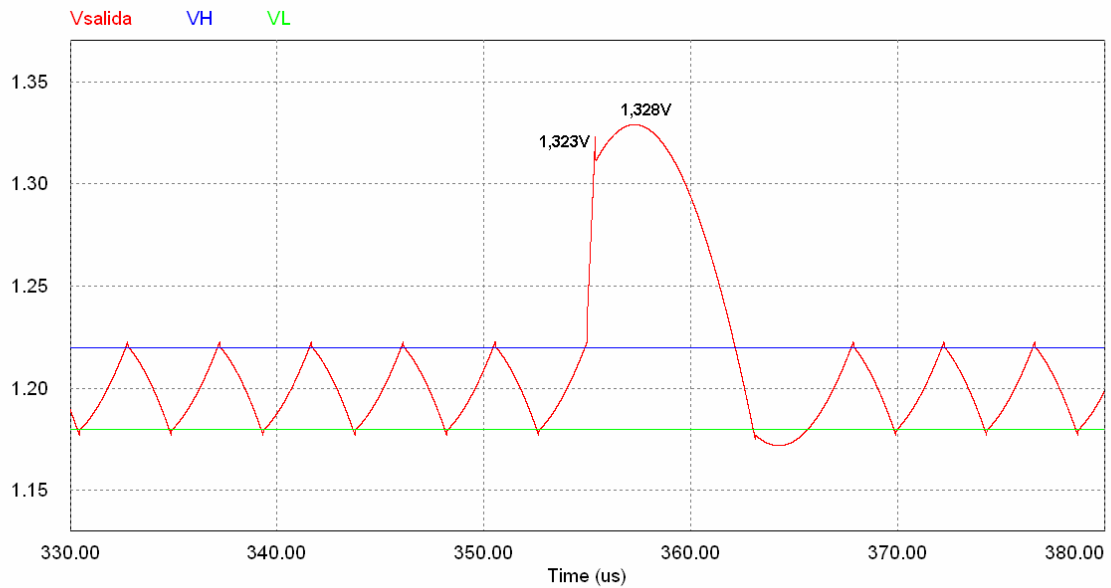


Fig. 5.18 Voltaje de salida convertidor TIWJ para $C_o = 450\mu F$.

Como se observa en la figura 5.18 en este caso el pico $V_{m2} > V_{m1}$, ésta es una situación que se debe evitar para limitar el efecto de la perturbación sobre la salida del convertidor.

La figura 5.19 corresponde al caso de que la capacidad del condensador de filtro es mayor que la necesaria para que no exista el pico V_{m2} , se puede observar en la misma que el pico V_{m1} aproximadamente sigue siendo el mismo.

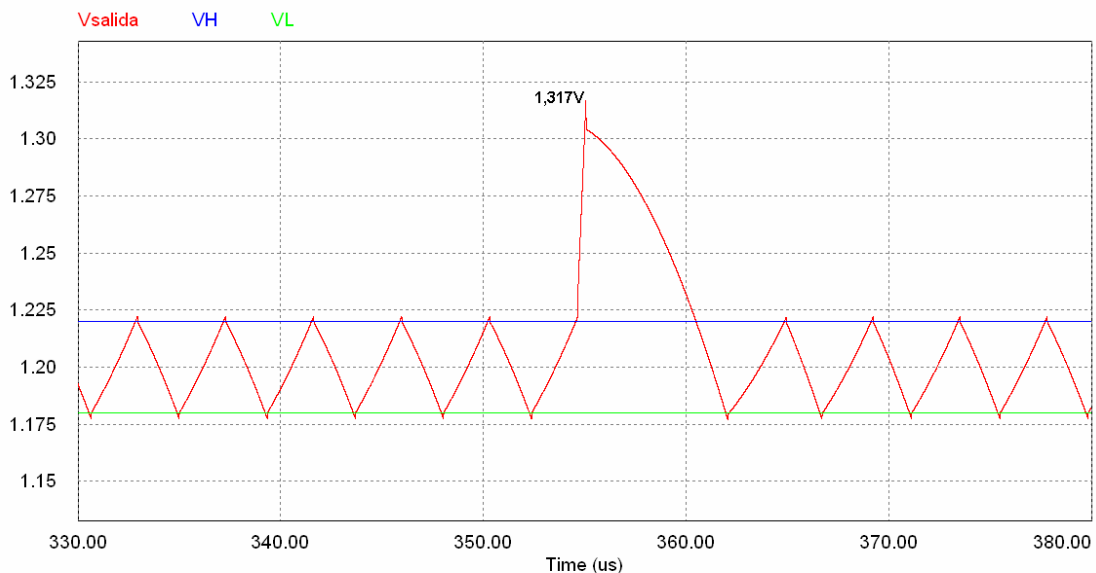


Figura 5.19 Voltaje de salida convertidor TIWJ para $C_o = 1200\mu F$.

Se compara el comportamiento transitorio del convertidor TIWJ, con el convertidor Buck, para el convertidor Buck el valor de la capacidad C_o para que no

aparezca el pico V_{m2} es $1467\mu F$. La figura 5.20 corresponde con la simulación del convertidor Buck.

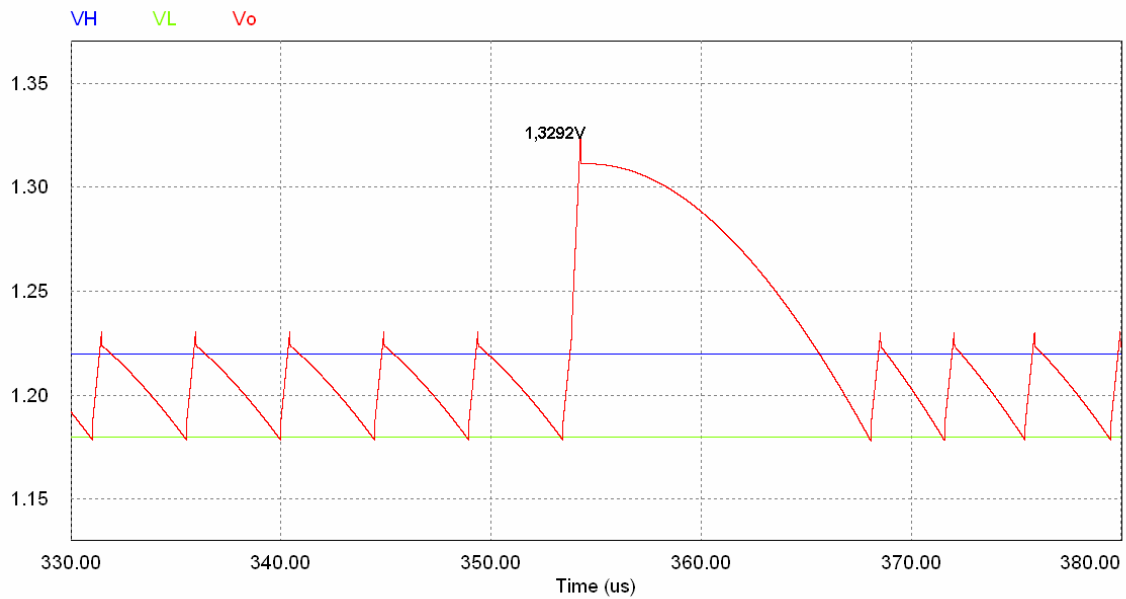


Figura 5.20 Voltaje de salida del convertidor Buck $C_o = 1476\mu F$.

Se observa en la figura 5.20 que para la capacidad de filtro indicada no aparecerá sobrepico V_{m2} , y el valor máximo que alcanza el voltaje de salida es $v_{o,max} = 1,3292 V$, por lo que el sobrepico $V_{m1} = v_{o,max} - V_H = 0,109 V$, siendo el valor teórico calculado por la expresión (5.70) $V_{m1} = 0,112 V$.

Por último, se simula el convertidor Buck con una capacidad $C_o = 793\mu F$, el resultado de la simulación se muestra en la figura 5.21.

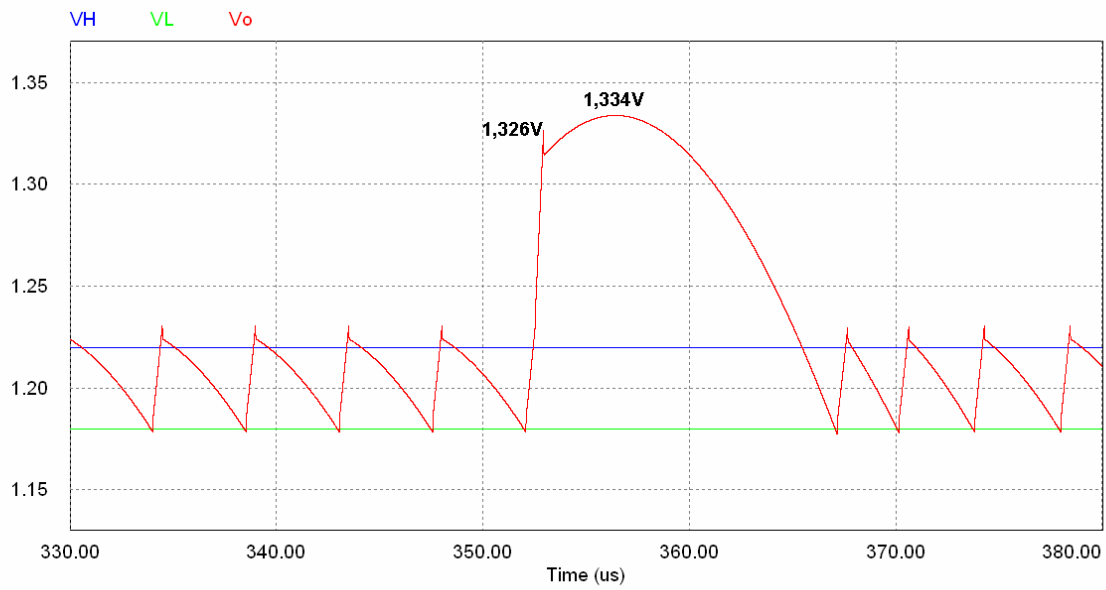


Fig. 5.21. Comportamiento del convertidor Buck, $C_o = 793\mu F$.

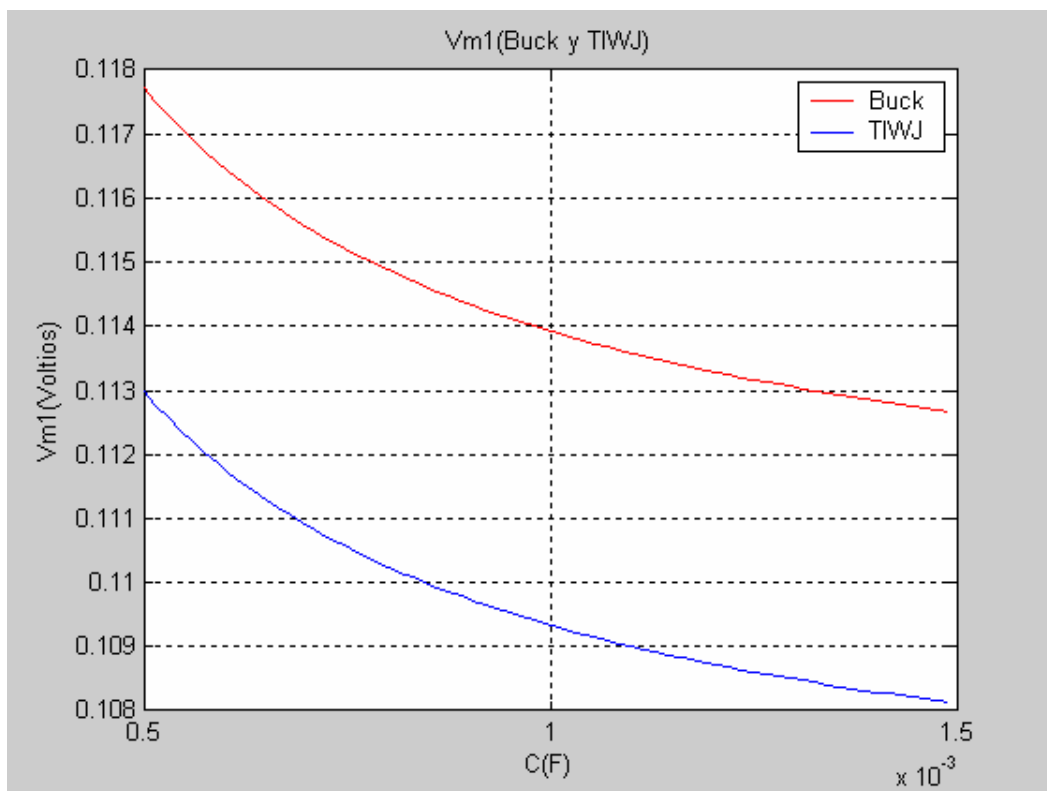


Fig. 5.22 Comparación del pico V_{m1} de los convertidores Buck y TIWJ.

5.6.3 Tiempo de duración del transitorio

Otro factor a considerar en el diseño del filtro de salida es la duración del transitorio de la tensión de salida [1.12], las condiciones de trabajo de los microprocesadores pueden imponer una cadencia muy rápida de transitorios, por lo que es importante que la duración del transitorio sea pequeña, en la figura 5.23, se muestra una ventana la cual limita el valor máximo del voltaje de salida $V_{o,max}$ y el tiempo máximo de duración del transitorio t_{tran} .

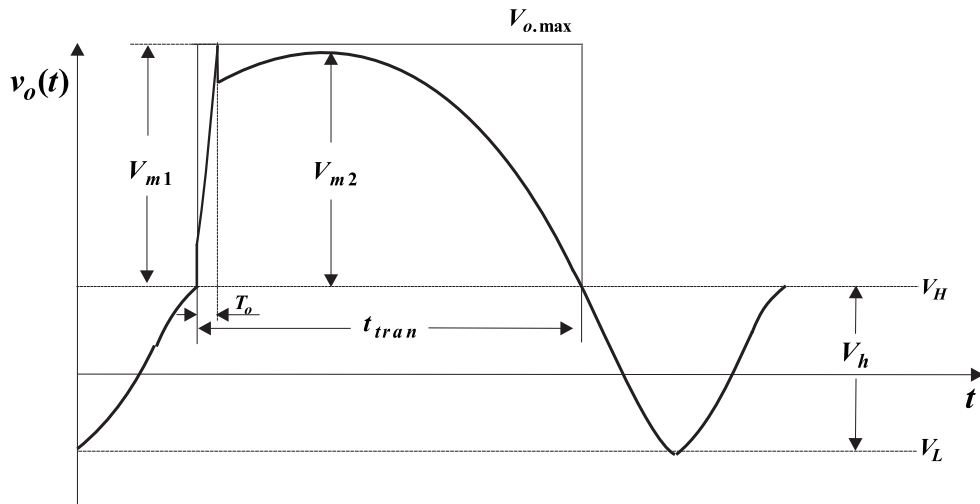


Fig. 5.23 Ventana para el transitorio.

A continuación se determina el tiempo máximo de duración del transitorio. Partiendo de la expresión de la variación del voltaje de salida (5.73), se calcula el instante de tiempo en el que este voltaje se hace cero obteniendo el tiempo de duración del transitorio llamando a este tiempo t_T .

$$t_T = \frac{(-SiL_{OFF}R_sC_o + I_p + \sqrt{(SiL_{OFF}^2R_s^2C_o^2 - 2SiL_{OFF}R_sC_oI_p + I_p^2 + 2SiL_{OFF}V_{m1}C_o})}{SiL_{OFF}} + T_o \quad (5.78)$$

Despejando de esta expresión la capacidad del condensador, obtendríamos el valor de C_o , para un determinado tiempo de duración del transitorio.

$$C_o = \frac{(t_T - T_o)((t_T - T_o)SiL_{OFF} - 2I_p)}{2(V_{m1} - (t_T - T_o)SiL_{OFF}R_s)} \quad (5.79)$$

Las expresiones obtenidas (5.78) y (5.79) son válidas tanto para el convertidor Buck como para el convertidor TIWJ. La figura 5.24, corresponde a la evolución de los tiempos del transitorio de un convertidor Buck y TIWJ en función de la capacidad del

condensador, en ella se puede observar que para un valor de capacidad dado, la duración del transitorio en un convertidor Buck es aproximadamente el doble, además el tiempo de duración del transitorio decrece al aumentar la capacidad de filtro.

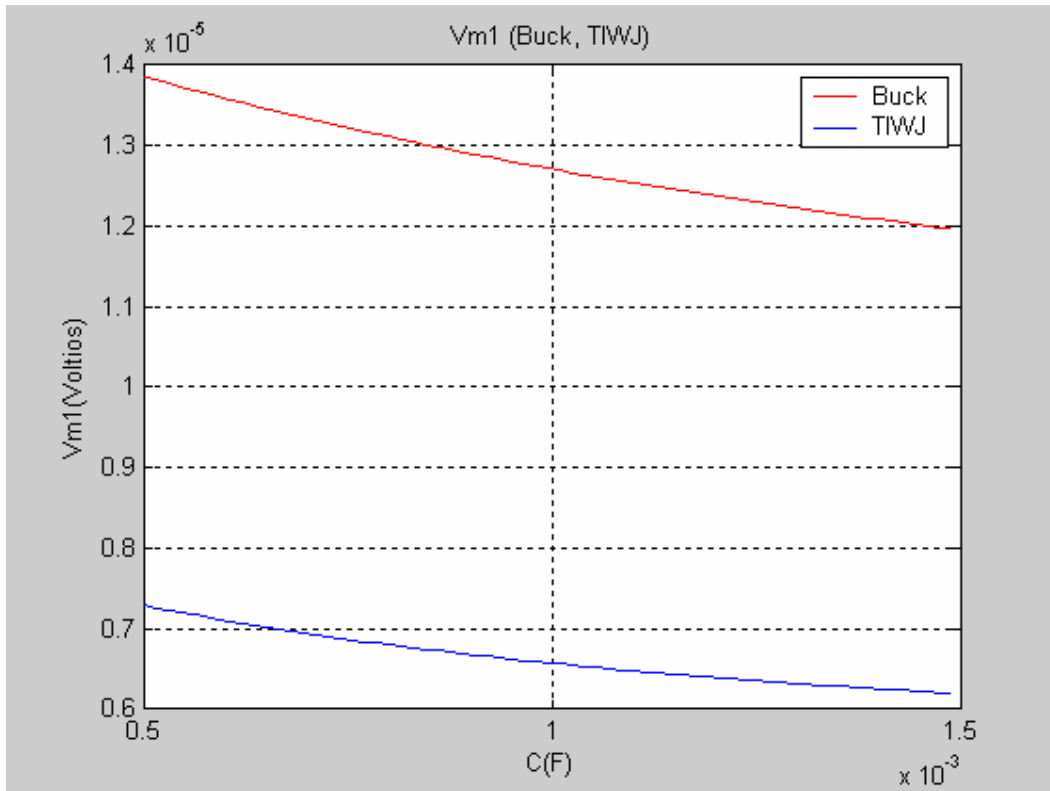


Fig. 5.24 Tiempo de duración del transitorio.

En la figura 5.25 se muestra la simulación del convertidor Buck, donde se mide el tiempo de duración del transitorio, siendo de $t_T = 10,75 \mu\text{seg}$ y se compara con el calculado por la expresión (5.78), siendo el tiempo calculado de $t_T = 10,86 \mu\text{seg}$.

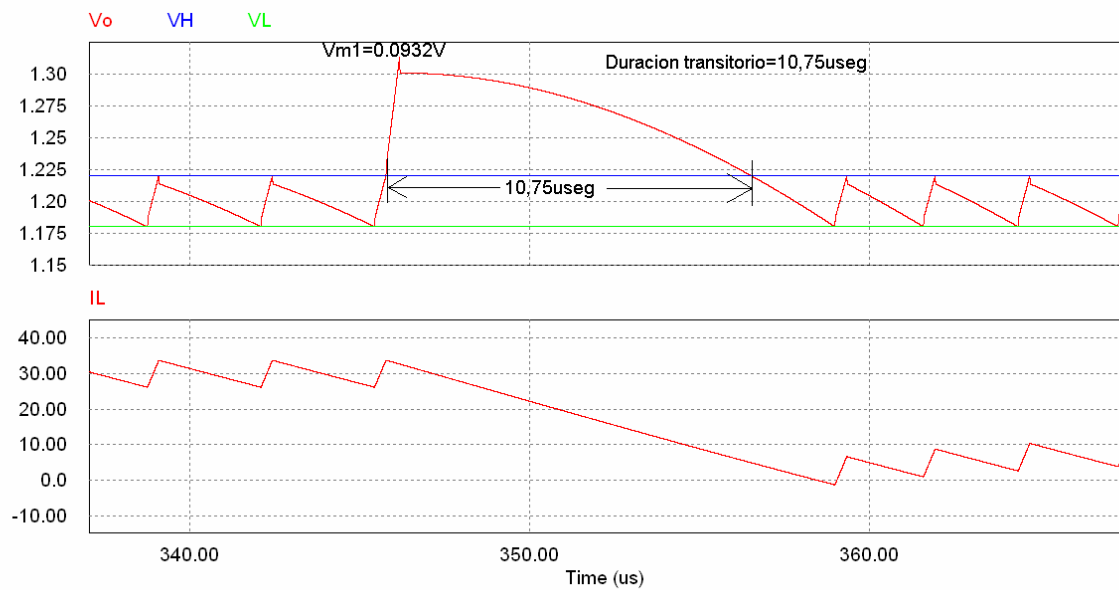


Fig. 5.25 Convertidor Buck duración del transitorio.

En la figura 5.26 se muestra la simulación del convertidor TIWJ en las mismas condiciones que el convertidor Buck, la duración del transitorio medida es $t_T = 6,31\mu\text{seg}$ y la duración del transitorio calculado desde la expresión (5.78) es $t_T = 6,105\mu\text{seg}$.

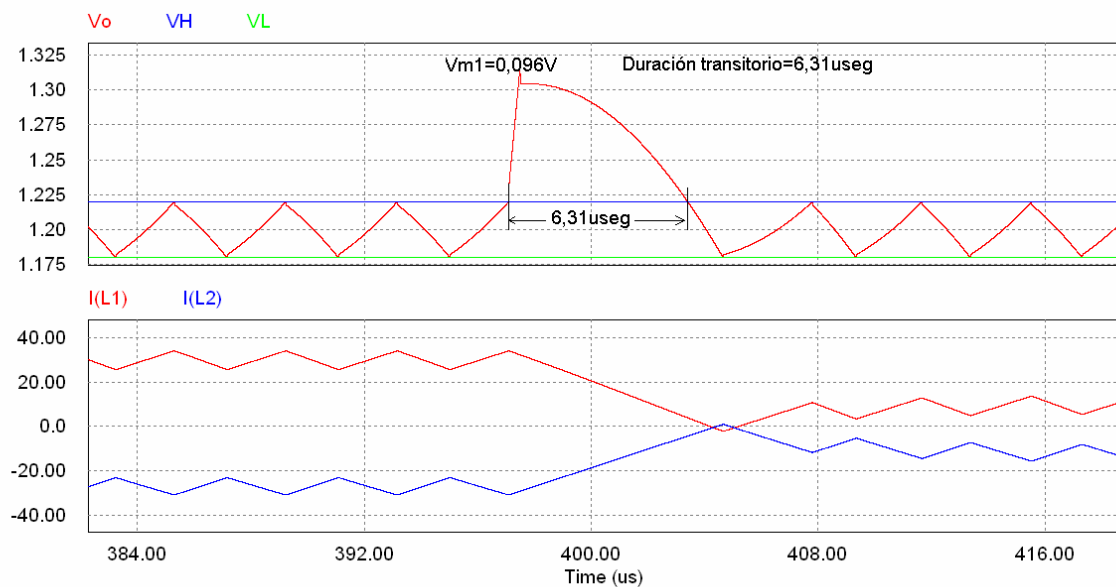


Fig.5.26 Convertidor TIWJ, duración del transitorio.

Se considera a continuación un transitorio de carga ascendente, donde la corriente de carga pasara de un valor $I_{o,min}$ a un valor $I_{o,max}$ durante un tiempo T_o , en la figura siguiente parte superior se muestra la corriente de la perturbación y la corriente a través del inductor, donde se puede observar que el incremento de la corriente de carga es mucho mas rápido que el incremento de la corriente por el inductor de filtro, en esta situación se producirá una saturación de la señal de control $u=1$. En este caso, el condensador de filtro deberá entregar corriente a la carga tal como muestra la figura siguiente:

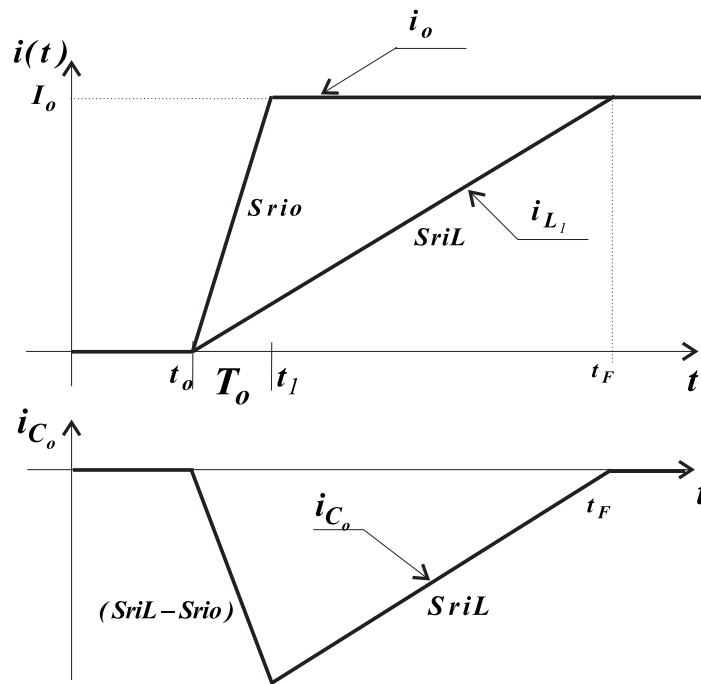


Fig. 5.27 Corrientes i_o , i_{L1} y i_{Co} durante un transitorio ascendente de carga

Se considera que el transitorio se produce en peor caso, esto sucede cuando el inductor tiene almacenada su mínima energía, esto sucede cuando el transistor de control entra en estado ON.

El procedimiento de análisis es el mismo que para el caso de transitorio descendente.

La corriente por el condensador es:

$$i_{Co}(t) = i_L(t) - I_o \quad (5.80)$$

Siendo ésta según muestra la figura 5.27.

$$\begin{aligned} i_{Co}(t) &= (SiL_{ON} - Sio)t & t_o < t < t_1 \\ i_{Co}(t) &= I_p + SiL_{ON}t & t_1 < t < t_F \end{aligned} \quad (5.81)$$

Durante el intervalo T_o , por lo que la determinación del pico máximo de tensión V_{m1} será:

$$V_{m1} = L_s(SiL_{ON} - Sio) + R_s(SiL_{ON} - Sio)T_o + \frac{(SiL_{ON} - Sio)T_o^2}{2C_o} \quad (5.82)$$

Considerando que en el caso más restrictivo, que el segundo pico que aparece en el transitorio V_{m2} no debe ser mayor que V_{m1} , en este caso al ser negativa la tensión ya que tomamos como referencia para calcularla el valor inferior de la ventana de histéresis V_L , la condición es:

$$|V_{m1}| \geq |V_{m2}| \quad (5.83)$$

Obteniendo el valor mínimo de la capacidad.

$$C_o \geq \frac{I_p}{SiL_{OFF} R_s} = \frac{(Sio - SiL_{ON})T_o}{SiL_{ON} R_s} \quad (5.84)$$

El tiempo de duración del transitorio, viene dado por

$$t_T = \frac{(-SiL_{ON} R_s C_o - I_p + \sqrt{(SiL_{ON}^2 R_s^2 C_o^2 - 2SiL_{ON} R_s C_o I_p + I_p^2 + 2SiL_{ON} V_{m1} C_o})}{SiL_{ON}} + T_o \quad (5.85)$$

En este caso, al ser mayor SiL_{ON} del convertidor Buck que el SiL_{ON} del convertidor TIWJ, el comportamiento ante un transitorio de carga ascendente será mejor en el Buck que en el TIWJ.

En la figura 5.28 se muestra el voltaje de salida del convertidor Buck ante un transitorio de carga de $20A$ con un “Slew-rate” $Sio = 50 A/\mu s.$, donde se muestran los valores medidos sobre la gráfica del tiempo de duración del transitorio y el valor de V_{m1} .

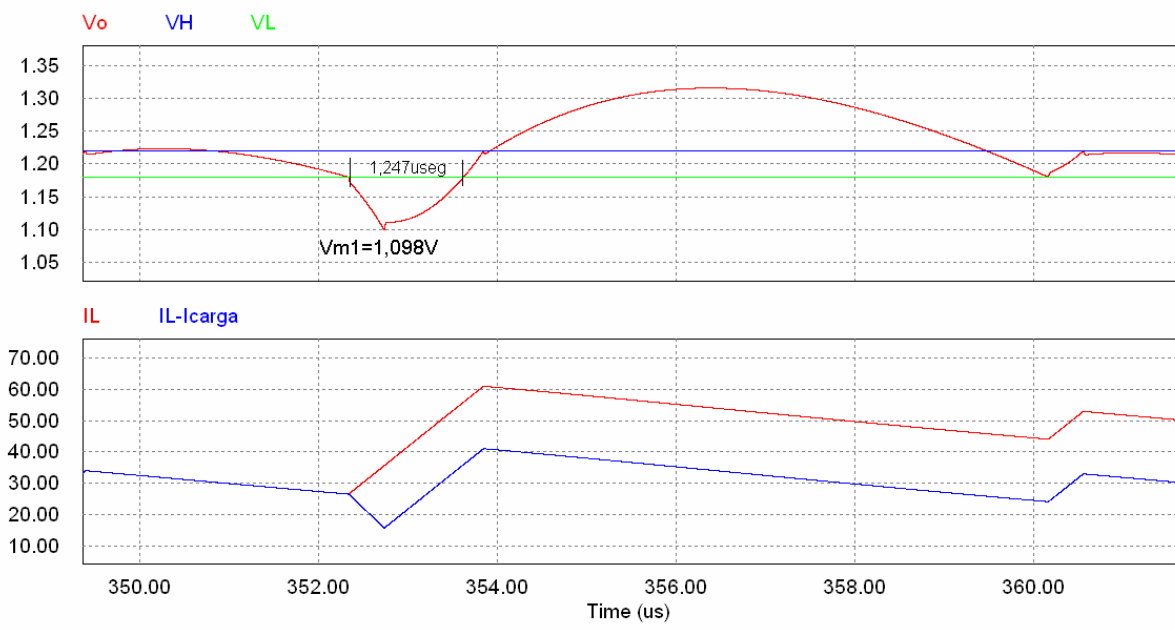


Fig. 5.28 Voltaje de salida del convertidor Buck ante un transitorio ascendente de la corriente de carga..

El valor del condensador de filtro determinado según expresión (5.84)) es de $C_o = 95,5\mu F$, el valor de la inductancia de filtro determina la frecuencia de conmutación, por lo que para una frecuencia de conmutación $F_c = 250\text{ kHz}$, el valor de la inductancia de filtro para el convertidor Buck es $L = 0,474\mu H$, por lo que los valores obtenidos de las expresiones (5.82) y (5.83) son:

$$Vm1 = -1,09\text{ V}$$

$$t_r = 1,166\mu s$$

Se puede observar en la figura que con una capacidad tan pequeña, cuando la tensión de salida del convertidor supera el nivel alto de la banda de histéresis, el transistor de control del convertidor conmuta a OFF, en ese instante la corriente por el condensador es alta y el descenso de esta corriente es lento, produciendo un gran sobrepico de tensión.

A continuación, se comprueba el comportamiento del convertidor TIWJ, en las mismas condiciones de funcionamiento del Buck.

En la simulación el condensador de filtro determinado según expresión (5.84) es de $C_o = 890\mu F$, la inductancia de filtro viene impuesta por la frecuencia de conmutación deseada $F_c = 250\text{ kHz}$, y es $2,62\mu H$, por lo que los valores obtenidos de las expresiones (5.84) (5.85) particularizadas para el convertidor TIWJ son:

$$V_{m1} = 1,069 V$$

$$t_r = 6,79 \mu s$$

En la figura 5.29 pueden verse los valores medidos de estas magnitudes.

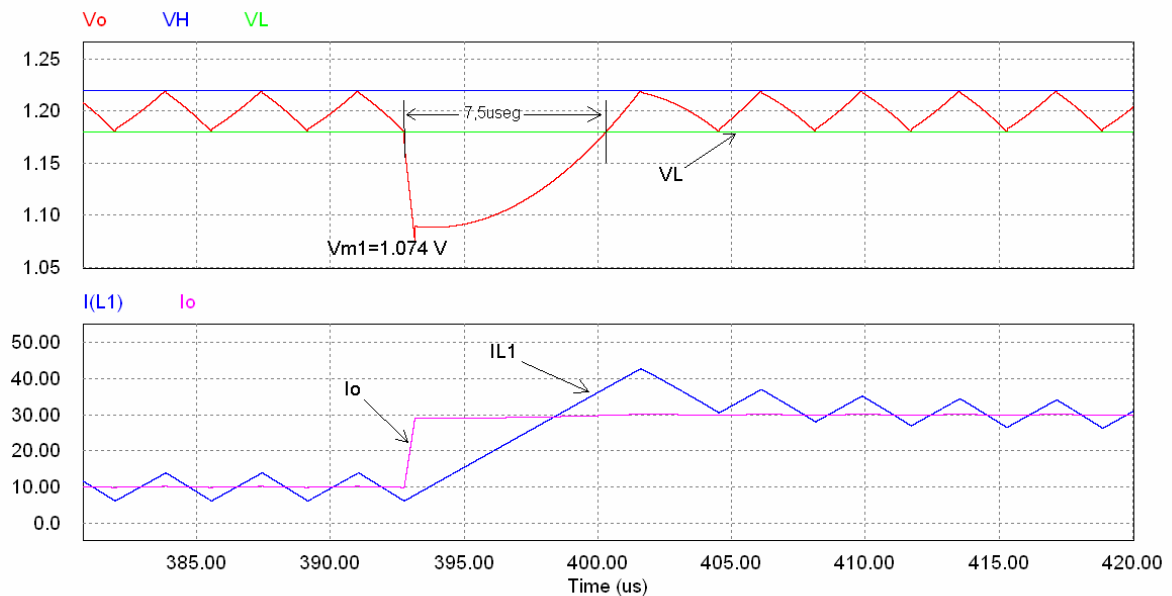


Fig. 5.29 Convertidor TIWJ, perturbación ascendente de carga.

En el análisis del comportamiento de ambos convertidores ante transitorios de carga, se ha podido ver que el convertidor Buck presenta su peor respuesta ante un transitorio de carga descendente, mientras que el convertidor TIWJ es en el transitorio ascendente de la perturbación de carga.

También se observa que la capacidad de filtro necesaria para el convertidor TIWJ es menor que la capacidad del convertidor Buck para la misma aplicación.

Otra de las cuestiones analizar es que el rizado de la tensión de salida se mantenga dentro de la banda de histéresis, la desviación del rizado de la banda de histéresis la denominamos precisión.

5.7 Precisión.

En control por histéresis en un convertidor mantiene la tensión de salida dentro de una banda de histéresis centrada en la referencia de voltaje.

Cuando se estudia y diseña un control por histéresis el enfoque principal de este diseño esta dirigido hacia el análisis del transitorio y su modelado, pero no solo las

especificaciones del transitorio son importantes, también es importante la precisión del convertidor en estado estacionario [5.17-5.18].

En el análisis del modo de operación de un regulador por histéresis en modo de voltaje se pone de manifiesto las causas de su imprecisión. Este análisis revela como las condiciones de operación (voltaje de entrada V_{in} , voltaje de salida V_o , retardo en lazo t_d), tamaño de los componentes (inductor L , condensador C_o) y elementos parásitos del condensador (ESL , ESR , etc.) afectan a la precisión de la regulación del convertidor. Lo más importante de este análisis es su aplicación en el diseño de convertidores continua-continua controlados por histéresis, para su diseño.

En la figura 5.30 se muestra la forma de onda de voltaje de salida ideal, en la que se considera que el rizado de salida es solo producido por la resistencia equivalente serie del condensador R_s . Si el voltaje de salida $v_o(t)$ pasa debajo del nivel de referencia V_{REF} menos $V_h/2$, la salida del comparador con histéresis se pone a nivel alto y el transistor Q_1 es puesto en conducción y el transistor Q_2 desactivado. Esto hace que el voltaje de salida se incremente. Cuando el voltaje de salida $v_o(t)$ alcanza o excede el de referencia V_{REF} mas $V_h/2$ la salida del comparador de voltaje se sitúa a nivel bajo y entonces el convertidor conmuta y el transistor Q_1 se corta y el Q_2 conduce.

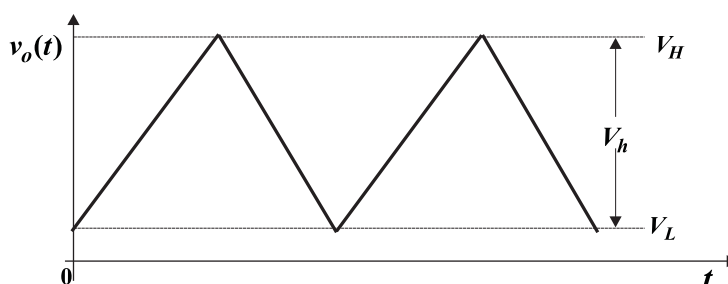


Fig. 5.30 Rizado de tensión ideal en un convertidor controlado por histéresis.

Consideramos los convertidores Buck y TIWJ trabajando a la misma frecuencia de conmutación, figura 5.31, y para cada uno de ellos se determina el valor mínimo que debe de tener la capacidad de filtro para la tensión de salida en estado estacionario se mantenga dentro de la banda de histéresis.

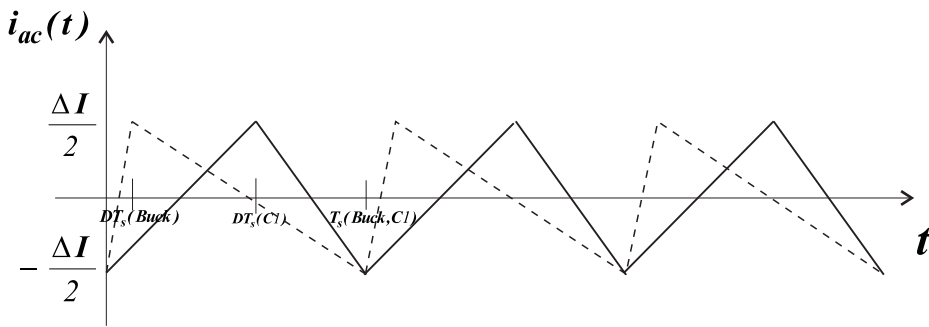


Fig. 5.31 Rizado de corriente por el inductor, convertidores Buck y TIWJ.

Se considera que un control por histéresis es preciso cuando el rizado del voltaje de salida se mantiene dentro de la banda histéresis impuesta, por lo que la medida de precisión será dada por la desviación del rizado del voltaje de salida de la banda de histéresis, para lo que se considera el efecto de los elementos parásitos del condensador de salida.

En primer lugar se considera el efecto de la inductancia equivalente serie L_s y de la resistencia equivalente serie R_s , considerando despreciable el rizado producido por la capacidad del condensador de filtro C_o .

Se supone que el rizado que produce la inductancia parasita en la tensión de salida cumple la condición:

$$v_{ESL} < \frac{V_h}{2}$$

La forma de onda de la tensión de rizado será de la forma indicada en la figura 5.32 en el caso de un convertidor Buck y en la figura 5.33 para el convertidor TIWJ.

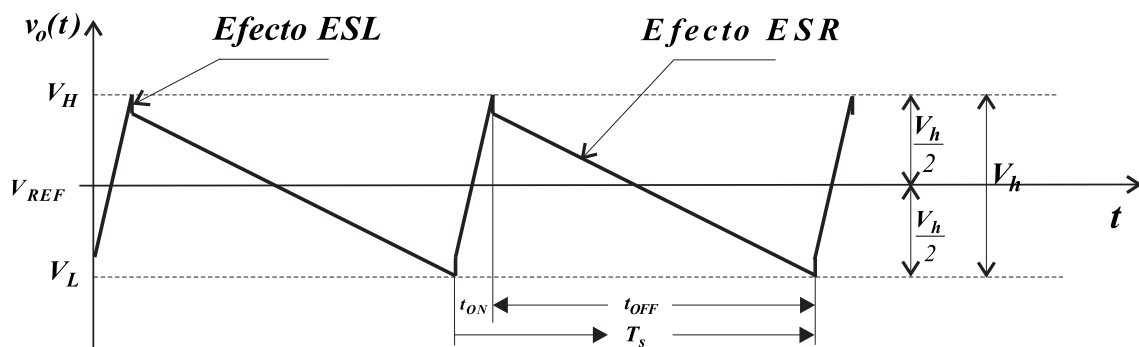


Fig. 5.32 Rizado del voltaje de salida, efectos de R_s y L_s en un convertidor Buck.

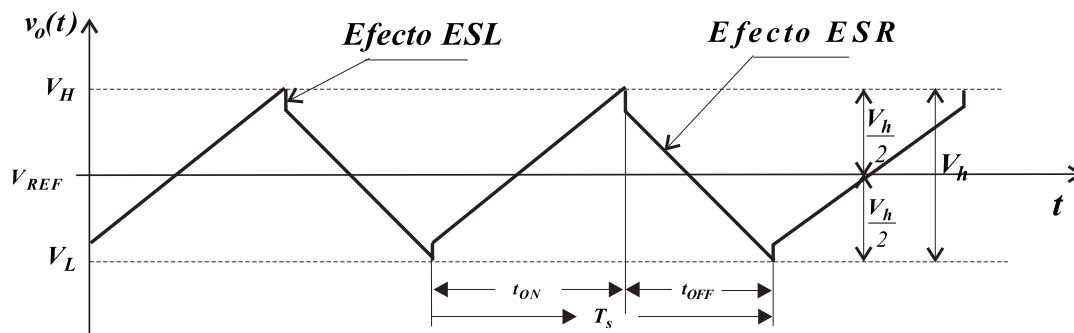


Fig. 5.33 Efectos de L_s y R_s en el convertidor TIWJ.

En las figuras 5.32 y 5.33 se observa que el rizado es simétrico respecto a la tensión de referencia, por lo que no existe desviación del rizado respecto a la banda de histéresis, los rizados se mantiene dentro de dicha banda.

5.7.1 Efecto de la capacidad en la precisión.

Despreciando el efecto que produce en el rizado L_s , se considera el efecto que producirá la capacidad del condensador de filtro C_o en la precisión del convertidor, se plantean dos casos.

En el primero, el condensador es de gran capacidad y el rizado producido por ésta capacidad es pequeño comparado con el rizado producido por la R_s , no se ha considerado la L_s , la cual no produce "Offset". En este caso la forma de la tensión de salida se muestra en la figuras 5.34 y 5.35.

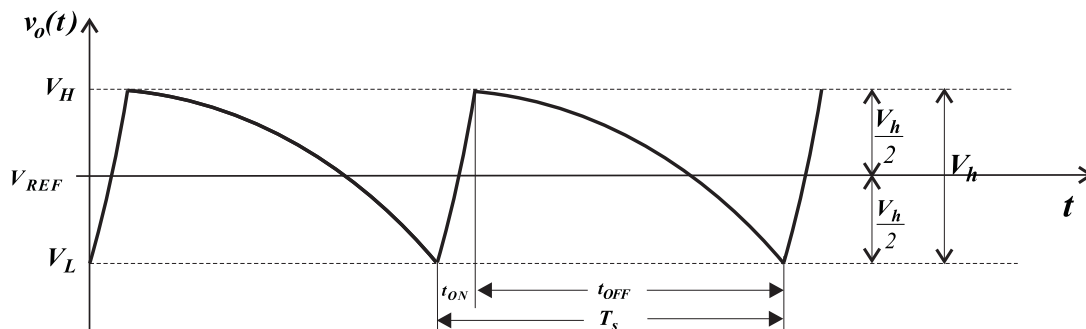


Fig. 5.34 Rizado del voltaje de salida para una capacidad grande, Buck.

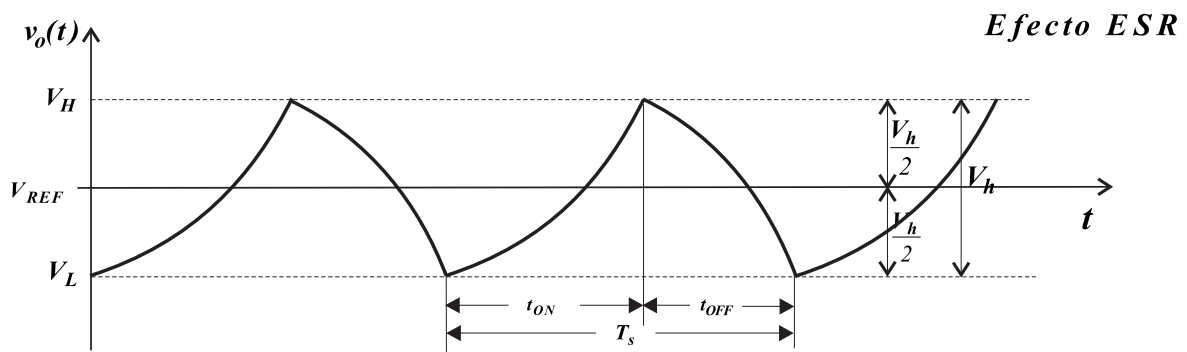


Fig. 5.35 Rizado del voltaje de salida con una capacidad grande, TIWJ.

Se observa que el rizado de los convertidores no es una rampa, ahora tiene una curvatura producida por la capacidad C_o .

Los valores de pico y valle del rizado, todavía son decididos por el rizado debido a la resistencia R_s , en este caso voltaje de pico del rizado encima de V_{REF} es igual $V_H = \frac{V_h}{2}$ y el voltaje de rizado por debajo de V_{REF} es $V_L = \frac{V_h}{2}$ y el valor del voltaje de salida es todavía regulado a V_{REF} , sin presentar desviación de la banda de histéresis, esto significa, que el rizado producido por C_o , no tiene efecto en la precisión, tampoco cambia el rizado de pico producido por la R_s .

Segundo caso: La capacidad C_o es pequeña, el rizado producido por la capacidad del condensador no puede ser despreciado frente al rizado producido por la R_s , el voltaje de salida es mostrado en la figuras 5.36 y 5.37.

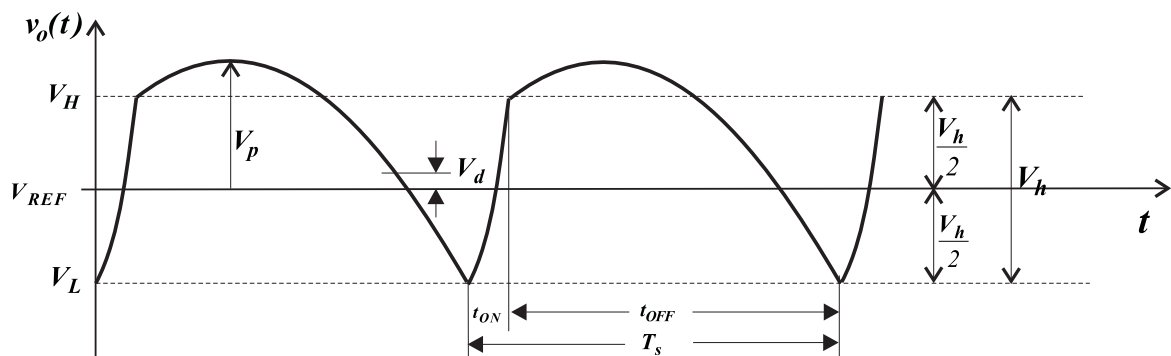


Fig. 5.36 Rizado del voltaje de salida con una capacidad pequeña, Buck.

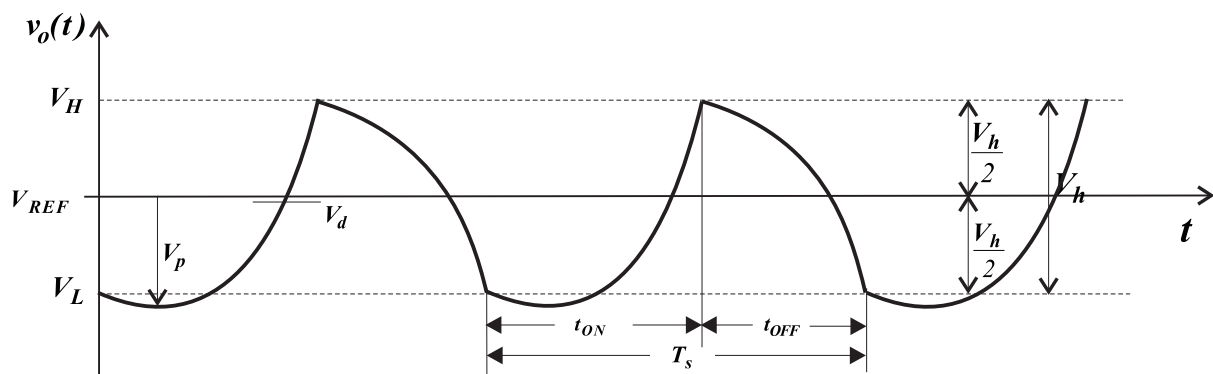


Fig. 5.37 Rizado del voltaje de salida con una capacidad pequeña, TIWJ.

En las figuras 5.36 y 5.37 se puede ver, que la curvatura en el rizado debido a al condensador de filtro es mas acusada y el pico de voltaje de rizado no sucede al final del tiempo de conmutación ON para el Buck y tampoco en el tiempo de conmutación OFF para el convertidor TIWJ.

En el convertidor Buck el pico del rizado de salida aparece en algún instante durante el tiempo t_{OFF} , figura 5.36, y este pico es impuesto por el rizado producido por C_o y por R_s , en este caso el pico del rizado de voltaje de salida esta por encima de V_{REF} y es mayor que $V_h/2$, mientras que el voltaje de valle del rizado por debajo de V_{REF} es aun igual a $V_h/2$. Sin embargo el valor de voltaje de salida no es mantenido dentro de la banda de histéresis.

Lo mismo sucede para el convertidor TIWJ, pero en este caso debido a que tiene un ciclo de trabajo algo mayor de 0.5, este efecto es menor y la desviación del rizado de la banda de histéresis sucede en el valle del rizado del voltaje de salida, tal como muestra la figura 5.37.

Para la medida de la desviación del rizado de voltaje respecto a la banda de histéresis, se considera que esta medida es igual a la mitad del rebasamiento del voltaje de rizado sobre la parte superior de la banda de histéresis V_H para el convertidor Buck, siendo esta desviación.

$$V_d = \frac{1}{2}(V_p - V_H) \quad (5.86)$$

Para el convertidor TIWJ se considera la desviación por debajo de V_L .

$$V_d = \frac{1}{2}(-V_p + V_L) \quad (5.87)$$

En un controlador por histéresis, el condensador C_o tiene influencia en la regulación DC del voltaje de salida, y esta depende del valor del condensador.

Para calcular la desviación V_d , se determina el voltaje de pico del rizado del convertidor.

En primer lugar se considera el convertidor Buck para analizar la influencia del condensador en su precisión estacionaria, la corriente que circula por el condensador de filtro del Buck en el intervalo t_{OFF} es:

$$i_{C_o}(t) = \frac{\Delta I}{2} - SriL_{OFF} \times t \quad (5.88)$$

El valor del voltaje de rizado de salida es:

$$v_o(t) = v_{ESR}(t) + v_{C_o}(t) \quad (5.89)$$

Siendo:

$$v_{ESR}(t) = \left(\frac{\Delta I}{2} - SriL_{OFF} \times t\right) R_s \quad (5.90)$$

$$v_{C_o}(t) = \frac{\Delta I \times t}{2C_o} - \frac{SriL_{OFF} \times t^2}{2C_o} \quad (5.91)$$

Se determina el valor máximo de $v_o(t)$.

$$\frac{dv_o}{dt} = 0$$

Dando:

$$t = -R_s C_o + \frac{\Delta I}{2SriL_{OFF}} \quad (5.92)$$

Donde t corresponde con el instante de tiempo en el que se produce el valor máximo de $v_o(t)$.

Para que no se produzca sobre pico, este tiempo tiene que ser cero o negativo por lo que tenemos:

$$C_o \geq \frac{\Delta I}{2SriL_{OFF} R_s} \quad (5.93)$$

Substituyendo este tiempo en la expresión del voltaje de rizado de salida obtenemos el valor de pico V_p .

$$V_p = v_o(t)_{\max} = \frac{ESR^2 SriL_{OFF} \times C_o}{2} + \frac{\Delta I}{8C_o SriL_{OFF}} \quad (5.94)$$

Considerando:

$$SriL_{OFF} = \frac{\Delta I}{(1-D)Ts} \quad (5.95)$$

$$\Delta I = \frac{V_h}{R_s} \quad (5.96)$$

Siendo el valor de pico:

$$V_p = \frac{R_s C_o V_h}{2(1-D)Ts} + \frac{(1-D)Ts V_h}{8C_o R_s} \quad (5.97)$$

La desviación producida es:

$$V_d = \frac{1}{2} \left(V_p - \frac{V_h}{2} \right) = \frac{1}{2} \left(\frac{R_s C_o V_h}{2(1-D)Ts} + \frac{(1-D)Ts V_h}{8C_o R_s} - \frac{V_h}{2} \right) \quad (5.98)$$

Expresión válida para $C_o \leq \frac{\Delta I}{2SriL_{OFF} R_s}$.

Para $C_o \geq \frac{\Delta I}{2SriL_{OFF} \times R_s}$ no existe este voltaje de pico.

Aplicando la ecuación (5.93) se determina el valor de la capacidad del condensador del convertidor Buck para que no exista desviación del rizado, dando $C_o = 360 \mu F$. En la figura 5.38 se muestra la simulación del convertidor Buck con $C_o = 100 \mu F$.

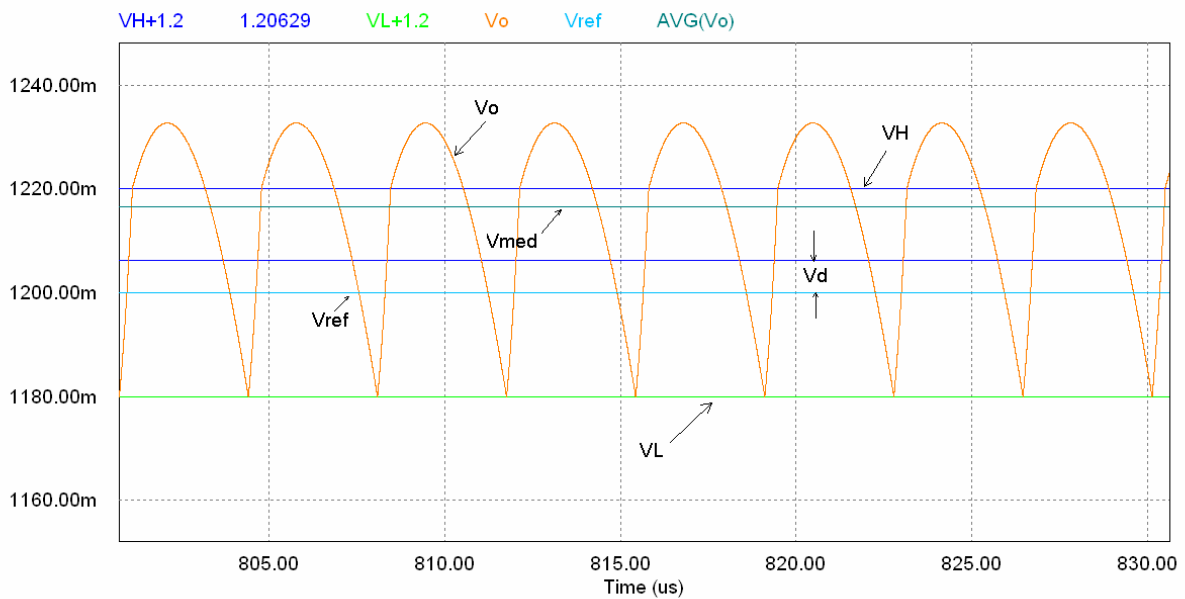


Fig. 5.38 Desviación para el convertidor Buck con $C_o = 100 \mu F$.

Se observa en la figura 5.38 que el rizado supera la ventana de histéresis, produciendo una desviación del rizado 9,4 mV calculado de la expresión (5.98) La figura 5.39 muestra que con C_o mayor no aparece desviación.

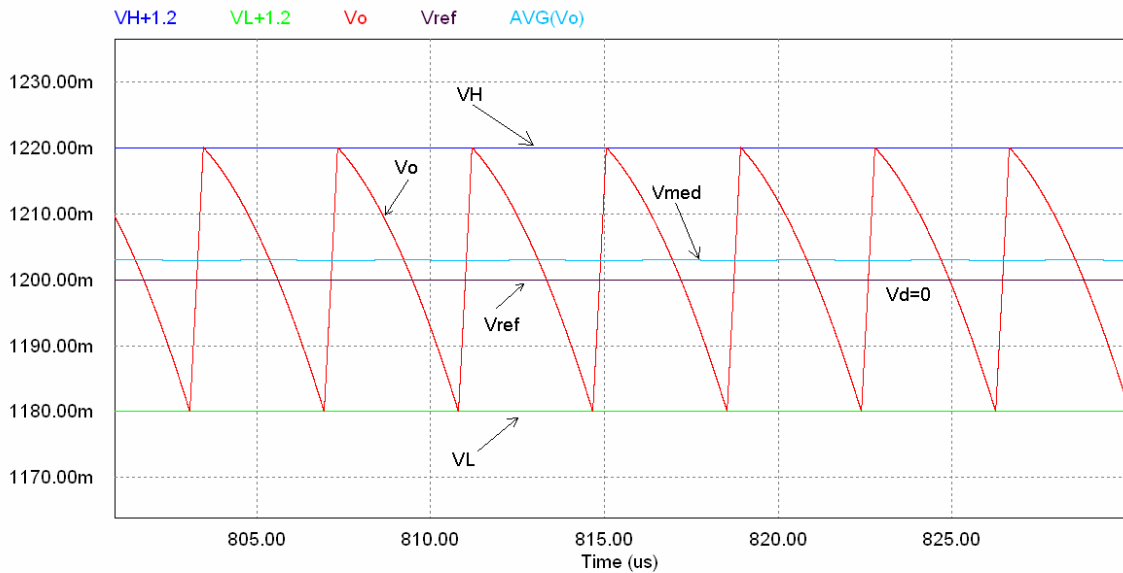


Fig. 5.39 Desviación del convertidor Buck con $C_o = 600\mu F$.

Efectuando el mismo análisis para el convertidor TIWJ, se obtiene el valor de la capacidad para que el rizado del voltaje de salida de convertidor no salga de banda de histéresis, siendo esta capacidad:

$$C_o \geq \frac{\Delta I}{2SiL_{1ON}R_s} \quad (5.99)$$

Teniendo en cuenta que el SiL_{ON} del convertidor TIWJ es mayor que el SiL_{OFF} del convertidor Buck, con una capacidad más pequeña de filtro de salida se consigue que no aparezca ninguna desviación del voltaje de salida de su banda de histéresis.

El valor del pico de la tensión de rizado en el convertidor TIWJ es:

$$V_p = -\frac{R_s^2 SiL_{1ON} C_o}{2} + \frac{\Delta I}{8SiL_{1ON} C_o} \quad (5.100)$$

Sustituyendo en la expresión (5.100).

$$SiL_{1ON} = \frac{\Delta I}{DT_s} \quad (5.101)$$

$$\Delta I = \frac{V_h}{R_s} \quad (1.102)$$

El valor del pico de rizado queda:

$$V_p = -\frac{R_s V_h C_o}{2DT_s} - \frac{DT_s V_h}{8R_s C_o} \quad (5.103)$$

La desviación producida en el convertidor TIWJ es:

$$V_d = \frac{R_s V_h C_o}{4DT_s} + \frac{DT_s V_h}{16R_s C} - \frac{V_h}{4} \quad (5.104)$$

Se simula el convertidor TIWJ para el que se ha calculado la capacidad del condensador para que no exista desviación, ecuación (5.99), siendo el valor de ésta capacidad $C_o = 210\mu F$. En la figura 5.40 se muestra la simulación del convertidor TIWJ con una capacidad $C_o = 100\mu F$.

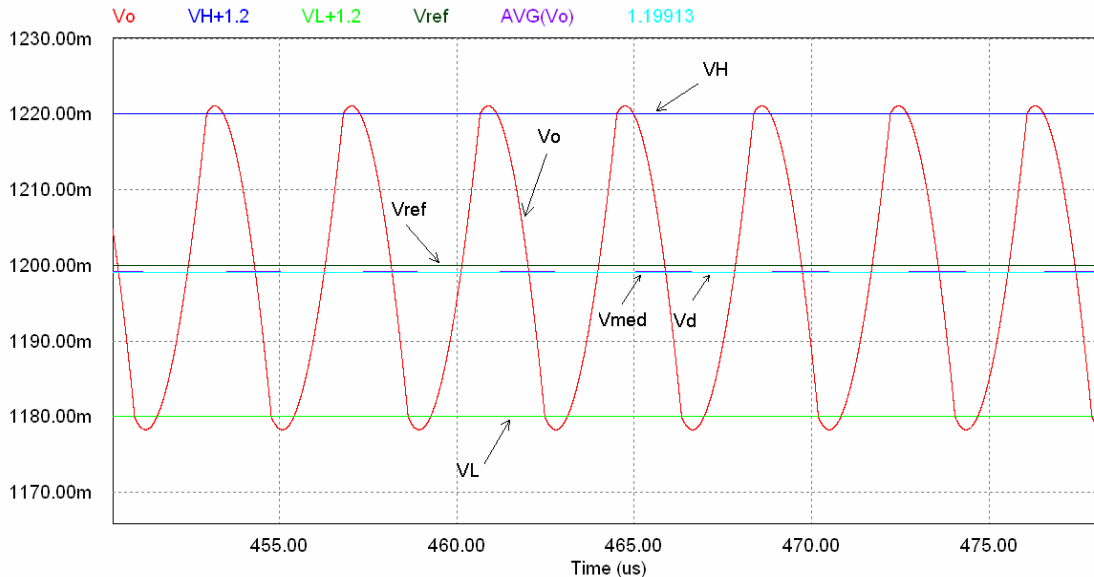


Fig. 5.40 Desviación del rizado del convertidor TIWJ con $C_o = 100\mu F$.

Se observa en la figura 5.40 que la desviación del rizado es mucho menor que en caso del convertidor Buck figura 5.38.

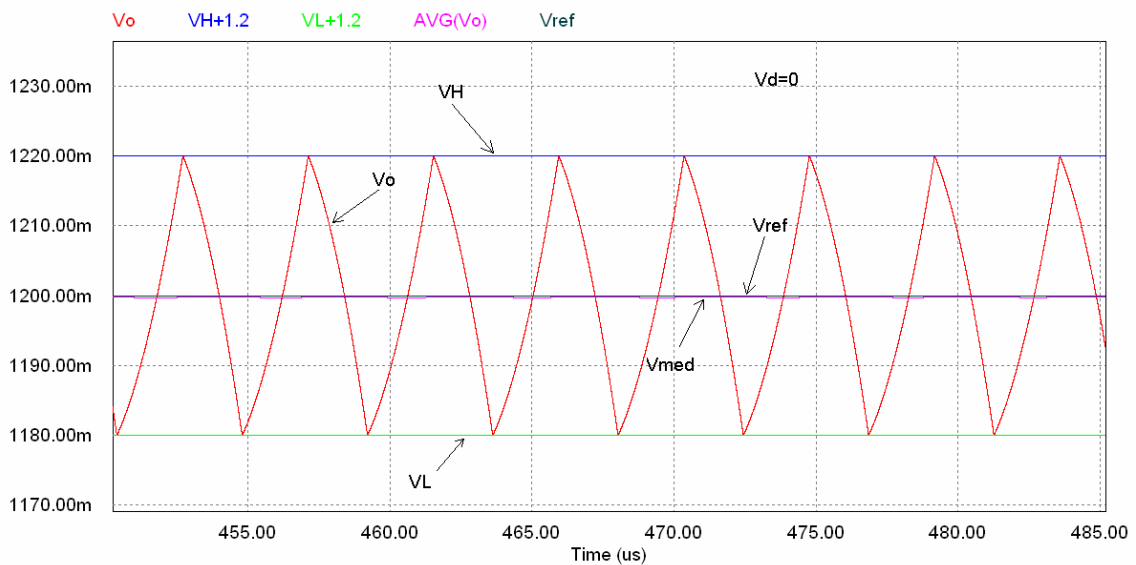


Fig. 5.41. Desviación del rizado para el convertidor TIWJ con $C_o = 400 \mu F$

En la figura 5.41 se observa que la desviación no existe, y existe una desviación imperceptible del valor medio del valor de referencia.

5.7.2 Efecto del tiempo de retardo de lazo en la precisión.

Otro factor importante en el la imprecisión del valor de la tensión de salida es el retardo del lazo, considerando que la desviación ha sido eliminada por la determinación de la capacidad adecuada, según la ecuación (5.93) en el caso del convertidor Buck y la ecuación (5.99) para el convertidor TIWJ, y considerando que el lazo presenta el mismo retardo en el instante de conmutación ON, como en el OFF. El efecto del retardo del lazo se muestra en la figura 5.42 para el convertidor Buck y en la figura 5.43 para el convertidor TIWJ.

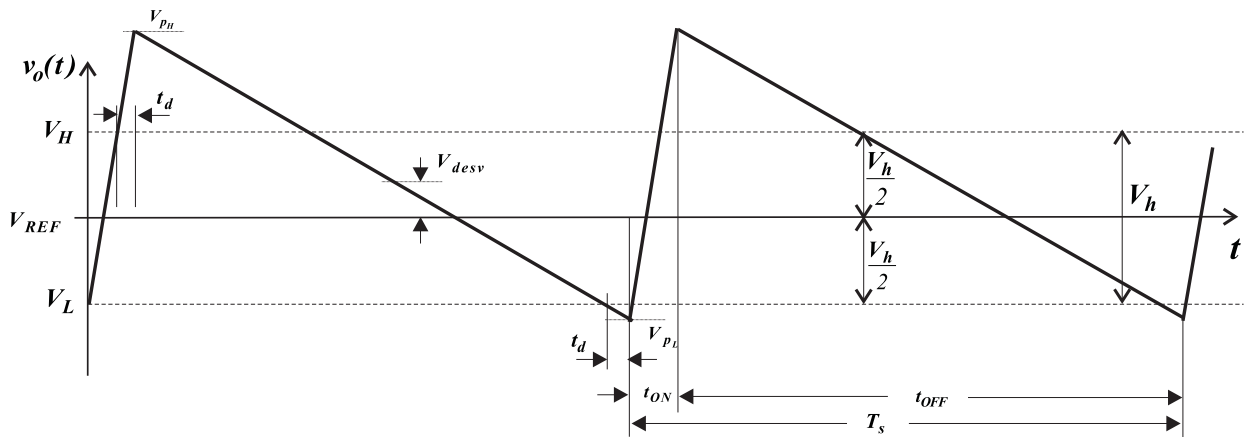


Fig. 5.42 Rizado del voltaje de salida del convertidor Buck con retardo de lazo.

En la figura podemos observar que el valor de pico del rizado de la tensión de salida en el instante de conmutación a OFF, V_{pH} es muy superior al valor de valle V_{pL} respecto a los valores de la banda de histéresis.

Llamando $V_{alto} = V_{pH} - V_H$ y $V_{bajo} = V_{pL} - V_L$

Tenemos para el convertidor Buck.

$$V_{alto} = \frac{V_i - V_o}{L} t_d R_s \quad (5.105)$$

$$V_{bajo} = \frac{V_o}{L} t_d R_s \quad (5.106)$$

Definimos la desviación del voltaje de salida como:

$$V_{desviación} = \frac{1}{2}(V_{alto} - V_{bajo}) = \frac{1}{2}\left(\frac{V_i - V_o}{L} t_d R_s - \frac{V_o}{L} t_d R_s\right) = \frac{(V_i - 2V_o)t_d R_s}{2L} \quad (5.107)$$

Bajo estas condiciones de trabajo, habrá siempre un desplazamiento del rizado respecto a la banda de histéresis debido al retardo del lazo de control.

Esta desviación es mayor para bajas inductancias L , mayor R_s , retardo y diferencia entre los valores de las tensiones de entrada y salida del convertidor.

En la expresión anterior no existirá desviación de la banda cuando $V_i - 2V_o = 0$, lo que indica que el convertidor debe trabajar con un ciclo de trabajo de 0,5.

Aplicando lo mismo para el convertidor TIWJ, la forma de onda del rizado de la tensión de salida, se muestra en la figura 5.43.

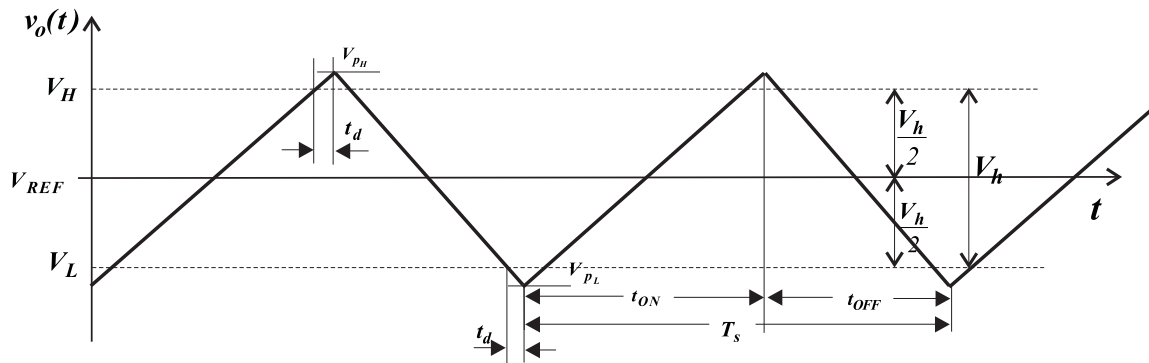


Fig. 5.43 Rizado del voltaje de salida del convertidor TIWJ con retardo de lazo.

En este convertidor, determinamos

$$V_{\text{alto}} = \frac{V_i - V_o}{L_1} t_d R_s \quad (5.108)$$

$$V_{\text{bajo}} = \frac{V_{C1} - V_o}{L_1} t_d R_s \quad (5.109)$$

Siendo para este convertidor la desviación:

$$V_{\text{desviación}} = \frac{1}{2} (V_{\text{alto}} - V_{\text{bajo}}) = \frac{1}{2} \left(\frac{V_i - V_o}{L_1} t_d R_s - \frac{V_{C1} - V_o}{L_1} t_d R_s \right) = (V_i - V_{C1}) \frac{t_d R_s}{2L_1} \quad (5.110)$$

Se observa en éste convertidor que la tensión de desviación debida al tiempo de retardo del lazo de control se ve muy reducida, esto es debido a que el ciclo de trabajo de este convertidor es aproximadamente de 0,5.

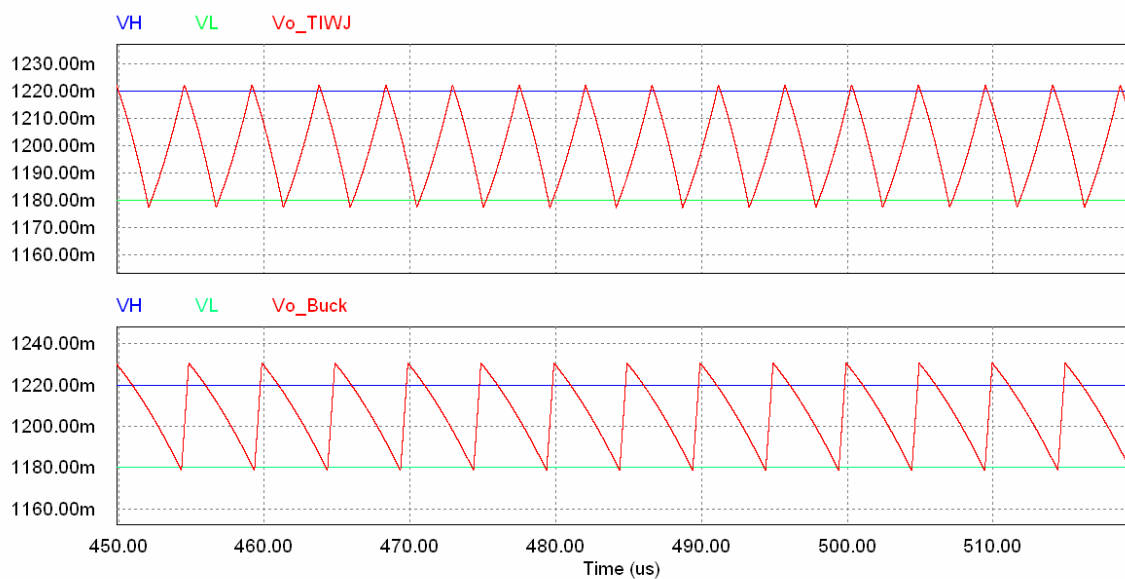


Fig. 5.44 Comparación de la desviación entre Buck y TIWJ.

Una de las técnicas utilizadas para mejorar la precisión de un sistema regulador es la de inclusión de un control PI en lazo de control. Un controlador tipo PI lo que va hacer en un control por histéresis es igualar el valor medio del voltaje de salida al voltaje de referencia, por lo que en las mayoría de las aplicaciones nos producirá una desviación del rizado de salida de la banda histéresis, esto es debido a que el valor medio del rizado no es cero en muchos casos.

A continuación aplicamos un control PI a los convertidores Buck y TIWJ. En el diseño de este controlador, se deberá poner la frecuencia de corte del cero del controlador como mínimo una década por debajo de la frecuencia de conmutación del convertidor, también deberá presentar una ganancia unidad por encima de la frecuencia de corte del cero.

La función de transferencia del controlador PI es:

$$G_C(s) = \left(1 + \frac{K_i}{s}\right) \quad (5.111)$$

Siendo la función de transferencia en frecuencia de este controlador.

$$G_C(j\omega) = K_i \frac{\left(1 + \frac{j\omega}{\omega_c}\right)}{j\omega} \quad (5.112)$$

La frecuencia de corte del cero del controlador $\omega_c = K_i$, por lo que:

$$K_i = \omega_c = \frac{2\pi f}{100} \quad (5.113)$$

Donde f corresponde a la frecuencia de conmutación del convertidor, y la frecuencia de corte del cero la ponemos dos décadas por debajo, dando por resultado, que para una frecuencia de conmutación $f = 250000 \text{ Hz}$, el valor de $K_i = 157079$

Se aplica el control PI al convertidor Buck con capacidad de filtro $C_o = 100 \mu F$ y el resultado se muestra en la figura 5.45.

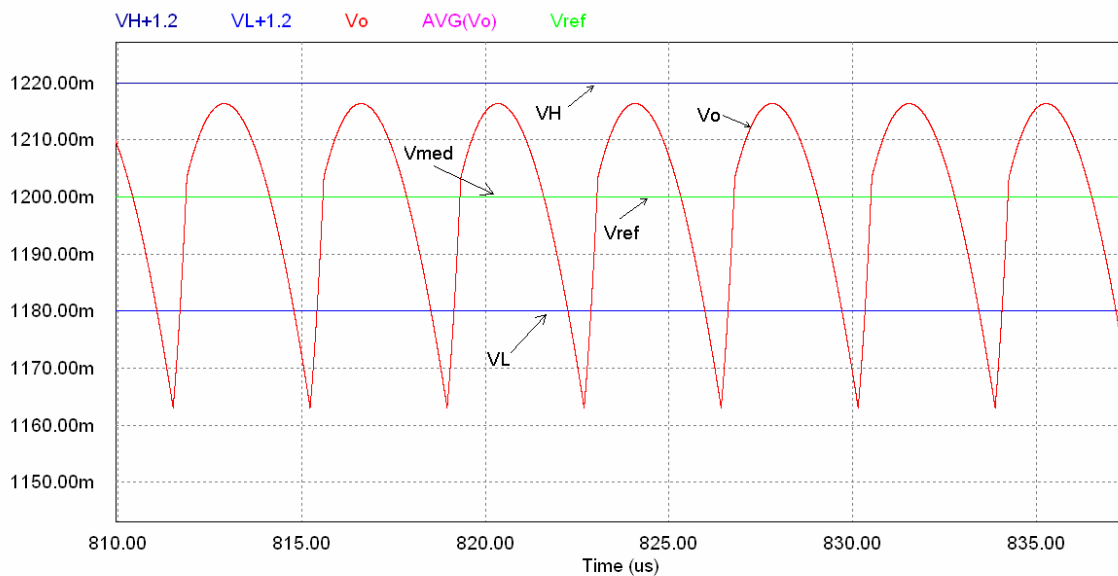


Fig. 5.45 Convertidor Buck con capacidad de filtro $C_o = 100\mu F$ y control PI.

En la figura se observa como el control PI ajusta el valor de referencia al valor medio de la tensión de salida, por lo que se produce una desviación del rizado respecto a la banda de histéresis.

A continuación aplicamos el control PI al convertidor TIWJ con capacidad de filtro $C_o = 100\mu F$, el resultado de la simulación se muestra en la figura 5.46.

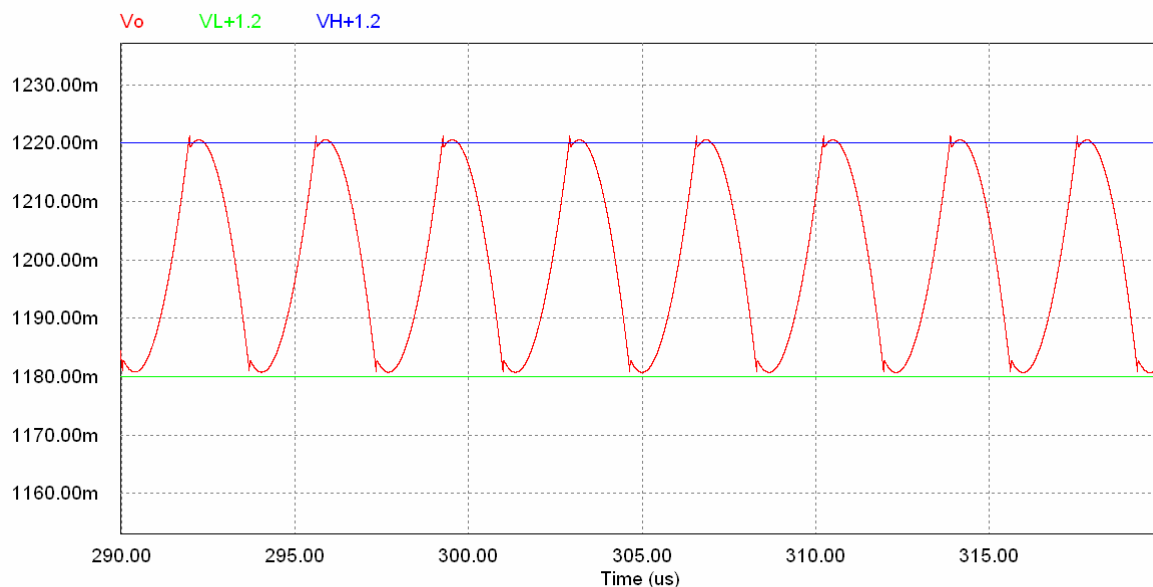


Fig. 5.46 Convertidor TIWJ con control PI.

En las figuras anteriores se ha mostrado que un control PI, al aplicarlo a los convertidores controlados por histéresis no muestra ninguna ventaja debido a que la corrección del valor medio del voltaje de salida para situarlo al mismo valor de la referencia hace que el rizado del convertidor se desplace de la ventana de histéresis.

5.8 Ejemplos de diseño del convertidor TIWJ.

A continuación, como resultado del análisis realizado del convertidor TIWJ, se realiza el diseño del mismo, mostrando los resultados obtenidos mediante simulación PSIM.

Los datos de partida son los siguientes:

- Voltaje de entrada al convertidor.
- Voltaje de de alimentación al procesador.
- Rizado máximo de la tensión de salida.
- Corriente máxima que debe suministrar
- Slew-rate de la corriente de carga.
- Frecuencia de conmutación deseada.
- Ventana del transitorio $V_{o,max}$, $T_{tran}(\max)$

El punto de partida para diseñar el convertidor TIWJ, es determinar el valor de la resistencia equivalente serie del condensador R_s , esta resistencia viene limitada por el valor máximo que puede tener el voltaje de salida cuando se aplica un transitorio, éste valor viene dado por $V_{o,max}$, por lo que V_{m1} de la expresión (5.82), debe ser menor que el máximo pico $V_{o,max}$. Despreciando en la expresión (5.82) los términos correspondientes a la inductancia parasita L_s y a la capacidad del condensador C_o , ésta ecuación queda de la siguiente manera:

$$V_{m1} = R_s (SiL_{on} - Sio)T_o$$

En ésta ecuación se puede ver la influencia de la frecuencia de conmutación en la reducción del transitorio.

$$R_s = \frac{V_{m1}}{\frac{Vi - Vo}{L_1} T_o - \Delta I_o}$$

Considerando que en el peor caso, la resistencia R_s , será:

$$R_s = \frac{V_{m1}}{\Delta I_o}$$

Considerando como datos en el diseño $V_{m1} = V_{o\max} = 50 \text{ mV}$ y una variación de la corriente de carga $\Delta I_o = 20 \text{ A}$, se obtiene el valor de la resistencia máxima del condensador, $R_s = 0.0025 \Omega$.

A continuación determinamos la inductancia del filtro de salida L_1 , ecuación (5.58), la cual se muestra a continuación.

$$L_1 = \frac{R_s V_i (V_i - V_o)}{V_h F_c (2V_i - V_o)}$$

Se desea que el convertidor conmute a una frecuencia de $F_c = 250 \text{ kHz}$, con una tensión de entrada $V_i = 12 \text{ V}$, una tensión de salida $V_o = 0,8 \text{ V}$ y una ventana de histéresis $V_h = 20 \text{ mV}$, dando la expresión (5.58) un valor de inductancia.

$$L_1 = 2,896 \mu\text{H}$$

A continuación se determina la capacidad del condensador C_1 , ecuación (4.70).

$$C_1 = \frac{I_{o.\max} (1 - D)}{(rizado_{C_1}) F_c}$$

Considerando que el rizado de tensión en el condensador C_1 sea el 10% de su tensión media y la carga máxima del convertidor sea $I_{o.\max} = 30 \text{ A}$, el valor del condensador C_1 es:

$$C_1 = 51,72 \mu\text{F}$$

La determinación de la inductancia L_2 se hace a partir de las ecuaciones (4.73) y (4.75).

$$L_2 = \frac{100}{4\pi^2 F_c^2 C_1} = 0,7136 \mu\text{H}$$

$$L_2 = \frac{V_i (1 - D) R_s}{V_h F_c} = 2,89 \mu\text{H}$$

Siendo utilizado el valor de la inductancia $L_2 = 2,89 \mu\text{H}$.

Se determina el valor de C_d y R_d , pertenecientes a red de amortiguamiento a partir de las ecuaciones (4.76) y (4.77), aplicando un coeficiente de amortiguamiento $\zeta = 0,7$.

$$C_d = [(2\zeta + 1)^2 - 1]C_1 = 246,18 \mu F$$

$$R_d = \frac{(2\zeta + 1)\sqrt{(2\zeta + 1)L_2 C_1}}{C_1[(2\zeta + 1)^2 - 1]\sqrt{D}} = 0.257 \Omega$$

En último lugar se determina el valor de la capacidad del condensador de filtro de salida C_o mediante la ecuación (5.84), para un $S_{io} = 50 A/\mu seg.$

$$C_o = \frac{(S_{io} - S_{iLon})T_o}{S_{iLon}R_s} = 1904 \mu F$$

La figura 5.47 muestra los resultados de la simulación de este convertidor.

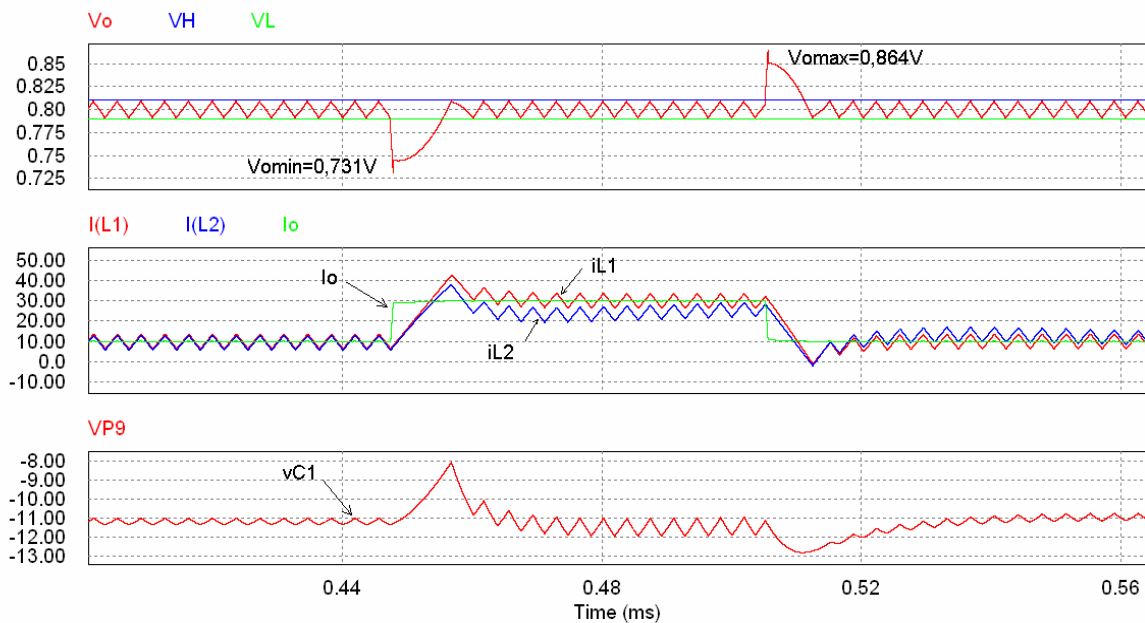


Fig. 5.47 Variables de estado del convertidor TIWJ, $V_o = 0,8 V$.

En la figura 5.48, se muestra la simulación del convertidor TIWJ para una tensión de entrada $V_i = 24 V$, una tensión de salida $V_o = 1 V$ y una banda de histéresis $V_h = 30 mV$, todas las demás especificaciones de diseño se mantienen igual que en el diseño anterior, de la aplicación de las ecuaciones de diseño se obtienen para esta simulación los siguientes parámetros del convertidor TIWJ.

$$L_1 = 3,914 \mu H$$

$$C_1 = 25,3 \mu F$$

$$L_2 = 3,914 \mu H$$

$$C_d = 121,5 \mu F$$

$$R_d = 0,428 \Omega$$

$$C_o = 1200 \mu F$$

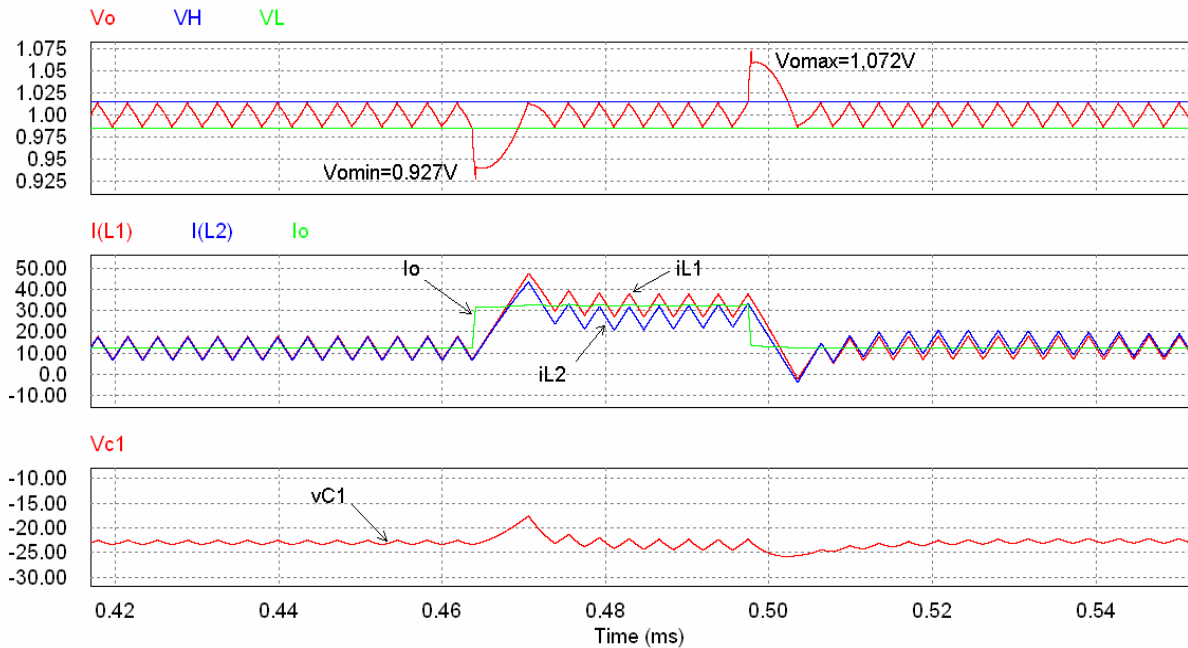


Fig. 5.48 Variables de estado del convertidor TIWJ, $V_i = 24 V$, $V_o = 1 V$.

En la figura 5.49, se muestran los resultados de simulación del convertidor TIWJ, siguiendo las pautas de diseño indicadas, en este caso se ha mantenido todas las especificaciones de diseño iguales al ejemplo anterior, salvo que ahora la tensión de entrada es de $V_i = 48 V$, en éste caso los parámetros del convertidor calculados son:

$$L_1 = 7,915 \mu H$$

$$C_1 = 12,62 \mu F$$

$$L_2 = 7,915 \mu H$$

$$C_d = 60,12 \mu F$$

$$R_d = 0,87 \Omega$$

$$C_o = 1187 \mu F$$

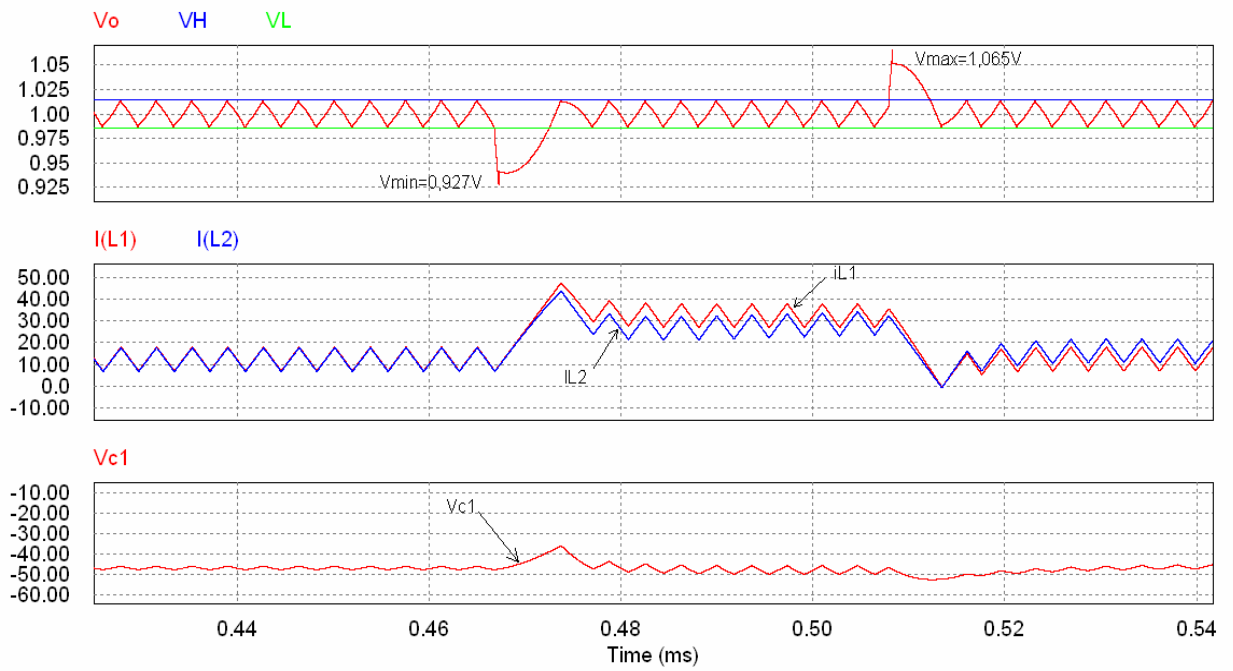


Fig. 5.49 Variables de estado del convertidor TIWJ, $V_i = 48V$, $V_o = 1V$.

Conclusiones y futuras líneas de investigación.

6.1 Conclusiones y aportaciones realizadas.

Se ha mostrado una aplicación que plantea unas exigencias muy grandes a los convertidores de tensión continua-continua, por lo que se han analizado distintas topologías de convertidores que nos permitan muy bajas tensiones de salida y su comportamiento ante transitorios de carga tanto ascendente como descendente sea igual, lo que ha conducido a una topología de convertidor reductor directo sin acoplamiento magnético que se ha denominado “Two Inductor Watkins-Johnson” TIWJ.

Se han analizado los distintos tipos de control que se utilizan en esta aplicación, buscando simplicidad y rapidez en este control, lo que ha llevado a considerar el control por histéresis.

Durante el análisis de la topología TIWJ se ha descubierto que con control por histéresis de la tensión de salida este convertidor presenta una respuesta oscilante de las variables de estado internas, mientras que la variable salida se mantenía controlada por la histéresis, cuando se le hace trabajar con baja intensidad de la corriente de salida. Se ha diseñado una red amortiguamiento para ajustar la dinámica ideal en modo deslizante a un polinomio característico deseado lo que ha conducido a un conjunto de ecuaciones que permiten el diseño sistemático del convertidor TIWJ

Se ha aplicado la técnica de control en modo deslizante. Con esta técnica se ha determinado la condición que debe cumplir el inductor de filtro de salida para que el convertidor no pierda el modo deslizante, esto ha dado un valor de inductancia; que ha correspondido al mayor valor de inductancia para que no exista sobrepico en el voltaje de salida del convertidor. Se ha analizado la frecuencia de conmutación del convertidor a partir de los rizados del voltaje de salida, esto ha permitido determinar el valor de la inductancia para una frecuencia de conmutación deseada.

Se ha analizado el comportamiento del convertidor ante transitorios de carga, lo que ha producido las condiciones que debe cumplir el condensador de salida para que el transitorio se encuentre dentro de una ventana predeterminada que limita el máximo pico del transitorio y su duración.

Por último, se ha analizado la influencia de la capacidad del condensador de filtro de salida del convertidor y el tiempo de retardo del lazo de control en la desviación del rizado del voltaje de salida de la ventana de histéresis.

Los análisis han sido verificados mediante simulación con PSIM corroborando perfectamente los resultados analíticos.

6.2 Posibles líneas de continuación.

El convertidor presentado en esta tesis para poder aplicarse en la práctica como modulo regulador de voltaje, se debería extender su análisis en los siguientes aspectos:

Realización de un prototipo experimental para verificar los resultados obtenidos mediante simulación.

Extensión del análisis realizado en el estudio de la eficiencia en la conversión de potencia, aplicando técnicas de conmutación que permitan reducir la potencia pérdida en las conmutaciones debido a las grandes reducciones de voltaje.

Analizar y diseñar un filtro de entrada para disminuir el rizado de entrada.

Otro aspecto a analizar, es el estudio de la respuesta transitoria en el acoplamiento de convertidores TIWJ en paralelo con “interleaving” trabajando en modo deslizando con control de corriente.

Referencias Bibliográficas.

Capítulo 1

[1.1] Moore, G. E. (2003). No exponential is forever: but "Forever" can be delayed! [Semiconductor Industry], Solid-State Circuits Conference, 2003, Digest of Technical Papers. ISSCC 2003, IEEE International.

[1.2] Gordon E. Moore "Cramming More Components onto Integrated Circuits" Proceeding of The IEEE. Vol. 86, No. 1. January 1998.

[1.3] Shekhar Borkar "Obeying Moore's Law beyond 0.18 Microm", ASIC/SOC Con, 2000, Proceedings 13th Annual IEEE International.

[1.4] Prismark Partners LLC "Power Demands in High-End Microprocessors" February 2002

[1.5] Patrick P. Gelsinger "Microprocessors for the New Millennium: Challenges, Opportunités and New Frontiers" IEEE International Solid-State Circuits Conference 2001.

[1.6] Marcos de Alba Rosano "Estimación del Consumo de Potencia Dinámica en un Microprocesador Superescalar" Encuentro de Investigación en Ingeniería Eléctrica, Zacatecas, Marzo 2005.

[1.7] Ed Stanford "Power Technology Roadmap for Microprocessor Voltage Regulators" Applied Power Electronics Conference, February, 2004

[1.8] Luo, S. (2005). "A review of distributed power systems part I: DC distributed power system." Aerospace and Electronic Systems Magazine, IEEE 20(8): 5-16.

[1.9] Pit-Leong Wong, Fred C. Lee and Xunwei Zhou, "Stability Study of PC Power System" IEEE Transactions on Industry Applications Vol.37, No. 1, January/February 2001.

[1.10] Jim Hjerpe “Power Distribution for High Performance Processors”, HDI October 2000, Vol. 3, No.10.

[1.11] Xin Zhang, Alex Q. Huang, Nick X. Sun “Microprocessor Power Management Integration by VRB-CPU approach” IEEE 34th Annual Power Electronics Specialist Conference, PESC’03, Vol. 2, pp. 875-880.

[1.12] Intel “Voltage Regulator Module (VRM) and Enterprise Voltage Regulator-Down (EVRD) 10.0”, Design Guidelines. July 2004

[1.13] Gary Milliorn “Power Supply Design for Power PCTM Processors”, Freescale Semiconductor. Application note AN2747 September 2004

[1.14] Kemal Aygün, Michael J. Hill, Kimberly Eilert, Kaladhar Radhakrishnan and Alex Levin “Power Delivery for High-Performance Microprocessors” Intel Technology Journal Vol. 9, Issue 04, November 9, 2005

[1.15] Yuancheng Ren, Kaiwei Yao, Ming Xu, and Fred C. Lee “Analysis of the Power Delivery Path from the 12-V VR to the Microprocessor” IEEE Trans. on Power Electronics Vol. 19, No. 6, November 2004.

[1.16] Pit-Leong Wong, Fred C. Lee, Xunwei Zhou and Jiabin Chen “VRM Transient Study and Output Filter Design for Future Processors” Industrial Electronics Society, 1998. IECON’98. Proceedings of the 24th Annual Conference of the IEEE, vol.1, no., pp.410-415 vol.1, 31 Aug-4 Sep 1998

[1.17] Renauer, J. G. “Challenges in Powering High Performance, Low Voltage processors” Applied Power Electronics Conference and Exposition 1996.APEC’96 Conference proceeding 1996. Eleventh Annual.

[1.18] Geof Potter “Decoupling Fast Switching Loads in Distributed Power Applications” DCDC Technical Paper, from Astec Power.

[1.19] F. Molex, presentation on the IBM Power Technology Symposium, September 2004

[1.20] Fred C. Lee and Xunwei Zhou “Power Management Issues for Future Generation Microprocessors” Power Semiconductor Devices and ICs. 1999.

[1.21] Djekic, O. and M. Brkovic “Synchronous rectifiers vs. Schottky Diodes in Buck Topology for Low Voltage Applications”, Power Electronics Specialist Conference, 1997, PESC’97 Record 28th Annual IEEE.

[1.22] Shamala A Chickamenahalli, Yuan-Liang Li and David G. Figueroa “Synchronous DC/DC Converters in High-Current Processor Power Delivery Systems” The International Journal of Microcircuits and Electronic packaging Vol. 23 No. 3 Third Quarter 2000(ISSN 1063-1674)

[1.23] Xunwei Zhou, Pit Leong Wong, Oeng Xu, Fred C. Lee, Alex Q Huang “Investigation of candidate VRM Topologies for Future Microprocessors” IEEE Transactions on Power Electronics Vol. 15 No. 6 November 2000.

[1.24] Michael T. Zhang, Milan M. Jovanovic and Fred C. Lee “ Design Considerations For Low-voltage On-Board DC/Dc modules for Next Generations of Data Processing Circuits” IEEE Transactions on Power Electronics, Vol. 11, No 2 March 1996

[1.25] A.Soto, P.Alow, J.A. Cobos “Design Concepts and Guidelines for VRMs From a Power Stage Perspective” 35 th Annual IEEE Power Electronics Specialist Conference. Aachen, Germany, 2004

[1.26] Jaber A. Abu-Qahouq and Isa Batarseh “Review of On-Board Low Voltage/High Current DC-Dc Converters for the New Generation of Microprocessors” IEEE-IE 4th International Electrical and Electronics Conference, pp. 127-136, April 2001.

[1.27] Zhang, M. T. “Powering Intel Pentium 4 Generation Processors” Electrical Performance of Electronic Packaging, 2001, Vol., no., pp.215-218, 2001

[1.28] Wei, J. P. Xu "Comparison of three Topology candidates for 12V VRM" Applied Power Electronics conference and Exposition, 2001, APEC 2001 Sixteenth Annual IEEE.

[1.29] Tim Hegarty "Benefits of Multiphasing Buck Converters, Parts 1 y 2", National Semiconductor, Nov. 2007. www.powermanagementdesignline.com/howto/204202246

[1.30] A.M. Wu and S.R. Sanders "An Active Clamp Circuit for Voltage Regulation Module (VRM) Applications" IEEE Trans. on Power Electronics, Vol. 16, No 5 September 2001.

[1.31] Franki N. K. Poon, Chi K. Tse, and Joe C.P. Liu, "Very Fast Transient Voltage Regulators based on Load Correction" Power Electronics Specialist Conference, PESC'99, Vol. 1, Aug. 1999, page(s): 66-71.

[1.32] A. Barrado, A. Lazaro, R. Vazquez, V. Salas and E. Olías, "The Fast Response Double Buck DC-DC Converter (FRDB): Operation and output Filter Influence" IEEE Trans. on Power Electronics Vol. 20, No. 6, November 2005.

Capítulo 2

[2.1] Peng Xu, Jia Wei, Kawei Yao, Yu Meng and Fred C. Lee, "Investigation Of Candidate Topologies for 12V VRM" Applied Power Electronics Conference and Exposition, APEC'02, Seventeenth Annual IEEE, Vol. 2, pp. 686-692.

[2.2] Jia Wei, Peng Xu, Ho-Pu Wu, Fred C. Lee, Kawei Yao, Mao Ye, "Comparison of Three Topology Candidates for 12 VRM" Applied Power Electronics Conference and Exposition, APEC'01 Sixteenth Annual Vol. 1, pp. 245-251.

[2.3] Rudolf P. Severns and Gordon Blom "Modern DC-to-DC Switch Mode Power Converters Circuits" Van Nostrand Reinhold Company New Cork

[2.4] Kaiwei Yao, Mao Ye, Ming Xu and Fred C. Lee “Tapped-Inductor Buck Converter for High-Step- Down DC-DC Conversion” IEEE Transactions on Power Electronics Vol.20, No.4, July 2004.

[2.5] T.H. Kim, J.H. Park, B.H. Cho, “Small-signal Modeling of the Tapped-Inductor Converter under variable Frequency Control” 35 th Annual IEEE Power Electronics Specialist Conference , Aachen, Germany, 2004

[2.6] Duncan Andrew Grant, Yann Darroman and James Suter, “Synthesis of Tapped-Inductor Switched-Mode Converters” IEEE Transactions on Power Electronics, Vol.22, No. 5, September 2007.

[2.7] K.W.E. Cheng, “Tapped Inductor for Switched-Mode Power Converters”, International Conference on Power Electronics Systems and Applications, page(s): 14-20, Nov. 2006.

[2.8] D.A. Grant and Y. Darroman “Extending the tapped-Inductor DC-to-DC Converter Family” Electronics letters, Vol. 37, No. 3, February, 2001

[2.9] D.A. Grant and Y. Darroman “Watkins-Johnson Converter Completes Tapped Inductor Converter Matrix. Electronics letters Vol. 39, No. 3, February 2003.

[2.10] Mohamed Orabi, Mohamed El-Zanaty, “Comparison of Different Schemas for VRM Application” Telecommunication Energy Conference, INTELEC’06 28th Annual International, pp. 1-8.

[2.11] Jia Wei, Peng Xu and Fred C. lee, “A High Efficiency Topology for 12V VRM-Push-Pull Buck and Its Integrated Magnetics Implementation” APEC 2002, Vol. 2, page(s) 679-685.

[2.12] Yuri Panov and Milan M. Jovanovic, “ Design and Performance Evaluation of Low-Voltage/High-Current DC/DC On Board Modules” IEEE Transactions on Power Electronics, Vol. 16, NO. 1, January 2001.

[2.13] Fred C. Lee, Peter Barbosa, Peng Xu, Jindong Zhang, Bo Yang and Francisco Canales, “ Topologies and Design Considerations for Distributed Power Systems Applications” Proceedings of the IEEE, Vol. 89, NO. 6, June 2001

[2.14] Brian Barry, Richard Morrison, Michael G. Egan, Bernard O’Sullivan, “ Comparison of tow 12V Voltage regulator Module Topologies” Applied Power Electronics Conference and Exposition, APEC’04 Nineteenth Annual IEEE Vol. 2, pp. 1301-1305.

[2.15] H. Visario, A. Sanchez, E. Rodríguez, J. Arau and J.A. Cobos, “ Multiphase VRM based on the Symmetrical Half-Bridge Converter” Applied Power Electronics Conference and Exposition APEC’04 Nineteenth Annual Vol. 2, pp. 1275-1281.

[2.16] Majd Batarseh, Xiangcheng Wangand, Issa Batarseh, “Non-Isolated Half Bridge Buck based Converter for VRM applications” IEEE, Power Electronics Specialist Conference, PESC’07 pp. 2393-2398.

[2.17] Richard Tymerski and Varche Vopérian, “Generation and Classification of PWM DC-to-DC Converters” IEEE Transactions on Aerospace and Electronics Systems Vol. 24, No. 6 November 1998

[2.18] Dragan Maksimovic and Slobodan Cuk, “General Properties and Synthesis of PWM DC-to-DC Converters” Power Electronics Specialist Conference, PESC’89, Vol. 2, June 1989, page(s):515,525.

[2.19] E.R.W. Meerman and H.J.N. Spruyt, “ PWM Converter Topologies” Proceedings of the European Space Power Conference , Madrid, Spain October 1998.

Capítulo 3

[3.1] R. Reld, B.P. Erisman and Z. Zansky, “Optimising the Load Transient Response of the Buck Converter”, Proceedings of APEC’98, pp. 170-176.].

- [3.2] R. Redl, N.O. Sokal, “Current-Mode Control, Five Different Types, Used with the Three Basic Classes of Power converters: Small-Signal DC Characterization, Stability Requirements, and Implementation of Practical Circuits”, PESC’85, page(s): 771-185.
- [3.3] A. S. Kislovsky, R. Redl, N. O.Sokal, “Dynamic Analysis of Switching Mode DC/DC Converters” Van Nostrand Reinhold 1991
- [3.4] Robert W Erickson, “Fundamentals of Power Electronics” Chapman & Hall 1997
- [3.5] R. Ridley “An Accurate and Practical Small-Signal Model for Current-Mode Control”, www.ridleyengineering.com/downloads/curr.pdf
- [3.6] A. Fontán, S. Ollero, E. de la Cruz, J. Sebastian, “ Peak Current Mode Control Applied to the Forward Converter With Active Clamp” Power Electronics Specialist Conference, PESC’98, Vol. 1, May 1998, page(s): 45-51
- [3.7] B. Bryant, M.K. Kazimierczuk, “Modeling the Closed-Current Loop of PWM Boost DC-DC Converters Operating in CCM with Peak Current-Mode Control” IEEE Trans. In Circuits and Systems, Vol. 52, No. 11, November 2005
- [3.8] Unitrode, Application Note, “Modeling, Analysis and Compensation of the Current-Mode Converter” U-97
- [3.9] G. Jurasek, G. Levin, P. Sisson, S. Repplinger, “High Efficiency Automotive Power Supply with Hysteretic Current Mode Controller” Applied Power Electronics Conference and Exposition APEC’96 Conference Proceedings, Eleventh Annual Vol. 2 pp. 861-868.
- [3.10] A.S. Kislovky, “Small-Signal, Low-Frequency Analysis of a Buck Type PWM Conductance Control” Power Electronics Specialist Conference, PESC’90, June 1990, page(s): 88-95.
- [3.11] R.B. Ridley, “A New, Continuous-Time Model for Current-Mode Control” IEEE Trans. On Power Electronics, Vol. 6, NO. 2, April 1991.

[3.12] Wei Tang, Fred C. Lee and R.B. Ridley, “Small-Signal Modeling of Average Current-Mode Control” IEEE Trans. On Power Electronics, Vol. 8, NO. 2, April 1993

[3.13] Larry Spaciany, “The UC3886 PWM Controller Uses Average Current Mode Control to Meet the Transient Regulation performance of High end Processors” Application Note U-156 Texas Instruments 1999

[3.14] M.T. Zhang, M.M. Jovanovic and Fred C. Lee, “Design Considerations for Low-Voltage On-Board DC/DC Modules for Next Generations of Data Processings Circuits,” IEEE Trans. On Power Electronics Vol. PE-11, No. 2, pp. 328-337, March 1996.

[3.15] R. Redl, “Control, Modeling, and Feedback-Low Design of DC/DC Converters”, Course Notes, November, 2003, Barcelona.

[3.16] D. Goder, W.R. Pelletier, “ V^2 Architecture Provides Ultra-Fast Transient Response in Switch Mode Power Supplies”, Proc HFPC, 1996.

[3.17] D.Goder, “Switching Regulator” United States Patent, No. 5770904

[3.18] Song Qu, “Modeling and Design Considerations of V^2 Controlled Buck Regulator” Applied Power Electronics Conference and Exposition, Vol. 1, March 2001, page(s): 507-513.

[3.19] F. Wang, S. Wu, Jianping Wu, Junfeng Wu, “Modelling and Simulation of V^2 Controlled Switching Converters” Power electronics and Drive Systems PEDS’03 Vol. 1 pp. 613-617.

[3.20] Bob Bell, “Application Challenges of High Voltage Hysteretic Buck Regulators” National Semiconductors.

www.national.com/appinfo/.../Bob_Bell_Electronica04_paper.pdf

[3.21] T. Nobeshima, T.Sato, S. Yoshida, S. Chiba and K. Onda, “ Analysis and Design Considerations of a Buck Converter with Hysteretic PWM Controller” Proceedings of Power Electronics Specialist Conference. Pp. 1711-1716. 2004.

[3.22] Wei Gu and Issa Bataseh, “Interleaved Synchronous Buck Regulator with Hysteretic Voltage Control” Power Electronics Specialist Conference, Vol. 3, 17-21 June 2001. pp. 1512-1516.

Capítulo 4

[4.1] V.I. Utkin, “Variable Structure Systems with Sliding Modes”, IEEE Trans. on Automatic Control, Vol. 22, No 2, pp. 212-222, Apr. 1977.

[4.2] V.I. Utkin, “Sliding Modes in Control and Optimization”, Springer-Verlag, 1992.

[4.3] R. Venkataramanan, A. Sabanovic and S. Cuk, “Sliding Mode Control of DC-to-DC Converters,” in International Conference on Industrial Electronics Seminar, May 1974, pp. 115-122.

[4.4] H. Sira-Ramirez, ”Sliding Motions in Bilinear Switched Networks,” IEEE Trans. on Circuits and Systems, Vol.34, No 8, pp.919-932, Aug.1987.

[4.5] H. Sira-Ramirez and M. Ilic, “A Geometric Approach to the feedback Control of Switch Mode DC-to-Dc Power Supplies,” IEEE Trans. on Circuits and Systems, Vol. 35, No. 10, pp. 1291-1289, Oct. 1988.

[4.6] A. Romero, L. Martinez-Salamero, J. Calvente, E. Alarcón, S. Porta and A. Poveda,” Sliding Mode Control of Switching Converters: General Theory in an Integrated Solution” HAIT Journal of Science and Engineering , Vol. 2, pp. 609-624.

[4.7] P.Garcés, J. Calvente, R. Leyva, R. Giral, L. Martinez-Salamero, “Simulation-Oriented Continuous Models for Hysteretic Controlled DC-to-DC Converters” International Symposium on Industrial Electronics ISIE’07, pp. 633-637.

[4.8] J. Calvente, L. Martínez-Salamero, P. Garcés, A. Romero, “Zero Dynamics Based Design of Damping Network for Switching Converters”, IEEE Transactions on Aerospace and Electronics Systems Oct. 2003, Vol. 39 pp. 1292-1303.

[4.9] J. Calvente, L. Martínez-Salamero, P. Garcés, R. Leyva “Dynamic Optimization of Bidirectional Topologies for Battery Charge/ Discharge in Satellites” Power Electronics Specialist Conference, PESC’01, Vol. 4, pp. 1994-1999.

Capítulo 5

[5.1] Pit-Leong Wong, Fred C. Lee, Peng Xu, Kaiwei Yao, “Critical Inductance in Voltage Regulator Modules” IEEE Trans. on Power Electronics, Vol. 17, No. 4, July 2002.

[5.2] Kaiwei Yao, Yuancheng Ren and Fred C. Lee, “Critical Bandwidth for the Load Transient Response of Voltage Regulator Modules” IEEE Trans. on Power Electronics, Vol 19, No. 6, November 2004

[5.3] SLVA044 Application Report, “Designing Fast response Synchronous Buck Regulators Using the TPS5210” Texas Instruments march 1999

[5.4] Chung-Hsien Tso and Jiin-Chuan Wu, “A Ripple Control Buck Regulator with Fixed Output Frequency” IEEE Power Electronics letters, Vol. 1 No. 3, September 2203

[5.5] Rais Miftakhutdinov, “Synchronous Buck Regulator Design Using the TI TPS5211 High Frequency Hysteretic Regulator”, Analog Applications Journal, November 1999.

[5.6] Allen F. Rozman and Kevin J. Fellhoelter, “Circuit Considerations for fast, Sensitive Low-Voltage Loads in a Distributed Power System“, APEC’95, Vol. 1, page(s): 34-42.

[5.7] Pit-Leong Wong, Fred C. Lee, “Switching Action Delays in Voltage Regulator Modules” Applied Power Electronics Conference and Exposition, APEC 2002, Vol. 2, March 2002, page(s): 675-678.

[5.8] Rais Miftakhutdinov, “Analysis and Optimization of Synchronous Buck Converter at High Slew-Rate Load Current Transients” Power Electronics Specialist Conference, PESC’00- IEEE 31st Annual, Vol. 2, pp. 714-720, June 2000.

[5.9] Rais Miftakhutdinov, “Optimal Design of Interleaved Synchronous Buck Converter at High Slew-Rate Load Current Transients” Power Electronics Specialist Conference PESC’01 IEEE 32nd Annual Vol. 3, pp. 1714-1718, June 2001

[5.10] Pit-Leong Wong, Fred C. Lee, Xunwei Zhou and Jiabin Chen, “Voltage Regulator Module (VRM) Transient Modeling and Analysis” Industry Applications Conference. Vol. 3, Oct. 1999 page(s): 1669-1676.

[5.11] Kaiwei Yao, Yu Meng and Fred C, Lee, “Control Bandwidth and Transient Response of Buck Converters” Power Electronics Specialist Conference PESC’02 IEEE 32nd Annual Vol.1, pp. 137-142, June 2002

[5.12] A.V. Peterchev, S.R. Sanders, “Low Conversion Ratio VRM Design”, Power Electronics Specialist Conference, PESC’02, IEEE 33rd Annual.

[5.13] Y. Panov and M.M. Jovanovic, “Design Considerations for 12-V/1.5-V, 50A Voltage Regulators Modules” IEEE Trans. on Power Electronics Vol. 16 No. 6, November 2001.

[5.14] Kaiwei Yao, Ming Xu, Yu Meng, and Fred C. Lee, “Design Considerations for VRM Transient Response Based on the Output Impedance” IEEE Trans. on Power Electronics, Vol. 18, No. 6, November 2003.

[5.15] A. Soto, P. Alou, J.A. Cobos, “Design Concepts and Guidelines for VRMs from a Power Stage Perspective”, Power Electronics Specialist Conference, PESC’04 IEEE 35th Annual, Vol. 3, June 2004.

[5.16] G.A. Rincon-Mora, “Self-Oscillating Hysteretic V-Mode DC-DC Controllers From the Group Up” half day tutorial, IEEE, Power Electronics Specialist Conference PESC, Vancouver, Canada, June 2001.

[5.17] Chunping Song, Jeff L. Nilles, “Accuracy Analysis of Hysteretic Current-Mode Voltage Regulator” Applied Power Electronics Conference and Exposition, APEC 2005 Vol. 1 pp. 276-280. March 2005

[5.18] Chunping Song, Jeff L. Nilles, “High-Accuracy Hysteretic Current-Mode Regulator for Powering Microprocessors” Applied Power Electronics Conference and Exposition, APEC 2006, March 2006, page(s):4.