

Estudio de un control de corriente a frecuencia ajustada por *feedforward* para convertidores conmutados

Tesis doctoral

Guillermo Ruiz Magaz



UNIVERSITAT ROVIRA I VIRGILI

**Departament d'Enginyeria Electrònica Elèctrica i
Automàtica**

Guillermo Ruiz Magaz

**Estudio de un control de corriente a
frecuencia ajustada por *feedforward* para
convertidores conmutados**

Tesis doctoral

Dirigida por:

Dr. Roberto Giral Castellón

Dr. Francisco Javier Calvente Calvo

Departamento de Ingeniería Electrónica, Eléctrica y
Automática



UNIVERSITAT ROVIRA I VIRGILI

Tarragona
2015

FAIG CONSTAR que aquest treball, titulat “Estudio de un control de corriente a frecuencia ajustada por *feedforward* para convertidores conmutados”, que presenta Guillermo Ruiz Magaz per a l’obtenció del títol de Doctor, ha estat realitzat sota la meva direcció al Departament d’Enginyeria Electrónica Elèctrica i Automàtica d’aquesta universitat.

HAGO CONSTAR que el presente trabajo, titulado “Estudio de un control de corriente a frecuencia ajustada por *feedforward* para convertidores conmutados”, que presenta Guillermo Ruiz Magaz para la obtención del título de Doctor, ha sido realizado bajo mi dirección en el Departamento d’Enginyeria Electrónica Elèctrica i Automàtica de esta universidad.

I STATE that the present study, entitled “Estudio de un control de corriente a frecuencia ajustada por *feedforward* para convertidores conmutados”, presented by Guillermo Ruiz Magaz for the award of the degree of Doctor, has been carried out under my supervision at the Department d’Enginyeria Electrónica Elèctrica Automàtica of this university.

Tarragona, 27 Abril , 2015.

El/s director/s de la tesi doctoral

El/los director/es de la tesis doctoral

Doctoral Thesis Supervisor/s



Roberto Giral Castellón, PhD.



Francisco Javier Calvente Calvo, PhD.

Agradecimientos

En primer lugar quiero agradecer el esfuerzo y dedicación que han tenido conmigo mis dos directores de tesis, Roberto y Javier, me habeis enseñado mucho y la paciencia ha sido fiel compañera. Agradecer la tarea de los revisores de este documento de tesis, sus aportaciones finales han sido muy importantes para perfilar el trabajo realizado, Francesc Guinjoan y Pilar Molina. Gracias a los tres *mosqueteros* que han estado estos años soportándome con este tema, Alfonso, Quique y José Luis. A los compañeros del departamento DEEEA, en especial a Xavier Maixé, que me han mostrado sentimientos de comprensión por la ardua tarea realizada estos años con la tesis, y a Luis Martínez Salamero, por haberme acogido en el grupo de investigación para desarrollar este trabajo de tesis. A todo el personal del PAS que me han mostrado siempre su apoyo en este trabajo, Àngels, Loli, Olga, Margarita, Francina, Jordi Maré, Carmelo, Josep María, Jaume i Jordi. A mis compañeros del Laboratorio de recerca el GAEI, ese magnífico lugar en el cual hemos compartido saberes y puntos de vista, aparatos y demás aspectos del universo electrónico; Han pasado muchos para acordarme de todos, pero en especial a los que han estado como factor común: Laura, Josep María y Toni. Quiero agradecer a todos los que han sido mis maestros y profesores desde mi primera formación. Un especial reconocimiento a los que fueran mis profesores de Formación Profesional en el Institut Politènic de Formació Professional de la Caparrella de Lleida, fueran de asignaturas comunes o las específicas de la especialidad de electrónica. Al profesor José María Angulo Usategui, sus libros fueron inspiración para continuar estudiando y comprender este universo de la electrónica. Al meu amic Xavier Brenuy i Casals, per la teva paciència de veure que a la fi això s'ha materialitzat. Al meu amic Lluís Pons i Fumanals, la electrònica, aquella vella coneguda, quins invents es poden fer amb ella. Al grupo de Laborales (Pedro, Ramón, Juan, Paco, Lluís Corominas, Pepe, el Cubi, el Bocas, Carlos del Rio...), que me han preguntado incansablemente, cuando presentas, cuando acabas; que no nos falte el encuentro de cada Septiembre. También hay un muy buen recuerdo a la gente que he ido encontrándome en los congresos, desde Germain García, Francesc, Francisco José Pérez, Pilar, Andrés Barrado, Isabel y un largo etcetera. No me puedo olvidar del forum de Texas Instruments, por la ayuda recibida por las consultas para programar la DSC. Por el tema de que editor utilizar y como imprimir este trabajo, Carmen Lebrón y Julio Catalán. A mis dos cabos, que siempre están cuando los necesito y me han dado ánimos, Federico y Jordi. De vegades em trobo amb persones amb una gran força de voluntat, Blanca Giró Cunillera n'es un exemple. A les germanes Eva i Helena Mesalles Naranjo. Cierro con mis amigos que siempre han estado apoyándome, el grup de "tiet-primis i primes", los amigos de Vilanova (Paco-Marta), Eivissa (Rosa-Xavi) i Barcelona-Porrera (Raquel-Xavi), "lo masclet" Ernest Prat, Amàlia Blanca, Juan Ramón Sanz, mossen Josep Molet i Fauria, Mercè Vilanova, Pepe y Pilar, Joana Hernández, Vicente Chorva, y Elena Muñoz Torres.

El Ministerio de Ciencia e Innovación ha contribuido a la financiación de esta Tesis que se ha realizado dentro del marco de las ayudas de los proyectos TEC 2009-13172 "Arquitecturas de buses de continua basados en pilas de combustibles PEM para sistemas autónomos: diseño, supervisión y control" y TEC 2012-30952 "Convertidor versátil buck-boost no inversor, aplicaciones y control".

Dedicatoria

El esfuerzo de este trabajo está dedicado a mis familias:

Anna, Tanit, Guim, Minita, Lilit.

Laura, Paco, Paquito, Laurita, Montse, María Angeles, José, María Cristina, Esther, Vanessa, Grey.

Antonio y Carmen.

Hay personas que uno va conociendo en esta vida y se convierten en sus guías:

Salvador Plaja i Ballester, mi maestro y amigo. In memoriam

Miquel Triquell Alberich, per la teva forma de plantejar i resoldre la física i la química. In memoriam

Antoni Saldaña Lapeña, ens vas donar ales per desenvolupar la barreja d'electrònica amb la programació, gran visionari de la tècnica digital.

Josep María Ribes i Miras, has estat per molts guía, paciència i comprensió.

Estudio de un control de corriente a frecuencia ajustada por *feedforward* para convertidores conmutados

Por

Guillermo Ruiz Magaz

Departamento de Ingeniería Electrónica, Eléctrica y Automática.

DEEEA

Universitat Rovira i Virgili

Tarragona 2015

Resumen

En este trabajo de tesis la investigación se ha centrado en el estudio de un control en modo de corriente con aplicación a convertidores conmutados de continua-continua. A este control lo hemos denominado ACPOCCFF (*Autonomous Current Programmed One Cycle Controller with Feed Forward*) y tiene las siguientes características, es de ciclo extendido en caso de cambios de la referencia de corriente, autónomo porque no necesita de una señal de reloj externa, con realimentación (*feedback*) de la salida y prealimentación de la entrada (*feedforward*). Si resumimos básicamente las características de los controles más extendidos, clasificándolos en los PWM y los de histéresis tenemos, los controles por PWM se diseñan en un punto de trabajo determinado, y bajo variaciones de pequeña señal pueden sufrir inestabilidades, se suele utilizar una rampa de compensación para que no ocurran las oscilaciones subarmónicas, además el rechazo a perturbaciones es mucho más lento debido a que tienen una frecuencia de conmutación fija. En cuanto a los controles por histéresis son controles rápidos frente a variaciones de carga pero su frecuencia es variable, pudiendo llegar teóricamente al límite infinito, lo cual dificulta la construcción de un filtro de salida. El control propuesto conserva la misma frecuencia en estado estacionario como un control PWM, y es rápido ante variaciones de la consigna o a perturbaciones en la carga como el control por histéresis. Para la obtención de las variables de estado del conjunto planta-control se ha utilizado el modelo o formulación continua que permite describir el convertidor en cada subintervalo de funcionamiento. El control estudiado, ACPOCCFF, se ha implementado en modo analógico y en modo digital aplicado a una planta *boost*, realizando varias simulaciones contrastándose con las medidas experimentales, tanto en modo de corriente como en modo de tensión, además las medidas anteriores se han realizado en el espacio temporal y en el dominio frecuencial. Finalmente se simuló una estrategia en interleaving del tipo *master-slave* de tres plantas *boost* con el control ACPOCCFF digital. Las ventajas, entre otras, de las estrategias *interleaving* son las de reducir el peso, el tamaño, mejora de la eficiencia y se reduce el rizado de los elementos almacenadores de energía de los convertidores.

Abstract

This work studies a current mode control strategy for DC-DC switching converters, named ACPOCCFF (*Autonomous Current Programmed One Cycle Controller with Feed Forward*) whose main features are: operates with an extended cycle when the current references changes, it is autonomous because it doesn't requires an external clock, in addition to current feedback it also uses output voltage feedback and input voltage feedforward. In comparison with more conventional controls such as PWM and hysteretically implemented sliding mode, it has two strong points: its steady-state switching frequency is the same in any operating point as with PWM control, and its transient response to current reference changes is as fast as in hysteretic sliding mode. The converter has been analyzed by using a continuous model that allows describing the converter in each subinterval. The studied control, ACPOCCFF, was implemented in analogic and digital modes and applied to a boost converter. Frequency and large signal time-domain simulations and experimental measurements have been compared with both current and voltage control strategies.

Finally, a master-slave interleaving strategie was simulated with the digital ACPOCCFF control in three boost converters. Advantges, among others, of interleaving strategies are mass and volumen reduction, improved efficiency and reduced ripple in the energy storage elements.

Keywords: Current control, Hysteretic control, One cycle, Extended cycle, Pulse Width Modulation, Analog and Digital Control, feedback, feedforward.

Contenido

1.	<i>Introducción: Estado del arte.</i>	3
1.1	Convertidores básicos	4
1.2	Tipos de control en modo de tensión y de corriente	6
1.2.1	Control en modo de tensión	7
1.2.2	Control en modo de corriente	8
1.2.3	Control por histéresis	10
1.3	Revisión de tres métodos de control en modo de corriente	12
1.3.1	Control de corriente con periodo constante sin rampa compensadora	12
1.3.2	Control de corriente de pico con periodo constante y rampa de compensación	15
1.3.3	Control de corriente de pico con T_{OFF} acotado	17
1.4	Tipos de modelos para convertidores	19
1.4.1	Modelo de las variables de estado promediadas	20
1.4.2	Modelo de la corriente inyectada	20
1.4.3	Modelo promediado por desarrollo de <i>Taylor</i>	20
1.4.4	Modelo promediado por desarrollo de <i>Fourier</i>	21
1.4.5	Modelo de gran señal	22
1.4.6	Métodos con Técnicas Discretas	23
1.5	Control digital	24
1.5.1	Compensación en cascada por controladores de datos continuos	25
1.5.2	Diseño de sistemas de control de datos discretos con respuesta con tiempo de establecimiento mínimo (<i>Dead Beat Response</i>)	26
1.5.3	Otros controles digitales	26
1.5.4	Limitaciones del control digital	29
1.6	Línea de investigación y control propuesto	32
1.6.1	Descripción del control ACPOCCFF	36
1.7	Trabajo a realizar en la tesis	39
1.8	Bibliografía	41
2.	<i>Modelo matemático: El método continuo.</i>	47
2.1	Métodos numéricos	48
2.2	Formulación o método continuo.	51

2.2.1	Método continuo.....	52
2.3	Linealización alrededor de un punto de equilibrio	60
2.4	Aplicación del modelo continuo en un convertidor <i>boost</i>.....	62
2.4.1	Paso 1. Ecuaciones diferenciales en cada intervalo del convertidor.....	63
2.4.2	Paso 2. Solución aproximada de las ecuaciones diferenciales.....	67
2.4.3	Paso 3. Modelo discreto de las ecuaciones del paso 2.....	68
2.4.4	Paso 4. Aplicación del método continuo a lo largo de los m-subintervalos del periodo T_K	69
2.4.5	Paso 5. Obtención del sistema de ecuaciones diferenciales en variables de estado de tiempo continuo en lazo abierto.....	69
2.4.6	Paso 6. Ecuaciones de la ley de control.....	71
2.4.7	Paso 7. Obtención del conjunto de ecuaciones en variables de estado con el lazo de corriente cerrado.....	72
2.4.8	Resolución numérica de la ecuación diferencial.....	73
2.5	Linealización del convertidor boost derivado del modelo continuo.....	75
2.5.1	Obtención del punto de equilibrio.....	76
2.5.2	Aplicación numérica. Obtención de la respuesta en frecuencia de la relación $\frac{\hat{v}_o(s)}{\hat{i}_{ref}(s)}$	81
2.6	Conclusiones	83
2.7	Bibliografía.....	84
3.	<i>Control en modo analógico.</i>.....	85
3.1	Tipos de pruebas	86
3.1.1	Pruebas en modo de corriente.....	86
3.1.2	Pruebas en modo de tensión.....	89
3.1.3	Instrumentación utilizada en los experimentos.....	90
3.2	Experimentos en modo de corriente.....	92
3.2.1	Pruebas de respuesta temporal (modo de corriente).....	93
3.2.2	Conclusiones de las medidas en modo de corriente en el dominio temporal.....	106
3.2.3	Resultados en pequeña señal (modo de corriente).....	107
3.3	Regulación de tensión: Planta simulada (PSIM) y prototipo.....	114
3.3.1	Resultados en gran señal.....	116
3.3.2	Resultados en pequeña señal.....	121
3.4	Corrector de la frecuencia del sistema de control ACPOCCFF.....	122
3.5	Señales de interés del Control ACPOCCFF.....	127
3.6	Pruebas de arranque de la planta.....	128
3.7	Resumen y conclusiones del capítulo.....	130
3.8	Bibliografía.....	131
4.	<i>Implementación digital del control ACPOCCFF.</i>.....	133
4.1	Consideraciones de diseño digital.....	133
4.1.1	Elección del dispositivo digital.....	134

4.1.2	Arquitectura de la familia de DSC TMS320F283xx.....	136
4.1.3	Consideraciones de la conversión de analógico a digital. Muestreo, retención, cuantización y ciclos límite.....	139
4.1.4	Tiempos de retardo.....	143
4.1.5	Números en simple, doble precisión o fraccionales.....	144
4.2	Control ACPOCCFF en modo digital.....	147
4.2.1	Expresión de T_{ON}	148
4.2.2	Expresión de T_{OFF}	152
4.2.3	Medición de tiempos en la planta real.....	153
4.3	Experimentos en modo de corriente (Control digital).....	154
4.3.1	Pruebas en respuesta temporal (gran señal).....	154
4.3.2	Conclusiones de las medidas en modo de corriente en el dominio temporal.....	162
4.3.3	Resultados en pequeña señal.....	163
4.4	Regulación de tensión digital de la Planta simulada (PSIM) y prototipo experimental.....	168
4.4.1	Resultados en gran señal.....	171
4.4.2	Resultados en pequeña señal.....	175
4.5	Pruebas de arranque de la planta.....	177
4.6	Limitaciones del control digital.....	179
4.7	Conclusiones.....	180
4.8	Bibliografía.....	181
5.	<i>Interleaving con el Control ACPOCCFF.</i>	183
5.1	Introducción al concepto de interleaving.....	183
5.2	Aspectos de los sistemas interleaving.....	185
5.2.1	Cancelación del rizado respecto al ciclo de trabajo.....	186
5.2.2	Rendimiento.....	188
5.2.3	Estrategias de sincronización <i>interleaving</i>	189
5.3	Simulación de convertidores boost en interleaving con el control ACPOCCFF digital (modo de corriente).....	192
5.3.1	Simulación del conjunto plantas y control ideales.....	192
5.3.2	Simulación con componentes parametrizados.....	200
5.4	Conclusiones.....	203
5.5	Bibliografía.....	204
6.	<i>Conclusiones y trabajos futuros.</i>	207
6.1	Conclusiones.....	207
6.2	Trabajos futuros.....	211
6.3	Producción científica derivada del trabajo de tesis.....	212
6.4	Bibliografía.....	213

Anexo A Esquema del control ACPOCCFF	214
Anexo B Algunas consideraciones de programación en lenguaje C/C++	221
Un modificador de variables mal comprendido: <i>volatile</i>	221
Activación de la FPU para realizar operaciones en coma flotante.....	226
Opciones del compilador para el uso de la FPU	227
Desglose del código en ensamblador de la subrutina para la multiplicación en coma fija.	229

Lista de figuras

<i>Figura 1-1 Convertidores sin aislamiento. Buck, Boost, Buck-Boost, Cuk y SEPIC.....</i>	<i>5</i>
<i>Figura 1-2 Convertidor flyback y forward.....</i>	<i>6</i>
<i>Figura 1-3 Control por modo de voltaje.....</i>	<i>7</i>
<i>Figura 1-4 Control en modo de corriente.....</i>	<i>8</i>
<i>Figura 1-5 Cronogramas de los diferentes tipos de modulación por corriente básicos: a) corriente de pico con T constante, b) corriente de valle con T constante, c) control de pico con T_{OFF} constante, d) control de valle con T_{ON} constante y e) control por histéresis.....</i>	<i>9</i>
<i>Figura 1-6 Franja de histéresis $\Delta H/2$, con la referencia sobre la señal a controlar $x(t)$.....</i>	<i>10</i>
<i>Figura 1-7 Control básico con una ventana de histéresis en una planta buck.....</i>	<i>10</i>
<i>Figura 1-8 Plano de fase, en el cual se muestra el hiperplano al que tienden las dos estructuras de un convertidor elemental (p.e. un buck o un boost).....</i>	<i>11</i>
<i>Figura 1-9 Control en modo de corriente de pico y periodo constante.....</i>	<i>13</i>
<i>Figura 1-10 Planta boost con control en modo de corriente de pico.....</i>	<i>13</i>
<i>Figura 1-11 Oscilaciones subharmónicas de la corriente en un convertidor boost.....</i>	<i>14</i>
<i>Figura 1-12 Planta boost con control en modo de corriente de pico a T constante con rampa compensadora.....</i>	<i>15</i>
<i>Figura 1-13 Formas de onda de la corriente en el inductor y la rampa compensadora.....</i>	<i>16</i>
<i>Figura 1-14 Control de corriente de pico a T_{OFF} acotado en una planta boost.....</i>	<i>17</i>
<i>Figura 1-15 Forma de onda de la corriente en el inductor, se aprecia que no es fijo el periodo de conmutación.....</i>	<i>18</i>
<i>Figura 1-16 Aproximación continua de un sistema de datos muestreados.....</i>	<i>25</i>
<i>Figura 1-17 Control digital clásico, en el cual se muestrea en un periodo k y se actúa en el periodo $k+1$.....</i>	<i>28</i>
<i>Figura 1-18 Control predictivo en el cual se actúa en el mismo periodo k.....</i>	<i>28</i>
<i>Figura 1-19 Diferencia de espaciado entre los números flotantes y enteros.....</i>	<i>30</i>
<i>Figura 1-20 Comparación de la pendiente de partida, en modo de corriente de tres tipos de control, PWM, histéresis y ACPOCCFF.....</i>	<i>34</i>
<i>Figura 1-21 Planta buck utilizada para los tres tipos de controles comparados, el PWM, el de histéresis y el ACPOCCFF.....</i>	<i>34</i>
<i>Figura 1-22 Detalles de las formas de onda de la corriente en el inductor según una perturbación en los tres controles comparados, PWM, por histéresis y ACPOCCFF.....</i>	<i>35</i>
<i>Figura 1-23 Control ACCPOCCFF: I) Corriente de pico, II) Corriente de valle y tabla de correspondencia de las señales del control ACPOCCFF según tipo de convertidor.....</i>	<i>36</i>
<i>Figura 1-24 Cronogramas de las señales más significativas del control ACCPOCCFF por corriente de pico.....</i>	<i>37</i>
<i>Figura 2-1 Aproximación de una función por su polinomio de Taylor $x(t)$ truncado al primer término.....</i>	<i>49</i>
<i>Figura 2-2 Representación gráfica de los dos métodos de Euler básicos, en (a) el backward y en (b) el forward.....</i>	<i>50</i>

Figura 2-3 Subintervalos de definición (funcionamiento) de un convertidor.....	54
Figura 2-4 Forma posible de una variable rápida $x(t)$ a lo largo del tiempo, con sus dos envolventes (superior e inferior) en las que se puede convertir un conjunto de variables $X^C(t)$	59
Figura 2-5 Convertidor boost con fuente de corriente (i_o) en la salida como carga.....	62
Figura 2-6 Corriente en el inductor en modo de conducción continua.....	62
Figura 2-7 Convertidor boost en el estado ON del transistor.....	63
Figura 2-8 Forma de la corriente en el estado ON del convertidor boost.....	64
Figura 2-9 Estado OFF del convertidor boost.....	65
Figura 2-10 Forma de la corriente en el estado OFF del convertidor boost.....	66
Figura 2-11 Promediado de la corriente en el inductor i_L , utilizando la ecuación diferencial de la corriente \dot{i}_m^C , respecto de la referencia V_{IREF} . Donde $L=27\ \mu\text{H}$, $V_{in}=10\ \text{V}$, $V_o=30\ \text{V}$ y $T=15\ \mu\text{s}$	73
Figura 2-12 Bloque C de PSIM en el que se ha implementado la resolución de la ecuación diferencial de la corriente en el inductor con el método numérico forward Euler.....	74
Figura 2-13 Máximo y mínimo de la corriente en el inductor, cambiamos subíndices en i_M por i_{REF}	76
Figura 2-14 Respuesta en frecuencia de la relación v_o/i_{ref} para una resistencia de $5\ \Omega$ y de $10\ \Omega$	82
Figura 3-1 Secuencia de trabajo seguida en el capítulo 3.....	85
Figura 3-2 Experimento para la medida de la respuesta temporal de la corriente en el convertidor.....	87
Figura 3-3 Señal del Generador de Funciones para cambiar la referencia de corriente.....	87
Figura 3-4 Medida de la función de transferencia con el Analizador de Respuesta en Frecuencia en un convertidor.....	88
Figura 3-5 Disposición del experimento en lazo cerrado de tensión para hallar la ganancia de lazo.....	89
Figura 3-6 Analizador de Respuesta en Frecuencia Venable 3120.....	90
Figura 3-7 Planta boost con el control ACCPOCFF ideal por corriente de pico.....	93
Figura 3-8 Planta boost con el control ACCPOCFF escalado para la simulación.....	94
Figura 3-9 Simulación del sistema ideal ante un cambio descendente en la consigna de la corriente (Ireference) que causa una variación aproximada del valor de pico de la corriente del inductor (i_L) de $15\ \text{A}$ a $7\ \text{A}$	95
Figura 3-10 Simulación del sistema ideal ante un cambio ascendente en la consigna (Ireference) que causa la variación opuesta a la mostrada en la Figura 3-9.....	95
Figura 3-11 Prototipo experimental de la planta boost utilizada en la validación del control propuesto.....	96
Figura 3-12 Medida de la corriente en el inductor (i_L) ante un cambio descendente en la consigna que causa una variación aproximada del valor de pico de la corriente del inductor de $15\ \text{A}$ a $7\ \text{A}$. El ciclo de trabajo es del 66% y la $V_o=30\ \text{V}$	99
Figura 3-13 Medida de la corriente en el inductor ante un cambio descendente en la consigna que causa una variación aproximada del valor de pico de la corriente del inductor de $15\ \text{A}$ a $7\ \text{A}$. El ciclo de trabajo es del 66% y la $V_o=30\ \text{V}$	99
Figura 3-14 Medida de la corriente en el inductor ante un cambio descendente en la consigna que causa una variación aproximada del valor de pico de la corriente del inductor de $15\ \text{A}$ a $7\ \text{A}$. El ciclo de trabajo es del 50% y la $V_o=20\ \text{V}$	100
Figura 3-15 Medida de la corriente en el inductor ante un cambio descendente en la consigna que causa una variación aproximada del valor de pico de la corriente del inductor de $15\ \text{A}$ a $7\ \text{A}$. El ciclo de trabajo es del 50% y la $V_o=20\ \text{V}$	100
Figura 3-16 Circuito en PSIM con planta boost y control ACCPOCFF parametrizados.....	103
Figura 3-17 Simulación de la corriente en el inductor (i_L) ante un cambio de referencia (Ireference) de mayor a menor nivel. Simulación equivalente al del prototipo experimental. El ciclo de trabajo es del 66.66%.....	103
Figura 3-18 Simulación de la corriente en el inductor (i_L) ante un cambio de referencia (Ireference) de menor a mayor nivel. El ciclo de trabajo es del 66.66%.....	104

Figura 3-19 Simulación de la corriente en el inductor (I_L) ante un cambio de referencia (I_{ref}) de menor a mayor nivel. El ciclo de trabajo es del 50 %.	104
Figura 3-20 Simulación de la corriente en el inductor (I_L) ante un cambio de referencia (I_{ref}) de mayor a menor nivel. El ciclo de trabajo es del 50 %.	105
Figura 3-21 Circuito del convertidor y control para el simulador PSIM para obtener la respuesta en frecuencia en lazo abierto v_o/i_{ref} .	107
Figura 3-22 Diagrama de bloques en pequeña señal del modo de corriente.	110
Figura 3-23 Diagrama de Bode de amplitud y fase para una carga de 10Ω . de los diversos experimentos y simulaciones respecto al ideal.	111
Figura 3-24 Diagrama de Bode de amplitud y fase para una carga de 5Ω . de los diversos experimentos y simulaciones respecto al ideal.	113
Figura 3-25 Compensador en atraso o proporcional integral con polo adicional.	114
Figura 3-26 Diagrama de bloques de la planta y el control en pequeña señal, con el lazo de tensión cerrado con un compensador PI con polo adicional.	116
Figura 3-27 Planta boost con el control ACCPOCCFF con el lazo de tensión cerrado con un compensador PI con polo adicional.	116
Figura 3-28 Gráficas de la tensión de salida V_{out} , la corriente en el inductor I_L y perturbación de la corriente de salida I_o .	117
Figura 3-29 Detalle de la tensión de salida y de la corriente en el inductor según un flanco descendente de la perturbación del 100 % al 50 %.	117
Figura 3-30 Detalle de la tensión de salida y de la corriente en el inductor según un flanco descendente de la perturbación del 50 % al 100 %.	118
Figura 3-31 Gráficas de la tensión en la salida (V_o), corriente del inductor (i_L) ante cambios de consigna de la corriente de salida entre el 50 % y 100 % de la carga.	118
Figura 3-32 Detalle del comportamiento de la corriente en el inductor I_L y la tensión de salida V_{out} ante una perturbación de carga I_o descendente.	119
Figura 3-33 Detalle del comportamiento de la corriente en el inductor I_L y la tensión de salida V_{out} ante una perturbación de carga I_o ascendente.	119
Figura 3-34 Detalle de la corriente en el inductor y el comportamiento del rizado de la tensión de salida al producirse una perturbación entre el 50 % y el 100% de la carga.	120
Figura 3-35 Diagrama de Bode correspondiente a la función de transferencia del lazo $\frac{\hat{v}_o(s)}{\hat{v}_{ref}(s)}$, del modelo matemático (AMODEL), de la simulación en PSIM (APSIMproto) y del prototipo experimental (AProto).	121
Figura 3-36 Esquema de la planta boost y el control ACPOCCFF, resaltando en recuadros las pérdidas resistivas el nodo en que se toma la entrada V_{in_L} del control.	123
Figura 3-37 Control ACPOCCFF con el compensador de la frecuencia en la entrada V_{in_L} y recuadradas las señales que se perturban para obtener varios puntos de trabajo.	125
Figura 3-38 Detalle y medidas de la frecuencia y rizado en la corriente en el inductor en diversos puntos según una serie de perturbaciones asimétricas en la salida.	125
Figura 3-39 Gráficas de la corriente corregida en frecuencia junto con la tensión de entrada corregida ($V_{in_L_correct}$).	126
Figura 3-40 Control ACPOCCFF para un boost por corriente de pico.	127
Figura 3-41 Comportamiento de la señales en distintos puntos del control ACPOCCFF por corriente de pico.	127
Figura 3-42 Simulación en PSIM del arranque de la planta boost con el control ACPOCCFF.	128
Figura 3-43 Arranque de la planta boost experimental con el control ACPOCCFF.	129
Figura 4-1 Diagrama de bloques de la DSC F28335.	138
Figura 4-2 Bloques del proceso de la conversión de una señal analógica a formato digital.	139

Figura 4-3 Dos posibles alternativas para guardar un resultado de conversión de analógico a digital, el conversor se supone de 12 bits. (a) Desplazado al bit de mayor peso (MSB), (b) desplazado al bit de menor peso (LSB).	139
Figura 4-4 Representación de la una señal $f(t)$ y su muestreada (estrellada) $f^*(t)$, junto con los tiempos de muestreo de la señal T_s y el periodo de trabajo de conmutación de un convertidor T	140
Figura 4-5 Retardo producido en una conversión de analógico a digital en la primera etapa, el muestreador y retenedor. En este caso es una señal analógica senoidal (V_{in}), siendo V_{SH} la tensión del muestreador y retenedor de orden cero.	141
Figura 4-6 Representación simbólica del efecto de los ciclos límite debido a la cuantización de entrada sobre una tensión V_x , y su efecto a la salida V_y , según la resolución del contador interno materializado en un modulador de anchura de pulsos o un timer.	142
Figura 4-7 Efecto producido por un retardo temporal, a tener en cuenta a la hora del diseño en pequeña señal.	143
Figura 4-8 Contenido de las variables con la suma en simple (f_x, f_y, f_s) y doble precisión (l_{dx}, l_{dy}, l_{ds}) con coma flotante.	146
Figura 4-9 Control ACPOCCFF. (I) corriente de pico, (II) corriente de valle.	147
Figura 4-10 Forma de la corriente (i_L) en el inductor, se muestran los puntos de interés que conforman el control predictivo de Carrejo et al.	148
Figura 4-11 Forma de la corriente en el inductor, se muestran las medidas que se realizarán con el sistema digital y todos los tiempos invertidos para hallar T_{ON} y T_{OFF}	151
Figura 4-12 Tiempos consumidos en el control predictivo y la adquisición de variables.	153
Figura 4-13 Circuito en PSIM con planta boost y control ACCPOCCFF parametrizados.	154
Figura 4-14 Muestra de la corriente en el inductor ante una perturbación hacia abajo con un ciclo de trabajo del 66.6%.	155
Figura 4-15 Muestra de la corriente en el inductor ante una perturbación hacia arriba con un ciclo de trabajo del 66.6%.	155
Figura 4-16 Muestra de la corriente en el inductor ante una perturbación hacia arriba con un ciclo de trabajo del 50%.	156
Figura 4-17 Muestra de la corriente en el inductor ante una perturbación hacia abajo con un ciclo de trabajo del 50%.	156
Figura 4-18 Diagrama de flujo correspondiente a la programación de la DSC TMS320F28335 para el control ACPOCCFF en modo de corriente digital.	157
Figura 4-19 Prototipo experimental de la planta boost utilizada en la validación del control propuesto.	158
Figura 4-20 Control de la planta boost con la DSC F28335 de Texas Instruments.	159
Figura 4-21 Medida de la corriente en el inductor ante un cambio descendente en la consigna que causa una variación del valor de pico de la corriente del inductor de 15 A a 7 A. El ciclo de trabajo es del 66% y la $V_o=30$ V.	159
Figura 4-22 Medida de la corriente en el inductor ante un cambio descendente en la consigna que causa una variación del valor de pico de la corriente del inductor de 15 A a 7 A. El ciclo de trabajo es del 66% y la $V_o=30$ V.	160
Figura 4-23 Medida de la corriente en el inductor ante un cambio descendente en la consigna que causa una variación del valor de pico de la corriente del inductor de 15 A a 7 A. El ciclo de trabajo es del 50% y la $V_o=20$ V.	160
Figura 4-24 Medida de la corriente en el inductor ante un cambio descendente en la consigna que causa una variación aproximada del valor de pico de la corriente del inductor de 15 A a 7 A. El ciclo de trabajo es del 50% y la $V_o=20$ V.	161
Figura 4-25 Circuito del convertidor y control para el simulador PSIM para obtener la respuesta en frecuencia en lazo abierto v_o/i_{ref}	163
Figura 4-26 Diagrama de bloques en pequeña señal y modo de corriente.	164

Figura 4-27 Diagrama de Bode de amplitud y fase para una carga de 10Ω . Se comparan los diversos experimentos y simulaciones respecto al ideal.	166
Figura 4-28 Diagrama de Bode de amplitud y fase para una carga de 5Ω . Se comparan los diversos experimentos y simulaciones respecto al ideal.	167
Figura 4-29 Compensador digital proporcional integral con polo adicional, formado por bloques.	168
Figura 4-30 Diagrama de flujo con el compensador PI con polo adicional en modo digital.	170
Figura 4-31 Planta boost con el control ACCPOCFF digital con el lazo de tensión cerrado con un compensador PI con polo adicional. El compensador está implementado internamente en el bloque DSCcontrol.	171
Figura 4-32 Simulación de la tensión de salida y la corriente en el inductor ante una perturbación de la corriente de salida I_O periódica de 2 A de amplitud.	171
Figura 4-33 Detalle de la tensión de salida y la corriente en el inductor ante un ascenso del cambio de referencia en la corriente de salida.	172
Figura 4-34 Detalle de la tensión de salida y la corriente en el inductor ante un descenso del cambio de referencia en la corriente de salida.	172
Figura 4-35 Simulación del transitorio de la tensión de salida con el control ACPOCCFF digital cerrado el lazo de tensión y de corriente.	172
Figura 4-36 Gráficas de la tensión en la salida (V_o), corriente del inductor (i_L) y generación de la señal I_o para crear una perturbación entre el 50% y 100% de la carga.	173
Figura 4-37 Comportamiento de la corriente en el inductor frente a una variación del entre el 50% y el 100% de la carga. También se observa el rizado de la tensión de salida.	174
Figura 4-38 Diagrama de bloques de la planta boost (FT_s) con el lazo de tensión cerrado y el compensador PI con polo adicional (Gc_z) con el simulador PSIM.	175
Figura 4-39 Diagrama de Bode correspondiente al lazo cerrado de tensión.	176
Figura 4-40 Arranque de la planta boost con el control digital y una carga de 5Ω . Se observa que el transitorio tiene un tiempo aproximado de $2.5 \mu s$	177
Figura 4-41 Arranque de la planta boost con el control analógico y una carga de 5Ω . Se observa que el transitorio tiene un tiempo aproximado de casi $3 \mu s$ y la corriente en el inductor exhibe unas corrientes muy fuertes.	178
Figura 4-42 Detalles de dos gráficas del control digital de corriente. En el caso I se tienen limitaciones de actuación en el mismo periodo, en cambio el caso II se es capaz de reaccionar en un mismo periodo de control.	179
Figura 5-1 Esquematización de un motor mecánico de pistones con los dos conceptos de (A) Interleaving, (B) Paralelización.	183
Figura 5-2 Motor de trifásica y las tres fases, R S T, que lo alimentan, son una alimentación con desfase.	184
Figura 5-3 Paralelización de componentes en un convertidor DC-DC.	185
Figura 5-4 Formas de onda típicas de las corrientes de entrada y de salida de los convertidores buck y boost.	185
Figura 5-5 Corrientes de entrada I_{IN} y de salida I_{O1} e I_{O2} de un circuito buck en interleaving.	186
Figura 5-6 Valor eficaz normalizado de la corriente de entrada de un convertidor buck.	187
Figura 5-7 Valor eficaz normalizado de la corriente de salida de un convertidor buck.	188
Figura 5-8 Configuración Master-Slave para el funcionamiento de plantas en interleaving.	190
Figura 5-9 Configuración interleaving democrática, cada una de ellas tiene su propia referencia de control.	191
Figura 5-10 Implementación del control ACPOCCFF digital con tres plantas boost ideales en interleaving con estrategia de control Master-Slave.	193
Figura 5-11 Arranque del sistema interleaving con estrategia master-slave simple sobre un control ACPOCCFF digital.	193

<i>Figura 5-12 Muestra de la corriente de entrada I_{in} a las tres plantas boost, junto con las corrientes por los tres inductores (I_{L1}, I_{L2} e I_{L3}). Se ha provocado un cambio de referencia en la corriente ($I_{reference}$).</i>	194
<i>Figura 5-13 Detalle del rizado de la corriente de entrada I_{in} con la estrategia de control master-slave.</i>	194
<i>Figura 5-14 Esquema del control ACPOCCFF digital trabajando con tres plantas boost en interleaving.</i>	195
<i>Figura 5-15 Arranque del sistema interleaving con el control ACPOCCFF digital.</i>	196
<i>Figura 5-16 Se muestran las corrientes por los tres inductores (están solapadas), la corriente de entrada I_{in} a las tres plantas boost, y la corriente de referencia que es una señal cuadrada.</i>	196
<i>Figura 5-17 Simulación larga para observar el valor medio de la corriente de entrada (I_{in}).</i>	197
<i>Figura 5-18 Pérdida de sincronización del sistema predictivo ante un cambio de menor a mayor referencia de corriente. El cambio a I_{REFmax} para la célula master ha llegado demasiado tarde para realizar cálculos con ella.</i>	198
<i>Figura 5-19 Error en la sincronización del sistema predictivo ante un escalón descendente en la referencia de corriente. Este error es parecido al descrito en la figura anterior.</i>	198
<i>Figura 5-20 Error en la sincronización del sistema predictivo ante un escalón descendente en la referencia de corriente, I_{L2} e I_{L3} han perdido la sincronización debido a un problema en el T_{OFF}.</i>	199
<i>Figura 5-21 Esquema propuesto para la simulación del control trabajando para el modo interleaving con componentes parametrizados de las tres plantas boost.</i>	200
<i>Figura 5-22 Corriente por los inductores de las plantas boost en el arranque.</i>	201
<i>Figura 5-23 Corrientes por los tres inductores (están solapadas) y la corriente de entrada I_{in} a las tres plantas boost, junto con la corriente de referencia.</i>	202
<i>Figura 5-24 Comportamiento de las corrientes en cada convertidor en una simulación larga, se ven solapadas. También se muestra la forma de onda que adopta la corriente de entrada debida a la modelización del cable de alimentación.</i>	202
<i>Figura 6-1 Fotografía de la placa de control ACPOCCFF</i>	215

Lista de tablas

<i>Tabla 1-I Configuración de las entradas A y B de control según la topología del convertidor.</i>	38
<i>Tabla 2-I Simplificaciones que tiene en cuenta el método continuo.</i>	54
<i>Tabla 2-II Listado del programa en lenguaje C para simular en PSIM la ecuación diferencial de la corriente en el inductor.</i>	74
<i>Tabla 2-III Parámetros de la planta boost propuesta a estudio.</i>	81
<i>Tabla 3-I Parámetros de la planta boost propuesta a estudio.</i>	92
<i>Tabla 3-II Características del núcleo y bobinado del inductor.</i>	97
<i>Tabla 3-III Desviaciones de la frecuencia y corriente en la simulación PSIM y el montaje experimental.</i>	101
<i>Tabla 3-IV Valores de los parámetros caracterizados de la planta boost y el control.</i>	102
<i>Tabla 3-V Resumen datos comparativos de las medidas de rizado de la corriente y la frecuencia con y sin perturbación.</i>	106
<i>Tabla 3-VI Ganancias en dB de los diferentes modelos y experimentos de la función de transferencia en lazo abierto V_o/I_{ref} en pequeña señal.</i>	110
<i>Tabla 3-VII Valores de las medidas de interés, recogidas de la simulación del esquema de la Figura 3-36.</i>	122
<i>Tabla 3-VIII Medidas obtenidas sobre las variables afectadas ante una perturbación en la carga con el compensador añadido.</i>	124
<i>Tabla 4-I Código en C para la comparación de números en doble y simple precisión.</i>	145
<i>Tabla 4-II Resumen datos comparativos de las medidas de rizado de la corriente y la frecuencia. Estos datos son las máximas desviaciones realizadas trabajando el convertidor al 50% y 66.6%.</i>	162
<i>Tabla 4-III Ganancias en dB de los diferentes modelos y experimentos de la función de transferencia en lazo abierto V_o/I_{ref} en pequeña señal.</i>	165
<i>Tabla B-1 Diferencias en el código C y su equivalente en ensamblador en el uso o no del operador volatile. El compilador utilizado es el de Texas Instruments integrado en el entorno CCS 5.4.0.</i>	222

Lista de Símbolos y abreviaturas

Subíndices

Subíndice	Término
in	Input
o	Output
out	Output
L	Load-carga, o según el contexto hace referencia a un inductor
on	Semiperiodo de encendido de un transistor
off	Semiperiodo de apagado de un transistor
REF	Valor que indica una referencia
o_ol	Salida a lazo abierto
f	Final
i	Inicial
reference	Véase REF
sense	Variable sensada, normalmente escalada a un valor apropiado.
iref_rampa	Valor de referencia para una señal rampa
0,1,...	Valores de los términos de un desarrollo matemático
k	Valor entero, relacionado con el número de periodos en una señal muestreada
c	Subíndice asignado a la función de transferencia de la dinámica de un compensador
p	Subíndice asignado a la función de transferencia de la dinámica de la planta de un sistema

Superíndices

Superíndice	Término
^	Variable en pequeña señal
n	Valor entero, relacionado con el número de periodos en una señal muestreada

Abreviaturas

Abreviatura	Término
ACPOCCFF	Autonomous Current Programmed One Cycle Controller with Feed <i>Forward</i>
D	Duty Cycle-Ciclo de trabajo
D'	Ciclo de trabajo complementario
Q	Elemento electrónico de potencia (p.e. transistor)
PWM	Pulse Width Modulation-Modulación de Anchura del Pulso
ESR	Electrical Series resistance
V _{Ts}	Fuente de tensión que entrega una señal de tensión a una frecuencia determinada
V _{ref}	Fuente de tensión que entrega una referencia
CLK	Señal de reloj
V _{Iref}	Fuente de tensión equivalente a la referencia de corriente
T	Periodo de una señal
ADC	Convertor de analógico a digital
RAM	Memoria de acceso aleatorio
UART	Transmisor-Receptor Asíncrono Universal
PLC	Autómata programable
AOT	Control adaptativo del semiperiodo ON
PFM	Modulación de frecuencia en pulsos
VRM	Módulo Regulador de Tensión
VCR	Resistencia Controlada por Tensión
PFC	Corrector del Factor de Potencia
THD	Distorsión Armónica Total
LPCMC	Control por Modo de Corriente de Pico Lineal
PI	Proporcional Integral
DSC	Digital Signal Controller
AC	Pequeña señal o corriente alterna
DC	Gran señal o corriente continua
DSP	Digital Signal Processing
ASIC	Application Specific Integrated Circuit
CPLD	Comple Programmable logic Device
DAC	Convertor de digital a analógico
JTAG	Joint Test Action Group
PCB	Printed Circuit Board
S&H	Sample and Hold
FPGA	Field Programmable Gate Array
ALU	Arihtmetic Logic Unit
VHDL	VHSIC <i>Hardware Description Language</i>
FPU	Floating Point Unit
DMA	Direct Memory Acces
GPIO	General Purpose input output

1. Introducción: Estado del arte.

Bereschith bará... “En el comienzo...”¹

El planteamiento de la presente tesis se centra en el ámbito de la regulación de la energía eléctrica en los convertidores continua-continua. La tesis se ha desarrollado en el grupo de investigación GAEI (Grup d'Automàtica i Electrònica Industrial) de la ETSE (Escola Tècnica Superior d'Enginyeria) de la Universidad Rovira i Virgili. El grupo de investigación GAEI desarrolla estrategias de control para la electrónica de potencia en el ámbito de las energías renovables (aplicaciones eólicas y fotovoltaicas), aplicaciones para el acondicionamiento de potencia para pilas de combustible y para la corrección del factor de potencia, entre otros.

Esta tesis está patrocinada en el proyecto TEC 2009-13172 del Ministerio de Ciencia e Innovación. Dicho proyecto trata de diseñar, simular e implementar diferentes arquitecturas de bus de distribución de energía eléctrica para sistemas autónomos basadas en pilas de combustible. Asimismo pretende evaluar diferentes estrategias de gestión de las pilas, de las cargas y de los elementos de almacenamiento de energía para un funcionamiento óptimo del conjunto.

El proyecto es una continuación natural de un trabajo de investigación anterior, el ENE2005-06934/ALT, en el que se experimentó con técnicas de control y emulación física de pilas de combustible. La temática de control digital tiene continuación en el proyecto actual TEC 2012-30952.

El presente trabajo tiene por objeto el estudio del diseño, simulación, construcción y validación experimental de una estrategia de control desarrollada a nivel teórico por Giral et al. [1] en un convertidor boost.

En las subsiguientes secciones de este capítulo introductorio se irán mostrando los conceptos para el control propuesto en esta tesis, algunos de carácter preliminar, como los tratados en los apartados 1.1 y 1.2. Estos conceptos que se presentan son los tipos de convertidores continua-continua y los controles en modo de tensión, de corriente y por histéresis. En el apartado 1.3 se

¹ Bereschit bará, primeras dos palabras por las que empieza la creación según el Génesis.

revisan tres tipos de control de corriente, con sus ventajas e inconvenientes, como trabajo previo del tipo de control a estudiar [2]. En el apartado 1.4 se ha buscado en la medida de lo posible hacer una clasificación de los tipos de métodos utilizados para modelar el comportamiento de los convertidores de continua-continua, y avanzamos que esa clasificación no es única. En el apartado 1.5 se hace una explicación de aspectos que atañen al control digital, ya que en el capítulo 4 se presentará la implementación digital del control propuesto. En el apartado 1.6 se presenta el tipo de control a estudiar en sus dos versiones: de control de corriente máxima (pico) y control por corriente mínima (valle). En el apartado 1.7 se finaliza con una breve exposición de los capítulos que se ha seguido en la presente tesis.

1.1 Convertidores básicos

Como el trabajo que desarrollamos en esta tesis está enfocado al estudio de un control de convertidores continua-continua básicos, realizaremos una breve introducción para presentarlos.

Un convertidor conmutado continua-continua es un circuito que realiza la función de regular la tensión y/o la corriente entregados a una carga desde una fuente de energía no regulada. En ellos se cumple el balance de potencias, que ha de ser el mismo en la entrada que en la salida según la ecuación (1.1)

$$P_{in} = P_{losses} + P_o \quad (1.1)$$

Donde P_{in} es la potencia de entrada, P_{losses} es la potencia de pérdidas en el convertidor, y P_o es la potencia de salida.

Para simplificar, podemos suponer que no tenemos pérdidas en el convertidor, por lo tanto, de la ecuación anterior, tendríamos que P_{in} es en promedio igual a P_o .

$$V_{in} I_{in} = V_{out} I_{out} \quad (1.2)$$

Con la ecuación (1.2) queremos dar a entender que podemos construir un convertidor que disminuya, eleve o deje igual el voltaje de salida respecto al de entrada. No hay que olvidar que ello obliga a cumplir el balance de potencias entre la entrada y la salida (ecuación (1.1)).

Los convertidores tensión-tensión básicos sin aislamiento son el reductor (*buck*), el elevador (*boost*), y el *buck-boost* (elevador-reductor) (ver la Figura 1-1). El convertidor *buck* se utiliza cuando requerimos una tensión de salida más pequeña que la de entrada, mientras que el convertidor *boost* lo utilizamos para una aplicación que requiera una tensión de salida mayor que la de entrada. El *buck-boost* es utilizado cuando se requiere reducir o elevar el voltaje de salida respecto al de entrada, y es un convertidor que tiene invertida la polaridad de la tensión de salida. Existen convertidores de orden superior, como por ejemplo el SEPIC y el *Cuk*, entre otros (Figura 1-1). El convertidor SEPIC (*Single-Ended Primary-Inductor Converter*) puede elevar o reducir la tensión de su salida con la característica de mantener la misma polaridad que la entrada. Una de las aplicaciones típicas de este convertidor es la de cargador de baterías. El convertidor *Cuk* no aislado solo puede tener polaridad opuesta entre su entrada y su salida. Este utiliza un condensador como su principal componente almacenador de energía.

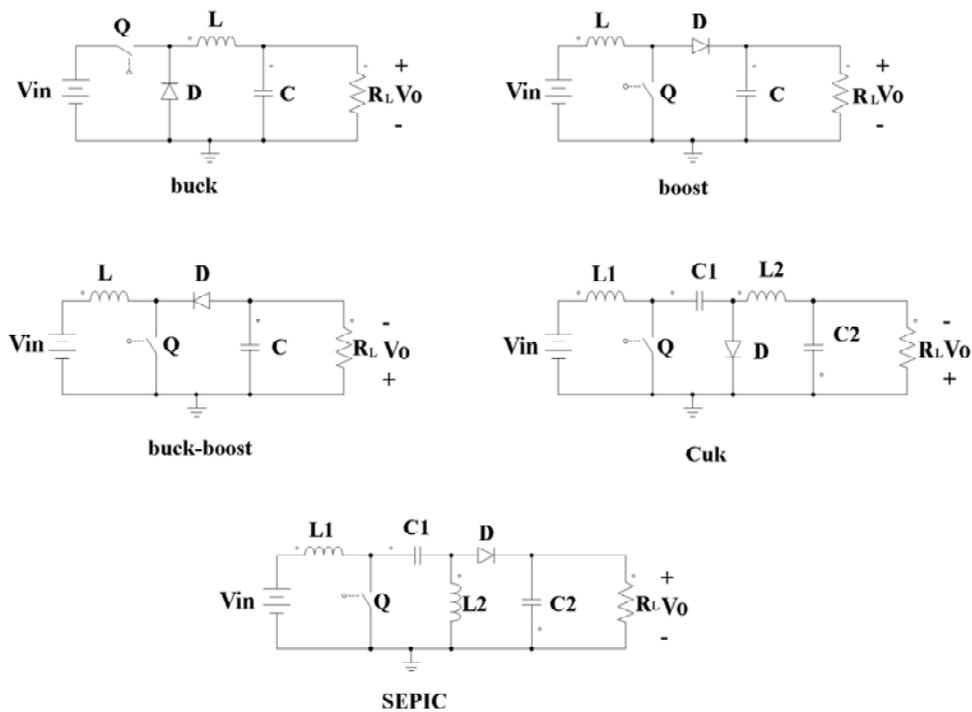


Figura 1-1 Convertidores sin aislamiento. *Buck*, *Boost*, *Buck-Boost*, *Cuk* y *SEPIC*.

Cuando una aplicación requiere aislamiento galvánico se pueden utilizar los convertidores con transformador. Existen dos montajes básicos, el *flyback* y el *forward* (además del SEPIC y el *Cuk* en su versión con transformador). La forma de trabajar de cada uno de estos dos convertidores es diferente. En el *flyback*, en primer lugar se activa el interruptor y se almacena la energía en el primario del transformador, y cuando se abre el interruptor se libera al secundario la energía previamente almacenada. El *forward*, en cambio, se puede ver como un convertidor de tipo *buck* con aislamiento galvánico (ver Figura 1-2).

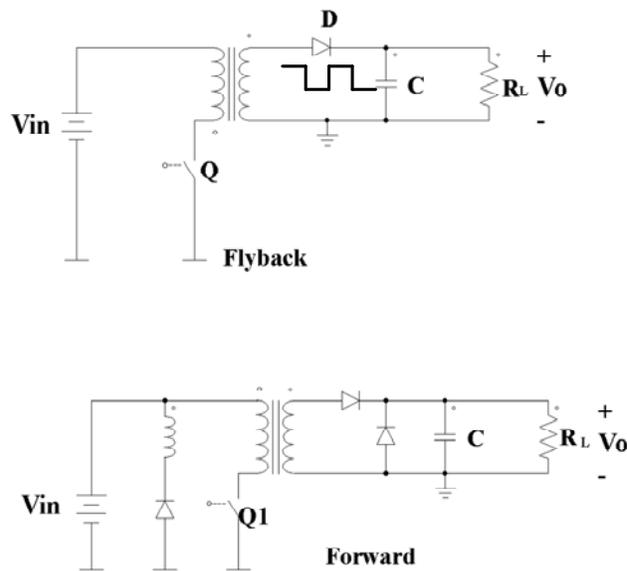


Figura 1-2 Convertidor *flyback* y *forward*.

1.2 Tipos de control en modo de tensión y de corriente

Atendiendo a la variable principal a regular, podemos clasificar los diferentes tipos de control de convertidores conmutados continua-continua en dos grandes grupos: en modo de tensión y en modo de corriente. Entre estos dos tipos de controles hay una serie de diferencias que vamos a desglosar en este apartado.

El control en modo de corriente, en general, tiene mejor respuesta en lazo cerrado y una ganancia (control-salida) más baja que el control en modo de tensión, aunque es más fácil compensar el modo de corriente, normalmente con un compensador tipo II, frente al modo voltaje que requiere un compensador tipo III, este último añade mayor complejidad [3].

Desde el punto de vista del camino que toma la corriente, un cambio en la corriente de carga actuará al instante en el modo de corriente, ya que este tipo de control actúa directamente sobre el error. En cambio, el modo de voltaje necesita primero sensor el voltaje de salida para detectar que ha habido un cambio en la corriente, haciendo que este sistema sea más lento.

Un inconveniente del control en modo de corriente es que requiere de una corriente sensada de forma muy precisa para que no afecte a la estabilidad del lazo de control y en ello es necesario que el sensor tenga un buen ancho de banda. En el caso de un control de corriente media no es tan necesario disponer de un sensor de corriente de gran ancho de banda [4].

1.2.1 Control en modo de tensión

El control en modo de tensión consiste en medir la tensión de salida del convertidor y compararla con una referencia. El error generado entre estas dos se compara con una onda de diente de sierra (modulador de anchura de pulsos PWM). En la Figura 1-3 se muestra este método de forma abreviada. Es un método de control sencillo porque sólo se compara la tensión de salida y se implementa con pocos componentes. Sin embargo, esta simplicidad hace que tenga varias desventajas como por ejemplo En primer lugar, tiene una pobre ganancia debido a la compensación necesaria para el doble polo del filtro de salida. En segundo lugar, la resistencia serie del condensador de salida (ESR) genera un cero que afecta a la compensación. En tercer lugar, la ganancia de lazo cerrado cambia si hay variaciones en el voltaje de salida, repercutiendo en una reducción del ancho de banda [5].

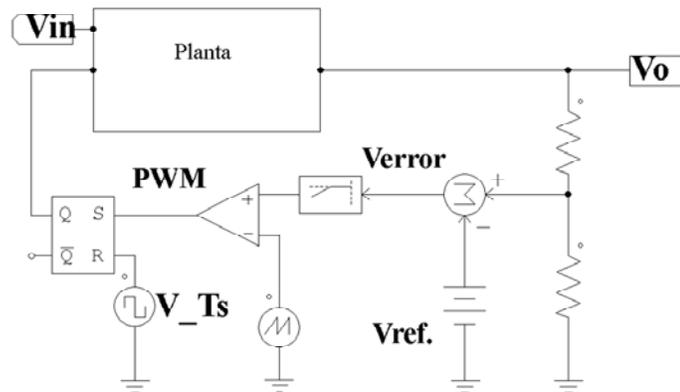


Figura 1-3 Control por modo de voltaje.

1.2.2 Control en modo de corriente

El otro método de control ampliamente utilizado es el de corriente. Este método de control suele utilizar dos lazos de realimentación en cascada: el de la corriente en el inductor y el del voltaje de salida del convertidor. En la Figura 1-4 se muestra el esquema básico. Como variables de estado tenemos la corriente en el inductor y la tensión en el condensador de salida. Este tipo de control tiene una serie de ventajas respecto al control en modo de voltaje y son, entre otras [6], que mejora la respuesta transitoria, la función de transferencia es de primer orden, mejora la regulación de línea, es adecuado para la paralelización de convertidores (*interleaving*) y, en último lugar, proporciona protección de sobrecorriente.

Sin embargo, el control en modo de corriente tiene en su contra que si se supera el 50% del ciclo de trabajo se suelen producir inestabilidades y oscilaciones subarmónicas. Esta inestabilidad se suele eliminar sumando una rampa de compensación artificial a la medida de corriente del inductor o a la señal de la tensión de control. La propia rampa del modulador de anchura de pulsos (PWM) puede actuar como rampa de compensación [7].

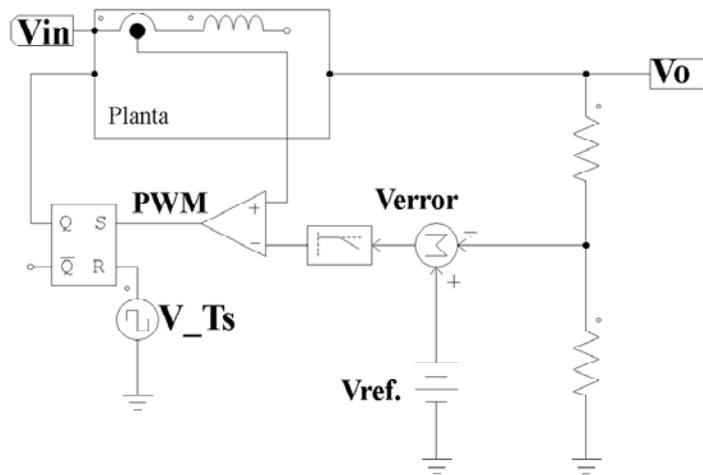


Figura 1-4 Control en modo de corriente.

En las referencias [7, 8] se explican los cinco tipos básicos de modulación del control en modo de corriente, que son los siguientes: a) de pico con T constante, b) de valle con T constante, c) de pico con semiperiodo OFF constante, d) de valle con semiperiodo ON constante, y finalmente e)

por histéresis. En la Figura 1-5 se muestran de forma sucinta los cronogramas de los cinco tipos de modulación.

Podemos observar que de los cinco tipos de modulación básicos por corriente, a) y b) están sometidos a una señal de reloj (CLK), c) y d) están limitados en el T_{ON} o en el T_{OFF} y el último, e), es del tipo *bang-bang* o por histéresis.

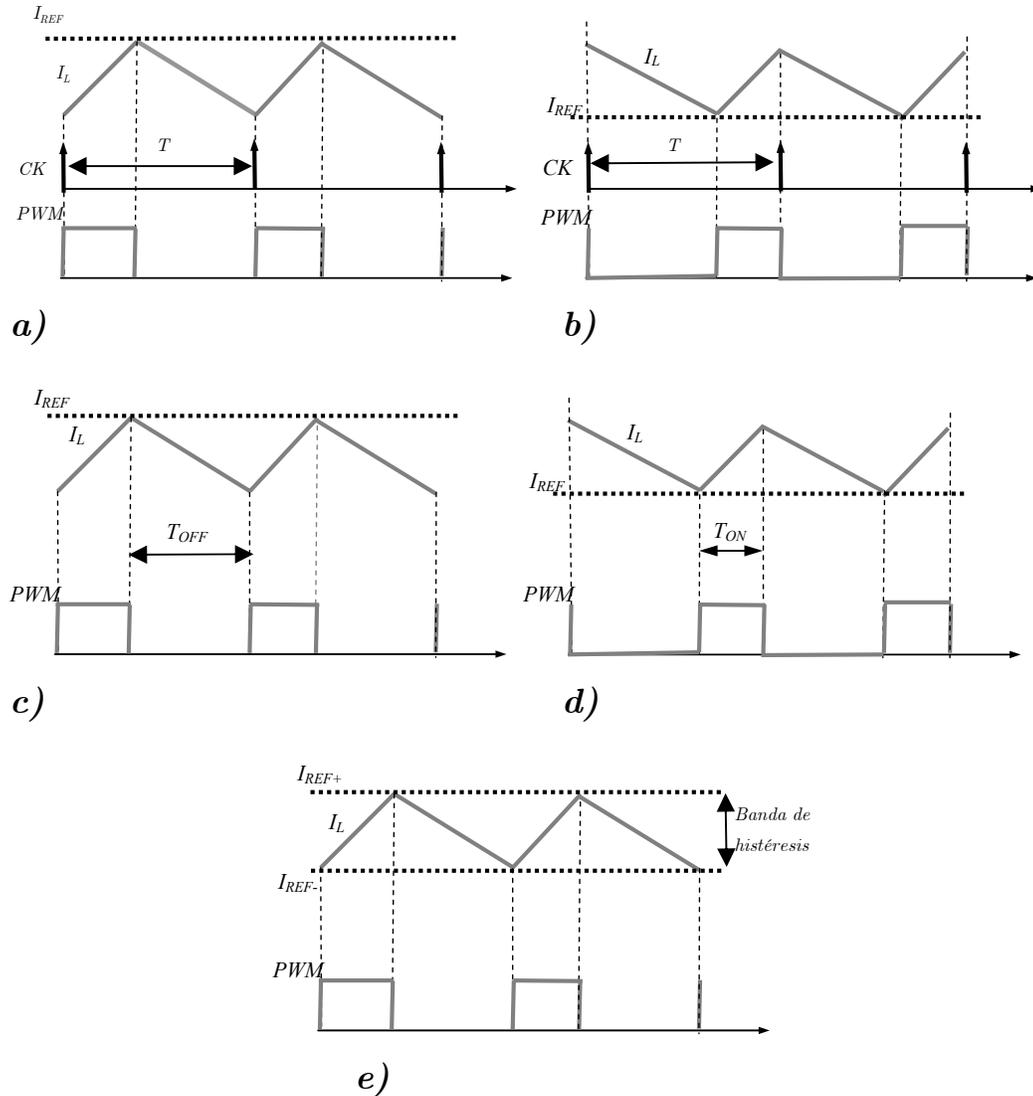


Figura 1-5 Cronogramas de los diferentes tipos de modulación por corriente básicos: a) corriente de pico con T constante, b) corriente de valle con T constante, c) control de pico con T_{OFF} constante, d) control de valle con T_{ON} constante y e) control por histéresis.

1.2.3 Control por histéresis

Tal vez el tipo de control más antiguo es el de histéresis. Es un control autooscilante que regula una variable (voltaje o corriente) que se compara con unos valores de referencia que conforman la ventana de histéresis (ver Figura 1-6 y Figura 1-7). Aplicado a los convertidores continua-continua se caracteriza porque el ancho de banda del lazo está cercano a la frecuencia de conmutación y no le hace falta compensador, con lo cual no hay que manipular polos y ceros [9] [10].

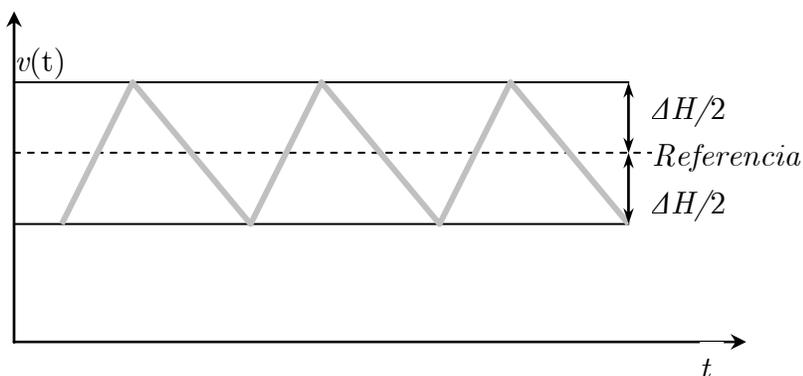


Figura 1-6 Franja de histéresis $\Delta H/2$, con la referencia sobre la señal a controlar $x(t)$.

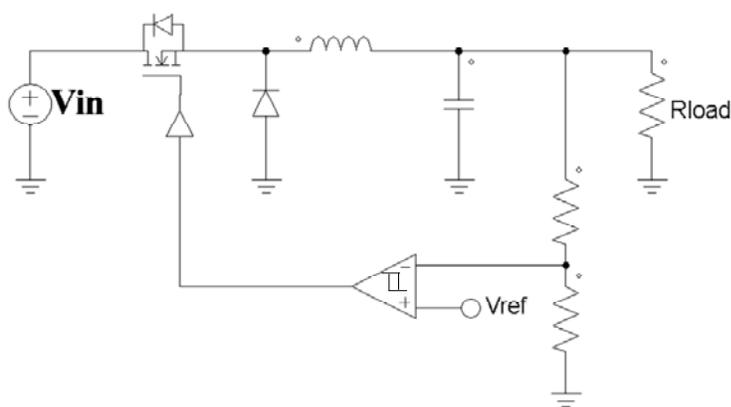


Figura 1-7 Control básico con una ventana de histéresis en una planta buck.

Explicado así, el control por histéresis es un sistema con el que se tiene una pobre regulación si no se le dota de una realimentación en la que podamos ajustar una serie de parámetros de interés a controlar. Para remediar este problema, desde hace años se viene utilizando una herramienta denominada control en modo de deslizamiento, cuya implementación más sencilla entra en la clasificación de los controles por histéresis.

El control en modo de deslizamiento [11] [12] [13] [14] nos permite diseñar un sistema poco sensible a las desviaciones de sus parámetros y a las perturbaciones externas. Una de las técnicas para escoger la superficie de conmutación (se pueden implementar otros mecanismos) consiste en construir un hiperplano de dimensión $n-1$, donde se produzca el cambio de topologías en el espacio de estado, siendo n el orden del convertidor. Este hiperplano, función de las variables de estado, es el que actuará sobre un comparador cuya señal de salida determinará los instantes de conmutación. Idealmente, en el modo de deslizamiento, para que la trayectoria esté realmente sobre el hiperplano, la frecuencia de conmutación debe ser infinita. Quien proporciona una frecuencia finita es la ventana de histéresis que se diseña en el comparador.

En la Figura 1-8 se muestra el concepto de hiperplano alrededor del cual se desliza el sistema “rebotando” entre las bandas de histéresis.

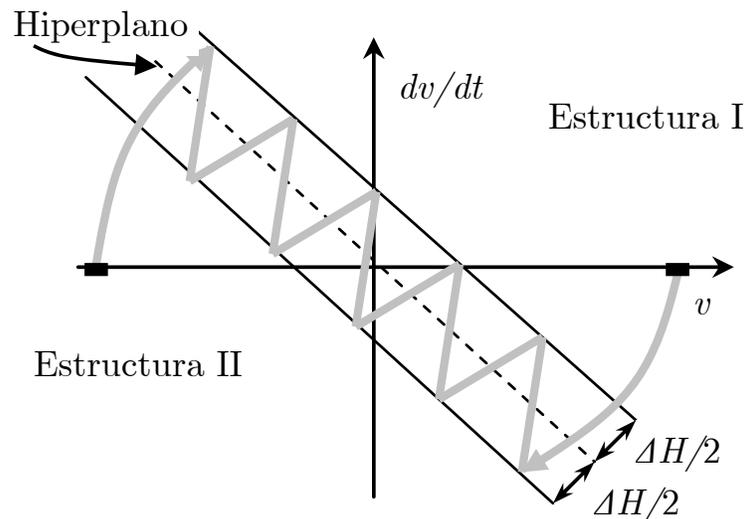


Figura 1-8 Plano de fase, en el cual se muestra el hiperplano al que tienden las dos estructuras de un convertidor elemental (p.e. un *buck* o un *boost*).

1.3 Revisión de tres métodos de control en modo de corriente

El objetivo de este apartado es la revisión de tres de los tipos de control en modo de corriente citados en el artículo de Giral et al.[2]. En el mencionado artículo se presentaba una planta *boost* con tres tipos de control en modo de corriente:

- Control de corriente de pico con periodo constante sin rampa compensadora.
- Control de corriente de pico con periodo constante y rampa de compensación.
- Control de corriente de pico con T_{OFF} acotado.

La revisión de estos tres tipos de controles en modo de corriente está relacionada con los aspectos de los armónicos de la corriente en el inductor y con la frecuencia de conmutación, que interesa que sea constante. Además son parte de la investigación previa que desemboca en el control que vamos a tratar en la presente tesis [2].

En los siguientes subapartados se describirán brevemente las características de estos tres controles.

1.3.1 Control de corriente con periodo constante sin rampa compensadora

El método de control por corriente de pico más básico lo podemos ver en la Figura 1-9. En este control se tiene una señal de reloj que es la encargada de poner a ON el transistor. La duración del pulso de ON viene determinada por la señal que sensa la corriente en el inductor y su comparación con una referencia, que suele ser la máxima corriente que circulará en el inductor (V_{Iref}).

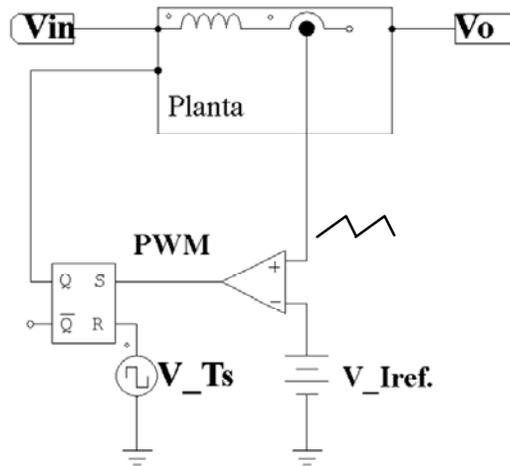


Figura 1-9 Control en modo de corriente de pico y periodo constante.

La corriente en el inductor tiene una forma parecida al diente de sierra generado en el control en modo de tensión, y hace la función de modulador de la señal de control al ser comparada con una referencia de corriente. En la Figura 1-10 se presenta un esquema reducido de un control por modo de corriente. Si es necesario, puede haber un segundo lazo de control, el de tensión, que sensa la tensión de salida que junto con una referencia de voltaje daría la referencia al lazo de corriente.

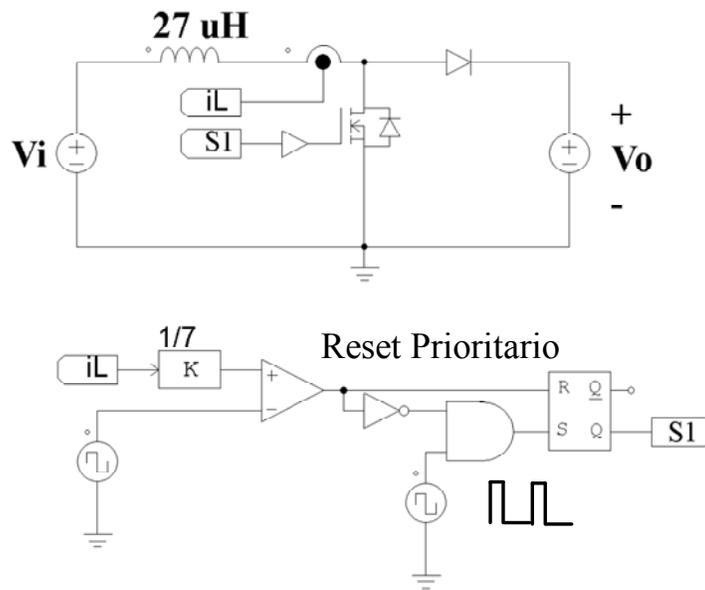


Figura 1-10 Planta boost con control en modo de corriente de pico.

La ventaja más importante del control en modo de corriente con respecto al modo de tensión es que presenta un modelo dinámico más sencillo [15]. También cabe resaltar que su modelo en pequeña señal se suele reducir a uno de primer orden. La función de transferencia $\hat{v}_{o_ol}(s)/\hat{i}_c(s)$ suele contener un polo menos que $\hat{v}_{o_ol}(s)/\hat{d}(s)$, que son la función de transferencia en lazo abierto de la tensión de salida respecto a la corriente de referencia en el inductor y la tensión de salida respecto al ciclo de trabajo, respectivamente.

El inconveniente principal que presenta el control en modo de corriente respecto al de tensión es que la rampa de modulación no es constante, sino que varía en función de la corriente en el inductor, y ésta está en función de los voltajes de entrada y salida. Véase la ecuación (1.3)

$$\Delta I = \frac{v_{in} - v_o}{L} (t_f - t_i) \quad (1.3)$$

El inconveniente anterior provoca que cuando se trabaja en modo de conducción continua y con un ciclo de trabajo mayor del 0.5, si se produce alguna pequeña oscilación en la corriente del inductor pueden ocurrir oscilaciones subarmónicas [7, 16]. Esta perturbación del ciclo de trabajo es una progresión geométrica del tipo 2^n [17], donde n es el primer periodo en el que empieza a desestabilizarse el convertidor, llegando éste muy rápidamente a un régimen multiperíodico y en general inestable.

En la Figura 1-11 se observa el fenómeno de las oscilaciones subarmónicas si llevamos el ciclo de trabajo más allá del 50%.

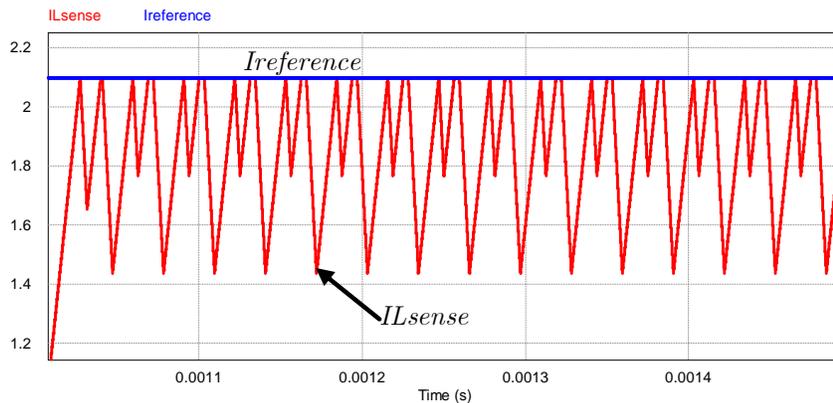


Figura 1-11 Oscilaciones subarmónicas de la corriente en un convertidor *boost*.

Por otra parte, este comportamiento oscilatorio subarmónico ha sido bien estudiado y explicado a través de la teoría del caos [18], [19], [20].

1.3.2 Control de corriente de pico con periodo constante y rampa de compensación

Debido a que el control de corriente de pico sin rampa compensadora tiene el problema de las oscilaciones subarmónicas comentado al final del apartado anterior, la solución es añadir una rampa de compensación al control [21]. En el trabajo de Ridley [22, 23] se describe qué valor ha de tener la rampa de compensación. También pone de manifiesto la complejidad de este tipo de control y describe cómo se puede simplificar sin perder generalidad a la hora de hacer un buen modelado, y sin tener que sacrificar las prestaciones requeridas en el diseño de un convertidor, cuestión que también aborda Redl [16]. En la Figura 1-12 se muestra el control de corriente. La rampa de compensación es la señal triangular que proviene de la integración de una tensión constante (V_{iref_rampa}). Este control trabaja de forma similar a uno de tipo PWM.

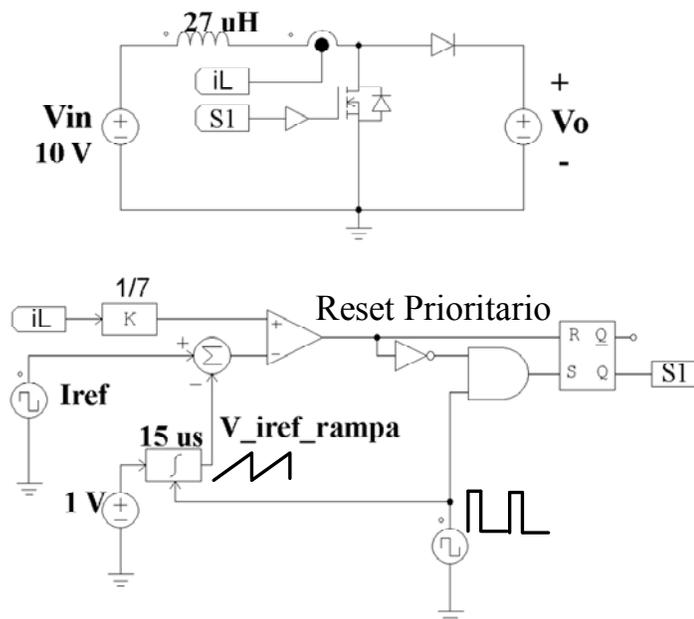


Figura 1-12 Planta *boost* con control en modo de corriente de pico a T constante con rampa compensadora.

En la Figura 1-13 se muestra la corriente en el inductor y la rampa de compensación. Se observa que la frecuencia se mantiene constante aunque se aumente el ciclo de trabajo por encima del 50%.

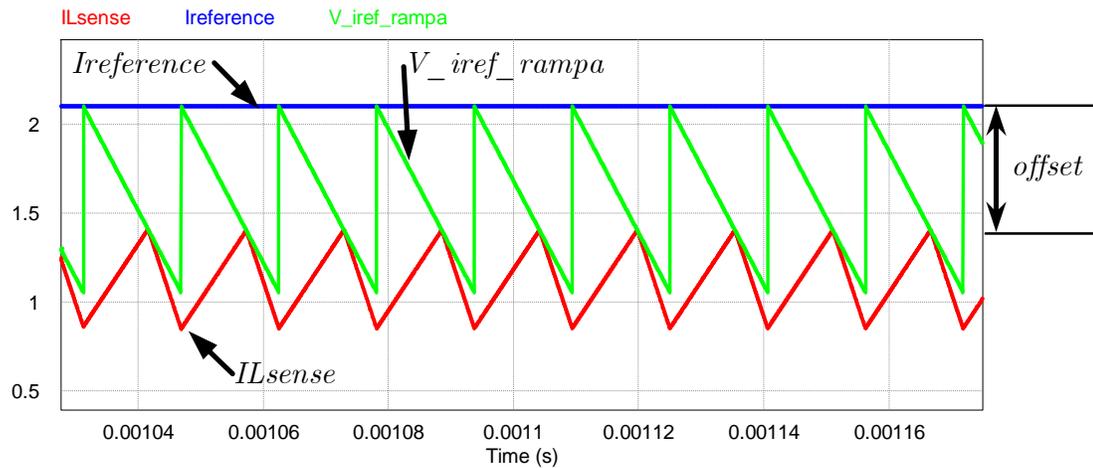


Figura 1-13 Formas de onda de la corriente en el inductor y la rampa compensadora.

Sin embargo, un problema que se puede presentar con este tipo de control es que la rampa de compensación esté sobredimensionada, haciendo lenta la respuesta del conjunto convertidor-control frente a perturbaciones. También se presenta un *offset* entre la corriente sensada y la de referencia; la señal de compensación es dependiente del punto de trabajo, y la generación de la rampa de compensación no es a priori fácil y añade complejidad a la hora de diseñar la electrónica [7].

1.3.3 Control de corriente de pico con T_{OFF} acotado

El control de corriente de pico a T_{OFF} acotado propuesto en [2], hace variar el T_{OFF} entre dos valores, un mínimo y un máximo, ver Figura 1-14. Este control puede mejorar la distribución de los armónicos de pequeña señal (*spread spectrum*). Esta distribución de los armónicos no es fija, sino variable según el punto de trabajo, ya que el control, como se apuntó anteriormente, trabaja con un T_{OFF} variable.

La desventaja de este tipo de control es que, al trabajar a frecuencia variable, complica la realización de un filtro de salida en caso de ser necesaria su implementación.

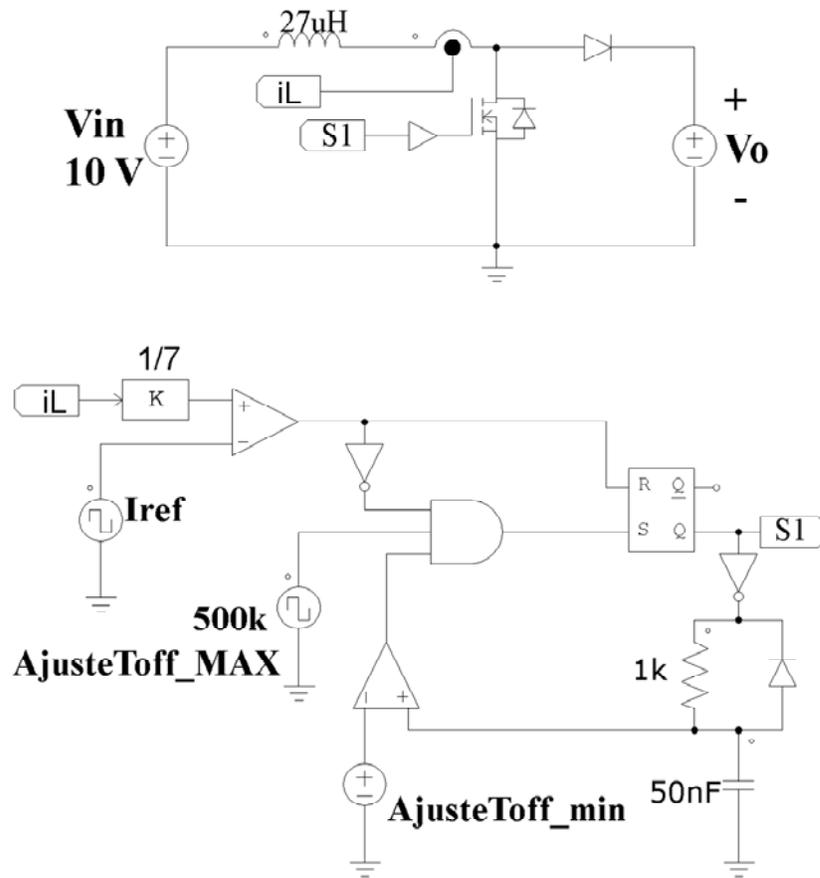


Figura 1-14 Control de corriente de pico a T_{OFF} acotado en una planta *boost*.

En la Figura 1-15 se muestra la respuesta de la corriente en el inductor, y se observa que el periodo y el rizado de la corriente no se mantienen constante.

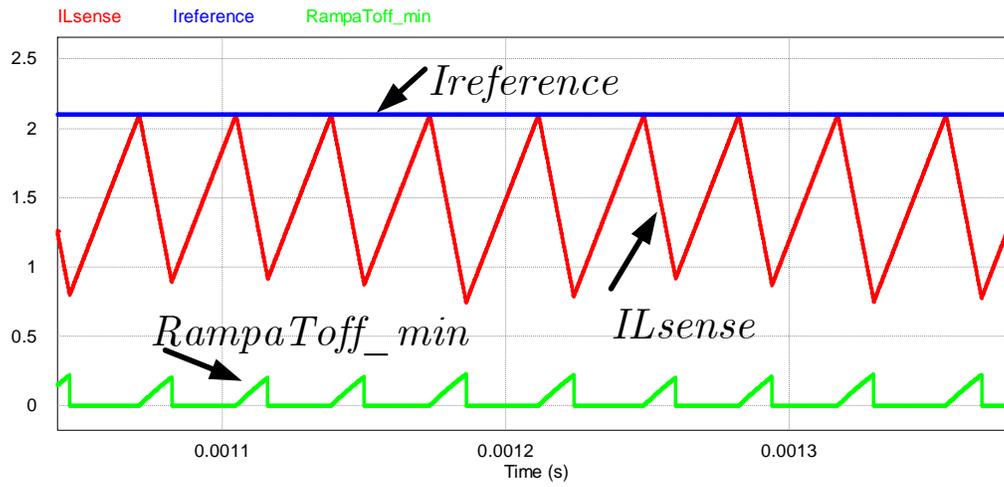


Figura 1-15 Forma de onda de la corriente en el inductor, se aprecia que no es fijo el periodo de conmutación.

1.4 Tipos de modelos para convertidores

En el capítulo 2 se abordará el modelo matemático para describir la planta. La selección del modelo a utilizar no es trivial; en la literatura nos encontramos con una gran cantidad de ellos. En este apartado vamos a realizar un breve repaso de estos modelos para posteriormente presentar el que se ha utilizado para el desarrollo de la presente tesis.

Podemos observar que los circuitos convertidores presentan varias topologías según el estado de sus interruptores. Cada una de estas topologías va a estar bien definida por la elección de las variables de estado según las leyes eléctricas (Ohm, Kirchhoff...). Se nos plantea una dificultad al enlazar las ecuaciones en variables de estado de las diferentes topologías, dado que las ecuaciones resultantes van a ser, por lo general, no lineales.

El dilema a la hora de seleccionar el modelo más adecuado nos vendrá impuesto por la información de interés que podamos obtener de él. Nos pueden interesar aspectos tales como el voltaje de salida en función de una señal de control, el voltaje de entrada, el comportamiento del convertidor con una sobrecarga, el comportamiento en el arranque, la frecuencia de conmutación a la que trabajará el convertidor o el rizado en el voltaje de salida. Otros aspectos a tener en cuenta pueden ser el régimen de funcionamiento continuo o discontinuo en que operará el convertidor, o las variaciones de carga. Continuando con esta lista, nos puede interesar el comportamiento en pequeña señal y extraer las funciones de transferencia tanto en lazo abierto como cerrado, tales como la relación salida-control, entrada-salida (audiosusceptibilidad), impedancia de salida o impedancia de entrada. También puede ser de interés el estudio de la estabilidad del convertidor según unos márgenes de fase y de ganancia [21].

Hacer una clasificación de modelos para los convertidores de continua-continua, no es una tarea fácil. En el campo de la modelización nos encontramos con una larga lista de autores que han hecho contribuciones importantes sólo por citar a algunos de ellos, tenemos a Middelbrook, Vorperian, Redl, Tymerski y *Cuk* entre otros. De forma básica podríamos dividirlos en modelos de gran señal (DC) o de pequeña señal (AC), modelos continuos en el tiempo o discretos, modelos numéricos o analíticos. La clasificación de métodos que vamos a revisar no es única, pero sí da una muestra del esfuerzo que se realiza en el campo de la ingeniería y de la matemática a la hora de modelar un convertidor y posteriormente mejorar sus prestaciones.

1.4.1 Modelo de las variables de estado promediadas.

La aplicación del método de las variables de estado promediadas [24] parte de las ecuaciones dinámicas en el espacio de estado para cada una de las topologías del convertidor. Se obtiene un modelo promediado ponderando las ecuaciones de cada topología en función del ciclo de trabajo. Este método es tal vez el más profusamente utilizado en el campo de los convertidores conmutados, sólo con revisar la literatura que se le dedica a él y su vasto uso dan muestra de ello. Para circuitos no lineales, tales como los convertidores de continua-continua, los promediados sobre las variables de corriente y tensión son sólo aproximaciones [25]. Como limitaciones de este método nos encontramos una serie de cuestiones que apunta el trabajo realizado por Lehman [26], como son el *offset* de la componente de continua y la estabilidad en lazo cerrado.

1.4.2 Modelo de la corriente inyectada.

Este método, desarrollado por Fossard, Clique, Ferrante y Capel [27], hace una separación del convertidor en dos partes, la primera inyecta corriente en la segunda, y ésta actúa como filtro de salida y de carga. Finalmente, este modelo se linealiza en torno a un punto de trabajo, dando como resultado unas variables de estado promediadas, parecidas a las que apunta el modelo de Middlebrook y *Cuk*. En el trabajo de Lee, Fang y Lee [28] se hace un esfuerzo por estandarizar este método utilizando como ejemplo una planta *buck-boost*.

1.4.3 Modelo promediado por desarrollo de *Taylor*

Este modelo, desarrollado por Lehman y Bass [26], pone de manifiesto las limitaciones del modelo de las variables de estado promediadas [24], mejorando la corrección del error del valor de continua y la modelización de los efectos que produce la frecuencia de conmutación en la estabilidad del lazo cerrado. Este modelo hace una extensión del promediado utilizando el desarrollo de *Taylor*. El modelo promediado propuesto por Middlebrook y *Cuk* es válido siempre y cuando se cumpla que T (el periodo de conmutación), sea lo suficientemente pequeño. Por lo tanto este T tan pequeño hace que el método de Middlebrook y *Cuk* limite el ancho de banda disponible en el lazo cerrado de control para tener una buena estabilidad. Una regla de diseño a la hora de utilizar este modelo es establecer que la frecuencia de cruce en el lazo cerrado esté entre $1/4$ y un

1/10 de la frecuencia de conmutación. El modelo desarrollado por Lehman y Bass proporciona un conjunto de ecuaciones del tipo mostrado en las ecuaciones (1.4) y (1.5).

$$\dot{x} = A_0x + b_0 + [A_1x + b_1]u(d(x) - tri(t, T)) \quad (1.4)$$

donde

$$x \in R^n, d(x) = V_{ref} - [k_1, k_2, \dots, k_n]x, 0 \leq d(x) \leq 1 \quad (1.5)$$

y tri es una función diente de sierra de periodo T y de amplitud normalizada a la unidad.

1.4.4 Modelo promediado por desarrollo de Fourier

Este método, desarrollado por Caliskan, Verghese y Stankovic [29], trata de mejorar una serie de cuestiones relacionadas con las limitaciones comentadas anteriormente con respecto al modelo de las variables de estado promediadas. El método se basa en el desarrollo en serie de Fourier (véase ecuación (1.6)) de las variables de estado.

$$x(t - T + \tau) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} \langle x \rangle_k(t) e^{jk\varpi_s(t-T+\tau)} \quad (1.6)$$

Donde $\varpi_s = 2\pi / T$ y $\langle x \rangle_k(t)$ son los coeficientes de la serie de Fourier.

Los autores de este método justifican la utilización del desarrollo de Fourier porque cumple las propiedades de diferenciación del índice promedio k con respecto al tiempo, y el producto de dos señales respecto al índice promedio k .

En [30], Fuad et al aplican este método a un convertidor de Cuk . En el artículo se ponen de manifiesto las ventajas de este método por la serie de Fourier, siempre y cuando se incremente el número de armónicos para aumentar la precisión del modelo.

1.4.5 Modelo de gran señal

Tal vez, una de las cuestiones menos comprendidas en el ámbito de los convertidores conmutados es el modelado en gran señal, y posiblemente esto es debido a la complejidad matemática que se requiere para un análisis previo del convertidor [31] [32]. Es por este motivo que los modelos lineales en pequeña señal cumplen, en general, un criterio de simplicidad, pero adolecen de lo que apuntábamos en el apartado 1.4.3 su margen de validez se extiende en el mejor de los casos hasta la mitad de la frecuencia de conmutación.

Han desarrollado modelos de gran señal, entre otros, Poveda, Guinjoan, García de Vicuña, Majó y Martínez-Salamero [33] [34] [35]. Estos modelos dividen las variables de estado del convertidor en dos subconjuntos, las rápidas y las lentas. El análisis posterior tiene como finalidad obtener las ecuaciones de estado para cada i -ésimo subintervalo de funcionamiento e ir encadenando las ecuaciones entre subintervalos, para finalmente obtener las ecuaciones en variables de estado para todo el periodo de conmutación. Estos modelos de gran señal han sido implementados en código informático para describir la dinámica de ciertos convertidores como el *boost* o el *Cuk* [36].

Pavlovic et al [37] han utilizado el modelo de Guinjoan para la simulación de un convertidor *boost* y lo comparan con uno más simplificado propuesto por ellos, que mejora ligeramente los tiempos de ejecución respecto al modelo de gran señal de Guinjoan.

Otros modelos de gran señal han sido propuestos por Erickson et al [38], [39], en ellos se utiliza la aproximación del rizado lineal del método promediado en el espacio de estado en pequeña señal. También incluyen el estudio del efecto de saturación producido en el modulador de anchura de pulsos. Sin embargo, como apuntan los autores, no han tenido en cuenta una serie de fenómenos como los modos de operación del convertidor (continuo, discontinuo), la predicción de ciclos límite y la estimación analítica de la estabilidad por regiones de trabajo.

1.4.6 Métodos con Técnicas Discretas

Dentro del modelado discreto nos encontramos con varios métodos para describir los convertidores. Entre ellos tenemos el modelado discreto promediado de Shortt y Lee [32], que plantean una técnica de análisis discreta, de la cual obtienen los modelos del circuito en los diferentes estados para luego promediarlos. Es más preciso que un modelo analítico, aunque finalmente la principal desventaja es la misma que presentan los modelos promediados.

Otro de los modelos que entra en esta categoría es el modelado discreto en gran señal desarrollado por Erickson, Cuk y Middelbrook [38]. Es un método orientado a simulación del que se obtiene un modelo en variables de estado completo. Se perturba, y el modelo resultante se linealiza empleando la aproximación de Euler. Este método es válido para todo el rango de frecuencias menores que la de conmutación.

1.5 Control digital

Históricamente, el control de los convertidores conmutados se ha realizado con implementaciones analógicas. Sin embargo en los últimos años los dispositivos digitales han mejorado en velocidad de procesamiento, en reducción de tamaño y coste, así como en la inclusión de periféricos embebidos en un mismo encapsulado, tales como los conversores de analógico a digital (ADC), moduladores de anchura del pulso (PWM), comunicaciones serie (UART) y temporizadores, entre otros. Todas estas mejoras han hecho que se vayan sustituyendo cada vez más los controles analógicos por digitales en ámbitos de aplicación como el control de motores con variadores de velocidad, telefonía móvil o controles industriales con PLC's. Además, los controladores digitales añaden como características interesantes la posibilidad de monitorizar los datos procesados, ya que los pueden almacenar en su memoria RAM, o su transmisión a un entorno externo para su posterior tratamiento para verificación de errores o para observar el comportamiento de las variables del sistema.

El sistema digital también permite realizar controles más complejos que los tradicionales, como por ejemplo controles no lineales. El control digital nos permite tener una mayor flexibilidad a la hora de realizar cambios en el sistema de control. Será más fácil cambiar unas líneas de código que tener que cambiar algún componente físico, como se requiere en el control analógico. Otra característica de los circuitos digitales respecto de los analógicos es que el primero es menos sensible al ruido.

En el ámbito de los convertidores continua-continua, que es el que nos ocupa, la aplicación e investigación en la utilización de dispositivos digitales ha ido en la línea de mejorar los algoritmos de control de los convertidores, el paralelizado de convertidores y su estabilidad. En la literatura clásica nos encontramos con una serie de técnicas para el diseño digital de controladores, que revisaremos en los siguientes subapartados.

1.5.1 Compensación en cascada por controladores de datos continuos

En este apartado nos encontramos con dos métodos [40]. El primero se basa en modelar el muestreador-retenedor de forma aproximada a un retardo puro con el objetivo de encontrar una función de transferencia del controlador, $G_c(s)$, físicamente realizable y que cumpla con las expectativas del sistema (ver Figura 1-16).



Figura 1-16 Aproximación continua de un sistema de datos muestreados.

Con este método se obtiene un desarrollo en serie de términos de la función de transferencia muestreada del sistema en lazo abierto. El problema de la función de transferencia obtenida reside en determinar hasta qué término escogemos como aproximación. Por lo tanto, este método es poco útil, ya que normalmente la serie se trunca a los pocos términos, y como mucho nos daría información de la aproximación del sistema compensado.

El segundo método, ampliamente utilizado en el campo de los sistemas discretos, se basa en el uso de la transformación bilineal o de Tustin (ver ecuación (1.7)).

$$w = \frac{2}{T} \frac{z-1}{z+1} \quad (1.7)$$

Con esta transformación podemos continuar utilizando los diagramas de Bode, e inspeccionar en ellos el margen de ganancia y fase para obtener la estabilidad relativa o absoluta del sistema a diseñar. También se pueden utilizar las herramientas de diseño de datos continuos en el dominio de la frecuencia.

1.5.2 Diseño de sistemas de control de datos discretos con respuesta con tiempo de establecimiento mínimo (*Dead Beat Response*)

Esta técnica de tiempo de establecimiento mínimo (*Dead Beat Response*) es, por definición [40], una respuesta que sigue a la entrada de referencia sin error después de un tiempo finito mínimo. Hay varios artículos que tratan de poner en práctica dicha técnica y abordar la búsqueda de mejoras. En la referencia [41], Shanker y Kim proponen la ecuación (1.8) de control predictiva para una planta *boost*, que se basa en programar una corriente de referencia i_{REF} en un periodo de conmutación.

$$\frac{di}{dt} = \frac{\Delta i}{\Delta t} = \frac{1}{T_s} (i_{REF} - i) \quad (1.8)$$

1.5.3 Otros controles digitales

Kai et al [42], retoma el tema de este tipo de control y lo transforma en digital para controlar la planta por corriente de valle. Este tipo de control supone que el sistema digital utilizado (una DSP) es suficientemente rápido para realizar los cálculos necesarios y dar la señal de consigna en el siguiente periodo de conmutación.

En el artículo de Ferdowsi [43] se presenta un control de corriente promediada digital aplicado a una planta *buck*. Este método se basa en muestrear las variables de control, tensión y corriente para construir, en cada ciclo, la señal de control respecto a una corriente de referencia. Este tipo de control presenta las ventajas de trabajar a frecuencia constante y ser estable para cualquier valor del ciclo de trabajo. Sin embargo, como se puede comprobar en el artículo, en cuanto hay un cambio de referencia en la carga, el rizado de la corriente cambia, y también se observa que el sistema tarda unos periodos en adecuarse a la nueva referencia, lo que es un comportamiento típico de un sistema *dead beat* [40, 44].

Jingquan et al [45] presentan un control predictivo para los tres tipos de convertidores básicos y para el control de corriente de pico, de valle y de valor promediado. El control se basa en obtener

las variables de la planta en el periodo n y realizar los cálculos dando la señal de control en el siguiente periodo $n+1$. Este control es interesante, pero al igual que otros, introduce un periodo de retraso en la señal de control, además de presentar oscilaciones en caso de que el ciclo de trabajo sea superior al 50%, tal y como indica el mismo artículo.

Bibian y Jin en su artículo [46] intentan buscar un control de tiempo de establecimiento mínimo de alto rendimiento para un convertidor de tipo *buck*, basándose en una técnica predictiva de interpolación utilizada en un artículo anterior [47]. De esta forma, mejoran la respuesta del convertidor mediante el uso, por parte del compensador, de ganancias no lineales para mantener la estabilidad durante transitorios largos. Además, con este método consiguen que el control no dependa del tipo de carga, lo cual es una ventaja si se trabaja con cargas no lineales. Los mismos autores proponen un control predictivo aplicado a un puente completo, y mejoran el ancho de banda de la respuesta del controlador digital respecto a un control digital clásico, aunque no consiguen una estabilidad robusta si la planta no está bien modelada.

Nos encontramos en la referencia [48] (artículo de Chattopadhy y Das) una implementación de un control digital basado en una ley de control muy sencilla, que no requiere conocer el valor del inductor ni los voltajes de entrada y salida del convertidor. Este control sí que requiere la muestra de la corriente en el inductor en cada periodo de conmutación para actualizar la ley de control. Utiliza rampa de compensación con las limitaciones que añade al algoritmo. De esta forma consiguen controlar convertidores alrededor de 100 kHz de frecuencia de conmutación.

Una técnica de control interesante la encontramos en el trabajo realizado por Carrejo et al [49]. Este procedimiento de control se basa en muestrear dos veces la corriente en el inductor en el intervalo ON, y de estas muestras, más la corriente de referencia deseada, inferir el valor final al cual llegará la corriente. La ventaja que presenta este método es que la decisión se puede tomar en el periodo actual k del muestreo de la corriente, no haciendo falta esperar un periodo adicional para actuar sobre la señal de control. En la Figura 1-17 y la Figura 1-18 se muestran las implementaciones clásica de control digital y la presentada por Carrejo et al respectivamente. Este método en un principio no requiere el conocimiento de las tensiones de entrada o salida del convertidor, ni del valor del inductor para hallar la ley de control. Además este método sirve tanto para convertidores que trabajan tanto a frecuencia constante como variable y en modo de conducción continua o discontinua. Sin embargo los autores del artículo no aplican su método en el periodo actual k en el que toman las muestras de corriente, sino que lo hacen en el siguiente $k+1$.

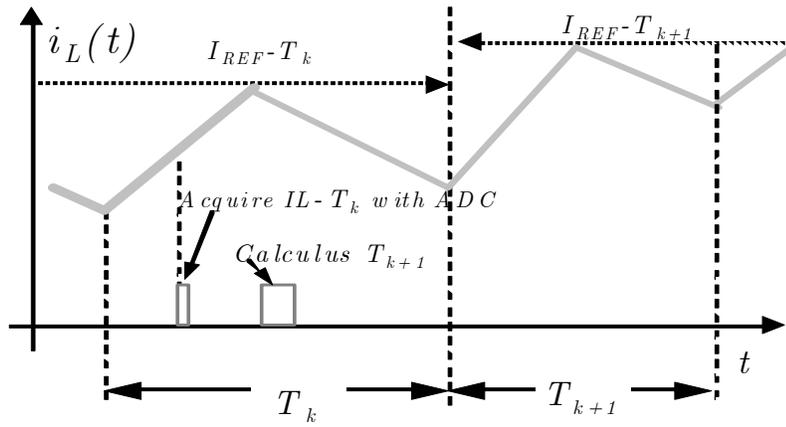


Figura 1-17 Control digital clásico, en el cual se muestrea en un periodo k y se actúa en el periodo $k+1$.

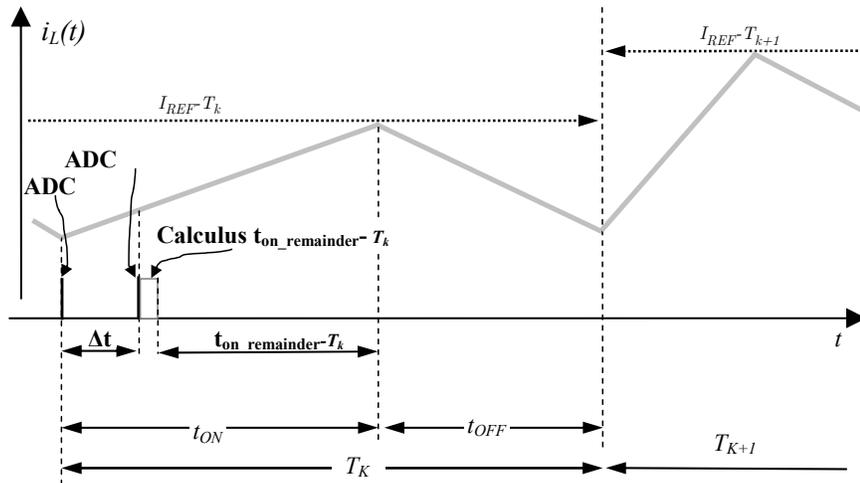


Figura 1-18 Control predictivo en el cual se actúa en el mismo periodo k .

1.5.4 Limitaciones del control digital

A la hora de implementar un control digital nos encontramos con una serie de limitaciones. Algunas de ellas son: el tiempo invertido en la conversión de analógico a digital, la cuantificación de la conversión, el truncamiento de números en coma fija o números flotantes, el consumo de tiempo con cambios de contexto (llamadas a funciones o interrupciones), o los cálculos del algoritmo implementado entre otros. Algunas de estas limitaciones se pueden observar en el fenómeno de los ciclos límite [40]. En este apartado revisaremos como se han abordado en la literatura algunas de estas limitaciones.

En el trabajo de Perterchev y Sanders [50] se estudia el fenómeno de los ciclos límite en estado estacionario de un sistema de control digital PWM, teniendo en cuenta las dos cuantificaciones introducidas una en el conversor de analógico a digital (N_{ADC}) y otra en el contador digital, que actúa como modulador de anchura de pulsos (N_{DPWM}). Se dan también, en el artículo citado, unas condiciones para eliminar los ciclos límite :

- La resolución del PWM digital (N_{DPWM}) ha de ser mayor en una unidad, por lo menos, que la resolución del conversor de analógico a digital (N_{ADC}), ecuación (1.9).

$$N_{DPWM} = N_{ADC} + 1 \quad (1.9)$$

- Hay que tener un término integral en la realimentación o lazo cerrado de la función de transferencia. Si no se tiene este término K_i , será difícil que la salida permanezca en estado estacionario con error cero.
- La función que componen la función descriptiva del cuantizador y la función de transferencia del pequeño filtro pasabajos que compone la entrada del conversor de analógico a digital [51], deben cumplir con el criterio de Nyquist, ecuación (1.10):

$$1 + N(A)L(j\omega) \neq 0 \quad (1.10)$$

El artículo de Praveen [52] trata varios aspectos a tener en cuenta con los controles de tensión en modo digital. Un aspecto interesante del artículo es la discusión sobre el desplazamiento de fase en el lazo de control, que se puede producir si el conversor analógico a digital tiene una latencia elevada (esta latencia se refiere al tiempo en realizar una conversión). Por lo tanto, nos interesa una latencia baja del conversor para que no se degrade la respuesta del sistema a controlar.

En el mismo artículo de Praveen se comenta el método de “titubeo” o *dithering* [50], que trata de mejorar la resolución del DPWM sin incrementar la resolución del hardware. La idea del *dithering* consiste en realizar durante un breve tiempo una modulación en el ciclo de trabajo entre dos niveles cuantizados adyacentes, con lo cual se consigue una promediación del ciclo de trabajo. El método anterior lo podríamos ver como una forma de acotar la aparición de subarmónicos alrededor de un punto de trabajo.

Un aspecto a tener en cuenta a la hora de seleccionar un dispositivo programable digital, es determinar si trabaja con números de coma fija o coma flotante [53] [54]. Estas designaciones se refieren al formato utilizado para almacenar y manipular los datos. Los dispositivos en coma fija, actualmente, están diseñados para manipular y representar números enteros con una longitud de palabra de 16 bits. Los dispositivos en coma flotante representan y manipulan números de una longitud por lo menos de 32 bits (hay que tener en cuenta que existen los tipo *double* que son de 64 bits). El término flotante se refiere a que podemos representar, por ejemplo, números del tipo 1.23456789, 123.456789, 1234556789000, 0.00001234565789 (el punto marca la delimitación de los decimales).

Con la notación de coma fija, el espacio entre números es siempre la misma. En cambio, el espacio entre los números flotantes no es uniforme (ANSI/IEEE Std. 754 standard format), con espacios más largos entre los números más grandes y espacios más cortos entre los números pequeños, en la Figura 1-19 se representa este fenómeno.

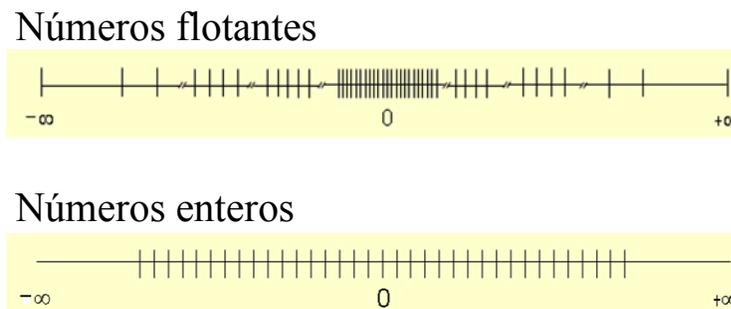


Figura 1-19 Diferencia de espaciado entre los números flotantes y enteros.

Un problema asociado de la manipulación, tanto de números en coma fija como en coma flotante, es el redondeo. Cada cálculo matemático debe redondear el resultado al valor más cercano que se pueda representar. Por lo tanto, redondear o truncar números en los algoritmos nos puede conducir a errores de cuantización o ruido. Como el espaciado entre números de coma fija es mayor que los de coma flotante, el redondeo en los primeros será mucho más pronunciado, y por lo tanto, en procesos de control de mayor precisión será preferible utilizar los números en coma flotante. Un caso que tuvo mucho revuelo fue el de algunos microprocesadores de la familia Pentium, en el cual la división de números flotantes conducía a un error de truncamiento a partir de la cuarta cifra [55].

1.6 Línea de investigación y control propuesto

En los puntos anteriores se han mostrado las características principales de los controles en modo de tensión y de corriente. Se han revisado tres tipos de control en modo de corriente, distintos métodos para modelar los convertidores y, finalmente, se ha abordado el control digital. En este apartado mostraremos el control que vamos a utilizar en la presente tesis, teniendo en cuenta una serie de factores:

- Frecuencia de trabajo constante para el convertidor. Esta premisa nos conduce a que en caso de ser necesario un filtro de salida, la frecuencia para el diseño del filtro estará acotada.
- Rápido en los transitorios. Tal y como ocurre con el control por histéresis, interesa rapidez en el control a la hora de actuar sobre la planta ante un cambio de referencia.

Los factores anteriores son premisas importantes en los convertidores que alimentan dispositivos o sistemas que requieren de una respuesta muy rápida. En la literatura nos encontramos con trabajos dirigidos a la mejora de esas características, entre ellos tenemos el publicado por Wong y Man [56], en el cual utilizan un control de tipo PFM (*Pulse Frequency Modulation*) y donde mezclan electrónica digital y analógica para crear un control de tipo *on-time* adaptativo (AOT). Con ello mantienen constante la frecuencia de conmutación sin degradar la respuesta transitoria.

También tenemos el trabajo de Xiaocheng et al [57]. En su artículo implementan un control adaptativo sobre un convertidor boost para mantener la frecuencia constante. Para ello sensan la corriente en el inductor, y mediante un algoritmo obtienen la pendiente, para ajustar el tiempo de ON del convertidor. De esta forma consiguen reducir la variación de la frecuencia. Un trabajo que va en la línea del anterior lo encontramos en [58], de Hung-Chih et al, que intenta obtener una respuesta rápida en los transitorios sin penalizar mucho la estabilidad de frecuencia en estado estacionario.

Por otro lado, tenemos un artículo que trata el tema de convertidores continua-continua integrados con un gran ancho de banda enfocado a VRM's (*Voltage Regulator Module*) con control de corriente de pico. Dicho trabajo es obra de Del Viejo et al [59], y en él obtienen una

solución al problema de las medidas de la tensión en el condensador de salida de un convertidor *Buck* y obtienen un control de respuesta rápida en los transitorios.

En un artículo de Huerta et al [60] se propone un control por histéresis sobre la corriente del condensador de salida C_{out} , para trabajar a frecuencia fija sobre un convertidor *buck*. El mecanismo añade un lazo de control de la frecuencia variando la franja de histéresis con un VCR (*Voltage Controlled Resistor*). El trabajo se basa en artículos anteriores de Alou et al [61] y Soto et al [62]. Aunque la problemática está en que si varía la franja de histéresis, también lo hará el valor promedio de la variable de interés aumentando su rizado.

En otro campo de la regulación electrónica nos encontramos con los correctores del factor de potencia (comúnmente nos referimos por sus siglas en inglés, PFC). Este bloque trata de realizar una conversión AC a DC reduciendo la inyección de armónicos de corriente a la red, en clara diferencia con los típicos circuitos rectificadores a base de transformadores, diodos y elementos reactivos que generan una gran cantidad de armónicos [21]. Un parámetro de interés en los PFC's, a parte del factor de potencia, es la distorsión armónica total (THD) en la corriente.

Entre las propuestas de control de un PFC nos encontramos con el artículo de Lamar et al. [63]. En él utilizan como método de control el LPCMC (*Linear Peak Current Mode Control*) usado comúnmente en el convertidor *Flyback*, eliminando así el uso de integradores y sensores de corriente. Sólo se utiliza una rampa de compensación exponencial para reducir el THD. Además, este control lo han implementado con dispositivos de control en modo de corriente de bajo coste como el UC3824 y el UC3843.

Prodic, en su artículo [64], introduce un nuevo método para asegurar la estabilidad y diseñar un compensador en el lazo de tensión que sea rápido en un PFC. Se basa en la utilización del criterio del círculo [65], que unifica las herramientas de los controles lineales (análisis en frecuencia) con los usados en sistemas no lineales y variantes en el tiempo. Prodic basa el control implementado en el concepto de zona muerta (*dead-zone*) [66].

En el artículo de El Aroudi et al [67], se diseña un control para un PFC que garantice que la corriente en el inductor esté en fase con el voltaje de entrada para asegurar que el factor de potencia esté lo más próximo a uno y el voltaje de salida cumpla con las especificaciones. Para ello utilizan el control ACPOCCFF propuesto en [1] y explorado en mayor profundidad en el presente trabajo de tesis. En el citado artículo se comparan los resultados obtenidos de la simulación con un control por corriente de pico convencional, un control por histéresis y el control ACPOCCFF.

Como hemos mencionado anteriormente, con esta revisión de los trabajos más recientes nos encontramos que las dos premisas con las que hemos empezado este subapartado 1.6, frecuencia constante y rapidez ante los transitorios, son de vital importancia para el control. En la Figura 1-20 representamos la respuesta de tres sistemas de control. Uno de ellos es el control por PWM, que mantiene constante la frecuencia (debido a la señal de reloj fija que implementa este tipo de control) no obstante, la respuesta del sistema a cambios es lenta. El control por histéresis no mantiene la frecuencia constante cuando hay un cambio de punto de trabajo, pero hace que la respuesta a un cambio sea rápida (no tiene una señal de reloj como el PWM). Y finalmente, el control propuesto a estudio en esta tesis, el ACPOCCFF, *Autonomous Current Programmed One Cycle Controller with Feed Forward* [1], que es igual de rápido que el control por histéresis ante un cambio de referencia y mantiene la frecuencia constante como el control por PWM.

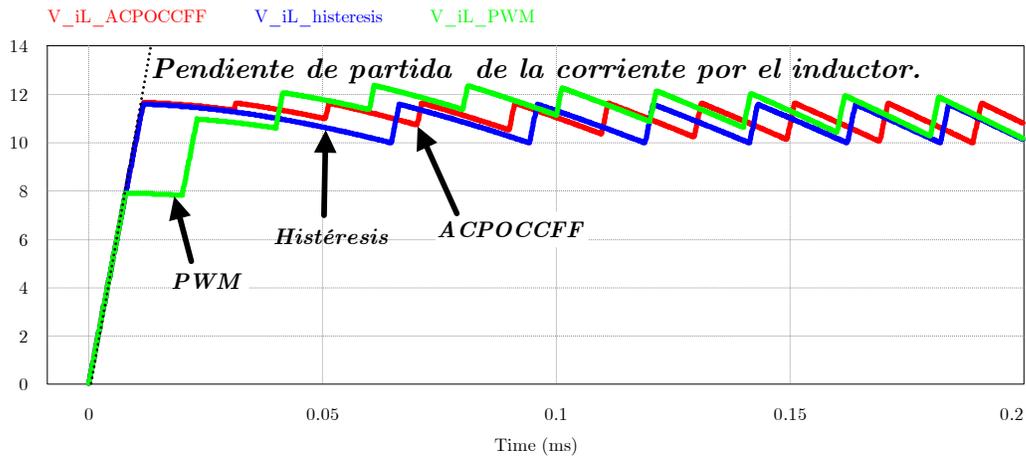


Figura 1-20 Comparación de la pendiente de partida, en modo de corriente de tres tipos de control, PWM, histéresis y ACPOCCFF.

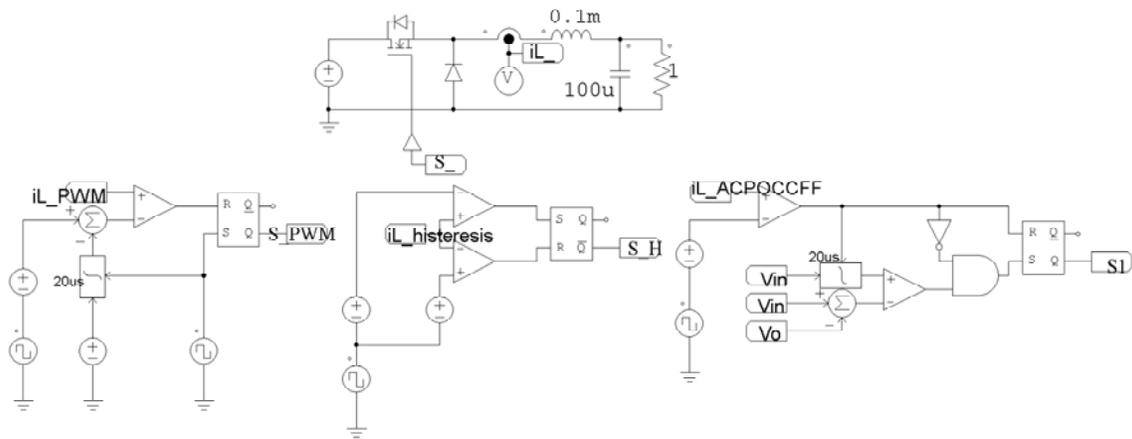


Figura 1-21 Planta *buck* utilizada para los tres tipos de controles comparados, el PWM, el de histéresis y el ACPOCCFF.

En la Figura 1-21 se muestra la planta *buck* que se ha implementado para comparar los tres tipos de controles, el PWM, el de histéresis y el ACPOCCFF. En la Figura 1-22 se ven dos zonas ampliadas de los tres sistemas de control mencionados anteriormente, que ponen de relieve las frecuencias de trabajo de cada tipo de control. Se observa en la figura que la frecuencia para el control por histéresis no se mantiene constante, en cambio, para los controles por PWM y por ACPOCCFF sí. Una ventaja observada del control ACPOCCFF es que no conlleva sobreoscilación cuando se produce un cambio de referencia, efecto que si vemos en el PWM.

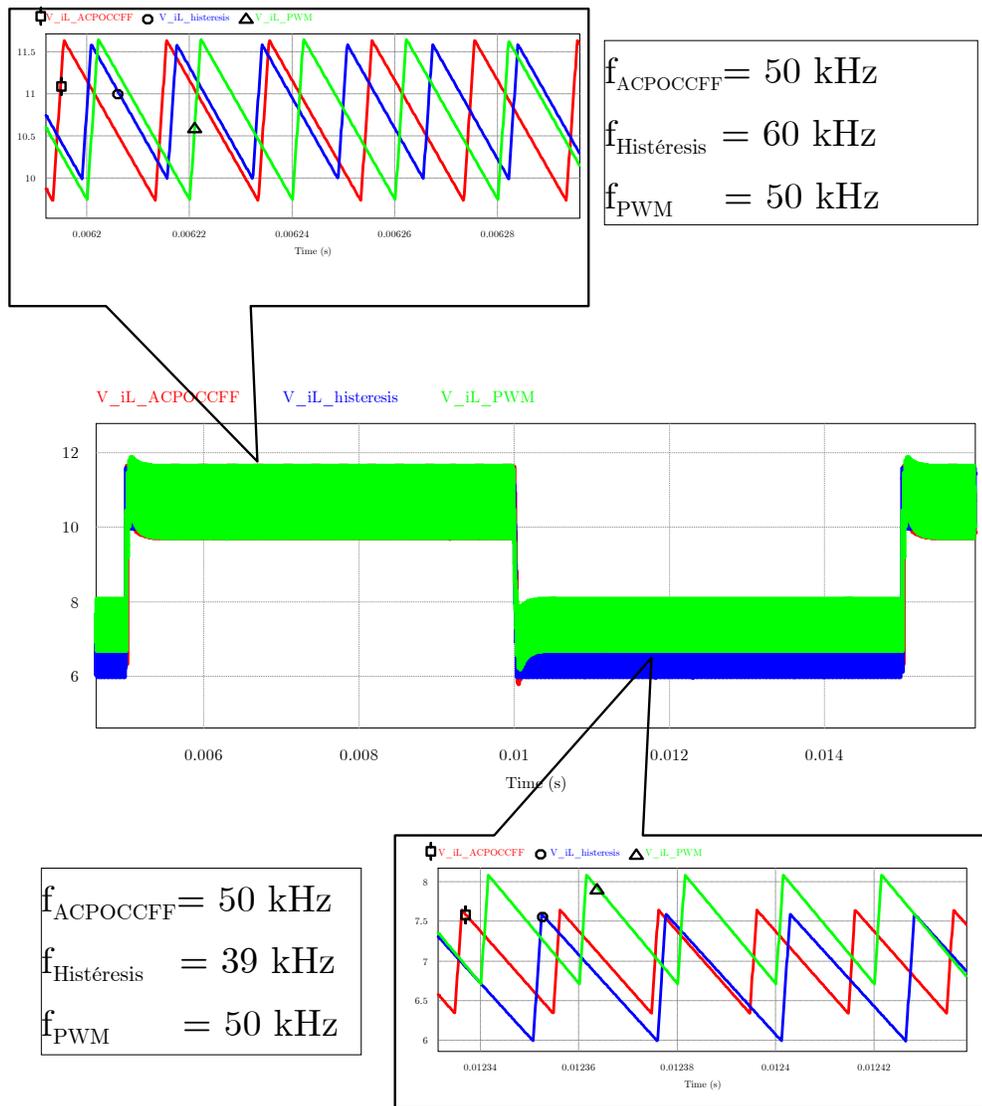
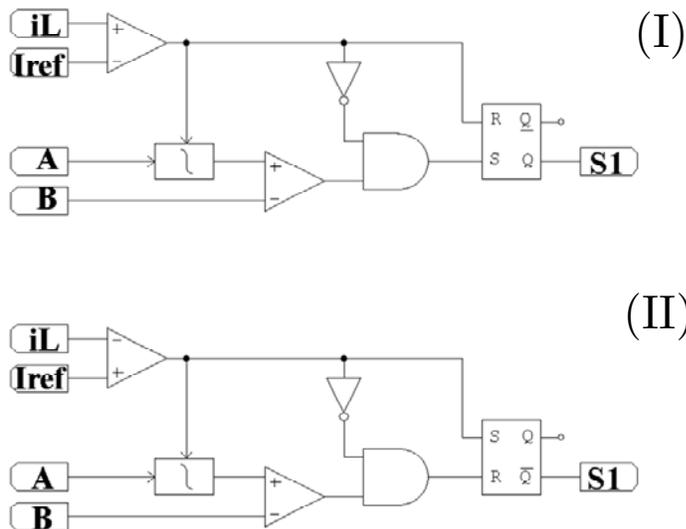


Figura 1-22 Detalles de las formas de onda de la corriente en el inductor según una perturbación en los tres controles comparados, PWM, por histéresis y ACPOCCFF.

1.6.1 Descripción del control ACCPOCFF

En la Figura 1-23 (I y II), se muestran unas implementaciones sencillas del control ACCPOCFF, en sus dos variantes: para el control de corriente máxima (pico) y mínima (valle). En ambos casos, el controlador consta de un biestable R-S activado por nivel, un integrador reseteable, dos comparadores analógicos, una puerta AND y una puerta NOT para asegurar que el biestable sea activado prioritariamente por reset (I), o por set (II). La salida Q del biestable activa el driver del transistor de potencia en el caso (I) mientras que en el caso (II) se requiere la salida negada del biestable.

En el caso del control de corriente de pico Figura 1-23 (I), el reset del biestable se produce cuando la corriente en el inductor (i_L) alcanza un nivel máximo (i_{REF}) que puede ser constante, o proporcionado por un lazo de compensación externo (p.e. una red PI compensadora de voltaje). Cuando la corriente alcanza este nivel máximo, el interruptor del convertidor conmutará a OFF, el integrador se reseteará y la integración de la señal de control A volverá a empezar desde cero. Similarmente, la conmutación a ON del conmutador ocurrirá cuando la salida del integrador alimentado con la señal A se iguale a la entrada de control B.



Convertidor	Señales Control de pico		Señales Control de valle	
	A	B	A	B
<i>Buck</i>	V_{in}	$V_{in}-V_O$	V_{in}	V_O
<i>Boost</i>	V_O	V_{in}	V_O	V_O-V_{in}
<i>Buck-Boost</i>	$V_{in}-V_O$	V_{in}	$V_{in}-V_O$	$-V_O$

Figura 1-23 Control ACCPOCFF: I) Corriente de pico, II) Corriente de valle y tabla de correspondencia de las señales del control ACCPOCFF según tipo de convertidor.

En la Figura 1-24 se muestra un cronograma de las acciones del control junto con la corriente del inductor para el caso del control por corriente de pico.

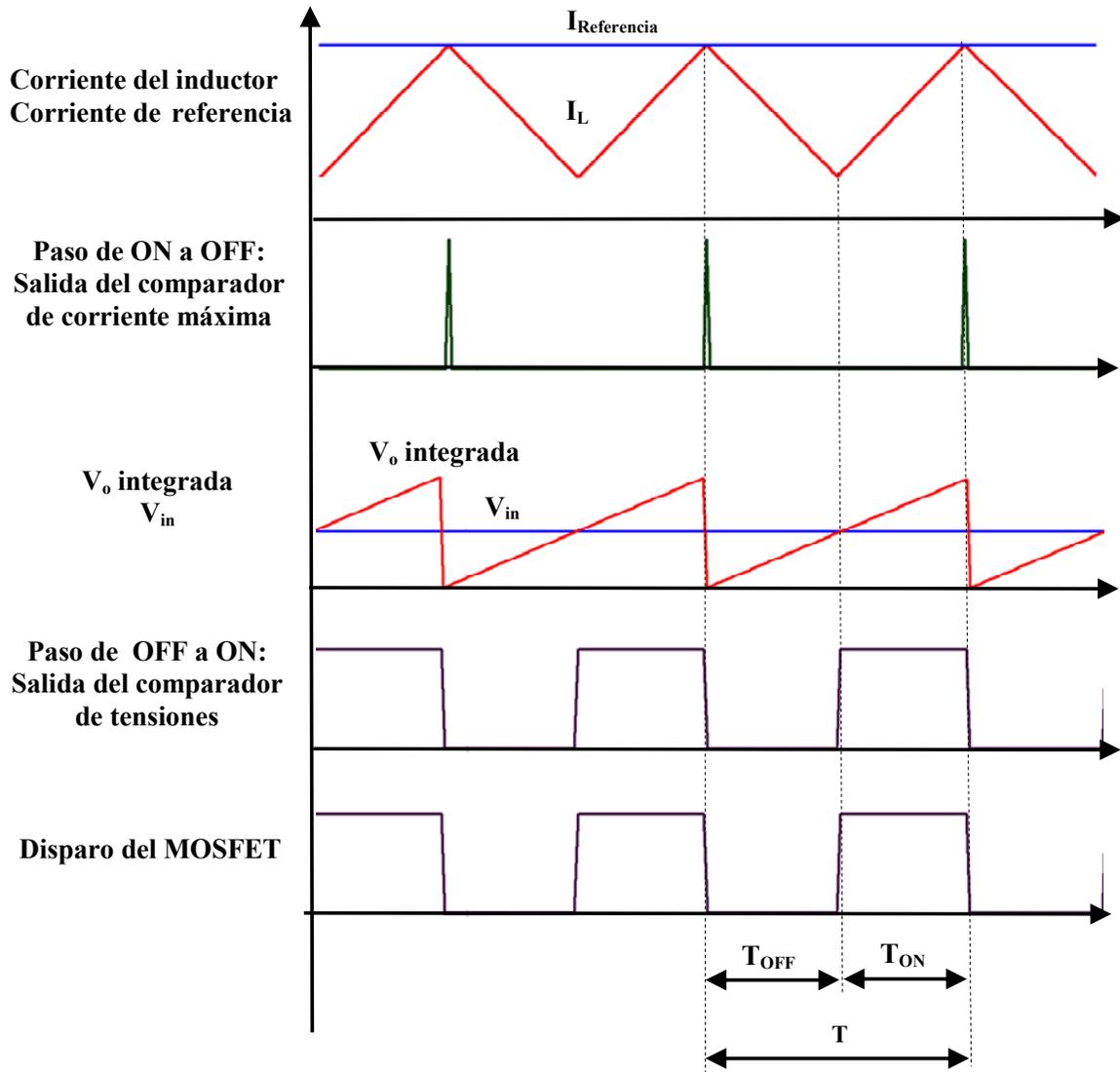


Figura 1-24 Cronogramas de las señales más significativas del control ACCPOCFF por corriente de pico.

En el control de corriente de valle de la Figura 1-23 (II), se permutan las entradas del biestable y del comparador de corriente, activándose la salida de control con la salida negada del biestable.

El caso I de la Figura 1-23 se puede entender como una modificación del método de control de corriente de pico con T_{OFF} constante, y el caso II como una modificación del control de corriente de valle con T_{ON} constante. La clave de la modificación está en seleccionar adecuadamente las entradas de control A y B como se muestra en la Tabla 1-I en ella se muestran las configuraciones de las entradas de control para los tres convertidores elementales, *buck*, *boost* y *buck-boost*.

Tabla 1-I Configuración de las entradas A y B de control según la topología del convertidor.

Convertidor	Señales Control de pico		Señales Control de valle		Relación: V_o/V_i
	A	B	A	B	
<i>Buck</i>	V_{in}	$V_{in}-V_o$	V_{in}	V_o	D
<i>Boost</i>	V_o	V_{in}	V_o	V_o-V_{in}	$1/D'$
<i>Buck-Boost</i>	$V_{in}-V_o$	V_{in}	$V_{in}-V_o$	$-V_o$	$-D/D'$

Como se observa en la Tabla 1-I, la tensión de salida V_o del sistema (*feedback*) es combinada de varias formas con la tensión de entrada del convertidor V_{in} (*feedforward*) dependiendo del estado estacionario de la relación entrada-salida de tensión y de la relación de conversión del modo de conducción continua. Las señales de tensión son lentas y se suponen constantes en un periodo de conmutación. Este método es una generalización del *Quick-PWMTM* [68] estrategia que Maxim aplica a un convertidor *buck* con un control por constante de tiempo ON por tensión de valle o por corriente de valle.

Para convertir el control propuesto en los controles PWM convencionales de pico o de valle, es suficiente con hacer que A y B de la Figura 1-23 sean iguales. Normalmente se utilizaría una señal de referencia fija para este propósito.

1.7 Trabajo a realizar en la tesis

El presente trabajo de tesis se divide en seis capítulos, en el primer capítulo se ha mostrado el estado del arte sobre tipos de convertidores y controles más típicos, realzando la problemática que conllevan las técnicas de control clásicas, tales como el PWM y por modo de deslizamiento, en las cuales una tiene la ventaja de la frecuencia constante y la otra una rápida respuesta frente a cambios de referencia. Se ha propuesto un tipo de control el ACPOCCFF, el cual cumple con las ventajas de los dos tipos de controles citados anteriormente.

En el capítulo dos se hará una introducción del modelo matemático utilizado, el cual tiene una serie de ventajas tales como el poder trabajar con un periodo fijo o variable así como con el rizado de las variables de estado. Posteriormente se aplicará a un convertidor *boost* con control de corriente de pico.

En el capítulo tres se mostrarán las simulaciones y los experimentos con el control ACPOCCFF totalmente analógico sobre una planta *boost* real. Todas las pruebas se han realizado tanto en el espacio temporal como en el frecuencial con un solo lazo de control cerrado, el de corriente, y posteriormente con dos lazos cerrados, el de corriente y el de tensión. Se implementa además un mecanismo adicional en el control ACPOCCFF para compensar pequeñas derivas en la frecuencia de trabajo del convertidor (causadas por las pérdidas de los diversos componentes de la planta, retardos no modelados, etc).

El capítulo cuatro implementa el control ACPOCCFF predictivo trabajando en un dispositivo digital (DSC). Se presentan en este capítulo una serie de consideraciones previas a tener en cuenta en un diseño digital. Se han realizado los mismos experimentos y simulaciones que en el capítulo tres.

En el capítulo cinco se desarrollará la implementación digital del control propuesto para trabajar en el modo *interleaving*; en él se muestran las simulaciones realizadas sobre la planta sin tener en cuenta los diferentes parámetros de los componentes reales, para posteriormente hacer unas simulaciones con plantas *boost* con los modelos de pérdidas de los componentes y observar las derivas en el comportamiento de la respuesta de los convertidores.

El capítulo seis mostrará las conclusiones y trabajos futuros a realizar sobre el control ACPOCCFF.

Hay dos anexos, el primero corresponde al circuito de control ACPOCCFF. El segundo anexo contiene aspectos a tener en cuenta en la programación de la DSC (extrapolables a un microprocesador o microcontrolador), estos puntos son de vital importancia en la programación; el éxito de un sistema informático de tiempo real se basa en el conocimiento del dispositivo digital para poder sacar el máximo rendimiento a la implementación, por lo tanto es un apartado de apoyo a la implementación y obtención de resultados. Finalmente se tiene el listado del bloque C de PSIM que emula el control ACPOCCFF digital (implementado en el capítulo 4) y el código en lenguaje C implementado en la DSC TMS320F28335 de Texas Instruments.

1.8 Bibliografía

- [1] R. Giral, A. El Aroudi, J. Calvente and L. Martínez-Salamero, "Autonomous Current-Programmed One-Cycle Controller," presented at the saaei, 2004.
- [2] R. Giral, A. El Aroudi, L. Martínez-Salamero, R. Leyva and J. Maixe. (2001, 1st March). Current control technique for improving EMC in power converters. *Electronics Letters* 37.
- [3] B. Lynch, "Under the Hood of a DC/DC Boost Converter," p. 26.
- [4] L. Dixon, "Average Current Mode Control of Switching Power Supplies," ed. Texas (USA): Texas Instruments-Unitrode, 1999, p. 15.
- [5] L. Dixon. (june 1996). Control Loop Cookbook.
- [6] R. Mammano. 1996, Fueling megaprocessors empowering dynamic energy management.
- [7] R. Redl, N. Sokal, "Current-Mode control, five different types, used with the three basic classes of power converters: small-signal ac and large-signal dc characterization, stability requirements, and implementation of practical circuits," in *Proc. IEEE PESC'85*, 1985, pp. 771-785.
- [8] J. Li, "Current-Mode Control: Modeling and its Digital Application," Virginia Polytechnic Institute and State University, Virginia Polytechnic Institute and State University, 2009.
- [9] S. Maniktala, "Voltage-Mode, Current-Mode and Hysteretic Control," Microsemi, Ed., ed: Microsemi, 2012, p. 19.
- [10] M. Zimnik. Comparison of PWM Voltage and Current Mode Control Schemes vs. Improved Hysteretic Mode Control in Switch Mode Power Supplies (SMPS).
- [11] H. Guldemir, "Study of Sliding Mode Control of DC-DC Buck Converter," *Energy and Power Engineering*, vol. 3, pp. 401-406, 2011.
- [12] R. Venkataramanan, "Sliding Mode Control of Power Converters", California Institute of Technology, Pasadena, California, 1986.
- [13] V. Utkin, "Variable structure systems with sliding modes," *Automatic Control, IEEE Transactions on*, vol. 22, pp. 212-222, 1977.
- [14] A. Cid-Pastor, L. Martinez-Salamero, R. Giral, J. Calvente, V. Utkin, "Why is sliding mode control methodology needed for power converters?," presented at the Power

- Electronics and Motion Control Conference (EPE/PEMC), Ohrid, Republic of Macedonia, 2010.
- [15] D. Coffing, "Design and Modeling of a High Current Switching Regulator," Department of Electrical Engineering and Computer Science, Massachusetts Institute of Technology, 1997.
- [16] R. Redl, I. Novak, "Stability Analysis of Constant-frequency Current-mode Controlled Switching Regulators Operating Above 50% Duty Ratio," presented at the PESC, 1982.
- [17] C. W. Deisch, "Simple Switching Control Method Changes Power Converter Into A Current Source," in *IEEE Power Electronics Specialists Conference* 1978.
- [18] J. H. B. Deane and D. C. Hamill, "Analysis, simulation and experimental study of chaos in the buck converter," in *Power Electronics Specialists Conference, 1990. PESC '90 Record., 21st Annual IEEE*, 1990, pp. 491-498.
- [19] A. El Aroudi, R. Giral, G. Olivar, L. Benadero and E. Toribio, "Bifurcations in DC-DC Switching Converters: Review of Methods and Applications," *International Journal of Bifurcation and Chaos*, vol. 15, p. 32, 2005.
- [20] P. A. Jonathan H. B. Deane, David C. Hamill, and David J. Jefferies, "Calculation of the Periodic Spectral Components in a Chaotic DC-DC Converter," *IEEE Transactions on Circuits and Systems*, vol. VOL. 46, p. 7, 1999.
- [21] R. W. Erickson, *Fundamentals of power electronics*: Chapman & Hall, 1997.
- [22] R. Ridley, A More Accurate Current-Mode Control Model. *Unitrode (TI) Power Supply Design Seminar Books Online*, 1999.
- [23] R. Ridley, "Current-Mode Control Modeling (part V)," *Designer's Series*, p. 9, 2001.
- [24] R. D. Middlebrook, S. Cuk, "A General Unified Approach to Modelling Switching Converters Power Stages," presented at the IEEE Power Electronics Specialists Conference, 1976.
- [25] Martin. F. Schlecht, John G. Kassakian, George C. Verghese, *Principles of Power Electronics*: Addison-Wesley, 1991.
- [26] B. Lehman and Richard M. Bass, "Switching frequency dependent averaged models for PWM DC-DC converters," *Power Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 11, pp. 89-98, 1996.
- [27] A. J. Fossard, Clique M, Ferrante J. G., Capel A., "A general linear continuous model for design of power conditioning units at fixed and free running frequency," presented at the PESC, 1977.

-
- [28] F. C. Lee, Z. D. Fang, and T. H. Lee, "Optimal Design Strategy of Switching Converters Employing Current injected Control," *Aerospace and Electronic Systems, IEEE Transactions on*, vol. AES-21, pp. 21-35, 1985.
- [29] V. A. Caliskan, G. C. Verghese, and A. M. Stankovic, "Multi-frequency averaging of DC/DC converters," in *Computers in Power Electronics, 1996., IEEE Workshop on*, 1996, pp. 113-119.
- [30] Fuad Y. De Koning W L and Van der Woude J W, "On the Stability of the Pulsewidth-Modulated Cuk Converter," *IEEE Transactions on Circuits and Systems-I*, p. 9, 2004.
- [31] J. D. Packard, "Discrete Modeling and Analysis of Switching Regulators," Doctoral Thesis, California Institute of Technology, 1976.
- [32] D. J. Shortt and F. C. Lee, "Improved Switching Converter Model Using Discrete and Averaging Techniques," *Aerospace and Electronic Systems, IEEE Transactions on*, vol. AES-19, pp. 190-202, 1983.
- [33] A. Poveda and L. Martinez, "A discrete formulation for steady-state analysis of switching DC-DC converters," in *Circuits and Systems, 1989., IEEE International Symposium on*, 1989, pp. 2064-2067 vol.3.
- [34] F. Guinjoan, A. Poveda, L. Martinez, L. Garcia de Vicuna, and J. Majo, "A nonlinear continuous formulation for large-signal analysis of switching DC-DC converters," in *Circuits and Systems, 1990., IEEE International Symposium on*, 1990, pp. 688-691 vol.1.
- [35] L. Garcia de Vicuna, A. Poveda, L. Martinez, F. Guinjoan, and J. Majo, "A discrete formulation for steady-state analysis of switching DC-DC current to voltage converters," in *Electrotechnical Conference, 1991. Proceedings., 6th Mediterranean*, 1991, pp. 1392-1395 vol.2.
- [36] L. Garcia de Vicuna, A. Poveda, L. Martinez, F. Guinjoan, and J. Majo, "Computer-aided discrete-time large-signal analysis of switching regulators," *Power Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 7, pp. 75-82, 1992.
- [37] T. B. Pavlovic Tomislav, Zeljko Ban, "Simplified Averaged Models of DC-DC Power Converters Suitable for Controller Design and Microgrid Simulation," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 28, JULY 2013 2013.
- [38] S. Cuk, R. D. Middlebrook, R. W. Erickson " "Large Signal Modelling and Analysis of Switching Regulators", " *IEEE PESC Record*, p. 20, 1982.
- [39] R. W. Erickson, Cuk Slobodan, Middlebrook R.D., "Large-Signal Modelling and Analysis of Switching regulators," *IEEE* p. 11, 1982.
- [40] B. C. Kuo, *Sistemas de Control Digital*: CECSA, 1997.

-
- [41] P. Shanker and J. M. S. Kim, "A new current programming technique using predictive control," in *Telecommunications Energy Conference, 1994. INTELEC '94., 16th International*, 1994, pp. 428-434.
- [42] W. Kai and M. Ferdowsi, "Self-tuned projected cross point - An improved current-mode control technique," in *Power Electronics Specialists Conference, 2008. PESC 2008. IEEE, 2008*, pp. 3407-3411.
- [43] M. Ferdowsi, "An estimative current mode controller for DC-DC converters operating in continuous conduction mode," in *Applied Power Electronics Conference and Exposition, 2006. APEC '06. Twenty-First Annual IEEE, 2006*, p. 4 pp.
- [44] T. N. Charles Philips, *Digital Control System Analysis and Design* Prentice Hall, 1995.
- [45] C. Jingquan, A. Prodic, R. W. Erickson, and D. Maksimovic, "Predictive digital current programmed control," *Power Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 18, pp. 411-419, 2003.
- [46] S. H. Bibian, Jin, "High performance predictive dead-beat digital controller for DC power supplies," *Power Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 17, pp. 420-427, 2002.
- [47] S. Bibian, S. Kin, "A simple prediction technique for the compensation of digital control time delay in DC switchmode power supplies," in *Applied Power Electronics Conference and Exposition, 1999. APEC '99. Fourteenth Annual, 1999*, pp. 994-1000 vol.2.
- [48] S. Chattopadhyay and S. Das, "A digital current mode control technique for DC-DC converters," in *Applied Power Electronics Conference and Exposition, 2005. APEC 2005. Twentieth Annual IEEE, 2005*, pp. 885-891 Vol. 2.
- [49] C. E. Carrejo, E. Vidal-Idiarte, R. Giral, and L. Martinez-Salamero, "Predictive Digital Interpolation Current Control," in *Power Electronics and Motion Control Conference, 2006. EPE-PEMC 2006. 12th International, 2006*, pp. 857-862.
- [50] A. V. Peterchev and S. R. Sanders, "Quantization resolution and limit cycling in digitally controlled PWM converters," *Power Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 18, pp. 301-308, 2003.
- [51] P. Hao, D. Maksimovic, A. Prodic, and E. Alarcon, "Modeling of quantization effects in digitally controlled DC-DC converters," in *Power Electronics Specialists Conference, 2004. PESC 04. 2004 IEEE 35th Annual, 2004*, pp. 4312-4318 Vol.6.
- [52] P. Jain. Digital Control in the Voltage Regulators for Computer.
- [53] Analog Devices. *Fixed-Point vs Floating-Point Digital Signal Processing*. Available: http://www.analog.com/en/content/Fixed-Point_vs_Floating-Point_DSP/fca.html
- [54] R. Simar, Gene Frantz, 2004, Comparing Fixed- and Floating-Point DSPs. (*SPRY061*).

-
- [55] C. Moler "A Tale of Two Numbers", last consulted 6/2014, available at: http://www.mathworks.com/company/newsletters/news_notes/pdf/win95cleve.pdf
- [56] L. K. Wong and T. K. Man, "Adaptive On-Time Converters," *Industrial Electronics Magazine, IEEE*, vol. 4, pp. 28-35, 2010.
- [57] Xiaocheng Jing, Philip K.T. Mok, and M. C. Lee "Current-slope-controlled adaptive-on-time DC-DC converter with fixed frequency and fast transient response," presented at the ISCAS, Rio de Janeiro, 2011.
- [58] Hung-Chih, Lin Bou-Ching, Fung Tsin-Yuan Chang, "A current mode adaptive on-time control scheme for fast transient DC-DC converters," in *Circuits and Systems, 2008. ISCAS 2008. IEEE International Symposium on*, 2008, pp. 2602-2605.
- [59] M. Del Viejo, P. Alou, J. A. Oliver, O. Garcia, and J. A. Cobos, "Fast control technique based on peak current mode control of the output capacitor current," in *Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE), 2010 IEEE*, 2010, pp. 3396-3402.
- [60] Huerta S. C., Alou P., Oliver J. A., Garcia O., Cobos J. A., and Abou-Alfotouh A. M., "Nonlinear Control for DC-DC Converters Based on Hysteresis of the Current With a Frequency Loop to Operate at Constant Frequency," *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 58, pp. 1036-1043, 2011.
- [61] J. A. Cobos, P. Alou, A. Lotfi, and A. Soto, "Controller for a power converter and method of operating the same ", 2009.
- [62] A. Soto, P. Alou, and J. A. Cobos, "Nonlinear digital control breaks bandwidth limitations," in *Applied Power Electronics Conference and Exposition, 2006. APEC '06. Twenty-First Annual IEEE*, 2006.
- [63] D. G. Lamar, J. Sebastian, M. Arias, A. Rodriguez and M.M. Hernando, "A low-cost battery charger with high power factor correction based on standard peak-current mode integrated controllers," presented at the Power Electronics and Applications, 2009. EPE '09. 13th European Conference on Power Electronics, Barcelona, 2009.
- [64] A. Prodic, "Compensator Design and Stability Assessment for Fast Voltage Loops of Power Factor Correction Rectifiers," *Power Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 22, pp. 1719-1730, 2007.
- [65] G. Zames, "On the input-output stability of time-varying nonlinear feedback systems--Part II: Conditions involving circles in the frequency plane and sector nonlinearities," *Automatic Control, IEEE Transactions on*, vol. 11, pp. 465-476, 1966.
- [66] A. Prodic, D. Maksimovic, and R. W. Erickson, "Dead-zone digital controllers for improved dynamic response of low harmonic rectifiers," *Power Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 21, pp. 173-181, 2006.

- [67] A. ElAroudi, R. Giral, J. Maixe, J. Calvente, and L. Martinez-Salamero, "Novel autonomous current mode one-cycle controller for PFC AC-DC pre-regulators," in *Circuit Theory and Design, 2005. Proceedings of the 2005 European Conference on*, 2005, pp. III/51-III/54 vol. 3.
- [68] Maxim, High-Speed, Digitally Adjusted Step-Down Controllers for Notebook CPUs.pp 28.

2. Modelo matemático: El método continuo

"La base de todo raciocinio es la regla de tres, la proporción matemática, el silogismo."

Antonio Gaudí Cornet. Riudoms 1852, Barcelona 1926.

En el presente capítulo se expone el modelo matemático utilizado para el desarrollo realizado en esta tesis, esto es debido a que el modelo utilizado es poco común, en contraste con herramientas muy trabajadas y conocidas en el campo del control, como pueden ser la promediación de las variables de estado o el modo de deslizamiento.

Asimismo, se da una introducción de métodos numéricos básicos relacionados con el desarrollo de *Taylor*, para situarnos posteriormente en los métodos de aproximación de Euler, herramienta básica para la resolución de ecuaciones diferenciales. Se sigue con una descripción del método continuo que está basado en uno de los métodos de aproximación de Euler.

Finalizaremos el capítulo aplicando el método continuo a un convertidor boost, planteando sus ecuaciones diferenciales linealizadas alrededor de un punto de trabajo. Linealizar las ecuaciones permitirá obtener las funciones de transferencia de interés y observar la estabilidad de la planta y el control frente a perturbaciones en el plano frecuencial, utilizando las clásicas herramientas de márgenes de ganancia y de fase.

2.1 Métodos numéricos

Para resolver un sistema de ecuaciones diferenciales que describan un proceso físico podemos utilizar técnicas como las de los métodos numéricos. Estas técnicas son variadas y cada una de ellas tiene ventajas e inconvenientes entre otras, relativas a la estabilidad y precisión [1] [2].

Las propiedades de los métodos de integración numérica son:

- *Tamaño del paso*

El tamaño del paso está definido por la diferencia entre muestras $(t - t_{k0})$.

- *Orden*

El orden del método está relacionado con la serie de *Taylor*. Y es la potencia i -ésima del último término escogido del desarrollo.

- *Error de truncamiento*

El error de truncamiento depende del orden de integración de la serie de *Taylor*, y serán los $(i+1)$ -ésimos términos de la serie de *Taylor*.

- *Estabilidad*

La estabilidad está íntimamente relacionada con el tamaño del paso. El tamaño es básico para determinar si el método será estable o no.

- *Métodos explícitos e implícitos*

Cuando se utilizan métodos numéricos implícitos, la evaluación de la ecuación es insuficiente en cada paso de integración, esto es debido a que para calcular el valor actual hay que conocer el valor anterior, lo cual crea lazos algebraicos no lineales. Normalmente se utilizan métodos explícitos.

El teorema de *Taylor* y su serie mostrada en la ecuación (2.1) y la Figura 2-1, es de gran valor en el estudio de los métodos numéricos [1] [3]. La serie de *Taylor* proporciona un medio para predecir el valor de una función en un punto t_{k0} en términos del valor de la función y sus derivadas en otro punto t_{km} . En particular, el teorema establece que cualquier función suave puede aproximarse por un polinomio.

$$x(t) = x(t_{k0}) + (t - t_{k0}) \frac{dx(t)}{dt} + \frac{1}{2!} (t - t_{k0})^2 \frac{d^2x(t)}{dt^2} + \dots + \frac{1}{n!} (t - t_{k0})^n \frac{d^n x(t)}{dt^n} + \dots \quad (2.1)$$

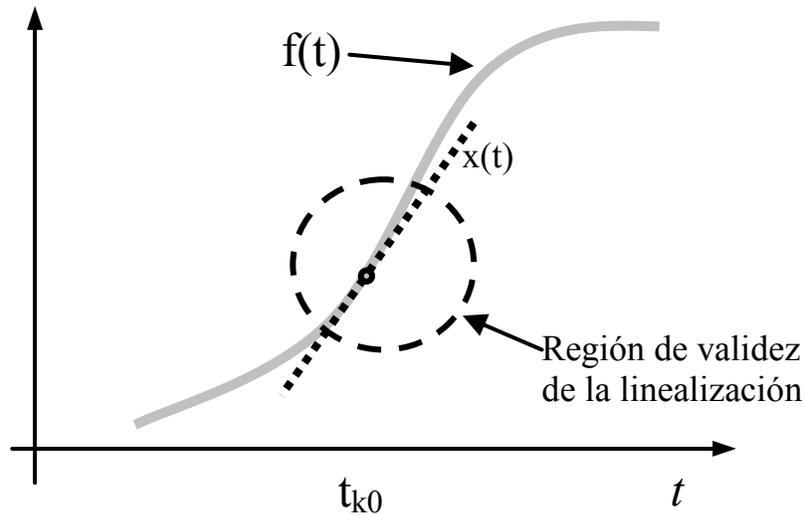


Figura 2-1 Aproximación de una función por su polinomio de Taylor $x(t)$ truncado al primer término.

Si truncamos la serie anterior (ecuación (2.1)) a dos términos obtendremos el método de aproximación de Euler (o de Euler-Cauchy o de punto pendiente).

Existen dos métodos de Euler básicos, de ellos se han derivado métodos de aproximación más complejos y más precisos. De los dos métodos de Euler básicos, el *Forward* (directo) y el *Backward* (inverso), nos centraremos en el método directo o *Forward Euler*. Este es un método explícito. El otro método, el *Backward* es un método implícito, su dificultad radica en que suele quedar una ecuación no lineal y además se añade la recursión algebraica para su resolución.

En la ecuación (2.2) y (2.3) vemos la aproximación por los métodos de Euler, el *Forward* y el *Backward* respectivamente.

$$x(t) = x(t_{k0}) + (t - t_{k0}) \left. \frac{dx(t)}{dt} \right|_{t_{k0}} \quad (2.2)$$

$$x(t) = x(t_{k0}) + (t - t_{k0}) \frac{dx(t_{k0})}{dt} \quad (2.3)$$

Los errores cometidos por estos dos métodos de Euler vienen dados en el truncamiento de las series de *Taylor* en la ecuación (2.4), y el tamaño del paso.

$$o(t) = \frac{1}{2!} (t - t_{k0}) \frac{d^2 x(t)}{dt^2} + \dots + \frac{1}{n!} (t - t_{k0}) \frac{d^n x(t)}{dt^n} + \dots \quad (2.4)$$

Si el paso de la derivada $(t - t_{k0})$ es muy pequeño, y considerando $t \cong t_{k0}$, podemos suponer una variación lenta de la función [4], lo que hará que $o(t)$ sea un error muy pequeño, el cual se podrá despreciar en todo t .

Los dos métodos mencionados anteriormente se muestran en la Figura 2-2. En la figura se muestra la solución exacta y la solución aproximada de la función $x(t)$.

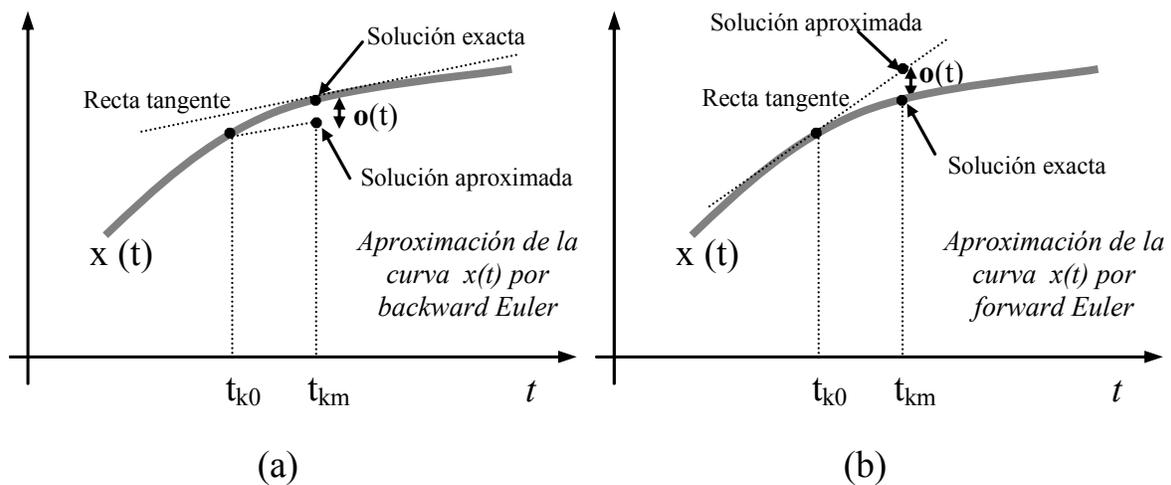


Figura 2-2 Representación gráfica de los dos métodos de Euler básicos, en (a) el *backward* y en (b) el *forward*.

Si de la ecuación (2.2), que corresponde al método *forward* Euler, despejamos la derivada, obtendremos

$$\frac{dx(t)}{dt} = \frac{x(t) - x(t_{k0})}{t - t_{k0}} \quad (2.5)$$

La ecuación (2.5) la utilizaremos posteriormente para ligarla con la formulación del método continuo que desarrollaremos en el siguiente subapartado.

2.2 Formulación o método continuo.

Antes de desarrollar el método continuo [5] explicaremos algunas de las características que justifican su utilización en la presente tesis doctoral.

Las propiedades que tiene el método continuo, enfocado al control de convertidores, es que podemos utilizarlo tanto para los modos de trabajo de conducción continua como discontinua, para frecuencia fija o variable, para realizar un control por corriente de pico o de valle, además de ser una formulación en gran señal. Este juego de posibilidades, hace del método continuo, ideal para obtener un control de los convertidores de continua-continua en los diversos regímenes de trabajo y modos de funcionamiento citados anteriormente. Hay otras formulaciones tales como la promediación de estados que conducen a un control a frecuencia fija, encorsetando al control en caso de una cambio de consigna que lo haría particularmente lento en la respuesta, si se satura un control PWM este se hace rápido, sobre todo en los cambios de consigna que es donde se suele necesitar. Otros como el control por modo de histéresis que aunque rápido en cambios de consigna, nos puede y así es por su formulación matemática, provocar un cambio en la frecuencia del convertidor dificultándonos entre otros aspectos el ajuste del filtro de salida. Todo circuito electrónico que vaya a ser comercializado debe cumplir con una serie de especificaciones de emisiones electromagnéticas, tanto radiadas como conducidas, cumpliendo con alguna de las normativas en uso sobre este tema, ya bien la CISPR 22 o la FCC PARTE 15. Es importante una estabilidad de la frecuencia de trabajo del convertidor, entre otras razones por la emisión de EMI (Electromagnetic Interference) que pueda generar teniendo que cumplir con especificaciones de compatibilidad electromagnética (EMC, Electromagnetic Compatibility) [6] [7].

2.2.1 Método continuo

Los sistemas lineales e invariantes en el tiempo pueden representarse en forma generalizada por las ecuaciones dinámicas en variables de estado de forma compacta según la ecuación (2.6).

$$\left. \begin{aligned} \frac{dx(t)}{dt} &= Ax(t) + Bu(t) \\ y(t) &= Cx(t) + Du(t) \end{aligned} \right\} \quad (2.6)$$

Siendo

$x(t)$ vector de las variables de estado.

$u(t)$ vector de entradas.

$y(t)$ vector de salida.

A matriz de evolución del sistema.

B matriz de aplicación del control-entradas.

C matriz de observación-salida.

D matriz de distribución o de transmisión directa del control, suele ser cero.

La solución para $x(t)$ será como la definida en la ecuación (2.7)

$$x(t) = e^{A(t-t_0)} x(t_0) + \int_{t_0}^t e^{A(t-\tau)} Bu(\tau) d\tau \quad (2.7)$$

En el presente capítulo vamos a generar las ecuaciones del método continuo [5] [8] en modo de conducción continua de los convertidores conmutados. Tal presentación obedece a que es un método poco utilizado y la bibliografía sobre él escasa, por lo cual se considera obligado dar esta breve introducción.

Según las particularidades de los convertidores continua-continua [9], podemos diferenciar dos subconjuntos de variables en el vector de las variables de estado $\mathbf{x}(t)$, la \mathbf{X}_F que corresponde al subconjunto de las variables rápidas y las \mathbf{X}_S que corresponde al subconjunto de las variables lentas. Los subíndices **S** y **F** son de Slow (lento) y Fast (rápido) respectivamente.

De forma general la elección de las variables de estado que se considerarán rápidas y cuales lentas nos viene dado en la tesis de Poveda [4]. Una variable es de variación rápida cuando se presenta un rizado apreciable de frecuencia igual a la de conmutación (por ejemplo la corriente por un inductor). Por el contrario, si el rizado es muy bajo en comparación con el valor medio de la variable, esta será de variación lenta (caso de la tensión de un condensador de salida).

Teniendo estos dos subconjuntos de variables lentas y rápidas, el sistema de ecuaciones lineales que describen el comportamiento del convertidor en un i -subintervalo de conmutación será:

$$\begin{bmatrix} \dot{X}_F(t) \\ \dot{X}_S(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A_{FFi} & A_{FSi} \\ A_{SFi} & A_{SSi} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} X_F(t) \\ X_S(t) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} b_{Fi} \\ b_{Si} \end{bmatrix} U(t) \quad \forall t_{K(i-1)} \leq t \leq t_{Ki} \quad (2.8)$$

En la Figura 2-3 se representan los m -subintervalos de funcionamiento de un convertidor sobre un periodo T_K

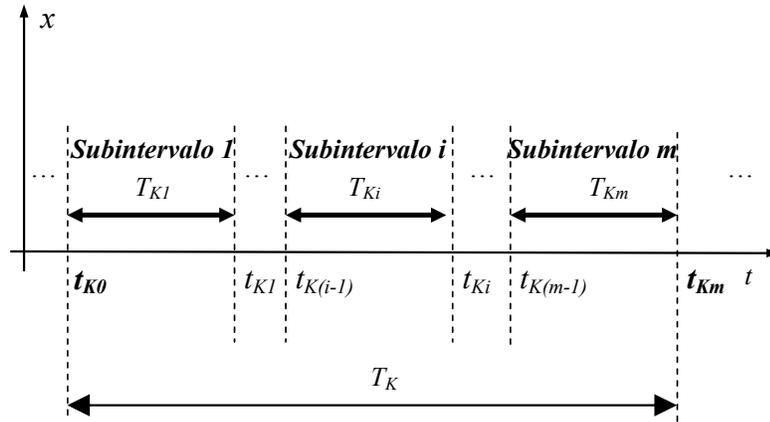


Figura 2-3 Subintervalos de definición (funcionamiento) de un convertidor.

La solución general de la ecuación (2.8) en un i -subintervalo será de acuerdo con la ecuación (2.7) del tipo de las mostradas en el conjunto de ecuaciones (2.9).

$$\left. \begin{aligned} X_F(t) &= e^{A_{FFi}[t-t_{K(i-1)}]} X_F[t_{K(i-1)}] + \int_{t_{K(i-1)}}^t e^{A_{FFi}(t-\tau)} \cdot \{A_{FSi} X_S(\tau) + b_{Fi} U(\tau)\} d\tau \\ X_S(t) &= e^{A_{SSi}[t-t_{K(i-1)}]} X_S[t_{K(i-1)}] + \int_{t_{K(i-1)}}^t e^{A_{SSi}(t-\tau)} \cdot \{A_{SF_i} X_F(\tau) + b_{Si} U(\tau)\} d\tau \end{aligned} \right\} \quad (2.9)$$

Teniendo en cuenta las consideraciones de la Tabla 2-I:

Tabla 2-I Simplificaciones que tiene en cuenta el método continuo.

- $A_{FFi}=0$, no hay pérdidas en los elementos reactivos.
- $e^{A_{SSi}t} \approx \mathbf{1} + A_{SSi}t$, donde $\mathbf{1}$ es la matriz unidad.
- Las componentes del subconjunto $X_S(t)$ que afecten a las $X_F(t)$ se considerarán las del principio del periodo K , quedando como $X_S(t_{K0})$.
- Las componentes del subconjunto $U(t)$ del vector de entradas se considerarán las del principio del periodo K , quedando como $U(t_{K0})$.

Las ecuaciones (2.9) pasan a ser

$$\left. \begin{aligned} X_F(t) &\cong X_F[t_{K(i-1)}] + [A_{FSi}X_S(t_{K0}) + b_{Fi}U(t_{K0})][t - t_{K(i-1)}] \\ X_S(t) &\cong X_S[t_{K(i-1)}] + \left\{ A_{SSi}X_S[t_{K(i-1)}] + b_{Si}U(t_{K0}) + \frac{1}{2}A_{SFi}[X_F(t_{Ki}) + X_F(t_{K(i-1)})] \right\} [t - t_{K(i-1)}] \end{aligned} \right\} \quad (2.10)$$

Si nos fijamos las ecuaciones (2.10) son continuas en el tiempo, y una aproximación de las (2.9) según las consideraciones de la Tabla 2-I.

Si particularizamos las ecuaciones (2.10) en un instante t_{Ki} obtendremos una recurrencia discreta no lineal al principio y al final del i -ésimo subintervalo, ver ecuación (2.11).

$$\left. \begin{aligned} X_F(t_{Ki}) &\cong X_F[t_{K(i-1)}] + [A_{FSi}X_S(t_{K0}) + b_{Fi}U(t_{K0})]T_{Ki} \\ X_S(t_{Ki}) &\cong X_S[t_{K(i-1)}] + \left\{ A_{SSi}X_S[t_{K(i-1)}] + b_{Si}U(t_{K0}) + \frac{1}{2}A_{SFi}[X_F(t_{Ki}) + X_F(t_{K(i-1)})] \right\} T_{Ki} \end{aligned} \right\} \quad (2.11)$$

Aplicando (2.10) a lo largo de los m -subintervalos del ciclo K obtendremos el conjunto de ecuaciones discretas y recurrentes de los vectores de estado al principio y final del ciclo (ver ecuación (2.12)), siendo t_{K0} y t_{Km} el principio y final del ciclo K .

$$\left. \begin{aligned} X_F(t_{Km}) &\cong X_F(t_{K0}) + \sum_{i=1}^m [A_{FSi}X_S(t_{K0}) + b_{Fi}U(t_{K0})]T_{Ki} \\ X_S(t_{Km}) &\cong \left[1 + \sum_{i=1}^m A_{SSi}T_{Ki} \right] X_S(t_{K0}) + \sum_{i=1}^m \left\{ \frac{1}{2}A_{SFi}[X_F(t_{Ki}) + X_F(t_{K(i-1)})] + b_{Si}U(t_{K0}) \right\} T_{Ki} \end{aligned} \right\} \quad (2.12)$$

En concreto, llegados a este punto del desarrollo de las ecuaciones, de lo que se trata es de encadenar las ecuaciones intermedias halladas en todos los m -subintervalos del ciclo K , para que nos queden las ecuaciones (2.12) únicamente en función de las variables del principio y fin del periodo T_{Ki} que estarán en función de los subíndices t_{Km} y t_{K0} .

Al hacer este paso nos podríamos encontrar, según el convertidor a estudiar, que nos dieran productos cruzados, estos términos de segundo orden se consideran despreciables, por lo tanto se podrá simplificar la expresión resultante de la ecuación (2.12).

Ahora bien si queremos tener un conjunto de ecuaciones diferenciales continuas en las variables de estado, en un periodo T , a estas ecuaciones les podemos aplicar el método de la aproximación por Euler, y en concreto la *Forward* (ecuación (2.5)) sobre el conjunto de ecuaciones (2.12).

Si de forma general simplificamos las ecuaciones (2.12) de la forma siguiente (solo lo haremos sobre la X_F simplificada para que nos sirva de ejemplo) nos quedaría

$$X_F(t_{Km}) \cong X_F(t_{K0}) + \sum_{i=1}^m [A_{FSi} X_S(t_{K0}) + b_{Fi} U(t_{K0})] T_{Ki} \quad (2.13)$$

Si de la ecuación anterior (2.13) dejamos las $X_F(t_{K0})$ a la izquierda del signo aproximadamente igual a, nos quedará

$$X_F(t_{Km}) - X_F(t_{K0}) \cong \sum_{i=1}^m [A_{FSi} X_S(t_{K0}) + b_{Fi} U(t_{K0})] T_{Ki} \quad (2.14)$$

Teniendo en cuenta que T_{Ki} es un periodo completo T_K , podremos substituir el uno por el otro y despejándolo al lado izquierdo de la ecuación (2.14), tendremos

$$\frac{X_F(t_{Km}) - X_F(t_{K0})}{T_K} \cong \sum_{i=1}^m [A_{FSi} X_S(t_{K0}) + b_{Fi} U(t_{K0})] \quad (2.15)$$

Comparando esta ecuación (2.15) con la (2.5) que es el método de Euler, veremos la similitud entre ellas y que queda reflejada en las ecuaciones (2.16)

$$\frac{dx(t)}{dt} = \frac{x(t) - x(t_{k0})}{t - t_{k0}} \equiv \frac{X_F(t_{Km}) - X_F(t_{K0})}{T_K} \quad (2.16)$$

Por lo tanto esta comparación nos sirve para demostrar someramente que la formulación del método continuo proviene del método de Euler.

Las ecuaciones halladas en los m -subintervalos son finalmente las ecuaciones (2.17).

$$\left. \begin{aligned} \frac{dX_{F0}^C(t)}{dt} &\cong \frac{X_F^C(t_{Km}) - X_F^C(t_{K0})}{T_K} = \frac{1}{T_K} \sum_{i=1}^m [A_{FSi} X_S(t_{K0}) + b_{Fi} U(t_{K0})] T_{Ki} \\ \frac{dX_{S0}^C(t)}{dt} &\cong \frac{X_S^C(t_{Km}) - X_S^C(t_{K0})}{T_K} = \frac{1}{T_K} \sum_{i=1}^m \left\{ \frac{1}{2} A_{SF_i} [X_F(t_{Ki}) + X_F(t_{K(i-1)})] + A_{SSi} X_S(t_{K0}) + b_{Si} U(t_{K0}) \right\} T_{Ki} \end{aligned} \right\} \quad (2.17)$$

Las ecuaciones (2.17) son discretas porque vienen dadas en términos de subintervalos (véase que están en forma de subíndices K), si las reescribimos finalmente en forma continua serán el conjunto de ecuaciones (2.18):

$$\left. \begin{aligned} \frac{dX_{F0}^C(t)}{dt} &\cong \frac{1}{T^C(t)} \sum_{i=1}^m [A_{FSi} X_{S0}^C(t) + b_{Fi} U^C(t)] T_i^C(t) \\ \frac{dX_{S0}^C(t)}{dt} &\cong \frac{1}{T^C(t)} \sum_{i=1}^m \left\{ \frac{1}{2} A_{SFi} [X_{Fi}^C(t) + X_{F(i-1)}^C(t)] + A_{SSi} X_{S0}^C(t) + b_{Si} U(t) \right\} T_i^C(t) \end{aligned} \right\} (2.18)$$

También obtendremos un conjunto de ecuaciones auxiliares en la variable rápida por cada subintervalo de definición.

$$X_{Fi}^C(t) = X_{F(i-1)}^C(t) + [A_{FSi} X_{S0}^C(t) + b_{Fi} U^C(t)] T_i^C(t) \quad (2.19)$$

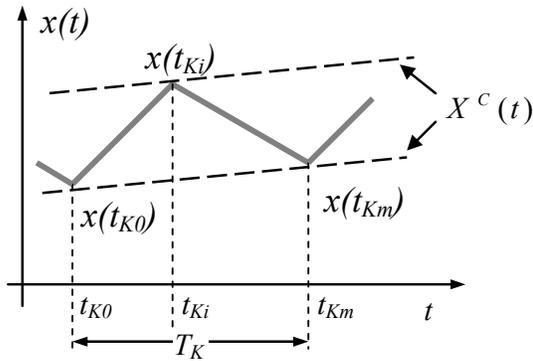
Donde

$$U^C(t) \cong U(t) \quad (2.20)$$

En resumen, el conjunto de ecuaciones (2.18) y (2.19) son:

- Continuas, de ahí que dependan del tiempo (t).
- Definidas al principio de ciclo, de ahí el subíndice 0 en cada una de las derivadas de las variables de estado.

Lo que se pretende con este modelo continuo es que la definición de cada tramo coincida a principio y final de ciclo de las variables de estado. De una forma gráfica se muestra en la Figura 2-4.



$$\frac{dX^C}{dt} = \frac{x_{t_{Km}} - x_{t_{K0}}}{T_K}$$

Figura 2-4 Forma posible de una variable rápida $x(t)$ a lo largo del tiempo, con sus dos envolventes (superior e inferior) en las que se puede convertir un conjunto de variables $X^C(t)$.

Conclusiones resumen sobre el método continuo:

Ventajas:

- El sistema de ecuaciones para un convertidor puede servir para frecuencia fija o variable.
- El régimen de trabajo del convertidor puede ser continuo o discontinuo.
- Es una formulación en gran señal.
- Al ser una aproximación de primer orden su complejidad matemática es baja.

Limitaciones del método:

- Es una aproximación de primer orden y no incluir términos de orden superior puede enmascarar efectos derivados de estos.
- Según la complejidad del convertidor, escoger qué variable es lenta y/o rápida (convertidor de Cuk, sepic) no es trivial.
- No se incluyen pérdidas de los diversos elementos del circuito.

2.3 Linealización alrededor de un punto de equilibrio

En este subapartado damos una breve introducción a la linealización de funciones alrededor de un punto de trabajo o de equilibrio, concepto utilizado más tarde en este capítulo para hallar las funciones de transferencia.

De forma general un sistema no lineal invariante en el tiempo con un vector de estados $\mathbf{x}(t)$, vector de entradas $\mathbf{u}(t)$, y vector de salida $\mathbf{y}(t)$, se escribe de la forma.

$$\left. \begin{aligned} \frac{dx(t)}{dt} &= f(x(t), u(t)) \\ y(t) &= g(x(t), u(t)) \end{aligned} \right\} \quad (2.21)$$

Si aplicamos el desarrollo de *Taylor* a las ecuaciones (2.21) alrededor de un punto de equilibrio

$$x(t) = X + \hat{x}(t) + o_x(t) \quad (2.22)$$

$$u(t) = U + \hat{u}(t) + o_u(t) \quad (2.23)$$

$$y(t) = Y + \hat{y}(t) + o_y(t) \quad (2.24)$$

obtendremos

$$f \approx f(x, u) + \left. \frac{\partial f}{\partial x} \right|_{x, u} (x - X) + \left. \frac{\partial f}{\partial u} \right|_{x, u} (u - U) + o_{f(x, u)} = F(x, u) + \hat{f}_x \Big|_{(x, u)} (x - X) + \hat{f}_u \Big|_{(x, u)} (u - U) + o_{f(x, u)} \quad (2.25)$$

$$g \approx g(x, u) + \left. \frac{\partial g}{\partial x} \right|_{x, u} (x - X) + \left. \frac{\partial g}{\partial u} \right|_{x, u} (u - U) + o_{g(x, u)} = G(x, u) + \hat{g}_x \Big|_{(x, u)} (x - X) + \hat{g}_u \Big|_{(x, u)} (u - U) + o_{g(x, u)} \quad (2.26)$$

Donde las letras en mayúsculas significan el punto de equilibrio (valor de continua, o de régimen permanente), los valores con la tilde circunfleja (^) significan la señal de perturbación de la primera derivada (lo que venimos a llamar el valor ac, de alterna o de pequeña señal) y finalmente los términos con la **o** minúscula, son los términos de orden superior del desarrollo de *Taylor*.

A la hora de linealizar las funciones \mathbf{f} y \mathbf{g} [10-12], los términos \mathbf{o} de orden superior del desarrollo de *Taylor* no los tendremos en cuenta, por considerarlos términos insignificantes.

Los términos del tipo $\left. \frac{\partial f}{\partial x} \right|_{x,u}$ que denotan la primera derivada parcial, son los jacobianos.

El siguiente paso es hacer que las ecuaciones (2.25) y (2.26) satisfagan el punto de equilibrio.

$$\mathbf{0} = \mathbf{f}(x, u) \quad (2.27)$$

$$Y = \mathbf{g}(x, u) \quad (2.28)$$

La linealización del sistema dado por las ecuaciones (2.25) y (2.26) nos quedará en forma de variables de estado como.

$$\left. \begin{aligned} \frac{d\hat{x}}{dt}(t) &= A\hat{x}(t) + B\hat{u}(t) \\ \hat{y}(t) &= C\hat{x}(t) + D\hat{u}(t) \end{aligned} \right\} \quad (2.29)$$

2.4 Aplicación del modelo continuo en un convertidor *boost*.

En la Figura 2-5 se muestra el esquema de un convertidor *boost*. El convertidor *boost* es una configuración de convertidor continua-continua elevadora, queriendo decir con eso que en estado estacionario la tensión de salida será mayor que la de entrada.

La fuente de corriente i_o de la Figura 2-5 sirve para modelar perturbaciones en la carga.

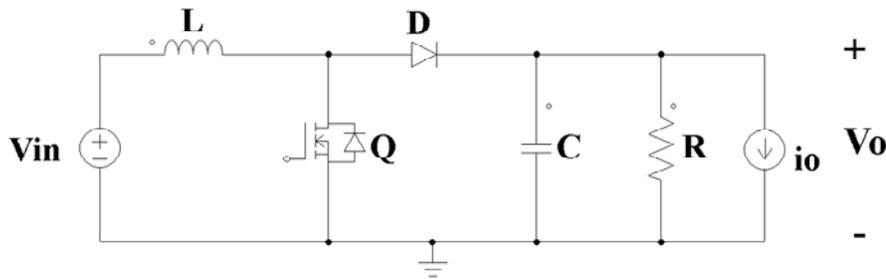


Figura 2-5 Convertidor *boost* con fuente de corriente (i_o) en la salida como carga.

En la Figura 2-6 se muestra la forma de la corriente en el inductor tramo a tramo con los subíndices que se van a utilizar en el desarrollo matemático. Los subíndices m , M y f serán de mínimo, máximo y final respectivamente.

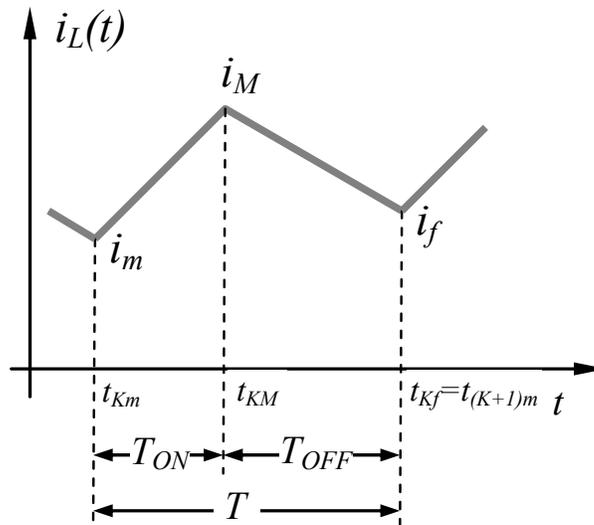


Figura 2-6 Corriente en el inductor en modo de conducción continua.

En los siguientes subapartados, se van a describir los pasos de forma secuencial para la obtención de las ecuaciones diferenciales que van a describir la dinámica del convertidor boost aplicando el método continuo.

2.4.1 Paso 1. Ecuaciones diferenciales en cada intervalo del convertidor.

En este primer paso obtendremos las ecuaciones diferenciales tramo a tramo del convertidor. En este caso tenemos dos tramos ya que consideramos el modo de conducción continua, en el que la corriente por el diodo no se anula.

Obtención de las ecuaciones de estado en el modelo exacto del convertidor en T_{ON} .

En la Figura 2-7 tenemos el convertidor para el tramo T_{ON} , el transistor está activado. Se han dibujado las corrientes por cada rama y la tensión de salida v_o .

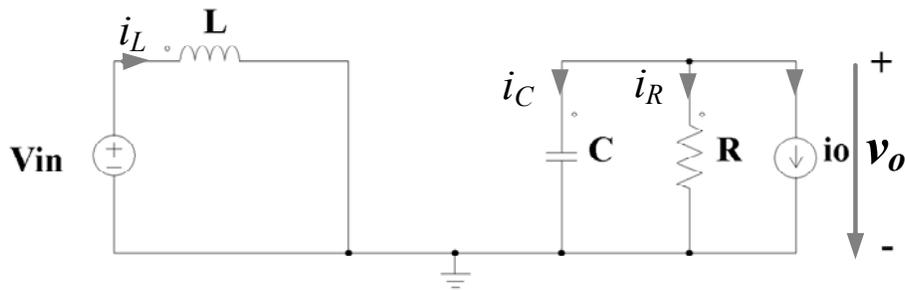


Figura 2-7 Convertidor boost en el estado ON del transistor.

En la Figura 2-8 se muestra la forma de onda de la corriente en el inductor en el subintervalo ON de conducción del transistor.

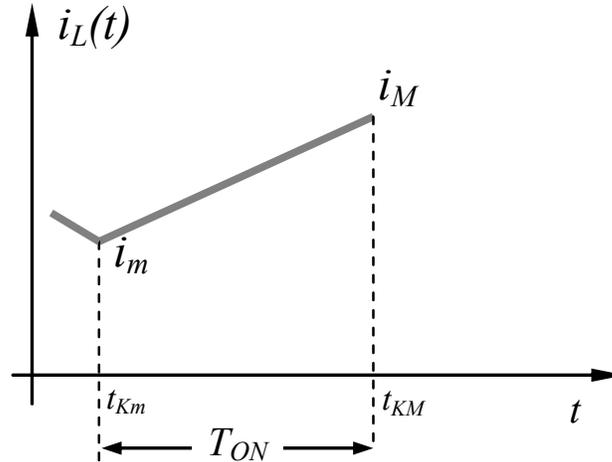


Figura 2-8 Forma de la corriente en el estado ON del convertidor boost.

$$v_{in} = L \frac{di_L(t)}{dt} \quad (2.30)$$

Si despejamos la derivada de la corriente en el inductor, obtendremos la ecuación de la corriente en el inductor.

$$\frac{di_L(t)}{dt} = \frac{v_{in}}{L} \quad (2.31)$$

Teniendo en cuenta el nodo de v_o y aplicando las leyes de Kirchoff para las corrientes, tendremos:

$$i_C + i_R + i_O = 0 \quad (2.32)$$

Aplicando las relaciones tensión-corriente en el resistor y el condensador en (2.32), obtendremos:

$$C \frac{dv_o(t)}{dt} + \frac{v_o(t)}{R} + i_o = 0 \quad (2.33)$$

Despejando la tensión en el condensador, obtendremos su ecuación en variables de estado:

$$\frac{dv_o(t)}{dt} = -\frac{v_o(t)}{CR} - \frac{i_o}{C} \quad (2.34)$$

Obtención de las ecuaciones de estado en el modelo exacto del convertidor en T_{OFF} .

Al igual que hemos hecho para el tramo T_{ON} , para el T_{OFF} procedemos de forma similar. En la Figura 2-9 vemos el circuito correspondiente.

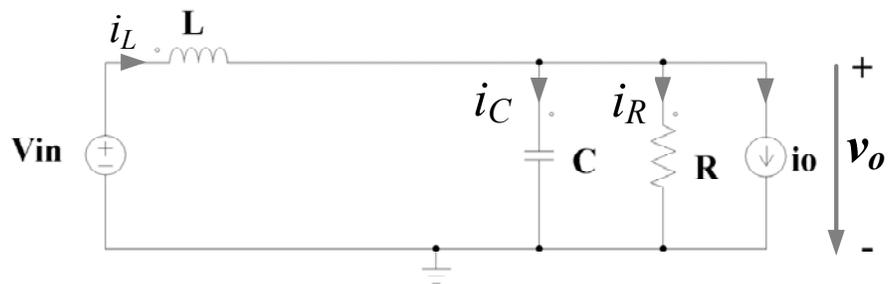


Figura 2-9 Estado OFF del convertidor boost.

En la Figura 2-10 se muestra la forma de onda de la corriente en el inductor en el subintervalo ON de conducción del transistor.

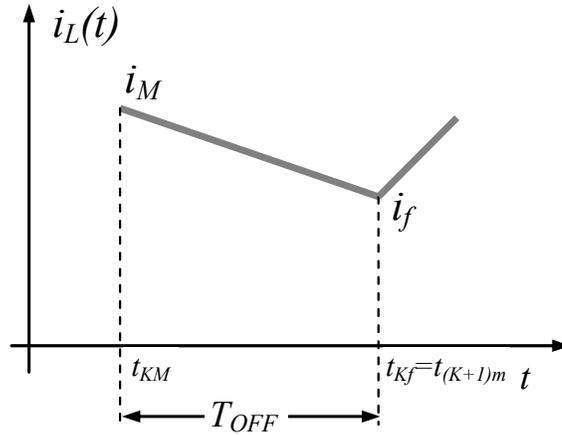


Figura 2-10 Forma de la corriente en el estado OFF del convertidor boost.

Según el circuito de la Figura 2-9, la tensión en el inductor puede expresarse como se muestra en la ecuación (2.35)

$$v_{in} - v_O(t) = L \frac{di_L(t)}{dt} \quad (2.35)$$

Si despejamos la ecuación diferencial anterior, obtendremos la ecuación de la corriente en el inductor.

$$\frac{di_L(t)}{dt} = \frac{v_{in} - v_O(t)}{L} \quad (2.36)$$

Teniendo en cuenta el nodo de salida v_o y aplicando las leyes de Kirchoff para las corrientes, tendremos:

$$i_C + i_O + i_R = i_L \quad (2.37)$$

Expresando las corrientes del resistor y el condensador en función de las tensiones en (2.37), obtendremos:

$$C \frac{dv_o(t)}{dt} + \frac{v_o(t)}{R} + i_O = i_L \quad (2.38)$$

Despejando la tensión en el condensador, obtendremos su ecuación en variables de estado:

$$\frac{dv_o(t)}{dt} = i_L - \frac{v_o(t)}{CR} - \frac{i_O}{C} \quad (2.39)$$

2.4.2 Paso 2. Solución aproximada de las ecuaciones diferenciales.

Teniendo en cuenta la Tabla 2-I y las ecuaciones (2.10) , obtendremos la solución aproximada de las ecuaciones diferenciales en variables de estado en cada estado del transistor sobre las ecuaciones (2.31), (2.34), (2.36) y (2.39).

Para el estado ON:

$$\left. \begin{aligned} i_L(t) &\cong i_m + \frac{v_{in}}{L}(t - t_{Km}) \\ v_o(t) &\cong v_o(t_{Km}) + \left\{ -\frac{1}{CR}v_o(t_{Km}) - \frac{1}{C}i_o \right\}(t - t_{Km}) \end{aligned} \right\} \quad (2.40)$$

Para el estado OFF:

$$\left. \begin{aligned} i_L(t) &\cong i_M + \frac{1}{L}(v_{in} - v_o(t_{KM}))(t - t_{KM}) \\ v_o(t) &\cong v_o(t_{KM}) + \left\{ -\frac{1}{CR}v_o(t_{KM}) - \frac{1}{C}i_o + \frac{1}{2} \frac{1}{C}(i_f + i_M) \right\} (t - t_{KM}) \end{aligned} \right\} \quad (2.41)$$

2.4.3 Paso 3. Modelo discreto de las ecuaciones del paso 2.

Teniendo en cuenta las ecuaciones (2.11) del método continuo y aplicándolas sobre el conjunto de ecuaciones que hemos obtenido en (2.40) y (2.41), obtendremos una recurrencia discreta no lineal al principio y al final de los dos subintervalos de trabajo del convertidor.

Para el estado ON:

$$\left. \begin{aligned} i_L[t_{KM}] &= i_M \cong i_m + \frac{1}{L}v_{in}(t_{KM} - t_{Km}) = i_m + \frac{1}{L}v_{in}T_{ON} \\ v_o[t_{KM}] &\cong v_o[t_{Km}] + \left\{ -\frac{1}{CR}v_o[t_{Km}] - \frac{1}{C}i_o \right\} [t_{KM} - t_{Km}] = \\ v_o[t_{Km}] &- \left\{ \frac{1}{CR}v_o[t_{Km}] + \frac{1}{C}i_o \right\} T_{ON} \end{aligned} \right\} \quad (2.42)$$

Para el estado OFF:

$$\left. \begin{aligned} i_L[t_{Kf}] &= i_f \cong i_M + \frac{1}{L}(v_{in} - v_o[t_{KM}](t_{KM} - t_{Kf})) = i_M + \frac{1}{L}(v_{in} - v_o[t_{KM}])T_{OFF} \\ v_o[t_{Kf}] &\cong v_o[t_{KM}] + \left\{ -\frac{1}{CR}v_o[t_{KM}] - \frac{1}{C}i_o + \frac{1}{2} \frac{1}{C}(i_f + i_M) \right\} (t_{KM} - t_{Kf}) = \\ v_o[t_{KM}] &+ \left\{ -\frac{1}{CR}v_o[t_{KM}] - \frac{1}{C}i_o + \frac{1}{2} \frac{1}{C}(i_f + i_M) \right\} T_{OFF} \end{aligned} \right\} \quad (2.43)$$

2.4.4 Paso 4. Aplicación del método continuo a lo largo de los m-subintervalos del periodo T_K .

En este paso de lo que se trata es de substituir las expresiones de \mathbf{i}_M y $\mathbf{v}_o[t_{KM}]$ de (2.42) en el conjunto de ecuaciones (2.43), obteniendo un conjunto de ecuaciones discretas y recurrentes de los vectores de estado al principio y final del ciclo (véanse el conjunto de ecuaciones (2.12)), siendo t_{Km} y t_{Kf} el principio y final del ciclo K .

$$\left. \begin{aligned} i_L[t_{Kf}] &= i_f \cong i_m + \frac{1}{L} v_{in} T_{ON} + \frac{1}{L} (v_{in} - v_o[t_{Km}]) T_{OFF} \\ v_o[t_{Kf}] &\cong v_o[t_{Km}] - \left\{ \frac{1}{CR} v_o[t_{Km}] + \frac{1}{C} i_o \right\} T_{ON} + \left\{ -\frac{1}{CR} v_o[t_{Km}] - \frac{1}{C} i_o + \frac{1}{2} \frac{1}{C} (i_f + i_M) \right\} T_{OFF} + \left\{ \frac{v_o[t_{Km}] + R i_o}{(CR)^2} \right\} T_{ON} T_{OFF} \end{aligned} \right\} \quad (2.44)$$

Vemos que en la expresión $v_o[t_{Kf}]$ del conjunto de ecuaciones (2.44) ha aparecido un término en el que se están multiplicando los dos subintervalos T_{ON} y T_{OFF} . De acuerdo con el método continuo, este término se elimina, quedándonos el conjunto final de ecuaciones (2.45)

$$\left. \begin{aligned} i_L[t_{Kf}] &= i_f \cong i_m + \frac{1}{L} v_{in} T_{ON} + \frac{1}{L} (v_{in} - v_o[t_{Km}]) T_{OFF} \\ v_o[t_{Kf}] &\cong v_o[t_{Km}] - \left\{ \frac{1}{CR} v_o[t_{Km}] + \frac{1}{C} i_o \right\} T_{ON} + \left\{ -\frac{1}{CR} v_o[t_{Km}] - \frac{1}{C} i_o + \frac{1}{2} \frac{1}{C} (i_f + i_M) \right\} T_{OFF} \end{aligned} \right\} \quad (2.45)$$

2.4.5 Paso 5. Obtención del sistema de ecuaciones diferenciales en variables de estado de tiempo continuo en lazo abierto.

En este paso obtendremos las ecuaciones en variables de estado de tiempo continuo en lazo abierto, o lo que es lo mismo el modelo de la planta sin tener en cuenta ningún tipo de control. Utilizaremos el superíndice C para denotar que el conjunto de ecuaciones pertenecen finalmente al método continuo.

Teniendo en cuenta las ecuaciones (2.18) generales del método, y que el periodo T es la suma de T_{ON} y T_{OFF} , de la ecuación (2.45) obtendremos la solución aproximada de las ecuaciones diferenciales en variables de estado del convertidor en cada estado del transistor. La

ecuación diferencial continua de la corriente tendrá el subíndice m (subíndice de principio de ciclo), aplicando el método continuo el valor mínimo de la corriente en el inductor pasa a ser la variable de estado. También hay que tener en cuenta que la tensión $v_o[t_{kf}]$, pasa a ser v_o^C .

$$\left. \begin{aligned} \frac{di_m^C(t)}{dt} &\cong \frac{i_f - i_m}{T^C} = \frac{\frac{1}{L} v_{in}^C T_{ON}^C + \frac{1}{L} (v_{in}^C - v_o^C) T_{OFF}^C}{T_{ON}^C + T_{OFF}^C} \\ \frac{dv_o^C(t)}{dt} &\cong \frac{v_o[t_{kf}] - v_o[t_{km}]}{T^C} = \frac{-\left\{ \frac{1}{CR} v_o^C + \frac{1}{C} i_o^C \right\} T_{ON}^C + \left\{ -\frac{1}{CR} v_o^C - \frac{1}{C} i_o^C + \frac{1}{2} \frac{1}{C} (i_f^C + i_M^C) \right\} T_{OFF}^C}{T_{ON}^C + T_{OFF}^C} \end{aligned} \right\} (2.46)$$

que simplificadas con manipulaciones algebraicas dan la ecuación (2.47):

$$\left. \begin{aligned} \frac{di_m^C(t)}{dt} &= \frac{1}{L} v_{in}^C - \frac{1}{L} \frac{T_{OFF}^C}{T_{ON}^C + T_{OFF}^C} v_o^C \\ \frac{dv_o^C(t)}{dt} &= -\frac{1}{CR} v_o^C - \frac{1}{C} i_o^C + \frac{1}{2} \frac{1}{C} \frac{(i_f^C + i_M^C) T_{OFF}^C}{T_{ON}^C + T_{OFF}^C} \end{aligned} \right\} (2.47)$$

Como conjunto de variables de estado tenemos el valor mínimo de la corriente en el inductor y la tensión en el condensador $\{i_m^C, v_o^C\}$. Como conjunto de variables de entrada, tenemos la tensión de entrada v_{in}^C , las corrientes auxiliares i_f^C e i_M^C , la corriente i_o^C y finalmente las duraciones de los subintervalos T_{ON}^C y T_{OFF}^C que son variables de control $\{v_{in}^C, i_f^C, i_M^C, i_o^C, T_{ON}^C, T_{OFF}^C\}$.

Las ecuaciones auxiliares de las corrientes i_f^C e i_M^C según las ecuaciones (2.19) del método continuo [8] serán:

$$\left. \begin{aligned} i_M^C &= \frac{1}{L} v_{in}^C T_{ON}^C + i_m^C \\ i_f^C &= \frac{1}{L} (v_{in}^C - v_o^C) T_{OFF}^C + i_M^C \end{aligned} \right\} (2.48)$$

Cada una de estas ecuaciones auxiliares aparece por la definición de los dos subintervalos de funcionamiento del convertidor, los estados ON y OFF respectivamente.

2.4.6 Paso 6. Ecuaciones de la ley de control.

En este paso se particularizan las ecuaciones obtenidas anteriormente. En el presente trabajo de tesis estamos considerando el control de corriente de pico, con lo cual acotaremos T_{ON} , y T_{OFF} será función de las tensiones de entrada y de salida.

Expresión de T_{ON} :

La corriente i_M^C , que es la corriente máxima en el inductor, será la corriente de pico deseada, la llamaremos i_{REF} (véase ecuación (2.49)).

$$i_M^C = i_{REF}(t) \quad (2.49)$$

En nuestro caso i_{REF} será un valor constante y prefijado por nosotros, que se corresponderá con el valor de la corriente máxima que deseemos que circule por el inductor.

Habiendo prefijado la corriente máxima de la expresión de i_M^C , ecuación (2.48), despejamos T_{ON}

$$T_{ON}^C = \frac{L}{v_{in}^C} (i_{REF} - i_m^C) \quad (2.50)$$

Expresión de T_{OFF} :

Uno de los objetivos del presente trabajo es mantener la frecuencia de conmutación constante frente a variaciones de carga, de la tensión de entrada y parámetros del convertidor, para ello se utilizará como parámetro ajustador de la frecuencia de conmutación la duración del subintervalo T_{OFF} . Determinaremos T_{OFF} a partir de las tensiones v_{in} y v_o que son variables de variación lenta en un periodo K de conmutación. El mecanismo utilizado (ver Figura 1-23) será una comparación entre la tensión de entrada v_{in} y la integración de la tensión de salida v_o , cada vez que se igualen estas dos magnitudes, se empezará de nuevo la integración.

Llamando τ al periodo de conmutación en estado estacionario deseado, en la ecuación (2.51) se refleja la idea del mecanismo integrador de la tensión de salida con la tensión de entrada:

$$\frac{1}{\tau} \int_0^{T_{OFF}} v_o(t) dt = v_{in}(t) \quad (2.51)$$

Teniendo en cuenta que tanto $v_{in}(t)$ como $v_o(t)$, suponiendo que el rizado de estas dos tensiones va a ser mucho menor que su valor de continua, serán constantes en todo el ciclo K (que es el periodo de conmutación del convertidor). Resolviendo la integral, y despejando de esta ecuación anterior (2.51) el T_{OFF} nos quedará tal como vemos en la ecuación (2.52).

$$T_{OFF}^C = \tau \frac{v_{in}^C}{v_o^C} \quad (2.52)$$

2.4.7 Paso 7. Obtención del conjunto de ecuaciones en variables de estado con el lazo de corriente cerrado.

Si combinamos las ecuaciones en variables de estado en lazo abierto con las ecuaciones del control, obtendremos el conjunto final de ecuaciones en variables de estado.

Introduciendo en la ecuación (2.47) las ecuaciones de i_f^C , T_{ON}^C y T_{OFF}^C que son las (2.48), (2.50) y (2.52) respectivamente, las ecuaciones en variables de estado en lazo cerrado para nuestro convertidor boost serán:

$$\left. \begin{aligned} \frac{di_m^C(t)}{dt} &= \frac{1}{L} v_{in}^C - \frac{1}{L} \frac{1}{\frac{1}{v_{in}^C} L (i_{REF} - i_m^C) + \frac{v_{in}^C}{v_o^C} \tau} v_{in}^C \tau \\ \frac{dv_o^C(t)}{dt} &= -\frac{1}{CR} v_o^C - \frac{1}{C} i_o^C + \frac{1}{2C} \frac{1}{\frac{1}{v_{in}^C} L (i_{REF} - i_m^C) + \frac{v_{in}^C}{v_o^C} \tau} \left(\frac{1}{L} (v_{in}^C - v_o^C) \frac{v_{in}^C}{v_o^C} \tau + 2i_{REF} \frac{v_{in}^C}{v_o^C} \tau \right) \end{aligned} \right\} \quad (2.53)$$

De las ecuaciones (2.53) tenemos como variables de estado, la corriente en el inductor y la tensión en el condensador $\{i_m^C, v_o^C\}$. Al conjunto de variables de entrada las dividiremos en dos subconjuntos; las variables de entrada para el control, que será en este caso una la $\{i_{REF}\}$ y el otro subconjunto las $\{i_o^C, v_{in}^C\}$.

Hasta este paso hemos realizado lo que denominaríamos la composición de las ecuaciones en variables de estado, particularizando el método continuo, para un convertidor continua-continua de tipo boost o elevador.

2.4.8 Resolución numérica de la ecuación diferencial

Podemos obtener la solución de las dos ecuaciones diferenciales del subapartado anterior, ecuación (2.53), aplicando algún método numérico. En este caso nos centraremos en la corriente en el inductor y le aplicaremos el método *Forward Euler* implementado con un bloque C del simulador PSIM. El resultado que se obtiene es el valor mínimo de la corriente i_m^C , que corresponde a la solución de la ecuación (2.53). En la Figura 2-11 se muestra la simulación, de la corriente en el inductor (IL) y la corriente de referencia (V_IREF), y en la Figura 2-12 el esquema de la simulación en PSIM.

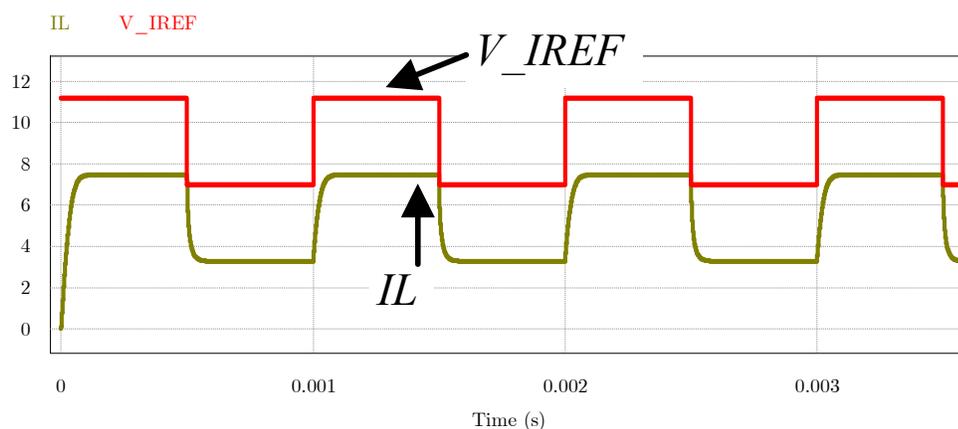


Figura 2-11 Promediado de la corriente en el inductor IL , utilizando la ecuación diferencial de la corriente i_m^C , respecto de la referencia V_IREF . Donde $L=27\ \mu\text{H}$, $V_{in}=10\ \text{V}$, $V_o=30\ \text{V}$ y $T=15\ \mu\text{s}$.

En la respuesta de la corriente en el inductor de la figura anterior, podemos observar el típico comportamiento de un control por modo de corriente, un sistema reducido a uno de primer orden.

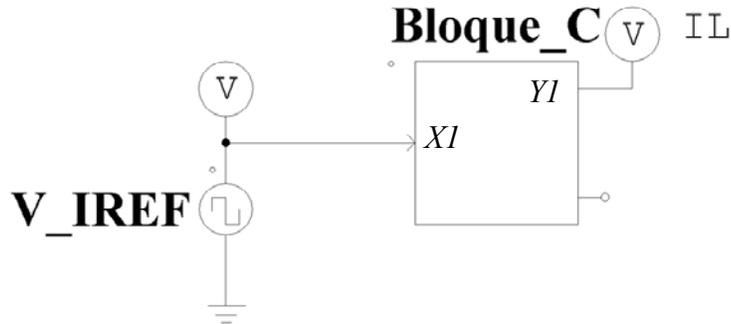


Figura 2-12 Bloque C de PSIM en el que se ha implementado la resolución de la ecuación diferencial de la corriente en el inductor con el método numérico *forward Euler*.

El código implementado en el Bloque_C se lista en la Tabla 2-II. En este bloque se han declarado como *static* las variables que no han de perder su valor en cada paso de tiempo del simulador (*delt o Time Step*) [13]

Tabla 2-II Listado del programa en lenguaje C para simular en PSIM la ecuación diferencial de la corriente en el inductor.

```
//declaración de variables
    static double il0,il1;

    static double L=27e-6, vin=10,vo=30,T=15e-6;

    double iref;

    double dil;

iref=x1;
il0=il1;

//Cálculo de la derivada en cada paso, que será la pendiente del método forward Euler
dil=(1/L)*vin-(1/L)*vin*T/((1/vin)*L*(iref-il1)+(vin/vo)*T);

//Cálculo de la corriente en el método forward Euler
il1=il0+dil*(delt);
y1=il1;
```

2.5 Linealización del convertidor boost derivado del modelo continuo.

El conjunto de ecuaciones obtenidas en (2.53) son no lineales. Para hallar las funciones de transferencia, necesitaremos linealizarlas alrededor de un punto de equilibrio. Para linealizar, hallaremos la matriz jacobiana y posteriormente la particularizaremos en el punto de equilibrio deseado. Descompondremos las variables de estado y de entrada en su punto de equilibrio (letra en mayúsculas) y su desviación en pequeña señal (letra en minúsculas con la tilde circunfleja $\hat{\cdot}$), tal como.

$$\begin{aligned}
 i_m^C(t) &= I_m + \hat{i}_m(t) \\
 v_o^C(t) &= V_o + \hat{v}_o(t) \\
 i_o^C(t) &= I_o + \hat{i}_o(t) \\
 v_{in}^C(t) &= V_{in} + \hat{v}_{in}(t) \\
 i_{REF}(t) &= I_{REF} + \hat{i}_{REF}(t)
 \end{aligned} \tag{2.54}$$

Siendo nuestras variables de estado $x^C(t) = \{i_m^C(t), v_o^C(t)\}$ y las variables de entrada $u^C(t) = \{i_{REF}(t), v_{in}^C(t), i_o^C(t)\}$, el sistema lineal resultante tendrá la forma

$$\frac{d\hat{x}(t)}{dt} = A\hat{x}(t) + B\hat{u}(t).$$

Siendo los vectores $\hat{x}(t)$ y $\hat{u}(t)$

$$\hat{x}(t) = \begin{bmatrix} \hat{i}_m(t) \\ \hat{v}_o(t) \end{bmatrix} \tag{2.55}$$

$$\hat{u}(t) = \begin{bmatrix} \hat{i}_{ref}(t) \\ \hat{v}_{in}(t) \\ \hat{i}_o(t) \end{bmatrix} \tag{2.56}$$

2.5.1 Obtención del punto de equilibrio.

Para obtener el punto de equilibrio deseado igualaremos a cero las ecuaciones (2.53). Utilizaremos I_{REF} como incógnita y supondremos que V_o vendrá fijada por un lazo de tensión externo. La tensión V_{in} vendrá fijada por una fuente de tensión ideal.

En el punto de equilibrio tendremos los valores de continua (DC) de la ecuación (2.54) que serán:

$$\begin{aligned} v_o^C(t) &= V_o \\ i_o^C(t) &= I_o \\ v_{in}^C(t) &= V_{in} \end{aligned} \quad (2.57)$$

Que substituidos en (2.53) proporcionan los valores máximo y mínimo de la corriente del inductor expresadas en el conjunto de ecuaciones (2.58), en lugar de expresar las coordenadas del punto de equilibrio V_o, I_m .

$$\left. \begin{aligned} I_{REF} &= \frac{1}{2} \frac{-\tau R V_{in}^3 + \tau R V_o V_{in}^2 + 2L V_o^3 + 2L R I_o V_o^2}{R L V_o V_{in}} \\ I_m &= \frac{1}{2} \frac{\tau R V_{in}^3 - \tau R V_o V_{in}^2 + 2L V_o^3 + 2L R I_o V_o^2}{R L V_o V_{in}} \end{aligned} \right\} \quad (2.58)$$

Las dos ecuaciones anteriores son el máximo y mínimo de la corriente en el inductor en el punto de equilibrio, teniendo en cuenta que I_{REF} es la I_m , tal y como se comentó en el apartado 2.4.6. La diferencia de las dos ecuaciones anteriores nos dará el rizado de la corriente (ΔI_L) ver Figura 2-13).

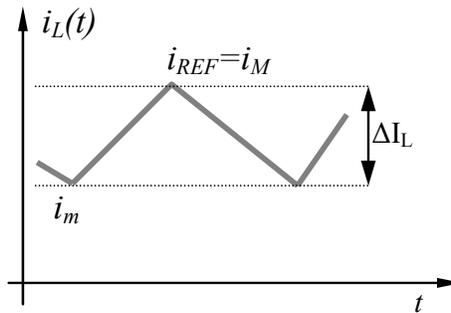


Figura 2-13 Máximo y mínimo de la corriente en el inductor, cambiamos subíndices en i_M por i_{REF}

Para simplificar la escritura general de los jacobianos que vamos a obtener, reescribiremos las ecuaciones (2.53) como.

$$\left. \begin{aligned} f_{i_m}^C(x^C, u) &= \frac{di_m^C(t)}{dt} \\ f_{v_o}^C(x^C, u) &= \frac{dv_o^C(t)}{dt} \end{aligned} \right\} \quad (2.59)$$

Los jacobianos resultantes tendrán la forma (2.60) y (2.61), de los cuales nos servirán para obtener las funciones de transferencia deseadas.

$$J_A = \begin{bmatrix} \frac{\partial f_{i_m}^C}{\partial i_m} & \frac{\partial f_{i_m}^C}{\partial v_o} \\ \frac{\partial f_{v_o}^C}{\partial i_m} & \frac{\partial f_{v_o}^C}{\partial v_o} \end{bmatrix} \quad (2.60)$$

$$J_B = \begin{bmatrix} \frac{\partial f_{i_m}^C}{\partial i_{ref}} & \frac{\partial f_{i_m}^C}{\partial v_{in}^C} & \frac{\partial f_{i_m}^C}{\partial i_o^C} \\ \frac{\partial f_{v_o}^C}{\partial i_{ref}} & \frac{\partial f_{v_o}^C}{\partial v_{in}^C} & \frac{\partial f_{v_o}^C}{\partial i_o^C} \end{bmatrix} \quad (2.61)$$

En estos jacobianos (2.60) y (2.61), hemos substituido el punto de equilibrio hallado en el conjunto de ecuaciones (2.58), dándonos:

$$A = \begin{bmatrix} \frac{1}{\tau} & -\frac{1}{L} \frac{V_{in}^2}{V_o^2} \\ \frac{L}{RC\tau} \frac{V_o + I_o R}{V_{in}} & \frac{1}{2} \frac{1}{RLC} \frac{2LV_{in}V_o^2 + 2LV_{in}V_oI_oR - 4LV_o^3 - \tau RV_{in}^3 - 2LV_o^2I_oR}{V_o^3} \end{bmatrix} \quad (2.62)$$

$$B = \begin{bmatrix} \frac{1}{\tau} & \frac{2V_{in} - V_o}{L V_o} & 0 \\ \frac{1}{RC\tau} \frac{\tau R V_{in}^2 - L V_o^2 - L R I_o V_o}{V_{in} V_o} & \frac{1}{2} \frac{1}{RLC} \frac{2\tau R V_{in}^3 - \tau R V_{in}^2 V_o + 4L V_o^3 + 4L R I_o V_o^2 - 4L V_{in} V_o^2 - 4L R I_o V_{in} V_o}{V_{in} V_o^2} & -\frac{1}{C} \end{bmatrix} \quad (2.63)$$

En la ecuación (2.64) vemos de forma compacta cómo quedaría el sistema en variables de estado, teniendo en cuenta los jacobianos A y B calculados anteriormente.

$$\begin{bmatrix} \frac{d\hat{i}_m(t)}{dt} \\ \frac{d\hat{v}_o(t)}{dt} \end{bmatrix} = [A] \begin{bmatrix} \hat{i}_m(t) \\ \hat{v}_o(t) \end{bmatrix} + [B] \begin{bmatrix} \hat{i}_{ref}(t) \\ \hat{v}_{in}(t) \\ \hat{i}_o(t) \end{bmatrix} \quad (2.64)$$

Para hallar la solución de este sistema de ecuaciones (2.64), le aplicaremos la transformada de Laplace, suponiendo condiciones iniciales nulas, siendo su solución la (2.65)

$$\begin{bmatrix} \hat{i}_m(s) \\ \hat{v}_o(s) \end{bmatrix} = [(sI - A)^{-1}] \cdot [B] \begin{bmatrix} \hat{i}_{ref}(s) \\ \hat{v}_{in}(s) \\ \hat{i}_o(s) \end{bmatrix} \quad (2.65)$$

De la ecuación (2.65), obtendremos las diferentes funciones de transferencia que nos sean de utilidad [14]. Entre las funciones de transferencia en lazo abierto que marcan el comportamiento de la dinámica de un convertidor DC-DC tenemos:

1. Función de transferencia salida-control $G_{v_o i_{ref}}(s) \equiv \frac{\hat{v}_o(s)}{\hat{i}_{ref}(s)}$
2. Función de transferencia salida-entrada (audiosusceptibilidad) $G_{v_o v_{in}}(s) \equiv \frac{\hat{v}_o(s)}{\hat{v}_{in}(s)}$

3. Función de transferencia impedancia de salida $G_{v_o i_o}(s) \equiv \frac{\hat{v}_o(s)}{\hat{i}_o(s)}$

4. Función de transferencia admitancia de entrada $G_{i_m v_{in}}(s) \equiv \frac{\hat{i}_m(s)}{\hat{v}_{in}(s)}$

Siendo estas funciones de transferencia:

Salida-control $G_{v_o i_{ref}}(s) \equiv \frac{\hat{v}_o(s)}{\hat{i}_{ref}(s)}$:

$$G_{v_o i_{ref}}(s) \equiv \frac{\hat{v}_o(s)}{\hat{i}_{ref}(s)} = \frac{-2LV_o^2 \left((-\tau R V_{in}^2 + LV_o^2 + RLI_L V_o) s - R V_{in}^2 \right)}{V_{in} \left(2\tau RLCV_o^3 s^2 + (4\tau LV_o^3 - 2\tau LV_o^2 V_{in} + \tau^2 R V_{in}^3 + 2RLCV_o^3 + 2\tau RLV_o^2 I_o - 2\tau RLV_o V_{in} I_o) s + 4LV_o^3 + 2RLV_o^2 I_o + R\tau V_{in}^3 \right)} \quad (2.66)$$

Salida-entrada (audiosusceptibilidad) $G_{v_o v_{in}}(s) \equiv \frac{\hat{v}_o(s)}{\hat{v}_{in}(s)}$:

$$G_{v_o v_{in}}(s) \equiv \frac{\hat{v}_o(s)}{\hat{v}_{in}(s)} = \frac{V_o \left((-2\tau^2 R V_{in}^3 + \tau^2 R V_{in}^2 V_o - 4\tau LV_o^3 - 4\tau RLI_o V_o^2 + 4\tau LV_{in} V_o^2 + 4\tau RLI_o V_{in} V_o) s - 2LV_o^3 - 2RLI_o V_o^2 - 2\tau R V_{in}^3 + \tau R V_{in}^2 V_o \right)}{V_{in} \left(2\tau RLCV_o^3 s^2 + (4\tau LV_o^3 - 2\tau LV_o^2 V_{in} + \tau^2 R V_{in}^3 + 2RLCV_o^3 + 2\tau RLV_o^2 I_o - 2\tau RLV_o V_{in} I_o) s + 4LV_o^3 + 2RLV_o^2 I_o + R\tau V_{in}^3 \right)} \quad (2.67)$$

Impedancia de salida $G_{v_o i_o}(s) \equiv \frac{\hat{v}_o(s)}{\hat{i}_o(s)}$:

$$G_{v_o i_o}(s) \equiv \frac{\hat{v}_o(s)}{\hat{i}_o(s)} = \frac{2RLV_o^3(\tau s + 1)}{V_{in} \left(2\tau RLCV_o^3 s^2 + (4\tau LV_o^3 - 2\tau LV_o^2 V_{in} + \tau^2 RV_{in}^3 + 2RLCV_o^3 + 2\tau RLV_o^2 I_o - 2\tau RLV_o V_{in} I_o) s + 4LV_o^3 + 2RLV_o^2 I_o + R\tau V_{in}^3 \right)} \quad (2.68)$$

Admitancia de entrada $G_{i_m v_{in}}(s) \equiv \frac{\hat{i}_m(s)}{\hat{v}_{in}(s)}$:

$$G_{i_m v_{in}}(s) \equiv \frac{\hat{i}_m(s)}{\hat{v}_{in}(s)} = \frac{2\tau V_o \left((2RCV_{in} V_o - RCV_o^2) s + 3V_{in} V_o - 2V_o^2 + RI_o V_{in} - RI_o V_o \right)}{2\tau RLCV_o^3 s^2 + (4\tau LV_o^3 - 2\tau LV_o^2 V_{in} + \tau^2 RV_{in}^3 + 2RLCV_o^3 + 2\tau RLI_o V_o^2 - 2\tau RLI_o V_{in} V_o) s + 4LV_o^3 + 2RLI_o V_o^2 + \tau RV_{in}^3} \quad (2.69)$$

2.5.2 Aplicación numérica. Obtención de la respuesta en frecuencia de la relación $\frac{\hat{v}_o(s)}{\hat{i}_{ref}(s)}$

La función de transferencia que nos interesa es la relación tensión de salida en función de la corriente de referencia (que es la referencia del control) $G_{v_o i_{ref}}(s) \equiv \hat{v}_o(s) / \hat{i}_{ref}(s)$. En la Figura 2-14 se muestra el diagrama de Bode de la ganancia y de la fase de la función de transferencia con los datos del convertidor *boost* experimental que son los que se muestran en la Tabla 2-III, y substituidos en la ecuación (2.66) para dos valores de carga.

Tabla 2-III Parámetros de la planta *boost* propuesta a estudio.

PARÁMETROS CIRCUITALES DE LA PLANTA	
V_{in}	10 V
$V_{out} (V_{ref})$	30 V
T	15 μ s
f_s	66.67 kHz
L	27 μ H
C	100 μ F
R (resistencia de carga)	5 Ω - 10 Ω
ΔI (Rizado de la corriente en el inductor)	3,703 A
Potencia	180 W
Modo de conducción	CCM (Modo de Conducción Continua)
D (Ciclo de trabajo nominal)	66,67 %

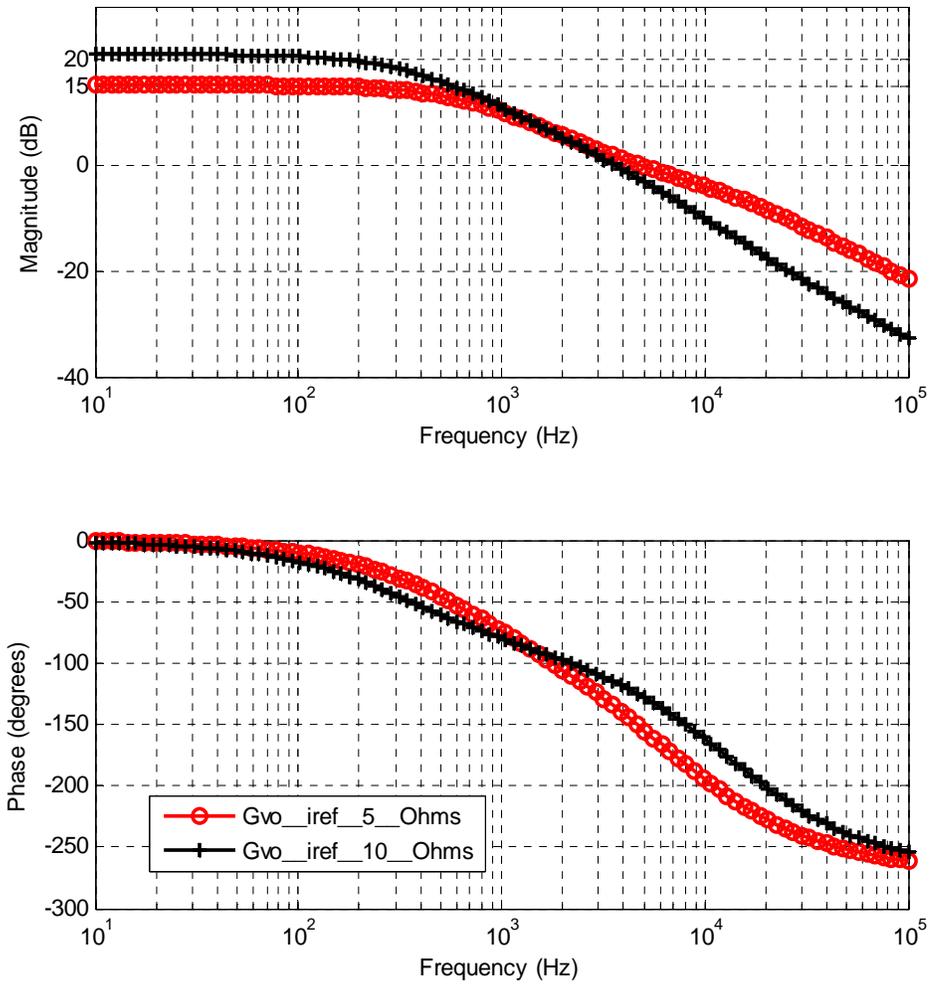


Figura 2-14 Respuesta en frecuencia de la relación v_o/i_{ref} para una resistencia de 5 Ω y de 10 Ω .

En el capítulo 3 se comparan estas curvas junto con las obtenidas del prototipo y de las simulaciones con PSIM.

2.6 Conclusiones

Se ha realizado una introducción a los métodos numéricos para la resolución de ecuaciones diferenciales basados en los métodos de Euler. La precisión de los métodos por Euler está sometida al tamaño del paso, si este es menor, la precisión aumenta y el resultado final se aproximará al esperado.

Se ha formulado el método continuo para el modo de conducción continua, que es el modo en el que trabajará el convertidor *boost* utilizado en la parte experimental.

Se ha aplicado posteriormente el método continuo sobre una planta *boost*, las ecuaciones diferenciales se han linealizado y obtenido las funciones de transferencia más usuales.

Se han mostrado, la respuesta temporal (gran señal) con una perturbación de la referencia de corriente entre el 50% y el 100%, y la respuesta frecuencial (pequeña señal) aplicadas a una planta *boost*. Estas respuestas nos servirán para contrastarlas con las obtenidas en el capítulo 3. y así validar el modelo de la planta en el método continuo.

2.7 Bibliografía.

- [1] Raymond P. C. anale, Steven C. Chapra, *Numerical Methods for Engineers (Fifth Edition)*: McGraw-Hill 2006.
- [2] E. Kofman, *Simulación de Sistemas Continuos. (Notas de Clase)*: Universidad Nacional de Rosario, 200?
- [3] L. Olsen-Kettle, *Numerical solution of partial differential equations*. Earth Systems Science Computational Centre. School of Earth Sciences. The University of Queensland, 200?
- [4] A. Poveda López, "Modelos Matemáticos para Reguladores Conmutados Continua-Continua con Lazo de Control de Corriente," Doctor, ETSE Telecomunicació (UPC), Universitat Politècnica de Catalunya, Barcelona, 1988.
- [5] F. Guinjoan, "Modelos Continuos no Lineales para Reguladores Continua-Continua," Dr. degree, Departament d'Enginyeria Electrònica, Universitat Politècnica de Catalunya, 1990.
- [6] H. W. Ott, *Electromagnetic Compatibility Engineering*: John Wiley & Sons, 2009.
- [7] Clayton R. Paul, *Introduction to Electromagnetic Compatibility* John Wiley & Sons, 2006.
- [8] F. Guinjoan, J. Calvente, A. Poveda, and L. Martinez, "Large-signal modeling and simulation of switching DC-DC converters," *Power Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 12, pp. 485-494, 1997.
- [9] Keng C. Wu, *Pulse Width Modulated DC-DC Converters*, Springer, 1997
- [10] S. Wright, W. Zill Dennis, *Multivaribale Calculus*: Jones and Bartlett Publishers, 2011.
- [11] B. C. Kuo, *Sistemas de Control Digital*: CECSA, 1997.
- [12] K. Ogata, *Modern Control Engineering, 5/E*, 2010.
- [13] P. Sarl, "Tutorial: How to use the DLL Block," POWERSYS, Ed., ed. Les Grandes Terres-13650 Meyrargues, 2004.
- [14] R. Redl, N. Sokal, "Current-Mode control, five different types, used with the three basic classes of power converters: small-signal ac and large-signal dc characterization, stability requirements, and implementation of practical circuits," in *Proc. IEEE PESC '85*, 1985, pp. 771-785.

3. Control en modo analógico.

$$\text{Planta} + \text{Control} = \text{Pruebas}^2$$

En este capítulo se presentan las simulaciones y medidas llevadas a cabo en un prototipo experimental de un convertidor *boost* con el control ACPOCCFF (control por corriente de pico).

Los resultados sirven para validar el modelo que se ha presentado en el capítulo 2, y el control citado anteriormente. Antes de dar los resultados y las conclusiones, se realizará una breve introducción a la tipología de los experimentos que se han llevado a cabo y la instrumentación utilizada.

Inicialmente, se han realizado unas simulaciones con el programa PSIM, posteriormente se han realizado una serie de pruebas con un prototipo experimental. En la Figura 3-1 se muestra una secuencia temporal del plan de trabajo seguido en este capítulo.

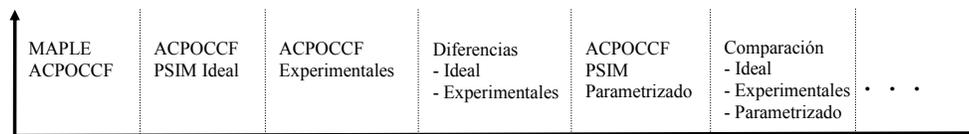


Figura 3-1 Secuencia de trabajo seguida en el capítulo 3.

² Pequeño homenaje a Niklaus Wirth, por su libro *Algoritmos + estructura de datos = programas*.

3.1 Tipos de pruebas

En este apartado se explican las diferentes pruebas que se han realizado y el instrumental utilizado en las mismas. Los experimentos se han dividido en dos grandes grupos: medidas en modo de corriente y medidas en modo de tensión. Estas medidas, además, se subdividen en medidas en pequeña señal en el dominio de la frecuencia y medidas en el dominio temporal.

A las pruebas en pequeña señal también las denominaremos ensayos en modo AC. Estas pruebas consistirán en la obtención de la respuesta en frecuencia del conjunto convertidor-control y nos darán características tales como el ancho de banda o los márgenes de ganancia y de fase en los diagramas de Bode. Estos últimos serán los principales indicadores utilizados para determinar la estabilidad del sistema.

Las pruebas de respuesta temporal darán información sobre la evolución de las variables del sistema bajo unas determinadas condiciones. En este caso nos centraremos en características como la amplitud y la frecuencia de los rizados de la corriente en el inductor o de la tensión en el condensador, así como en la duración de los transitorios frente a variaciones de carga o de referencia.

3.1.1 Pruebas en modo de corriente

- **Pruebas de respuesta temporal**

Se han realizado ensayos para observar la respuesta de la planta ante variaciones de la corriente de referencia (V_{Iref}). En la Figura 3-2 se muestra el esquema de la conexión del convertidor con el resto de elementos requeridos. Como se verá en los apartados 3.2.1 y 3.3.1, lo que se obtiene en estas pruebas en respuesta temporal es la amplitud y la frecuencia de los rizados de la corriente en el inductor, así como la duración de los transitorios frente a variaciones de tipo escalón en la referencia de corriente.

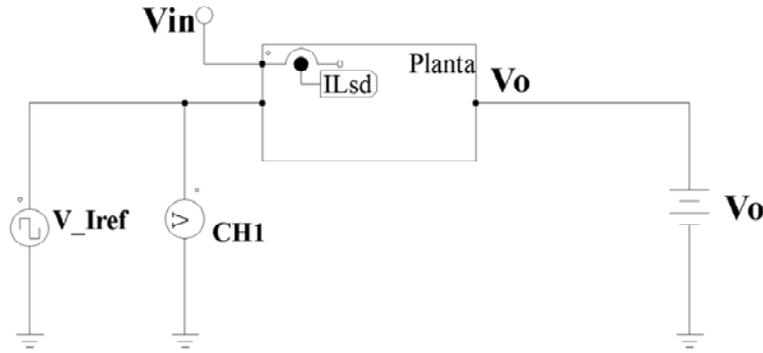


Figura 3-2 Experimento para la medida de la respuesta temporal de la corriente en el convertidor

En este ensayo, como se ha descrito en el párrafo anterior (ver Figura 3-2), se considera que la tensión de salida V_o es constante, de ahí que se conecte una fuente de tensión continua (V_o) a la salida del convertidor. De nuevo, en la figura se distinguen dos entradas del convertidor, la de entrada a tensión constante (V_{in}) y la de control de corriente, representada por V_{Iref} . La corriente de referencia (V_{Iref}) se ha implementado con un generador de funciones que proporciona una señal de onda cuadrada de periodo diez veces mayor que el de conmutación nominal del convertidor, ver Figura 3-3.

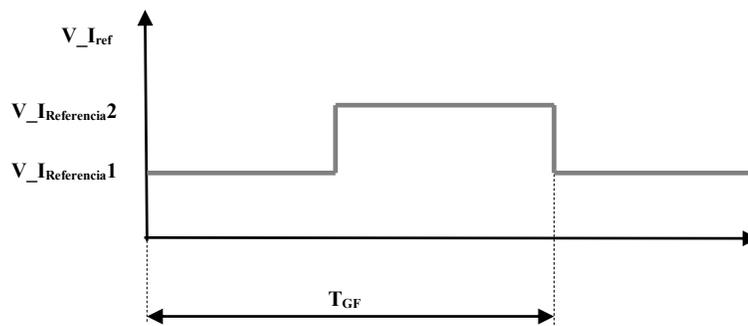


Figura 3-3 Señal del Generador de Funciones para cambiar la referencia de corriente.

Los valores mínimo y máximo de la onda cuadrada, $V_{I_{Referencia2}}$ y $V_{I_{Referencia1}}$ deben seleccionarse de forma que no excedan la potencia máxima de diseño del convertidor, que no provoquen saturaciones y que se garantice el modo de conducción continua. Interesa que la variación sea suficientemente amplia para poder considerar que el comportamiento transitorio es de gran señal. En nuestro caso, hemos considerado unos valores que se corresponden respectivamente con el 100% ($V_{I_{Referencia2}}$) y el 50% ($V_{I_{Referencia1}}$) del valor nominal de la corriente.

Se utilizarán dos canales de un osciloscopio CH1 para medir la referencia de corriente dada por $V_{I_{ref}}$, y un segundo canal que medirá la corriente en el inductor (IL).

- **Pruebas en pequeña señal**

En la Figura 3-4 se muestra el ensayo llevado a cabo para obtener la respuesta de la planta ante variaciones de la corriente de referencia en pequeña señal $G_{v_o i_{ref}}(s) \equiv \frac{\hat{v}_o(s)}{\hat{i}_{ref}(s)}$. Como se ha comentado, lo que se pretende obtener de este ensayo es la respuesta en frecuencia (diagrama de Bode). Posteriormente, esta información servirá para ver el grado de estabilidad del sistema y diseñar un segundo lazo de control, el de tensión.

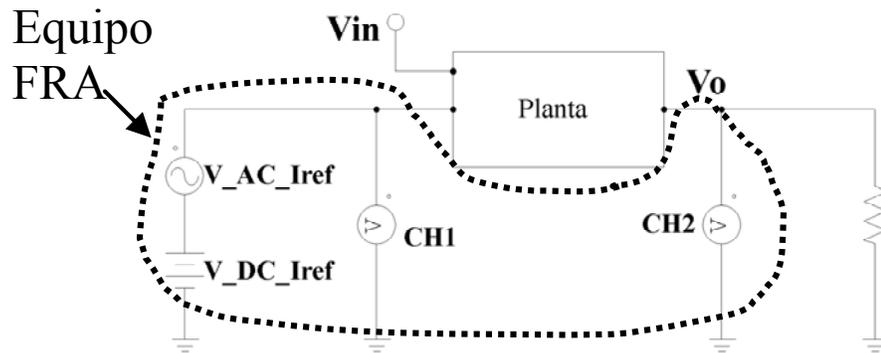


Figura 3-4 Medida de la función de transferencia con el Analizador de Respuesta en Frecuencia en un convertidor.

En el ensayo de la Figura 3-4 queremos obtener la respuesta en frecuencia de $G_{v_o i_{ref}}(s) \equiv \frac{\hat{v}_o(s)}{\hat{i}_{ref}(s)}$. La tensión de salida V_o no estará restringida a un valor constante, tal y como se hacía con el ensayo en gran señal. Observemos que la consigna tiene una componente continua V_{DC_Iref} , a la que se le añade una componente alterna V_{AC_Iref} que permite introducir

perturbaciones de pequeña señal en la referencia de la corriente. Las señales V_DC_Iref , V_AC_Iref provienen del FRA. Los canales CH1 y CH2 son sondas del FRA y miden las tensiones de referencia (V_DC_Iref , V_AC_Iref) y de salida (V_o), respectivamente. Internamente el FRA obtiene las componentes de pequeña señal en la tensión de salida y en la referencia de corriente. El FRA procesa estas componentes y representa en un diagrama de Bode la magnitud y la fase de la función de transferencia.

3.1.2 Pruebas en modo de tensión

Las pruebas que se han realizado en modo de tensión tienen ligeras variaciones respecto a las de corriente, pero persiguen el mismo fin: medir la variación de determinadas variables en el tiempo y en la frecuencia.

- **Pruebas en pequeña señal**

En la Figura 3-5 se muestra el ensayo que se ha realizado para medir la función de transferencia del lazo $G_{v_o v_{ref}}(s) \equiv \frac{\hat{v}_o(s)}{\hat{v}_{ref}(s)}$. En este ensayo se ha usado la técnica que se describe en el manual de referencia del FRA, que es un Venable modelo 3120. Para realizar este ensayo es necesario un resistor adicional en el circuito, denominado “Injection Resistor”, mediante el cual el FRA introducirá ligeras perturbaciones en el lazo. Un valor típico de su resistencia es de 100 Ω . Se pueden utilizar valores más pequeños, hasta de 1 Ω , pero los niveles de la señal y el ancho de banda se pueden ver degradados. En el montaje realizado se ha puesto de 10 Ω .

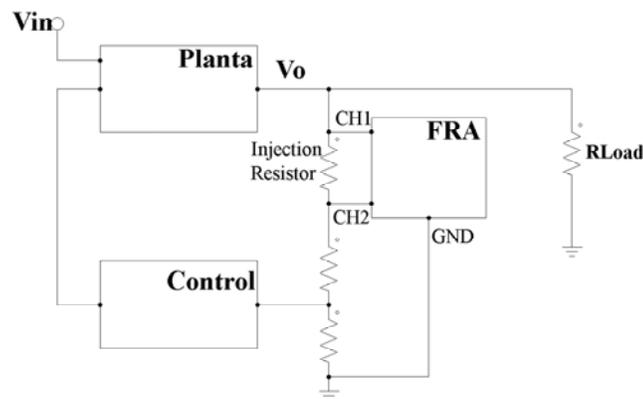


Figura 3-5 Disposición del experimento en lazo cerrado de tensión para hallar la ganancia de lazo .

3.1.3 Instrumentación utilizada en los experimentos

- **Osciloscopio:** Se utiliza un osciloscopio de la marca LeCroy 434 WaveSurfer. Las características del osciloscopio son, entre otras: 350 MHz de ancho de banda. 4 canales. Impedancia de entrada de $1\text{ M}\Omega//16\text{ pF}$, o $50\ \Omega \pm 1\%$. Para algunas medidas se ha utilizado un osciloscopio de la marca Tektronik de la serie MSO 3000 con un ancho de banda de 500 MHz y una relación de muestreo de la señal de 2.5 GS/s.

- **Generador de funciones:** Un generador de funciones Agilent, para generar cambios en la corriente de referencia.

- **Analizador de Respuesta en Frecuencia (FRA):** Se ha utilizado un Analizador de Respuesta en Frecuencia de la marca Venable modelo 3120 (ver Figura 3-6). La parte de hardware consiste en un equipo para hacer medidas de ganancia y fase respecto a la frecuencia. La parte de software funciona sobre un ordenador personal que utiliza el sistema operativo *W2000 profesional* de *Microsoft* y está controlado a través de una tarjeta de *National Instruments* a través de puerto GPIB.

Los resultados obtenidos con el FRA se pueden guardar en formato imagen o en un fichero de texto para tratar posteriormente con Matlab.



Figura 3-6 Analizador de Respuesta en Frecuencia Venable 3120.

Con este analizador de respuesta en frecuencia se han realizado las gráficas de Bode de las funciones de transferencia $G_{v_o i_{ref}}(s) \equiv \frac{\hat{v}_o(s)}{\hat{i}_{ref}(s)}$ (lazo interno de la corriente), y la $G_{v_o v_{ref}}(s) \equiv \frac{\hat{v}_o(s)}{\hat{v}_{ref}(s)}$ (lazo externo de tensión). En cada experimento, la ganancia en dB y la fase en grados se han medido con 50 muestras por década en el intervalo entre [10 Hz, 100 kHz].

3.2 Experimentos en modo de corriente.

En esta sección se muestran los resultados de las simulaciones y comprobaciones con un prototipo experimental en una planta boost. Todas las pruebas realizadas son para comprobar el funcionamiento del control ACPOCCFF tanto en su respuesta temporal como su respuesta en frecuencia. Los parámetros de la planta boost para la simulación con PSIM y el montaje experimental son los de la tabla 2-IV del capítulo 2 y repetida aquí en la Tabla 3-I para mayor comodidad.

Tabla 3-I Parámetros de la planta boost propuesta a estudio.

PARÁMETROS CIRCUITALES DE LA PLANTA	
V_{in}	10 V
V_{out} (V_{ref})	30 V
T	15 μ s
f_s	66.67 kHz
L	27 μ H
C	100 μ F
R (resistencia de carga)	5 Ω
ΔI (Rizado de la corriente en el inductor)	3.703 A
Potencia	180 W
Modo de conducción	CCM (Modo de Conducción Continua)
D (Ciclo de trabajo)	66.67 %

3.2.1 Pruebas de respuesta temporal (modo de corriente).

Se plantean tres escenarios que son, en primer lugar la simulación en PSIM de un convertidor *boost* con el control ACPOCCFF, en segundo lugar las medidas con un prototipo experimental montado en el laboratorio, y por último la simulación de nuevo en PSIM caracterizando algunos de los componentes del circuito.

- **Simulación PSIM (Lazo de corriente cerrado).**

En la Figura 3-7 se muestra el esquema ideal de la planta *boost* y el control ACCPOCFF. Para la simulación hemos utilizado el esquema de la Figura 3-8, en el cual las tensiones de entrada y de salida están divididas por 11 y la corriente en el inductor dividida por 7. La simulación se ha realizado con el software PSIM.

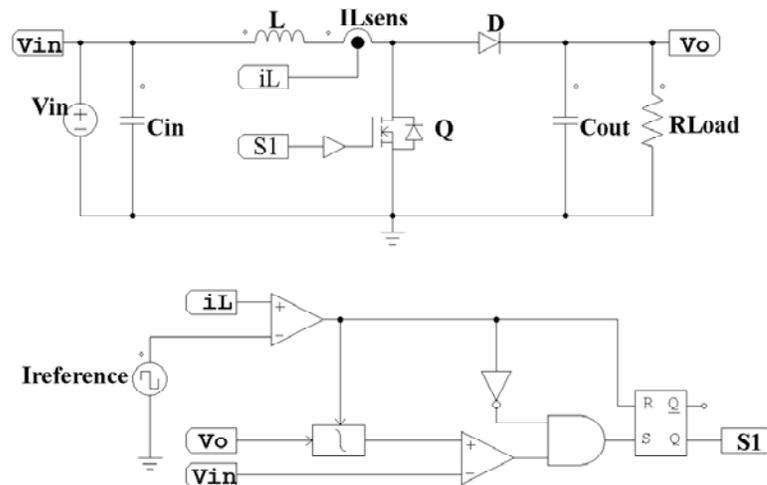


Figura 3-7 Planta *boost* con el control ACCPOCFF ideal por corriente de pico.

En el circuito de la Figura 3-8, tenemos como entradas de la planta la V_{in} y la $S1$, como salidas de la planta i_L y V_O . En el control nos encontramos como entradas para generar el T_{ON} y el T_{OFF} con V_{in} , V_O , $I_{reference}$ e i_L , y la $S1$ como salida.

Las entradas al control están escaladas para los valores que va a tratar la electrónica del montaje experimental. Así tenemos que la V_{in} y la V_O están escaladas por un factor $1/11$, una vez pasado el integrador reseteable, la señal está escalada por $1/4$ tanto para la V_O integrada como la V_{in} , que posteriormente se comparan para generar el T_{OFF} . La corriente i_L está escala por un factor $1/7$.

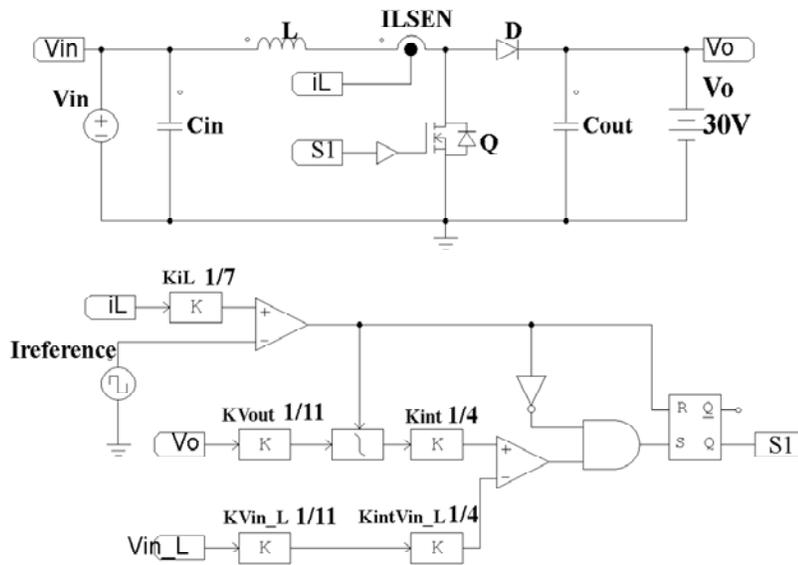


Figura 3-8 Planta boost con el control ACCPOCFF escalado para la simulación.

En esta simulación se mantienen constantes la tensión de entrada y de salida y se varía la referencia de corriente ($I_{reference}$). Con ello se observa la respuesta de la planta frente a variaciones de corriente y el funcionamiento del control.

Para mantener constante la tensión de salida V_O , se ha substituido el resistor de carga R_L , por una fuente de tensión constante y de valor 30 V.

En la Figura 3-9 y la Figura 3-10 se observa la respuesta de la corriente en el inductor i_L , con una variación de aproximadamente un 50%. En estas figuras, las medidas $I_{reference}$ y la i_L , son las corrientes de referencia y sensada respectivamente. En la Figura 3-10 se observa como el ciclo se extiende hasta que la corriente i_L alcanza la nueva referencia. Esta es una de las

peculiaridades del control ACCPOCFF, el subintervalo T_{ON} no se extingue hasta que la corriente en el inductor no llegue al valor de la corriente de referencia.

Se han obtenido las medidas del periodo, del rizado y de los valores máximos (pico) de la corriente en el inductor. Estas medidas serán contrastadas con las obtenidas con el prototipo experimental

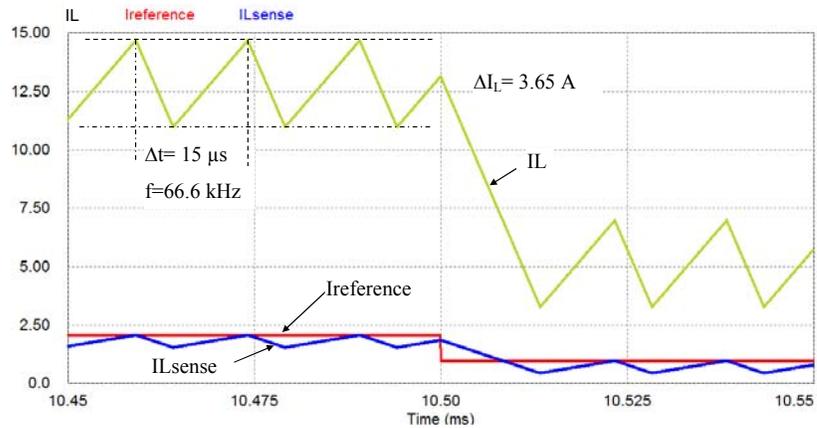


Figura 3-9 Simulación del sistema ideal ante un cambio descendente en la consigna de la corriente (Ireference) que causa una variación aproximada del valor de pico de la corriente del inductor (IL) de 15 A a 7 A.

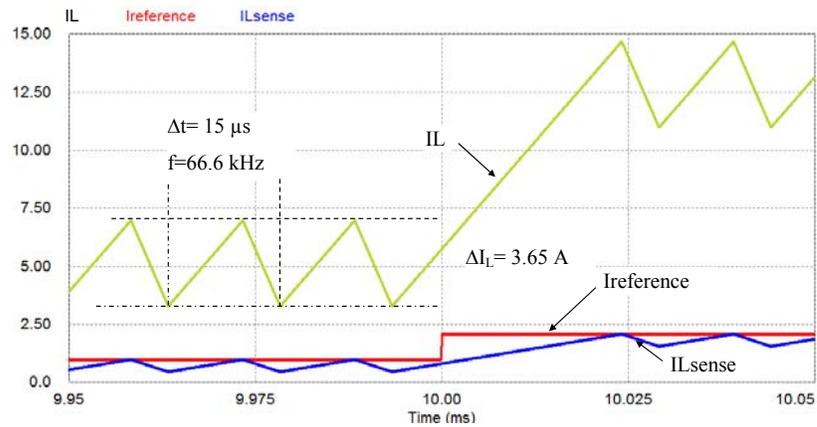


Figura 3-10 Simulación del sistema ideal ante un cambio ascendente en la consigna (Ireference) que causa la variación opuesta a la mostrada en la Figura 3-9.

- **Planta y control con prototipo experimental (Lazo de corriente cerrado).**

Los experimentos realizados en esta sección, corresponden a la planta y el control experimentales. En la Figura 3-11 se muestra la planta *boost* experimental con los condensadores de entrada y salida (C_{in} , C_{out}), el inductor, los dos resistores en paralelo que actúan como sensores de corriente y el bloque que actúa como *driver* de disparo del transistor de potencia, el cual está alojado bajo este bloque junto con el diodo de potencia.

En el anexo A se muestra el esquema del control ACPOCCFF y la descripción de cada uno de los bloques que lo componen.

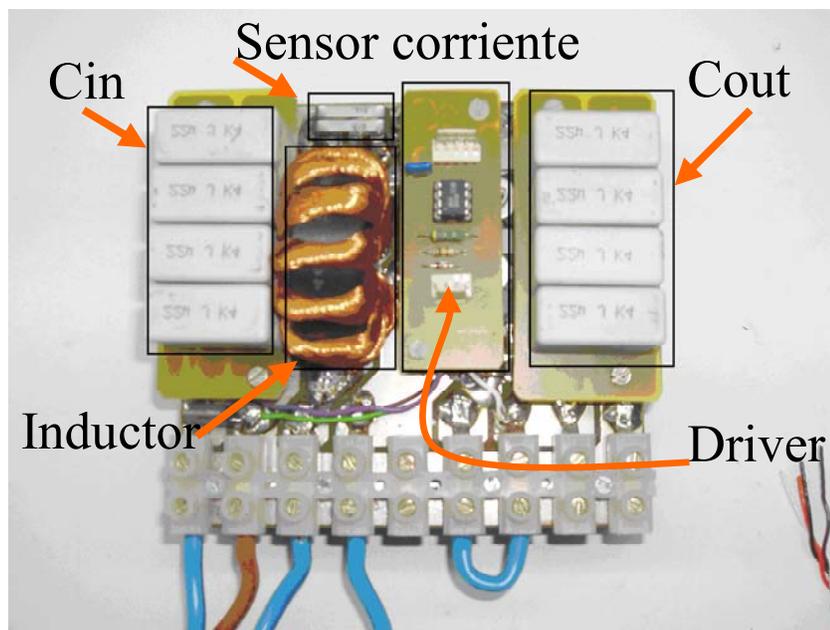


Figura 3-11 Prototipo experimental de la planta boost utilizada en la validación del control propuesto.

-Transistor de potencia: El transistor es un MOSFET (IRFB3077) de *International Rectifier*, es un HEXFET® de canal N, soporta una corriente máxima de 120 A, y la $r_{DS(ON)}$ típica es de 2,8 mΩ a una temperatura de 25° C.

-Diodo de potencia: El diodo es un **Schottky** de potencia (40CPQ100) de *International Rectifier*. El encapsulado contiene dos diodos con cátodos comunes; los dos se han conectado en paralelo en el montaje experimental. Según la gráfica dada en el fabricante en la característica de corriente de conducción (*forward current*) respecto a la caída de voltaje (*forward voltage*), si tenemos en cuenta una corriente media de 10 A y una caída de voltaje de 0,6 V (para el experimento que se ha propuesto), obtenemos que la R_d es de 60 mΩ, (A una temperatura de la unión de 25° C). El *slew rate* es de 10000 V/μs.

-Inductor: El inductor está bobinado en un núcleo toroidal de aleación de SiFe, XFLUX®, de *Magnetics* del tipo 78867-A7. Para diseñarlo se ha utilizado la herramienta de software del fabricante del núcleo toroidal. Se han introducido los datos que se muestran en la Tabla 3-II, obteniendo como resultado el tipo de núcleo y características del bobinado.

Tabla 3-II Características del núcleo y bobinado del inductor.

MATERIAL	STACK CORES	PARAMETERS	
XFLUX	1	DC Current (A)	30
		Ripple Current (Amps peak-peak)	4
		Frequency (kHz)	100
		Current Density (A/sq cm)	600
		Full Load L (μH)	25
		No Load L (μH)	30
		Temperature Rise (°C)	35
		Ambient Temperature (value between -50 and 150, in degrees C)	20

El inductor que se ha construido, presenta unos valores de 25 μH a plena carga y de 30 μH sin carga. El devanado consta de 21 vueltas y el tipo de cable de cobre es de 2 x #12 de la galga americana. La resistencia del inductor en continua es de 10 $\text{m}\Omega$.

-Condensadores de entrada y de salida: Los condensadores de entrada y de salida son del tipo MMK (polyester).

-Sensado de corriente: Se ha implementado un sensor de corriente de lado alto para medir la corriente en el inductor. El sensado está compuesto por dos resistores en paralelo de 10 $\text{m}\Omega$ en serie con el inductor. Los extremos de estos resistores están conectados con un INA169 (*Texas Instruments*). El INA169 es un medidor de corriente *shunt*, implementado en montaje superficial (SMD). Puede soportar tensiones diferenciales de 2.7 V hasta 60 V. La corriente medida es convertida a tensión en la salida con un resistor externo, la ganancia tiene una excursión entre 1 y 100.

Para este montaje se ha diseñado una ganancia unidad en el INA169; con ello se consigue disponer de todo el ancho de banda de este sensor de corriente, que según los datos del fabricante es de alrededor de 400 kHz.

- Fuente de alimentación HP: La planta ha sido alimentada con una fuente de alimentación modelo HP 6063B.

3.2.1.1.1 Medidas con el prototipo

Las pruebas realizadas con el prototipo experimental son equivalentes a las llevadas a cabo con las pruebas del apartado anterior de la simulación con PSIM.

De la Figura 3-12 a la Figura 3-15 se muestran las medidas experimentales de la corriente en el inductor ante cambios descendentes y ascendentes de la referencia de corriente. Las tensiones de entrada y salida se han seleccionado de forma que obtengamos dos ciclos de trabajo distintos, el 66% para las dos primeras figuras y el 50% para las dos segundas. Se indican en las figuras el rizado de la corriente y la frecuencia de conmutación.

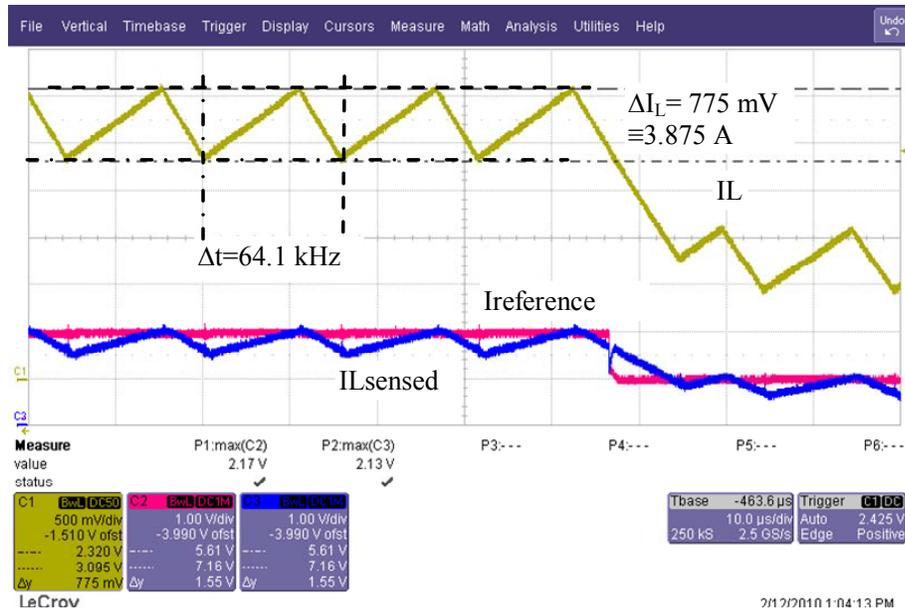


Figura 3-12 Medida de la corriente en el inductor (IL) ante un cambio descendente en la consigna que causa una variación aproximada del valor de pico de la corriente del inductor de 15 A a 7 A. El ciclo de trabajo es del 66% y la $V_o=30 \text{ V}$.

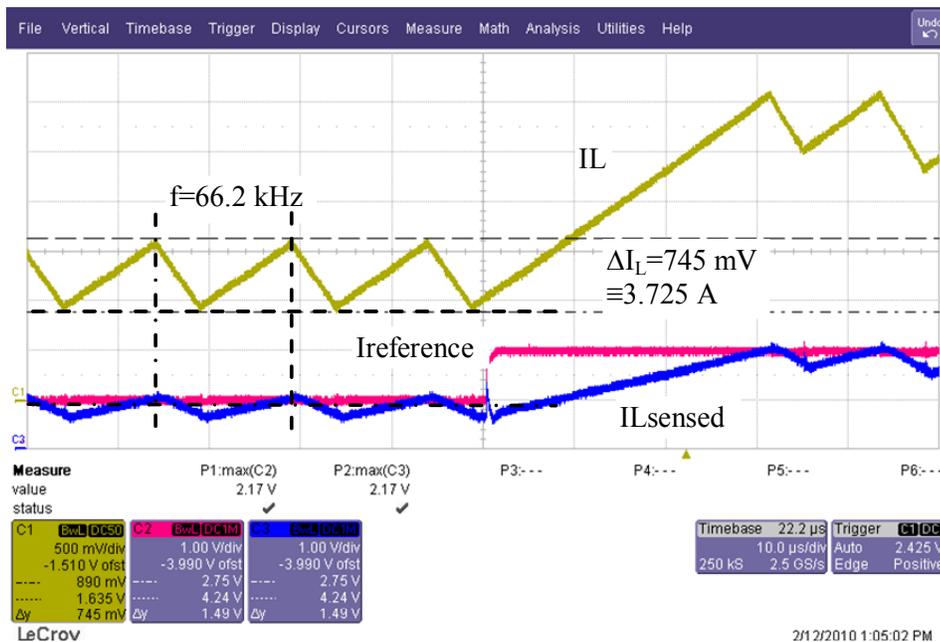


Figura 3-13 Medida de la corriente en el inductor ante un cambio descendente en la consigna que causa una variación aproximada del valor de pico de la corriente del inductor de 15 A a 7 A. El ciclo de trabajo es del 66% y la $V_o=30 \text{ V}$.

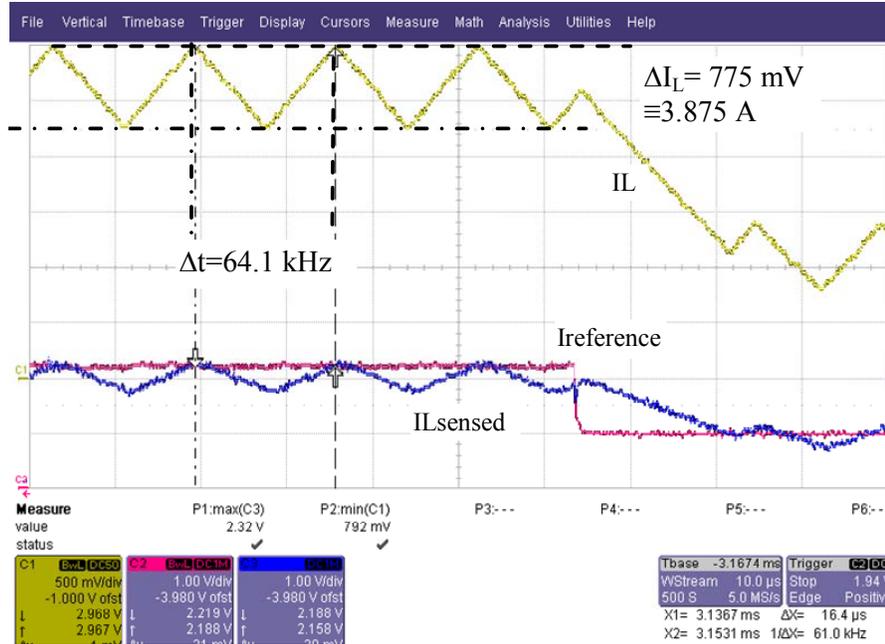


Figura 3-14 Medida de la corriente en el inductor ante un cambio descendente en la consigna que causa una variación aproximada del valor de pico de la corriente del inductor de 15 A a 7 A. El ciclo de trabajo es del 50% y la $V_o=20 \text{ V}$.

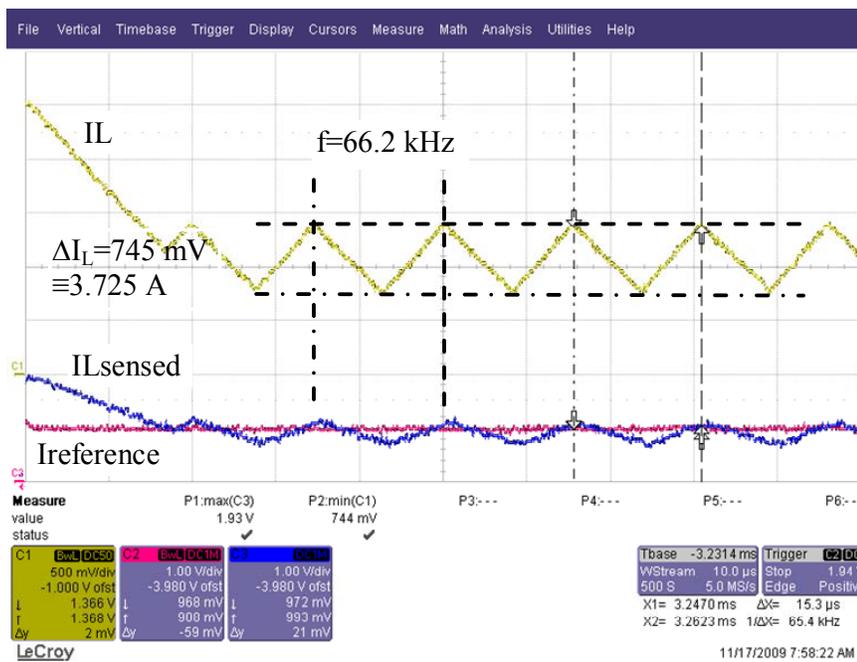


Figura 3-15 Medida de la corriente en el inductor ante un cambio descendente en la consigna que causa una variación aproximada del valor de pico de la corriente del inductor de 15 A a 7 A. El ciclo de trabajo es del 50% y la $V_o=20 \text{ V}$.

- **Simulación PSIM caracterizando la planta *boost* y el control ACPOCCFF. (Lazo de corriente cerrado).**

Las medidas realizadas con el prototipo experimental y las del circuito simulado en PSIM del modelo ideal tienen ligeras diferencias que se muestran en la

Tabla 3-III. Como consecuencia de estas diferencias se ha realizado un estudio de los componentes utilizados en el prototipo experimental, tanto de la planta como del control. Con los parámetros de los componentes se ha modificado el circuito utilizado en la simulación con PSIM y se ha observado de nuevo el comportamiento de las variables a estudio. En la Tabla 3-IV se muestran los parámetros recogidos de las hojas de datos de los diferentes fabricantes de los componentes utilizados en el prototipo, y de las pruebas realizadas en el laboratorio.

Tabla 3-III Desviaciones de la frecuencia y corriente en la simulación PSIM y el montaje experimental

	$f_{IREFHIGH}$ (kHz)	$f_{IREFLOW}$ (kHz)	$\Delta I_{L_IREFHIGH}$ (A)	$\Delta I_{L_IREFLOW}$ (A)
Simulación PSIM ideal	66.6	66.6	3.65	3.65
Experimental	64.1	66.2	3.87	3.72

Tabla 3-IV Valores de los parámetros caracterizados de la planta *boost* y el control.

Parámetro	Valor medido
ESR (inductor)	10 mΩ
ESR (capacitor entrada)	15 mΩ
Resistencia cable alimentación planta. Rh	100 mΩ
Inductancia cable alimentación planta. Lh	2 μH
Caída de tensión en el diodo (V _D)	400 mV
Resistencia (R _{DS}) MOSFET	12 mΩ
Resistencia sensor de corriente	10 mΩ
Retardo de conmutación, Reset -V _{DS} MOSFET	350 ns
Retardo de conmutación, Set -V _{DS} MOSFET	300 ns
Constante de tiempo del integrador	14.8 μs
Variación inductor L	29 μH @ 17 A 32 μH @ 10A
Rizado de la tensión de entrada V _{n_in}	200 mV @ 1 kHz 

El nuevo esquema de simulación con PSIM, teniendo en cuenta los parámetros de la Tabla 3-IV, se muestra en la Figura 3-16.

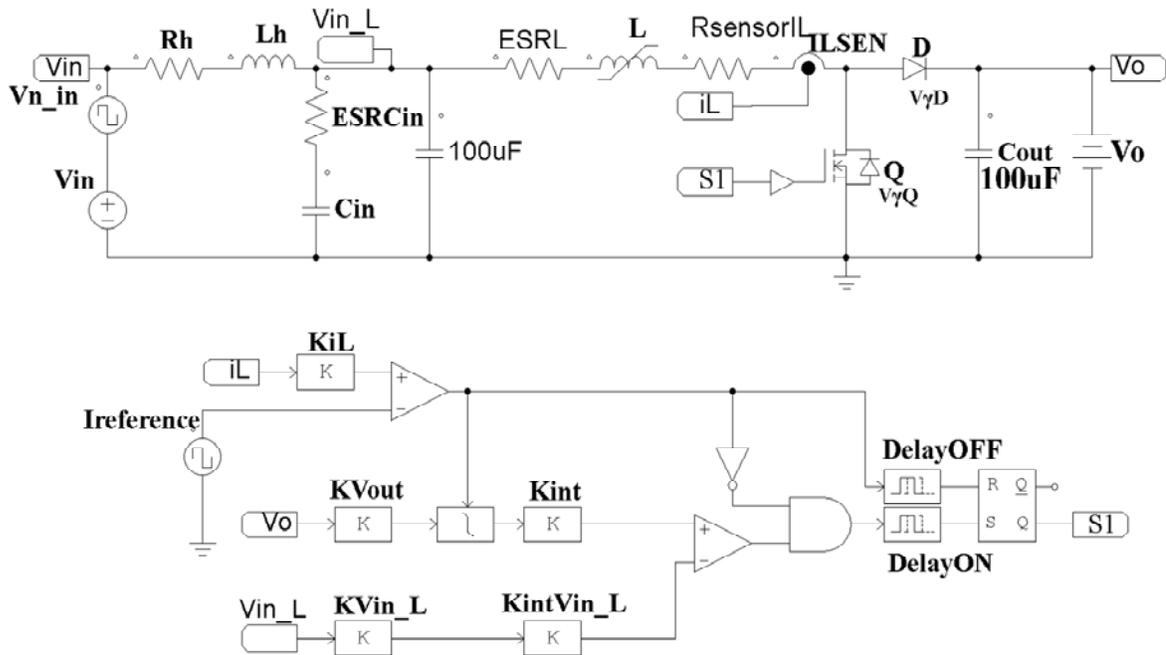


Figura 3-16 Circuito en PSIM con planta boost y control ACCPOCF parametrizados.

De la Figura 3-17 a la Figura 3-20 se muestran los resultados de las simulaciones ante una perturbación que varía entre el 50% y el 100% del valor nominal de la corriente del inductor y con tensiones de entrada $V_{in} = 10 \text{ V}$ y salida $V_o = 30 \text{ V}$. Las simulaciones se han realizado sobre el circuito anterior (ver Figura 3-16).

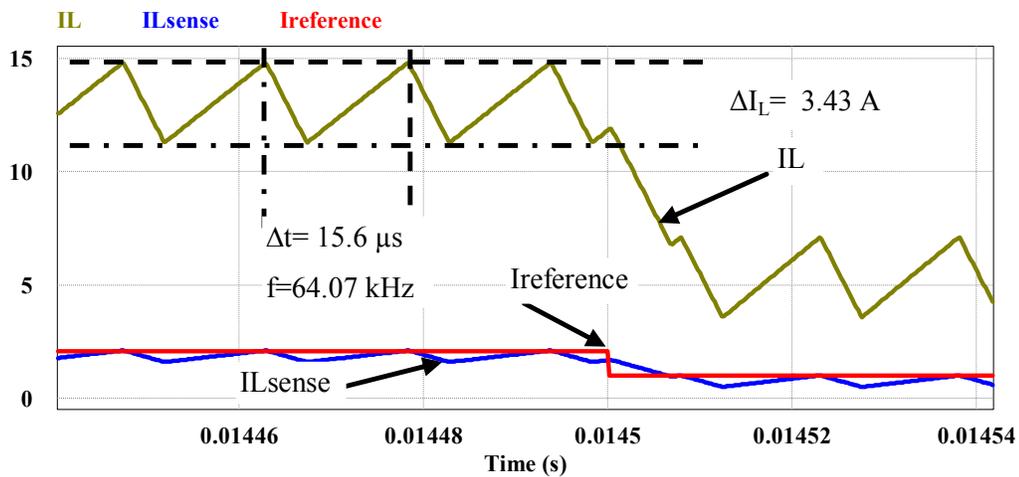


Figura 3-17 Simulación de la corriente en el inductor (IL) ante un cambio de referencia (Ireference) de mayor a menor nivel. Simulación equivalente al del prototipo experimental. El ciclo de trabajo es del 66.66 %.

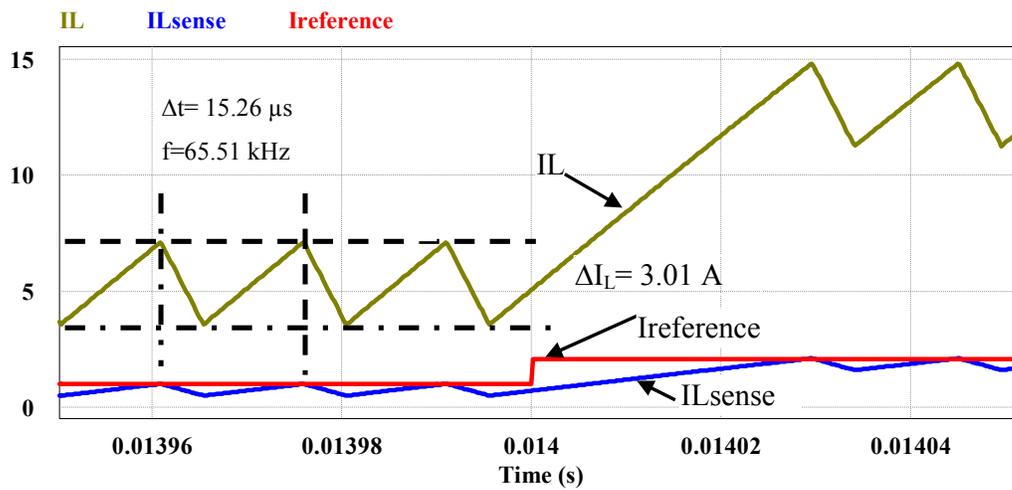


Figura 3-18 Simulación de la corriente en el inductor (I_L) ante un cambio de referencia ($I_{reference}$) de menor a mayor nivel. El ciclo de trabajo es del 66.66 %.

En la Figura 3-19 y la Figura 3-20 se muestran los resultados de simulación para una perturbación entre el 50% y el 100% de la corriente del inductor, pero con una tensión de salida $V_o = 20$ V.

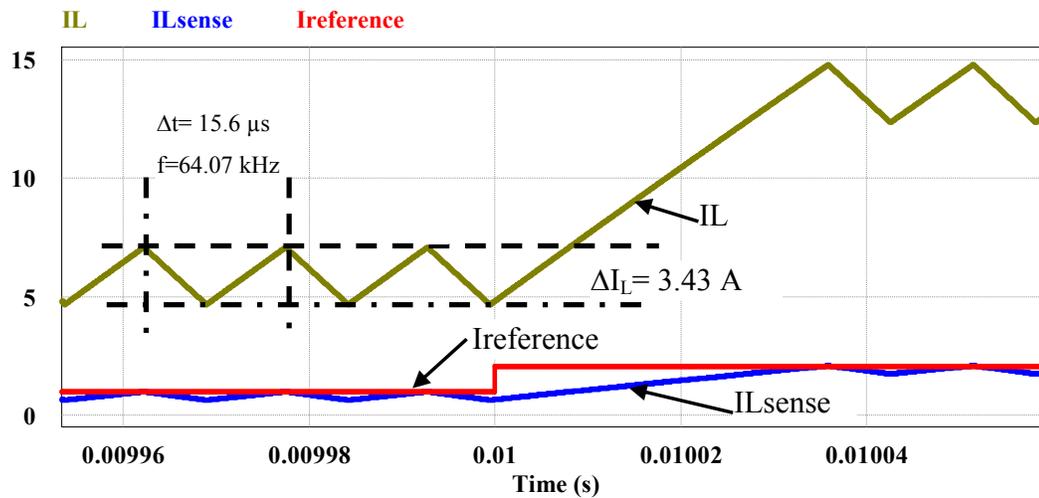


Figura 3-19 Simulación de la corriente en el inductor (I_L) ante un cambio de referencia ($I_{reference}$) de menor a mayor nivel. El ciclo de trabajo es del 50 %.

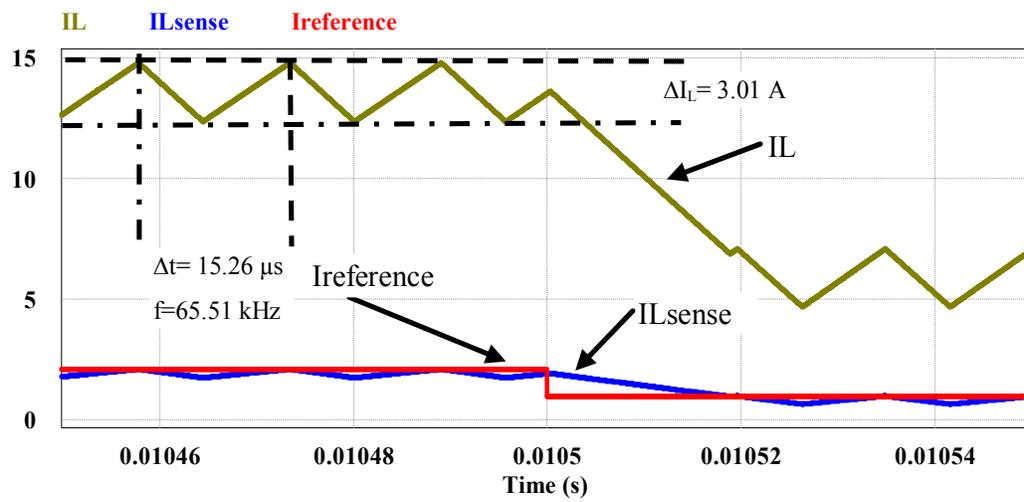


Figura 3-20 Simulación de la corriente en el inductor (IL) ante un cambio de referencia (Ireference) de mayor a menor nivel. El ciclo de trabajo es del 50 %.

3.2.2 Conclusiones de las medidas en modo de corriente en el dominio temporal

Una vez tenemos los resultados de las medidas realizadas en las simulaciones PSIM y el prototipo experimental, mostrados en la Tabla 3-V, se pone de manifiesto que hay ligeras desviaciones de la frecuencia de trabajo del convertidor y del rizado de la corriente en el inductor cuando se produce una perturbación entre el 50% y el 100% de la consigna de la corriente.

Tabla 3-V Resumen datos comparativos de las medidas de rizado de la corriente y la frecuencia con y sin perturbación.

	f_{HIGH} (kHz)	f_{DOWN} (kHz)	ΔI_{L_HIGH} (A)	ΔI_{L_LOW} (A)
Simulación PSIM Figura 3-8	66.6	66.6	3.65	3.65
Prototipo Experimental	64.1	66.2	3.87	3.72
Simulación PSIM circuito caracterizado Figura 3-16	64.07	65.56	3.43	3.01

Teniendo en cuenta que la propuesta inicial era trabajar a frecuencia constante, esta premisa se ve comprometida por los resultados. No podemos decir que tenemos frecuencia constante. Estas diferencias en la frecuencia y el rizado de la corriente son debidas a las pérdidas, los retardos y otras no idealidades de la planta y el control.

3.2.3 Resultados en pequeña señal (modo de corriente)

En la Figura 3-21 se muestra el esquema utilizado con el simulador PSIM para realizar las medidas en pequeña señal. En este esquema se recuadra la fuente de tensión Vsweep en la referencia de corriente y la sonda AC Sweep probe, utilizadas para simular la respuesta en

frecuencia de la función de transferencia salida-control $G_{v_o i_{ref}}(s) \equiv \frac{\hat{v}_o(s)}{\hat{i}_{ref}(s)}$. Siendo el control la señal de referencia de corriente máxima V_I_{ref} , y la salida, la tensión de salida V_o .

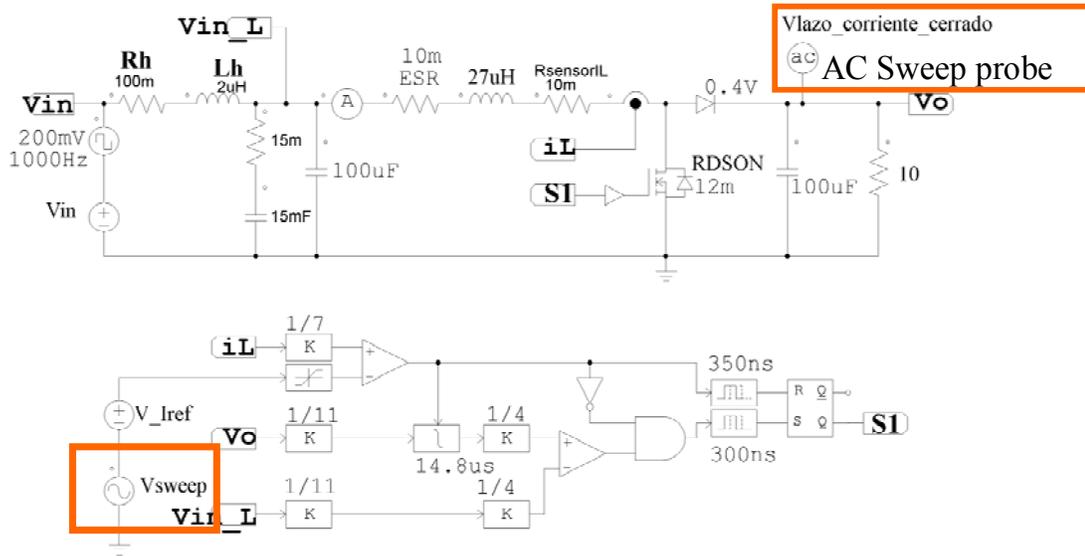


Figura 3-21 Circuito del convertidor y control para el simulador PSIM para obtener la respuesta en frecuencia en lazo abierto V_o/i_{ref} .

En la ecuación (3.1) tenemos la función de transferencia simbólica de la tensión de salida-corriente de referencia.

$$G_{v_o i_{ref}}(s) \equiv \frac{\hat{v}_o(s)}{\hat{i}_{ref}(s)} = \frac{-2LV_o^2 \left((-TRV_{in}^2 + LV_o^2 + RLI_oV_o) s - RV_{in}^2 \right)}{V_{in} (\alpha s^2 + \beta s + \gamma)} \quad (3.1)$$

Siendo

$$\begin{aligned}\alpha &= 2TRLCV_o^3 \\ \beta &= 4TLV_o^3 - 2TLV_o^2V_{in} + T^2RV_{in}^3 + 2RLCV_o^3 + 2TRLV_o^2I_o - 2TRLV_oV_{in}I_o \\ \gamma &= 4LV_o^3 + 2RLV_o^2I_o + RTV_{in}^3\end{aligned}\quad (3.2)$$

Si nos fijamos en el numerador de la función de transferencia anterior, el cero depende del periodo T. Si hiciéramos que la frecuencia del convertidor fuese elevada, su periodo sería pequeño y se reduciría la función de transferencia a la típica de los sistemas promediados para un convertidor *boost* [5], ecuación simbólica (3.3), con el cero en el semiplano derecho. En la ecuación (3.4) tenemos la expresión numérica según los valores de la Tabla 3-IV.

$$G_{v_o i_{ref} - SIMPLI}(s) \equiv \frac{\hat{v}_o(s)}{\hat{i}_{ref}(s)} = -\frac{V_o}{V_{in}} \frac{L}{RC} \frac{s - \frac{R}{L} \left(\frac{V_{in}}{V_o} \right)^2}{s + \frac{2}{RC}} \quad (3.3)$$

$$G_{v_o i_{ref} - SIMPLI}(s) \equiv \frac{\hat{v}_o(s)}{\hat{i}_{ref}(s)} = -81 \frac{s - 41.15}{s + 2000} \quad (3.4)$$

Desde el punto de vista de la estabilidad, teniendo en cuenta el criterio de Routh-Hurwitz, hay dos condiciones necesarias pero no suficientes para la estabilidad que son que los coeficientes de un polinomio tengan todos sus términos del mismo signo sin que ninguno de ellos sea nulo. El polinomio en nuestro caso es el denominador de la ecuación (3.1). Por inspección, el término en s que nos podría dar negativo es el término β (ver ecuación (3.5)).

$$\beta = \left(4TLV_o^3 - 2TLV_o^2V_{in} + T^2RV_{in}^3 + 2RLCV_o^3 + 2TRLV_o^2I_o - 2TRLV_oV_{in}I_o \right) \quad (3.5)$$

Para observar la estabilidad de la función de transferencia, sustituimos los datos de la Tabla 3-I de la planta en la ecuación (3.1), obteniendo la ecuación (3.6) que es la función de transferencia

numérica de la tensión de salida respecto la corriente de referencia. Por inspección esta ecuación cumple con las dos condiciones del criterio de Routh-Hurwitz para la estabilidad ya que todos los términos del denominador son positivos y ninguno nulo.

$$G_{v_o i_{ref}}(s) \equiv \frac{\hat{v}_o(s)}{\hat{i}_{ref}(s)} = -16200 \frac{93s - 1 \cdot 10^7}{729s^2 + 4.989 \cdot 10^7 s + 1.022 \cdot 10^{11}} \quad (3.6)$$

Al ser un polinomio de segundo orden, la condición necesaria del criterio de Routh-Hurwitz se convierte en condición suficiente. Factorizando la expresión anterior nos da la ecuación (3.7) en la que se observa que los polos del denominador están en el semiplano izquierdo. Concluimos que el lazo de corriente es estable.

$$G_{v_o i_{ref}}(s) \equiv \frac{\hat{v}_o(s)}{\hat{i}_{ref}(s)} = -2066.6 \frac{(s - 107526.88)}{(s + 66322.41)(s + 2113.79)} \quad (3.7)$$

Como datos de interés de la ecuación (3.7) tenemos un polo dominante en -2113.79 s^{-1} , el segundo polo está en -66322.41 s^{-1} y un cero en el semiplano derecho 107526.88 s^{-1} , el cual nos indica que es un sistema de fase no mínima.

En la Figura 3-22 se muestra el diagrama de bloques en pequeña señal de las entradas de la función de transferencia I_{ref} , I_o y V_{in} y las salidas V_o y la I_m (siendo esta última el valor mínimo de la corriente en el inductor; el subíndice **m** de la corriente proviene del desarrollo realizado en el capítulo 2).

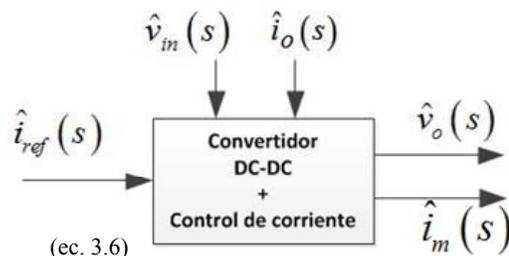


Figura 3-22 Diagrama de bloques en pequeña señal del modo de corriente.

En la Figura 3-23 se representan los diagramas de Bode para la función de transferencia tensión de salida respecto a la corriente de referencia, en la figura tenemos las respuestas de la ecuación (3.7) según el modelo continuo (AMODEL) y (AMODELSIMPLIF) que es el modelo simplificado dado por la ecuación (3.4), la respuesta del esquema teórico de la Figura 3-8 (APSIMideal), del esquema teórico parametrizado de la Figura 3-21 (APSIMproto), y del prototipo experimental (Aproto) de la Figura 3-11. El prefijo **A** denota medidas y simulaciones analógicas, para diferenciarlas de las digitales que se han realizado en el capítulo 4.

Los resultados que se muestran son para frecuencias mayores o iguales a 10 Hz. Podemos observar en el diagrama de Bode de la Figura 3-23 que el modelo continuo (modelo utilizado en el capítulo 2) se desvía de las simulaciones y de los resultados proporcionados por el prototipo experimental.

En la **Tabla 3-VI** se muestran las diferencias del módulo de la ganancia a baja frecuencia, también se pueden observar en la zona ampliada de la Figura 3-23.

Tabla 3-VI Ganancias en dB de los diferentes modelos y experimentos de la función de transferencia en lazo abierto V_o/I_{ref} en pequeña señal.

Experimento	Ganancia a baja frecuencia (dB)
Modelo simplificado	21.4
Modelo continuo	20.9
Simulación PSIM ideal	20.3
Simulación PSIM Prototipo	18.9
Prototipo experimental	18.3

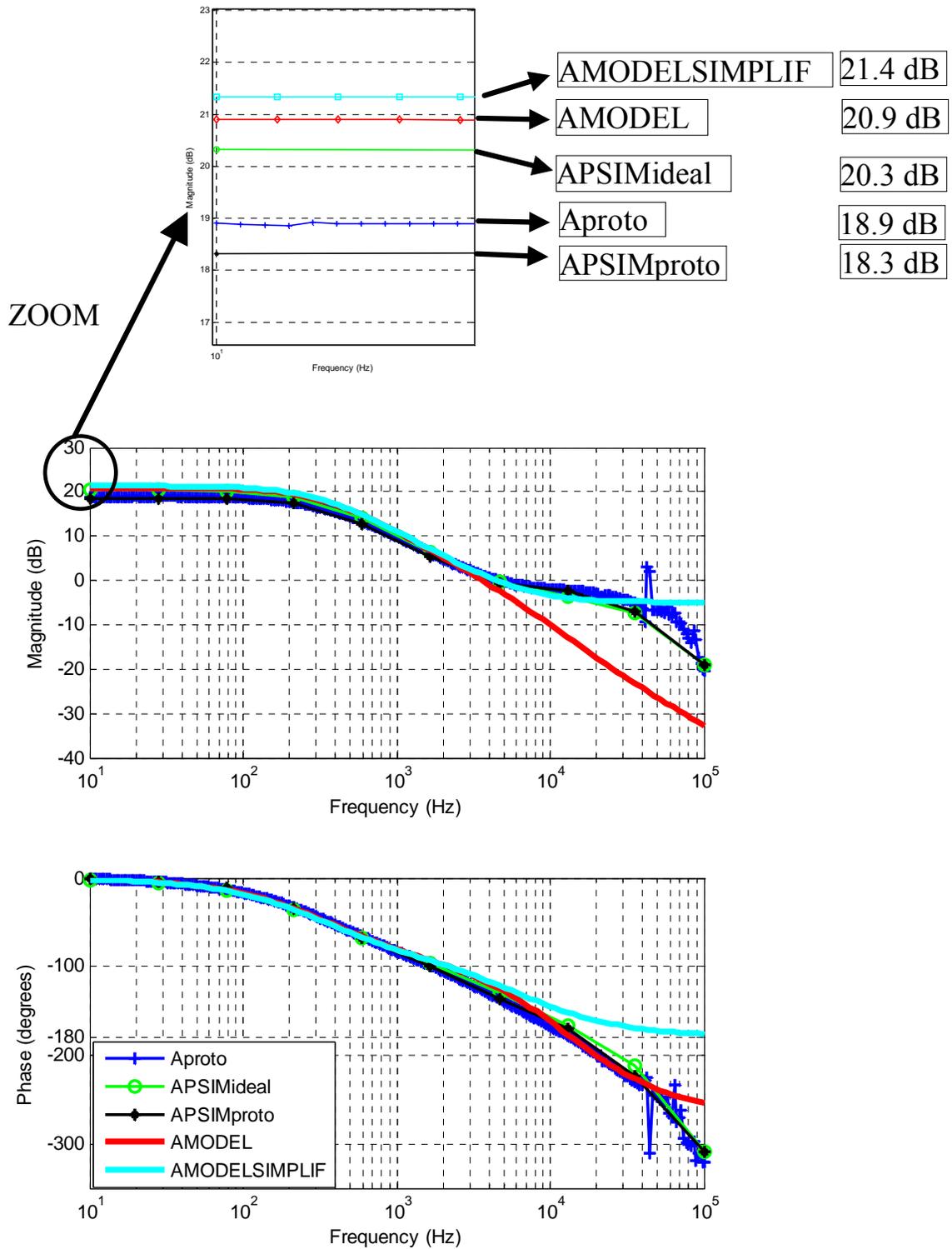


Figura 3-23 Diagrama de Bode de amplitud y fase para una carga de 10 Ω. de los diversos experimentos y simulaciones respecto al ideal.

En las ecuaciones (3.8) y (3.9) se muestran los módulos de la ganancia en baja frecuencia para las funciones de transferencia del modelo simplificado y del modelo continuo respectivamente. En estas ecuaciones observamos que la ganancia a frecuencia cero, depende entre otros, de la tensión de entrada V_{in} .

$$G_{v_o i_{ref_SIMPLI}}(s)|_{s=0} \equiv \frac{\hat{v}_o(s)}{\hat{i}_{ref}(s)} = -\frac{V_{in}}{V_o} \frac{R}{2} \quad (3.8)$$

$$G_{v_o i_{ref}}(s)|_{s=0} \equiv \frac{\hat{v}_o(s)}{\hat{i}_{ref}(s)} = \frac{2RLV_o^2 V_{in}}{4LV_o^3 + 2RLV_o^2 I_o + TRV_{in}^3} \quad (3.9)$$

Si sustituimos en las dos ecuaciones anteriores los valores de la **Tabla 3-IV**, obtenemos los valores de 21.4 dB y de 20.9 dB y recogidos en la **Tabla 3-VI**.

La explicación de la diferencia del módulo de la ganancia en baja frecuencia para los casos recogidos en la **Tabla 3-VI** y que se pueden observar en la Figura 3-23 se explican porque el modelo (**AMODEL**) en un principio no tiene en cuenta las pérdidas en los elementos, en cambio en la simulación **APSIMproto** se tienen en cuenta los parámetros de los componentes, observando que esta simulación es la más cercana al prototipo (**Aproto**) con una diferencia de la ganancia en pequeña señal de 0.6 dB. Si observamos la simulación ideal **APSIMideal**, también está relativamente cerca al prototipo experimental, y nos serviría como una primera aproximación. En cuanto al modelo simplificado (**AMODELSIMPLIF**) es más una mera aproximación que nos puede interesar, al igual que el modelo, para un primer bosquejo.

En general, observando el diagrama de Bode anterior y el siguiente (para 5 Ω), el **AMODELSIMPLIF** y el **AMODEL** hacen de envolventes de las otras tres curvas.

Por otra parte, se aprecia que los módulos de la ganancia coinciden bastante bien hasta 3 kHz aproximadamente, punto donde se produce el paso a cero dB (ver Figura 3-23).

En la Figura 3-24 se muestra el diagrama de Bode para una carga de 5 Ω siendo las funciones de transferencia las ecuaciones (3.8) y (3.9), particularizadas para este valor de

resistencia de carga. En esta Figura 3-24 observamos que a bajas frecuencias la ganancia de los diversos modelos, simulaciones y el prototipo presentan ligeras diferencias, sobretodo la simulación sin parametrizar (**APSIMideal**). En el paso a cero dB todos muestran ligeras diferencias, significativo el modelo simplificado (**AMODELSIMPLIF**) que no llega a pasar por cero dB, y el modelo (**AMODEL**) que pasa por cero dB antes que las simulaciones y el prototipo experimental.

En resumen, de las gráficas obtenidas para una carga de 5 Ω, se derivan conclusiones análogas a las obtenidas y comentadas con una carga de 10 Ω.

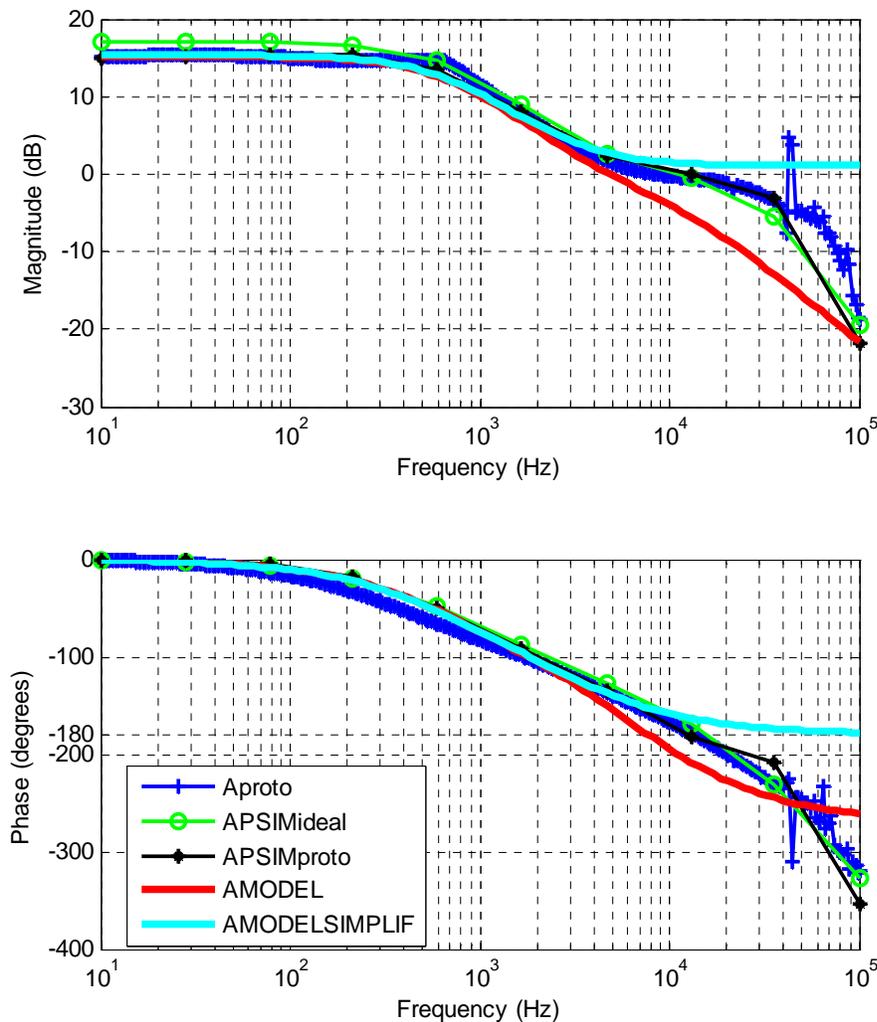


Figura 3-24 Diagrama de Bode de amplitud y fase para una carga de 5 Ω. de los diversos experimentos y simulaciones respecto al ideal.

3.3 Regulación de tensión: Planta simulada (PSIM) y prototipo

Una vez tenemos la función de transferencia hallada en el apartado 3.2.3 (ver ecuación (3.7)), podemos proceder a cerrar un segundo lazo de control, el de tensión.

Se propuso un compensador PI con polo adicional (ver ecuación (3.10) y Figura 3-25), en la literatura podemos encontrar con el nombre de compensador de red en retraso (*lag network*) (o también PI de tipo II). La función básica de este compensador es eliminar el error en estado estacionario [1]. En este compensador podemos utilizar las consideraciones de diseño que se indican a continuación [2]. Situaremos el polo entre un tercio y la mitad de la frecuencia de conmutación; esto atenúa el ruido debido a la conmutación y reduce los subarmónicos que pudieran aparecer en el lazo de corriente [3]. Colocaremos el cero por debajo de la frecuencia de resonancia de la etapa de potencia; como valor de diseño inicial se puede proponer un factor a la mitad de la frecuencia a la que trabajará el convertidor. El polo en el origen sirve para aumentar la ganancia del lazo a bajas frecuencias y eliminar el error de estado estacionario en continua. El ajuste de la ganancia del compensador se ha de hacer teniendo en cuenta que no aumente en exceso, lo que podría provocar un rizado de tensión excesivo de la tensión de salida del convertidor. Si este rizado se ve recortado se pueden producir saturaciones y llevar al convertidor a la inestabilidad [4].

$$G_c(s) = -k \frac{s+z}{s(s+p)} \quad (3.10)$$

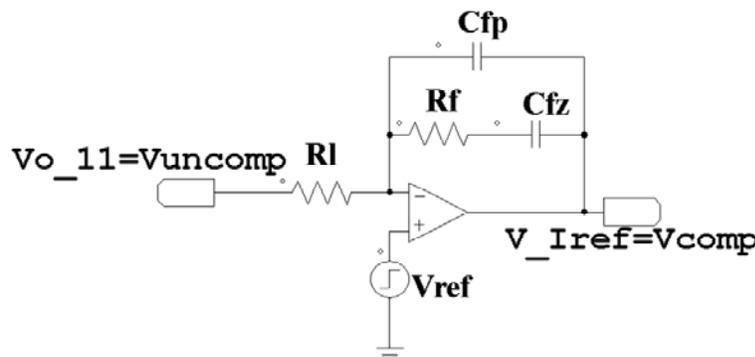


Figura 3-25 Compensador en atraso o proporcional integral con polo adicional.

Los coeficientes del compensador de la ecuación (3.10) para los componentes de la Figura 3-25 son los de la ecuación (3.11):

$$\begin{aligned} k &= \frac{1}{R_l C_{fp}} \\ z &= \frac{1}{R_f C_{fz}} \\ p &= \frac{C_{fz} + C_{fp}}{R_f C_{fz} C_{fp}} \end{aligned} \quad (3.11)$$

Como punto de partida y teniendo en cuenta los criterios antes mencionados se propuso el compensador de la ecuación (3.12). Se situaron el cero del compensador encima del polo dominante de la función de transferencia, y el polo del compensador en la posición simétrica, en el semiplano izquierdo, respecto al cero de la planta, situado en el semiplano derecho.

$$G_c(s) = -22319.49 \frac{s + 2113.79}{s(s + 107526.88)} \quad (3.12)$$

Finalmente, después de hacer pruebas con el prototipo experimental en las que se comprobó que el compensador inicial era demasiado conservador y la respuesta frente a cambios de consigna era lenta, se implementó el siguiente compensador:

$$G_c(s) = -84848 \frac{s + 2113.79}{s(s + 30303)} \quad (3.13)$$

En la Figura 3-26 se representa un diagrama de bloques de la planta y el compensador (COMP).

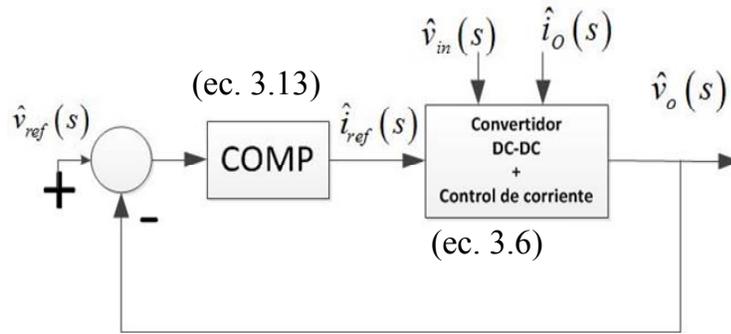


Figura 3-26 Diagrama de bloques de la planta y el control en pequeña señal, con el lazo de tensión cerrado con un compensador PI con polo adicional.

3.3.1 Resultados en gran señal.

En este apartado se presentan los resultados obtenidos de las simulaciones y las medidas realizadas con el prototipo experimental cerrando un segundo lazo, el de tensión.

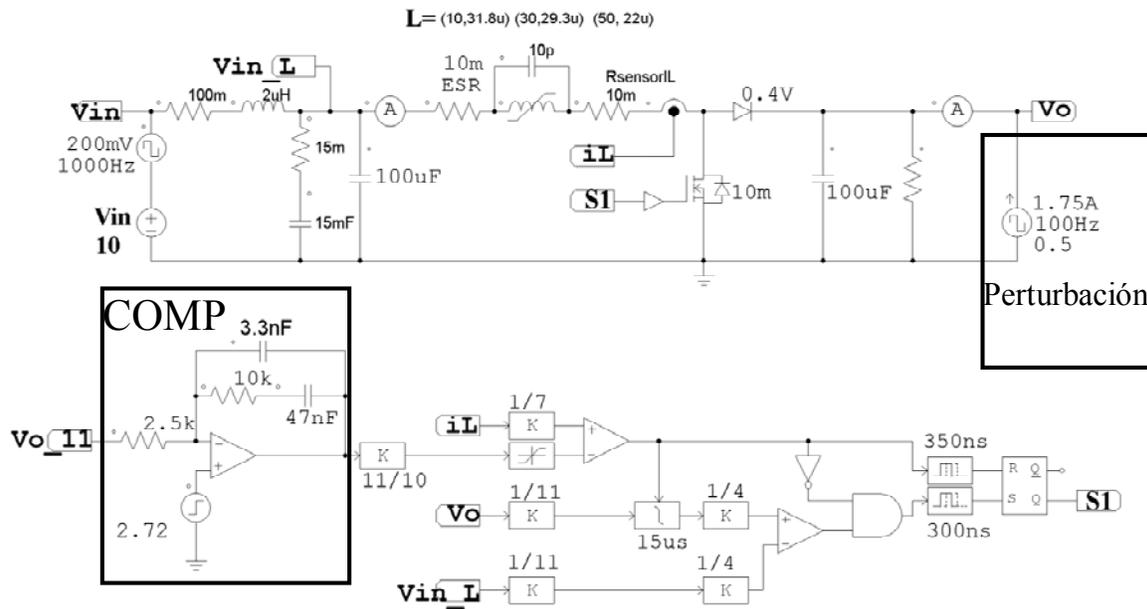


Figura 3-27 Planta *boost* con el control ACCPOCFF con el lazo de tensión cerrado con un compensador PI con polo adicional.

Nota: Se ha substituido el inductor de 27 μH por un inductor saturable. El condensador en paralelo con el inductor saturable de valor 10 pF es para ayudar a que la simulación llegue a la convergencia (según el manual de PSIM)

- **Simulación PSIM caracterizada la planta *boost* y el control ACPOCCFF. (Lazo de corriente y de tensión cerrados)**

En la Figura 3-28 se observa la tensión de salida V_{out} , la corriente en el inductor I_L y la perturbación de la carga I_o . La simulación se ha realizado para valores nominales de 30 V de tensión de salida y 10 V de tensión de entrada, y una variación de la carga que está comprendida entre el 50 % y el 100 % de la carga nominal.

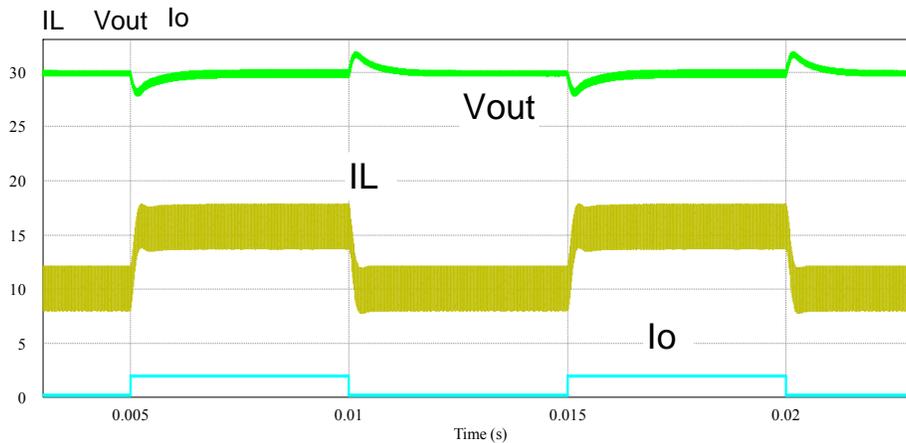


Figura 3-28 Gráficas de la tensión de salida V_{out} , la corriente en el inductor I_L y perturbación de la corriente de salida I_o .

En la Figura 3-29 y la Figura 3-30 se muestra un detalle de las medidas de la corriente en el inductor realizadas en el flanco descendente y ascendente de los cambios, respectivamente. El transitorio entre el 50 % y el 100 % dura aproximadamente unos 150 μs .

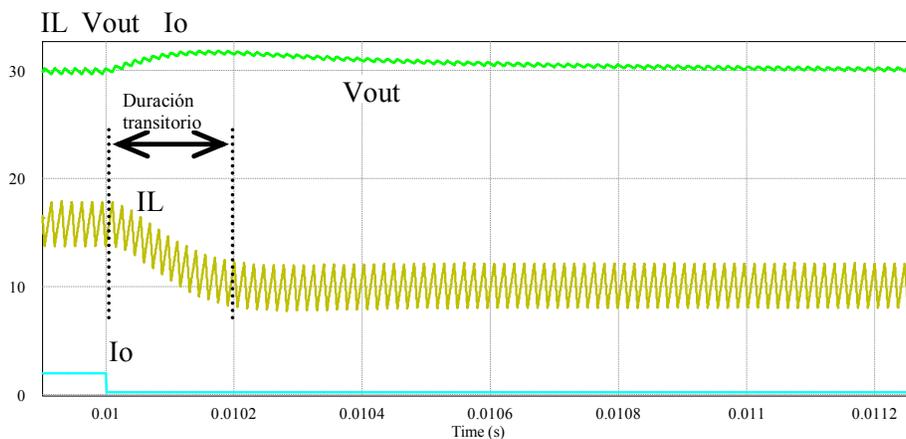


Figura 3-29 Detalle de la tensión de salida y de la corriente en el inductor según un flanco descendente de la perturbación del 100 % al 50 %.

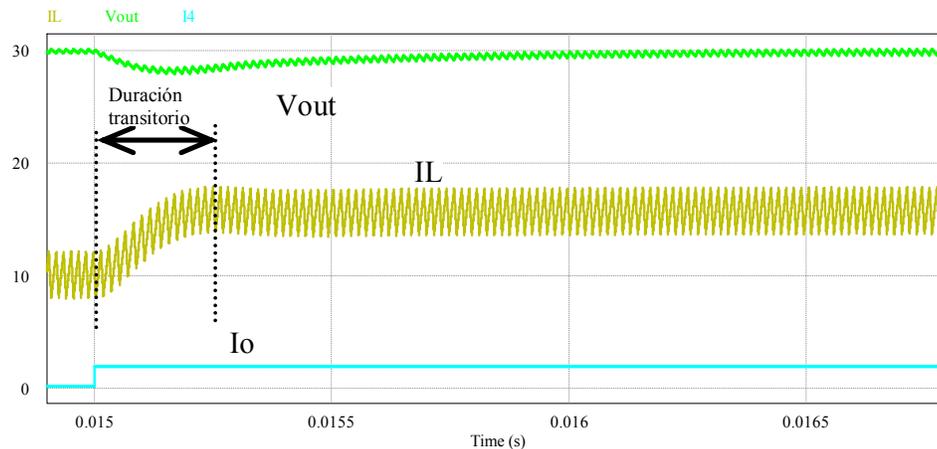


Figura 3-30 Detalle de la tensión de salida y de la corriente en el inductor según un flanco descendente de la perturbación del 50 % al 100 %.

- **Planta y control con prototipo experimental. (Lazo de corriente y de tensión cerrados).**

Tal y como se ha realizado en el apartado anterior con las simulaciones PSIM, en la Figura 3-31 se muestran las gráficas de la tensión de salida V_{out} y de la corriente en el inductor I_L ante una perturbación de la carga entre el 50 % y el 100 %.

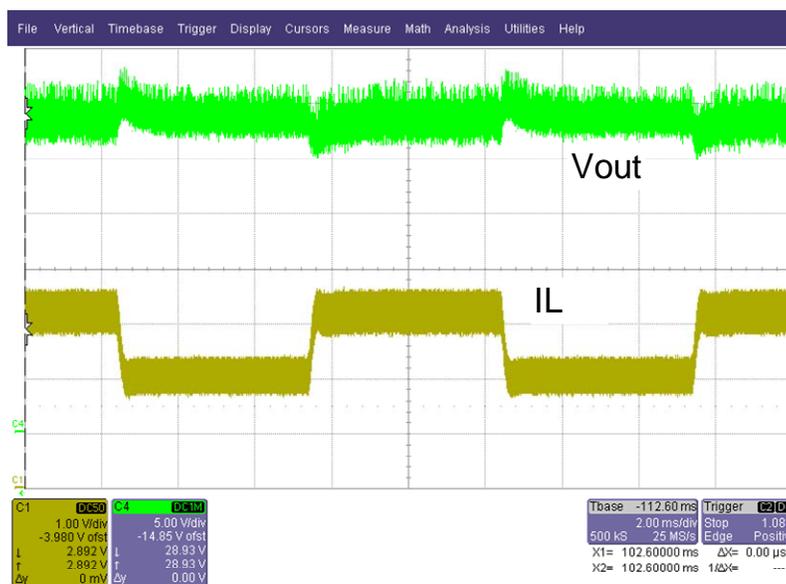


Figura 3-31 Gráficas de la tensión en la salida (V_o), corriente del inductor (i_L) ante cambios de consigna de la corriente de salida entre el 50 % y 100 % de la carga.

En la Figura 3-32 y la Figura 3-33, se muestran los detalles de la Figura 3-31 alrededor de los flancos descendentes y ascendentes de la corriente en el inductor. Se observa que el transitorio dura alrededor de 165 μs , lo que concuerda razonablemente con lo previsto anteriormente por la simulación.

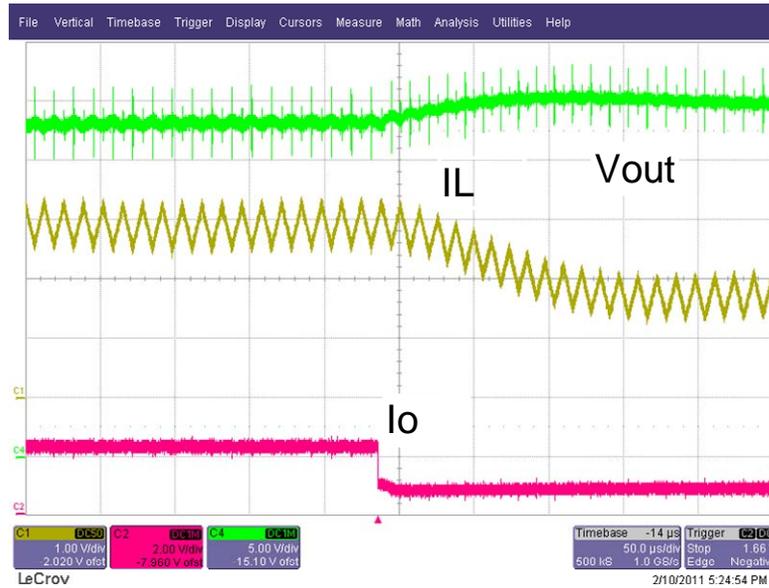


Figura 3-32 Detalle del comportamiento de la corriente en el inductor I_L y la tensión de salida V_{out} ante una perturbación de carga I_o descendente.

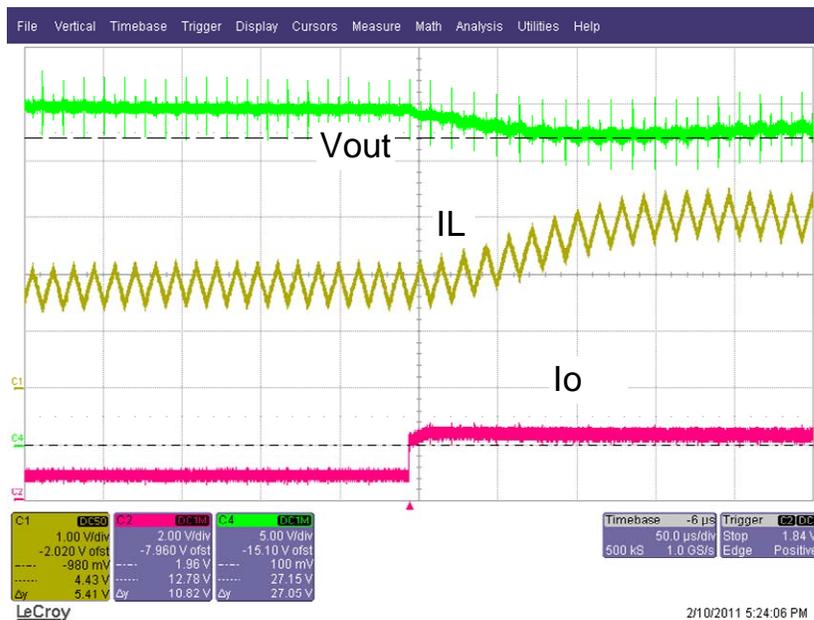


Figura 3-33 Detalle del comportamiento de la corriente en el inductor I_L y la tensión de salida V_{out} ante una perturbación de carga I_o ascendente.

En la Figura 3-34 tenemos un detalle del rizado de la tensión de salida V_{out} . Exhibe el típico comportamiento frente a variaciones de la carga, en el cual cuando aumenta la corriente en el inductor disminuye el pico del rizado de la tensión de salida V_{out} y viceversa. La acción del compensador PI con polo adicional es la que hace que los transitorios de tensión se extingan pasados unos 150 μ s. Los picos espúreos de tensión observados en el rizado de la tensión de salida V_{out} se deben a problemas de masa. En la corriente del inductor también se observa que el rizado está distorsionado porque el osciloscopio utiliza una frecuencia de adquisición insuficiente (“*aliasing*”).

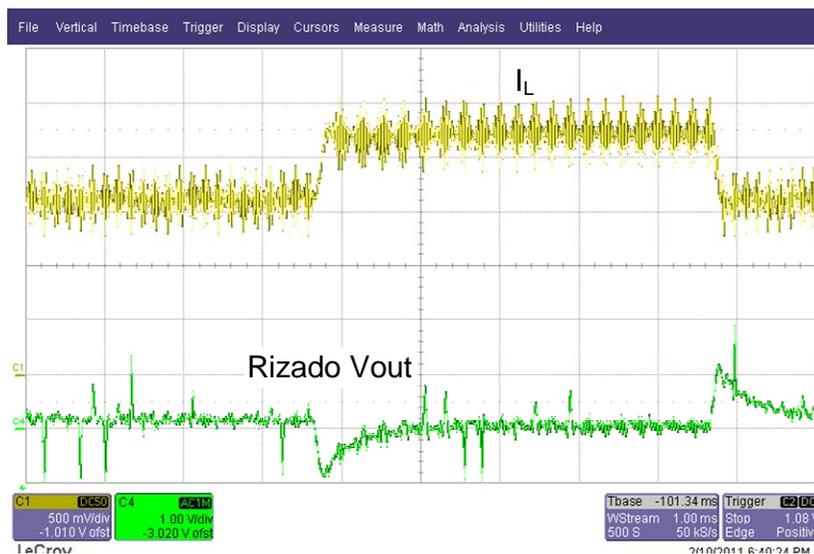


Figura 3-34 Detalle de la corriente en el inductor y el comportamiento del rizado de la tensión de salida al producirse una perturbación entre el 50 % y el 100% de la carga.

3.3.2 Resultados en pequeña señal.

En la Figura 3-35 se muestra el diagrama de Bode del lazo de la función de transferencia tensión de salida respecto la tensión de referencia $G_{v_o v_{ref}}(s) \equiv \frac{\hat{v}_o(s)}{\hat{v}_{ref}(s)}$. Se han representado las curvas correspondientes al modelo matemático (AMODEL), la simulación en PSIM (APSIMproto), y la del prototipo experimental (AProto).

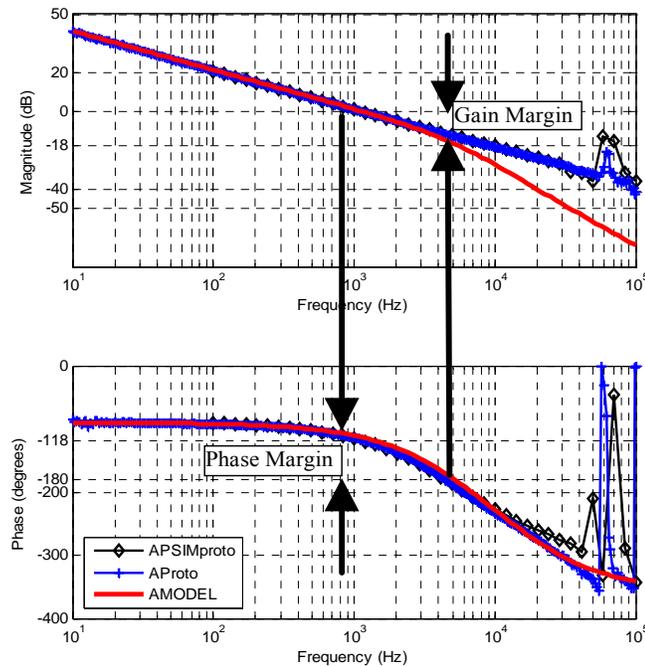


Figura 3-35 Diagrama de Bode correspondiente a la función de transferencia del lazo $\frac{\hat{v}_o(s)}{\hat{v}_{ref}(s)}$, del modelo matemático (AMODEL), de la simulación en PSIM (APSIMproto) y del prototipo experimental (AProto).

En la figura podemos observar que los márgenes de ganancia y de fase son de 18 dB y 62° respectivamente para las tres curvas representadas. Con los datos anteriores se observa que lo predicho en el modelo continuo y la simulación con PSIM, encajan bastante bien con las obtenidas con el prototipo experimental hasta una frecuencia de unos 5 kHz, que es aproximadamente una décima parte de la frecuencia de conmutación nominal.

3.4 Corrector de la frecuencia del sistema de control ACPOCCFF

Tal y como se mostró en la Tabla 3-V, el tipo de control propuesto ACPOCCFF no conserva la frecuencia de conmutación del convertidor de forma constante en los regímenes estudiados (variaciones de las consignas entre el 50 y el 100 %). Estudiando el fenómeno se buscó una solución que corrigiera tal efecto, para ello se obtuvieron varias medidas de la frecuencia en varios puntos de trabajo del convertidor recogidos en la Tabla 3-VII. También se muestra en esta tabla la variación del rizado de la corriente en el inductor. De la tabla se deduce que hay una correlación entre el aumento de corriente y la disminución de frecuencia. Seguramente esto es debido a las pérdidas que no se han tenido en cuenta en el desarrollo teórico. A continuación se propone un mecanismo corrector sencillo que tenga en cuenta la corriente de trabajo y que pueda compensar sus efectos en la frecuencia de conmutación.

Tabla 3-VII Valores de las medidas de interés, recogidas de la simulación del esquema de la Figura 3-36

V_{IN} (V)	V_{IN_L} (V)	I_O (A)	\bar{I}_L (A)	ΔI (A)	f (kHz)
9	6.23	2	27.86	5.40	59.34
14	12.74	2	12.12	4.31	65.44
14	13.20	0.25	7.56	4.23	66.18

Para poder implementar un mecanismo que compense la frecuencia se han recuperado del capítulo 2 las expresiones de T_{ON} y de T_{OFF} , ver ecuación (3.14), si bien se ha omitido el subíndice C de continuo utilizado en el capítulo 2.

$$\left. \begin{aligned} T_{ON} &= \frac{L}{v_{in_L}} (i_{REF} - i_m) \\ T_{OFF} &= \tau \frac{v_{in_L}}{v_o} \end{aligned} \right\} \quad (3.14)$$

Siendo la ecuación (3.15) la expresión del rizado de la corriente.

$$\Delta I_L = \frac{\tau}{L} \frac{v_o - v_{in_L}}{v_o} v_{in_L} \quad (3.15)$$

En el conjunto de ecuaciones (3.14) y (3.15), hemos intercambiado la tensión V_{in} por la V_{in_L} , siendo esta última la que realmente se utiliza como variable en el control. Recordemos que esta V_{in_L} es la que tenemos en bornes de la entrada del convertidor y es ligeramente diferente de la V_{in} , debido a la impedancia introducida por el cable de alimentación (R_h en serie con L_h). En la Figura 3-36 vemos el esquema de PSIM de la planta y el control, se han recuadrado los componentes resistivos que ocasionan pérdidas, también se muestra la tensión V_{in_L} y la caída de tensión en el diodo.

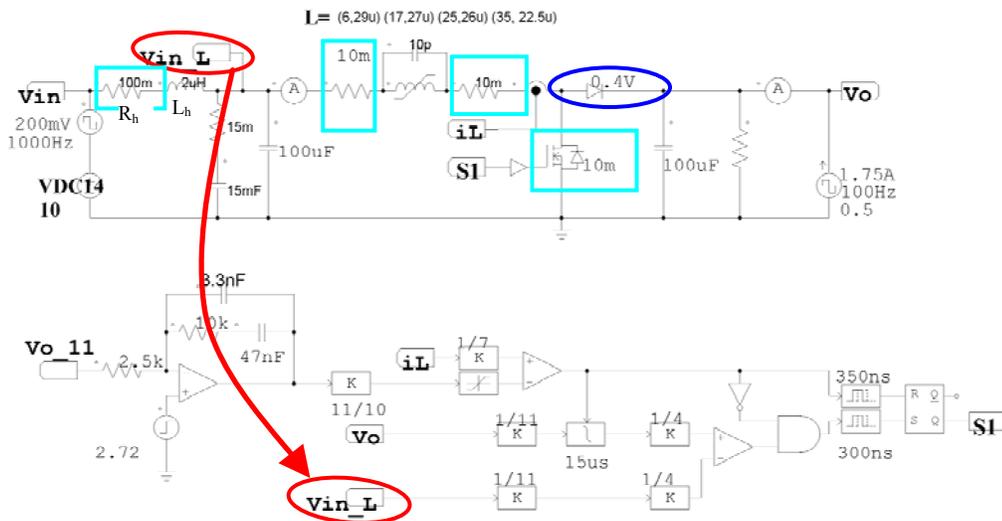


Figura 3-36 Esquema de la planta *boost* y el control ACPOCCFF, resaltando en recuadros las pérdidas resistivas el nodo en que se toma la entrada V_{in_L} del control

Como hemos dicho, de la Tabla 3-VII se desprende que es necesario añadir una compensación al control ACPOCCFF para corregir la frecuencia. De los dos subintervalos, el único que juega un

papel en el control es el T_{OFF} y es sobre el que podemos actuar. En la ecuación (3.16) se muestra el corrector añadido.

$$T_{OFF} = \tau \frac{v_{in_L} - R_{cf} \cdot i_L}{v_o} \quad (3.16)$$

Si aumenta la corriente i_L en el inductor este factor introducido $R_{cf} \cdot i_L$ compensará el numerador de T_{OFF} , actuando de ajuste de la frecuencia consiguiendo que ésta sea prácticamente constante. Tanto en T_{ON} como en T_{OFF} , hay un mínimo de 20 mΩ en serie con el inductor. En T_{ON} hay otros 10 mΩ de la resistencia en conducción del MOSFET mientras que en T_{OFF} hay una caída de tensión de 400 mV en el diodo. Además la inductancia del inductor también depende del nivel de corriente. Como los principales mecanismos que afectan a la tensión del inductor no son todos resistivos, el parámetro de ajuste R_{cf} se ha acabado de determinar de forma empírica. El valor de 27 mΩ finalmente utilizado en las simulaciones es superior a los 20 mΩ de la resistencia mínima de pérdidas (ESR del inductor y resistencia del sensor de corriente) y está próximo a 30 mΩ (ESR del inductor, resistencia del sensor de corriente y resistencia R_{DSON} del MOSFET).

En la Tabla 3-VIII se recogen los datos de las variables de interés del circuito con el corrector de frecuencia. Podemos observar que la frecuencia está centrada en 66 kHz con unas ligeras variaciones en el primer decimal; también se observa que el rizado de la corriente presenta una amplitud próxima al valor nominal de 4 A cuando $V_{IN}=14$ V.

Tabla 3-VIII Medidas obtenidas sobre las variables afectadas ante una perturbación en la carga con el compensador añadido.

V_{IN} (V)	V_{IN_L} (V)	I_O (A)	\bar{I}_L (A)	ΔI (A)	f(kHz)
9	6.23	2	27.86	4.77	66.64
14	12.74	2	12.12	4.21	66.89
14	13.20	0.25	7.56	4.19	66.70

En la Figura 3-37 se muestra la implementación del corrector de la frecuencia, y en la Figura 3-38 la simulación realizada sobre la corriente provocando perturbaciones en la referencia de

tensión de salida V_o y en la salida I_o . Para comprobar el efecto del corrector de frecuencia, se ha realizado la simulación sobre tres puntos de trabajo diferentes.

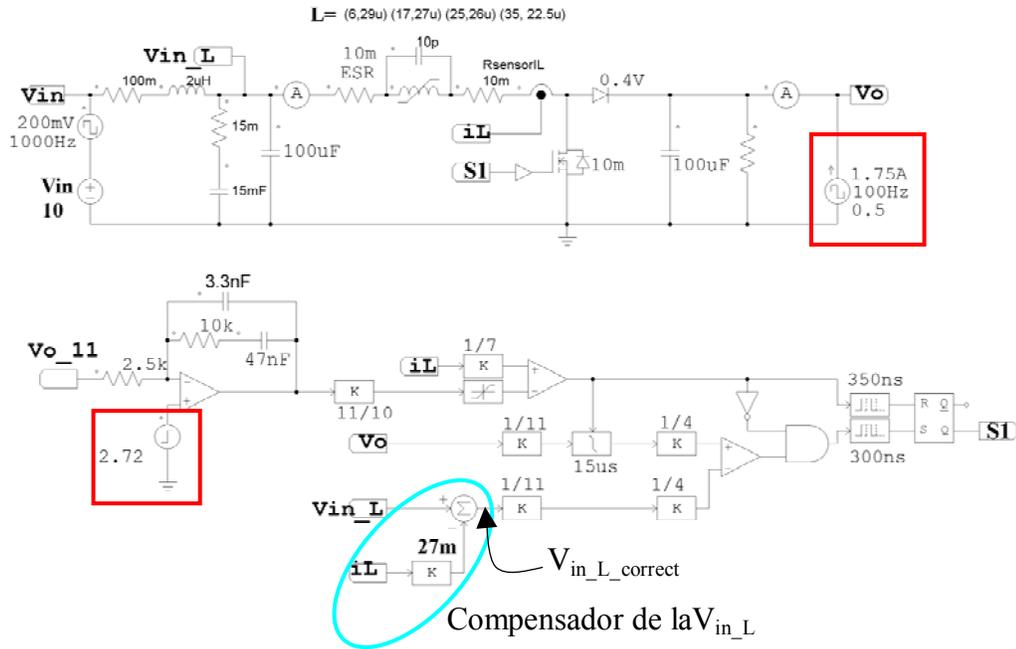


Figura 3-37 Control ACPOCCFF con el compensador de la frecuencia en la entrada V_{in_L} y recuadradas las señales que se perturban para obtener varios puntos de trabajo.

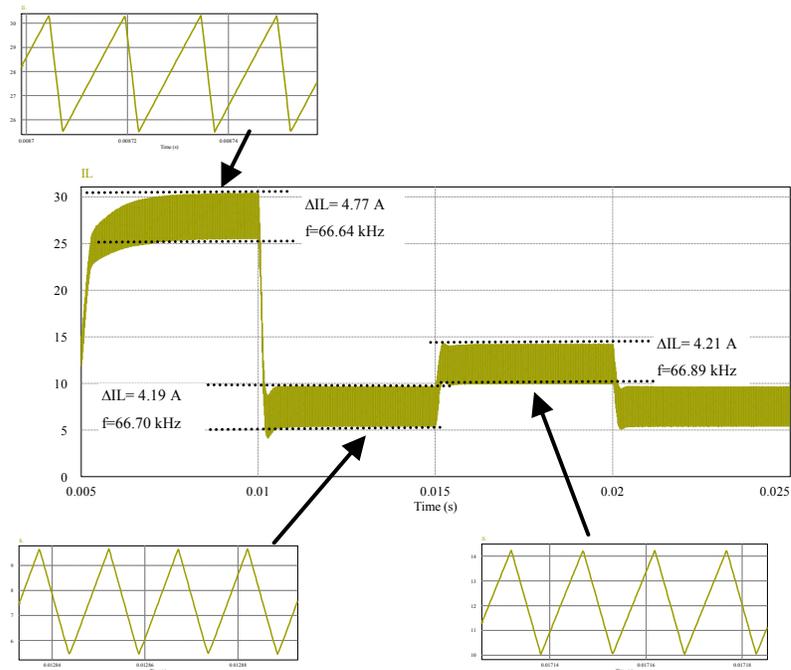


Figura 3-38 Detalle y medidas de la frecuencia y rizado en la corriente en el inductor en diversos puntos según una serie de perturbaciones asimétricas en la salida

En la Figura 3-39 se muestran las gráficas de las variables, tensiones de entrada y de salida y la corriente en el inductor ante variaciones de la carga.

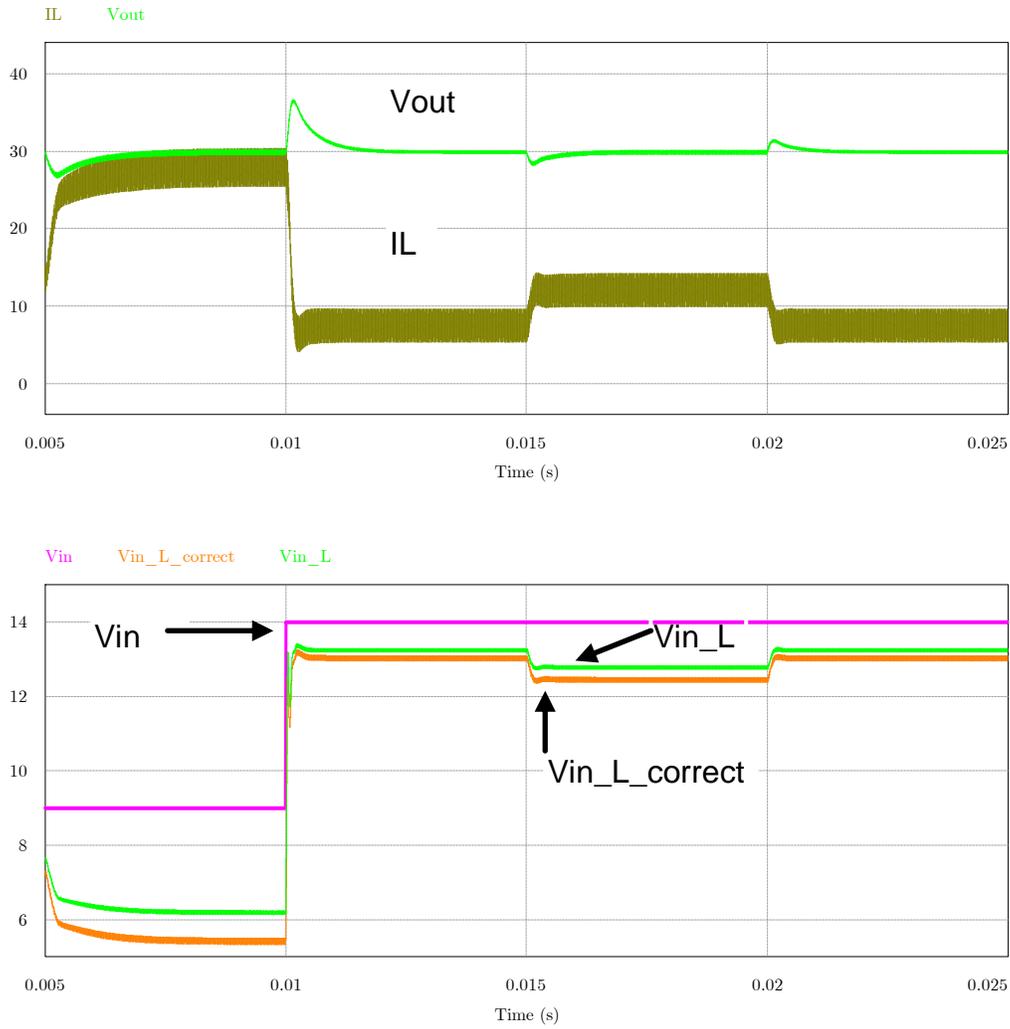


Figura 3-39 Gráficas de la corriente corregida en frecuencia junto con la tensión de entrada corregida ($V_{in_L_correct}$).

3.5 Señales de interés del Control ACPOCCFF.

Tal y como hicimos con la descripción del control ACPOCCFF en el apartado 1.6.1 (ver capítulo 1), mostramos las señales de mayor interés que conforman el control según el prototipo experimental. En la Figura 3-40 replicamos el control, particularizado para un control de corriente de pico.

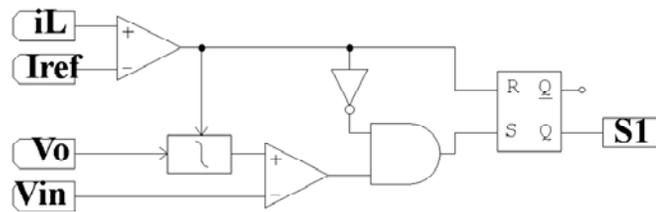


Figura 3-40 Control ACPOCCFF para un boost por corriente de pico.

En la Figura 3-41, vemos que cuando la corriente en el inductor alcanza la referencia se produce un reset en el comparador de corriente máxima. Este reset provoca un nuevo ciclo de integración de la tensión de salida V_o , que obedece a la ecuación (3.17), y que proviene de la ley de control del TOFF. La señal de disparo del control es puesta a ON cada vez que la tensión de salida V_o supera la tensión de entrada V_{in} .

$$\frac{1}{\tau} \int_0^{T_{OFF}} v_o(t) dt = v_{in} \tag{3.17}$$

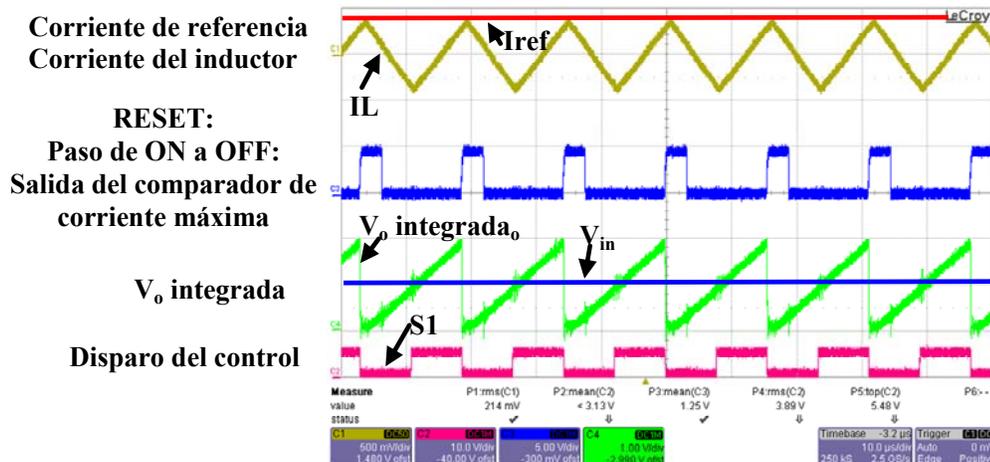


Figura 3-41 Comportamiento de las señales en distintos puntos del control ACPOCCFF por corriente de pico.

3.6 Pruebas de arranque de la planta.

Se presentan en este apartado dos figuras en las que se muestra el comportamiento del arranque del control *boost* con los dos lazos cerrados. El arranque se ha realizado tanto en el simulador PSIM como con el prototipo experimental para corroborar su funcionamiento.

La Figura 3-42 corresponde a la simulación en PSIM y la Figura 3-43 a las medidas del prototipo experimental. La saturación que se observa en la simulación es debida al inductor saturable; la corriente se ve recortada si supera el umbral de saturación que en este caso son 35 A (ver el inductor saturable de la Figura 3-37).

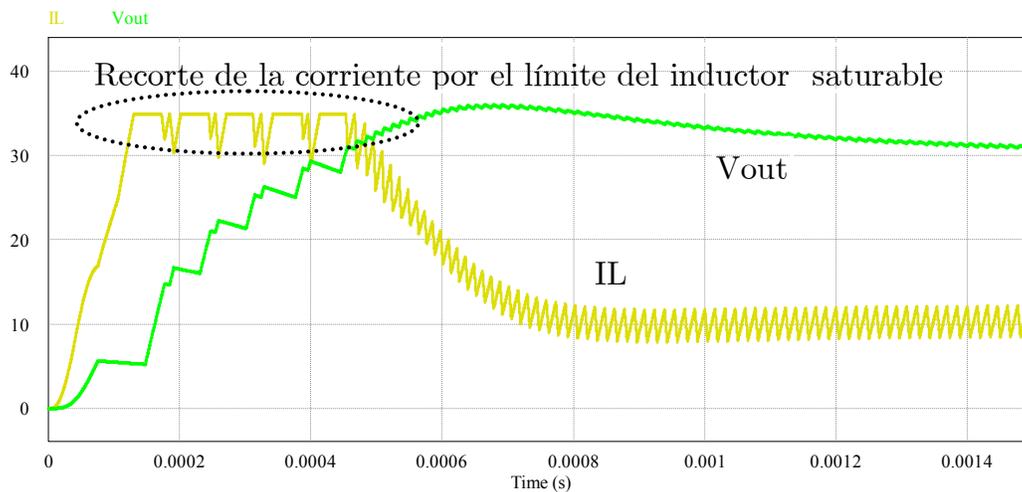


Figura 3-42 Simulación en PSIM del arranque de la planta boost con el control ACPOCCFF.

El comportamiento de la corriente en el inductor en el prototipo experimental, Figura 3-43, obedece al propio mecanismo de control de corriente de pico que se ha programado en el control. Se ha de tener en cuenta que la corriente de pico máxima depende del compensador PI con polo adicional, por lo tanto, hasta que este no reacciona no se corta de forma eficiente la corriente. En este caso la corriente máxima viene limitada por la que entrega la fuente que alimenta a la planta *boost*.

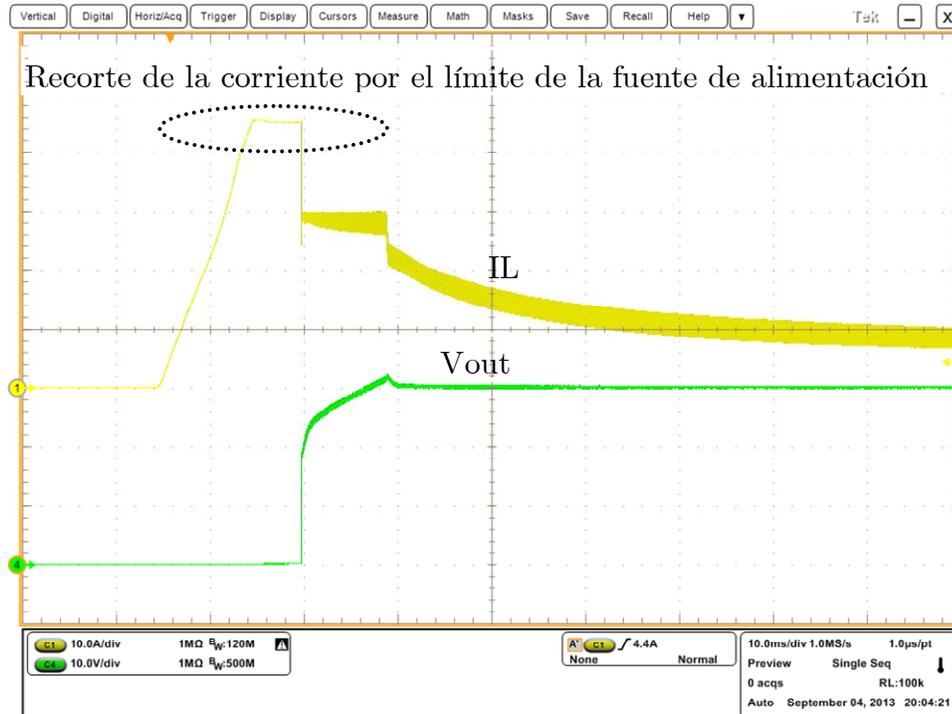


Figura 3-43 Arranque de la planta boost experimental con el control ACPOCCFF.

Como solución para un arranque de la planta más suave y de menor tiempo de duración de la planta se podría implementar un mecanismo *antiwindup* con el que se conseguiría que el PI no se saturase y por consiguiente tampoco se saturase la corriente.

3.7 Resumen y conclusiones del capítulo

En el presente capítulo se han mostrado las simulaciones y las medidas experimentales obtenidas aplicando el control propuesto a una planta *boost*. Estas medidas nos han servido para validar el modelo utilizado en el capítulo 2, el modelo continuo. Aunque se han observado una serie de desviaciones tanto en la corriente del inductor como en la frecuencia de conmutación del convertidor, estas últimas se han podido corregir con un mecanismo diseñado a partir de las ecuaciones de cada subintervalo de trabajo del convertidor, T_{ON} y T_{OFF} . La respuesta en frecuencia (pequeña señal) en modo de corriente ha servido para diseñar un segundo lazo de control y obtener un margen de ganancia y de fase para que la planta sea estable en un cierto rango de perturbaciones, entre el 50% y el 100% de la carga.

La validación del modelo se ha visto reflejada en la Figura 3-23 y Figura 3-24 en las cuales se representan la magnitud y la fase en un diagrama de Bode. Las previsiones del modelo, la simulación y las medidas experimentales han encajado de forma razonable, por lo que damos por bueno el modelo continuo. Así mismo a la hora de implementar un compensador para cerrar un segundo lazo, el de tensión, el diagrama de Bode que obtuvimos ha mostrado la validez del modelo respecto a las simulaciones y prototipo, reflejados en los márgenes de ganancia y fase obtenidos en la Figura 3-35.

Se han mostrado las señales de interés del control ACPOCCFF experimental en la Figura 3-41, al igual que se hiciera al final del capítulo 1.

También se ha mostrado el arranque de la planta tanto en simulación PSIM como en el prototipo experimental, Figura 3-42 y Figura 3-43, respectivamente. En los datos recogidos se observa la limitación (saturación) sufrida por la corriente del inductor en la simulación debido al inductor saturable. La limitación similar que se observa en la corriente del prototipo es debida a la fuente de alimentación del conjunto experimental.

3.8 Bibliografía

- [1] K. Ogata, *Modern Control Engineering*, 5/E, 2010, Prentice Hall Editors.
- [2] Cooke P, "Modeling average current mode control of power convertors," presented at the Applied Power Electronics Conference and Exposition. APEC 2000 New Orleans, LA.
- [3] S. Jian and R. M. Bass, "Modeling and practical design issues for average current control," in *Applied Power Electronics Conference and Exposition. APEC '99. Fourteenth Annual*, pp. 980-986 vol.2.
- [4] W. Tang, F. C. Lee, and R. B. Ridley, "Small-signal modeling of average current-mode control," *Power Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 8, pp. 112-119, 1993.
- [5] S. Maniktala, "Voltage-Mode, Current-Mode and Hysteretic Control," Microsemi, Edited by Microsemi, 2012, p. 19.

4. Implementación digital del control ACPOCCFF.

“ Reeling and Writhing, of course, to begin with,' the Mock Turtle replied; 'and then the different branches of Arithmetic—Ambition, Distraction, Uglification, and Derision.”

Alice's Adventures in Wonderland, by Lewis Carroll.

El presente capítulo está dedicado al control ACPOCCFF digital. En primer lugar se presentan una serie de aspectos a considerar en el diseño digital tales como retardos de tiempo, efectos de la cuantificación y números en simple o doble precisión. El capítulo sigue con una dinámica parecida a la del capítulo 3, presentando las medidas realizadas en modo de corriente y después en el modo de tensión. En los dos modos de trabajo anteriores se presentan las medidas en el espacio temporal (medidas en gran señal) y la respuesta en frecuencia (medidas en pequeña señal o AC). El capítulo cierra con las conclusiones obtenidas de las diversas simulaciones y experimentos del control digital implementado (ACPOCCFF) sobre una planta *boost*.

Acompaña a este capítulo el anexo B, que se compone de una parte esencial de aspectos sobre la programación de la DSC, también contiene el código que se ha programado en el bloque **DSCcontrol** de las diversas simulaciones con PSIM de este capítulo y el código en lenguaje C de la DSC TMS320F28335 de *Texas Instruments*.

4.1 Consideraciones de diseño digital.

Apuntábamos en el apartado 1.5 del primer capítulo cuáles son las ventajas de un sistema digital y avanzábamos una serie de características de estos sistemas. Para completar la información sobre los sistemas digitales enumeramos una serie de aplicaciones en las que se están utilizando estos controles digitales como, por ejemplo, en inversores multifase, motores eléctricos, sistemas

de alimentación y actuadores hidráulicos, entre otros. Las tareas de los dispositivos digitales han ido evolucionando con el tiempo, ya que en un principio eran meros recolectores de información y supervisores de tareas no críticas. Hoy en día, en cambio, se están utilizando para controles sofisticados debido, en parte, a su alta fiabilidad y a la cantidad de periféricos que pueden llegar a contener para controlar gran diversidad de sistemas [1].

Podemos enumerar algunas de las ventajas de utilizar un sistema digital:

- Son capaces de implementar controles avanzados y complejos, difíciles de implementar con electrónica analógica.
- Son robustos frente a errores debidos a la temperatura.
- Tienen elevada inmunidad al ruido.
- Facilitan la modificación/almacenamiento de parámetros/datos de forma *on-line*.
- Permiten implementar sistemas de comunicación digital.
- Permiten monitorizar y diagnosticar fallos del sistema.
- Ofrecen la posibilidad de calibración automática.

Otros aspectos de los sistemas digitales a tener en cuenta son:

- Determinar qué dispositivo utilizar (DSP, DSC, ASIC, CPLD, etc).
- Tener en cuenta los efectos de la cuantización en los conversores tanto de analógico a digital (ADC), como con los de digital a analógico (DAC).
- Comprender los fenómenos de la resolución de un procesador y de los conversores.
- Considerar los retardos asociados al muestreo de la señal.
- Tener en cuenta el consumo de tiempo en los cálculos de un algoritmo de control.

4.1.1 Elección del dispositivo digital.

Según el número de señales que es necesario digitalizar y la velocidad de la planta a controlar (frecuencia de conmutación) hay que escoger un dispositivo digital que cumpla con unos requisitos mínimos que se comentan a continuación.

- **Conversión de analógico a digital (ADC):**

Se requiere en nuestro caso convertir tres señales, las dos tensiones de entrada y de salida y la corriente en el inductor.

- **Tipo de aritmética:**

El algoritmo de control requiere multiplicaciones y divisiones, por lo tanto el dispositivo ha de tener una cierta capacidad de procesamiento con operaciones matemáticas a poder ser en números flotantes, o por lo menos en números fraccionales.

- **Programación y depuración *in situ* (*on-board programming*):**

Es la mejor solución cuando se requiere descargar y depurar el programa en la propia placa de desarrollo del dispositivo. Normalmente suelen cumplir con el estándar JTAG.

- **Coste:**

Si se quiere implementar una solución comercial hay que utilizar un dispositivo digital de un coste razonable, aunque tal vez se tenga que sacrificar velocidad.

- **Superficie de PCB:**

Si se ha de implementar en un circuito impreso, el espacio que ocupa el dispositivo es importante. En este caso será imprescindible que sea de un tamaño lo más reducido posible.

De los posibles candidatos que hay en el mercado actual, nos encontramos, entre otros con la serie TMS320F283xx de *Texas Instruments* o con los *DsPIC* de la casa *Microchip*. Una ventaja de la serie F2833x, y en concreto el F28335, es que nos brinda la posibilidad de trabajar con números flotantes de simple precisión (32 bits). Otra serie de dispositivos digitales como los *DsPIC* de *Microchip* (dsPIC33EP256MU810) incorporan 4 S&H frente a los dos que utiliza la serie F28335, pero la CPU de los DsPIC es de 16 bits y la velocidad es menor.

Se podría haber optado en elegir un ASIC o una FPGA. Una cuestión a tener en cuenta es que estos dispositivos actualmente no incorporan conversores de analógico a digital, con lo cual habría que añadir un conversor comercial implicando más utilización de superficie de PCB. Al fin y al cabo, las operaciones a realizar son secuenciales, con lo que este tipo de dispositivos no añaden mejoras respecto a los DSC [4] [2]. Tampoco tienen, internamente, una ALU con procesamiento de números flotantes, y esto obligaría a utilizar una librería que fuera óptima en tiempos de cálculos a la hora de hacer la conversión a celdas internas de una ASIC o FPGA. Otra desventaja a añadir con estos dispositivos es que la mayoría de simuladores de electrónica de potencia (PSIM, *Simetrix/Simplis*) no soportan el lenguaje VHDL (hasta la fecha).

4.1.2 Arquitectura de la familia de DSC TMS320F283xx

Finalmente, el dispositivo digital elegido ha sido el TMS320F28335 de *Texas Instruments*, - abreviadamente la F28335. Esta DSC incorpora una FPU (*Floating Point Unit*) para realizar operaciones en coma flotante de simple precisión. En la Figura 4-1 se muestra un diagrama de bloques de la F28335. La CPU tiene una estructura de 8 etapas en *pipeline*, para poder ejecutar 8 instrucciones simultáneamente en un periodo de reloj. La DSC puede trabajar a 100 MHz, o a 150 MHz. La F28335 tiene una arquitectura de tipo Hardware, es decir que tiene la memoria de programa y la de datos separadas. La memoria del F28335 está compuesta por memoria SARAM (*single-access random-access memory*) de 34K x 16, una ROM de 8K x 16, una *Flash* de 256K x 16, una memoria de 1K x 16 de tipo OTP (One-Time Programmable) y finalmente una serie de registros que controlan los periféricos. La memoria ROM está programada de fábrica y contiene un procedimiento para inicializar la DSC así como códigos optimizados de algunas funciones matemáticas (seno, coseno, entre otras). La F28335 también posee un bus DMA para pasar información entre periféricos sin intervención de la CPU. Dispone también de 16 canales de conversión de analógico a digital (ADC) con 12 bits de resolución. Se puede hacer trabajar al ADC de varias formas, como todo un bloque de 16 conversiones o como dos convertidores de 8 bits individuales. La conversión del ADC se puede iniciar desde varios periféricos o por software. Tiene tres contadores/temporizadores (*Timers*) de 32 bits y un *prescaler* para la frecuencia de funcionamiento de 16 bits. Dispone de 88 puertos de entrada/salida de carácter general (GPIO), y algunos de estos puertos están compartidos por periféricos a través de un multiplexor. Si no se usa el periférico correspondiente, sus pines están disponibles como GPIO. Con esta DSC se pueden

utilizar hasta 5 sistemas de comunicaciones diferentes, ya que dispone de 2 buses CAN, 3 módulos de comunicaciones serie (SCI), un módulo de comunicaciones especializado con periféricos (SPI), un bus I2C compatible con el estándar de *Philips* y dos puertos serie multicanal con buffer (McBSP). Soporta hasta 96 tipos de interrupciones que son gobernadas en el módulo (PIE). Soporta el estándar JTAG para la programación y depuración del dispositivo. Se dispone de 6 módulos ePWM (*enhanced Pulse With Modulation*) y 6 HRPWM (*High Resolution PWM*), este último bloque permite una mayor granularidad a la hora de controlar un dispositivo que requiera un PWM. Finalmente dispone también de 6 módulos de captura (eCAP) y dos encoders en cuadratura (eQEP).

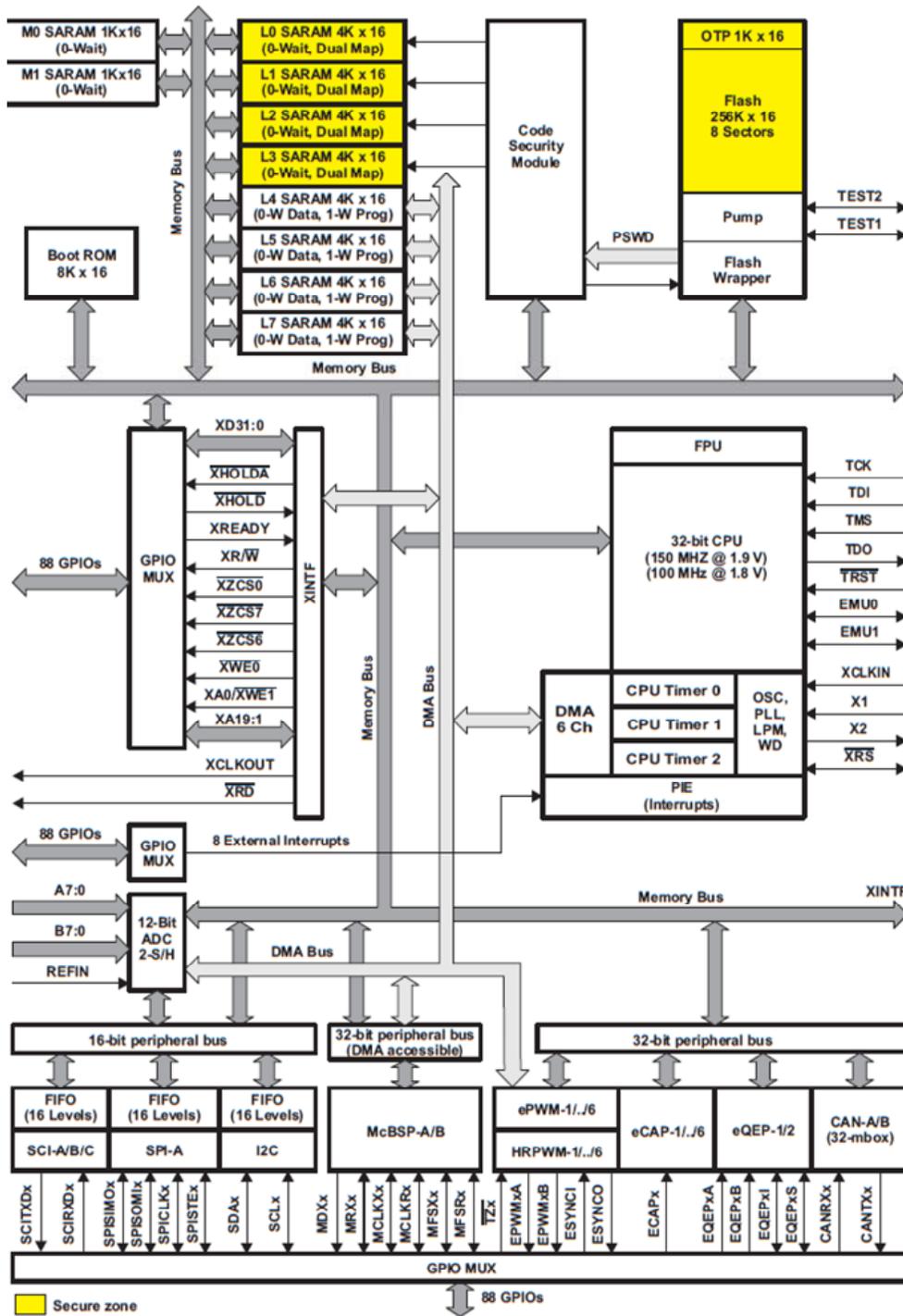


Figura 4-1 Diagrama de bloques de la DSC F28335.

4.1.3 Consideraciones de la conversión de analógico a digital. Muestreo, retención, cuantización y ciclos límite.

Para poder transformar la señal analógica a una digital utilizamos un conversor de analógico a digital. Un conversor de analógico a digital se compone básicamente de dos partes: un muestreador-retenedor (S&H *Sample and Hold*) y un cuantizador (ver Figura 4-2). A este proceso de conversión se le podría añadir un codificador al final, que va a tener la tarea de alojar en un registro o en una memoria la conversión realizada. Esta codificación la podemos encontrar de dos formas: ajustada al bit de mayor peso (MSB) o ajustada a la palabra del convertidor (ver Figura 4-3).

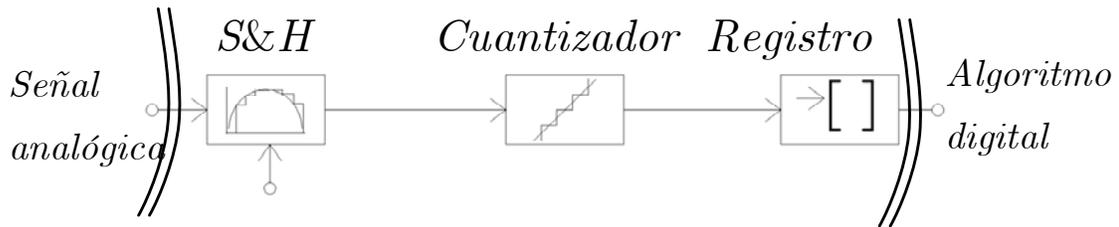


Figura 4-2 Bloques del proceso de la conversión de una señal analógica a formato digital.

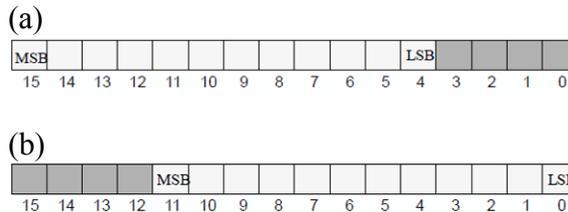


Figura 4-3 Dos posibles alternativas para guardar un resultado de conversión de analógico a digital, el conversor se supone de 12 bits. (a) Desplazado al bit de mayor peso (MSB), (b) desplazado al bit de menor peso (LSB).

- **Muestreador y retenedor.**

En el proceso de muestreo y retención (S&H) vamos a obtener la señal analógica que se va a mantener en el retenedor hasta que se haya realizado la conversión (ver Figura 4-4). Si analizamos brevemente todo este conjunto desde el punto de vista matemático, obtendremos la ecuación (4.1) sobre la respuesta en frecuencia del muestreador-retenedor de orden cero, que encontramos en la literatura clásica sobre sistemas digitales [3]

$$S \& H = \frac{1 - e^{-sT_s}}{s} \quad (4.1)$$

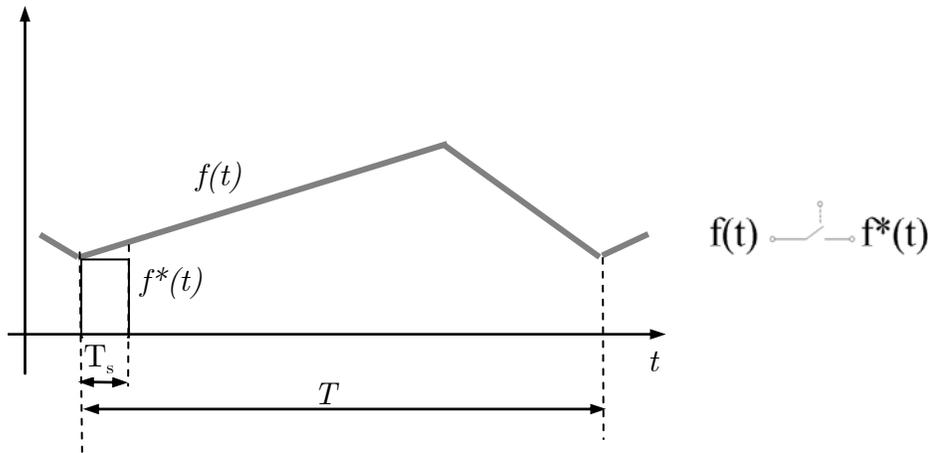


Figura 4-4 Representación de la una señal $f(t)$ y su muestreada (estrellada) $f^*(t)$, junto con los tiempos de muestreo de la señal T_s y el periodo de trabajo de conmutación de un convertidor T .

Si suponemos que el tiempo de muestreo T_s es muy pequeño en comparación con el periodo T del convertidor, podemos tener en cuenta la siguiente aproximación según el desarrollo de Taylor [3, 4]:

$$1 - e^{-sT_s} = 1 - \left(1 - s \cdot T_s + s^2 \left(\frac{T_s}{2}\right)^2 - \dots\right) \approx s \cdot T_s \quad \forall T_s \ll T \quad (4.2)$$

Poniendo este resultado en la ecuación (4.2), obtendremos un modelo reducido del proceso del muestreador y retenedor, quedandonos la ecuación (4.3)

$$S \& H = T_s \tag{4.3}$$

En la Figura 4-5 se observa el efecto producido por un muestreador-retenedor y el cuantizador sobre una señal.

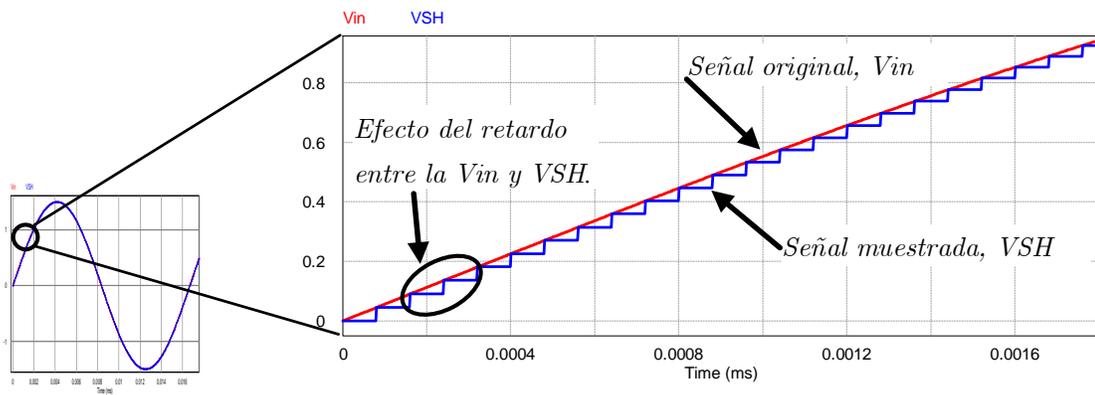


Figura 4-5 Retardo producido en una conversión de analógico a digital en la primera etapa, el muestreador y retenedor. En este caso es una señal analógica senoidal (V_{in}), siendo V_{SH} la tensión del muestreador y retenedor de orden cero.

- **Cuantización y ciclos límite.**

El efecto del cuantizador se va a traducir en el concepto de resolución máxima que tenga el conversor de analógico a digital, o sea, el número discreto para representar la cantidad medida. Teniendo en cuenta el fondo escala (FE) a la que va a estar sujeta una medida y el número de bits del conversor de analógico a digital, la cuantización q (resolución del convertidor) tiene la expresión de la ecuación (4.4):

$$q = \frac{FE}{2^n} \tag{4.4}$$

Cuando se selecciona un conversor A/D hemos de tener en cuenta la precisión deseada, el rizado de la variable a controlar (en los convertidores de continua-continua tenemos, en general, las tensiones de entrada, salida, y la corriente en el inductor). Esta precisión ha de ser más grande que q , de lo contrario el control digital no será capaz de proporcionar una regulación adecuada cuando se alcance el estado estacionario, haciendo un efecto rebote y ocasionando la aparición de ciclos límite en el sistema (ver Figura 4-6) [5], [6].

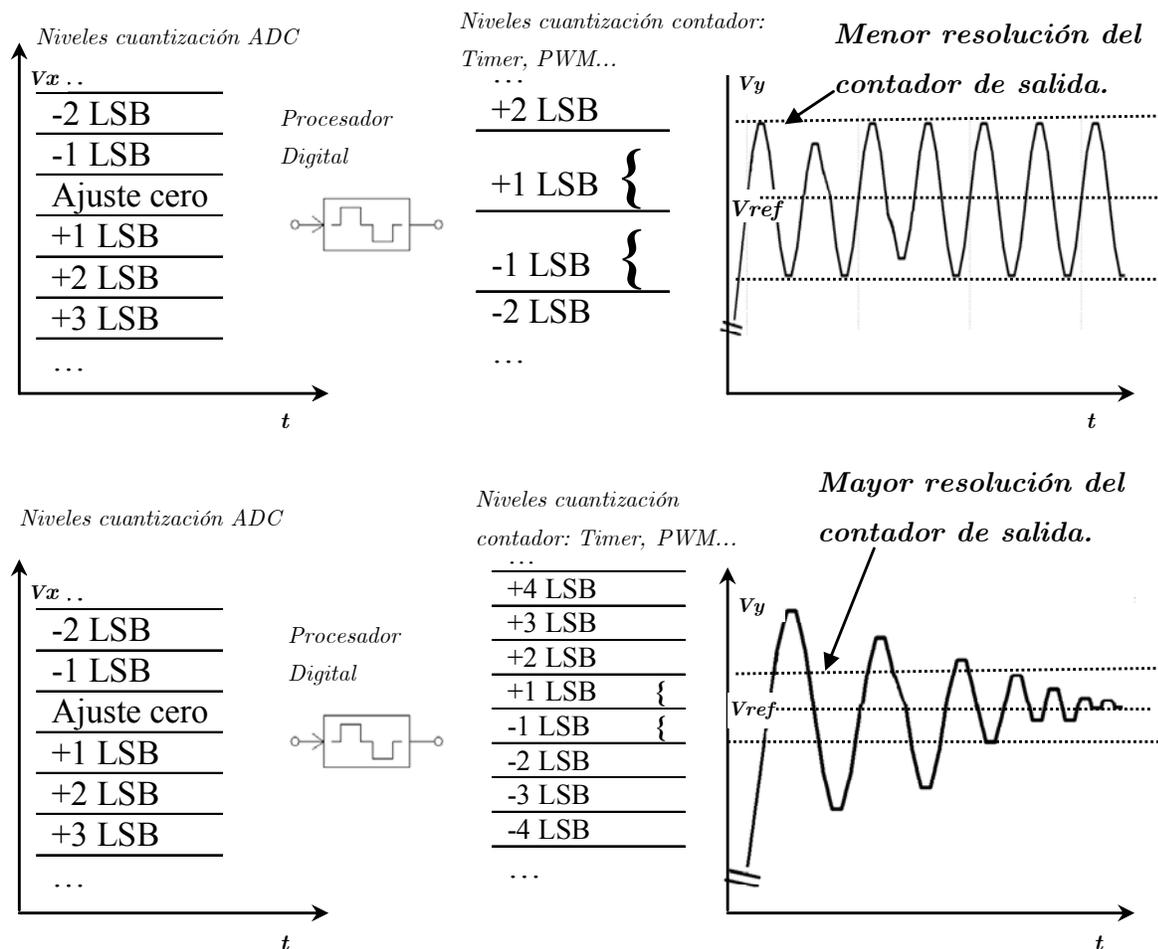


Figura 4-6 Representación simbólica del efecto de los ciclos límite debido a la cuantización de entrada sobre una tensión V_x , y su efecto a la salida V_y , según la resolución del contador interno materializado en un modulador de anchura de pulsos o un *timer*.

4.1.4 Tiempos de retardo.

Nos queda por introducir el efecto del tiempo que consume un sistema digital en realizar cálculos y su descripción mediante una función de transferencia para contabilizar sus efectos. Por lo general, en la literatura, el consumo de tiempo en realizar un algoritmo de control se suele tener en cuenta como un retardo (ver ecuación (4.5)) [7, 8].

$$atc = e^{-sT_{atc}} \quad (4.5)$$

Siendo T_{atc} el tiempo consumido en el algoritmo de control (*atc*, *algorithm time consumption*).

Si representamos este retardo en un diagrama de Bode, Figura 4-7, podemos ver que un aumento de la frecuencia no afecta a la ganancia pero sí a la fase. Por lo tanto, deberemos tener en cuenta los efectos que pueda tener sobre nuestro diseño en su comportamiento en pequeña señal.

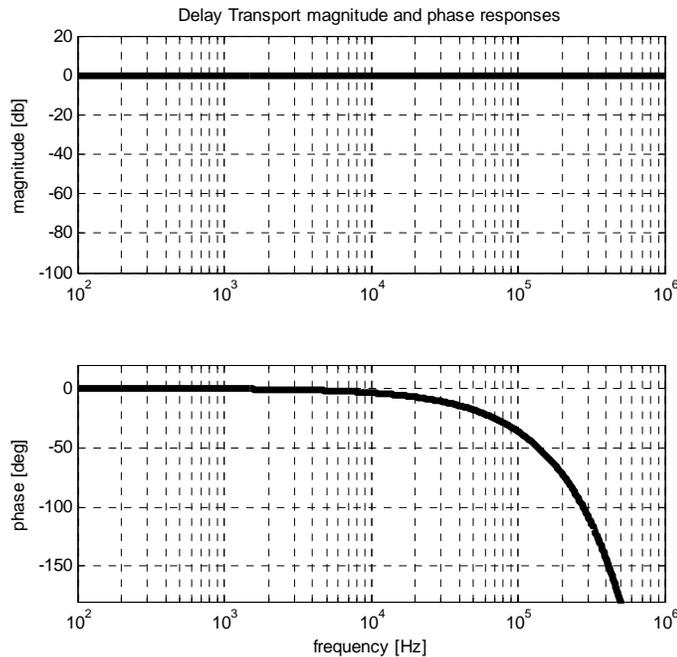


Figura 4-7 Efecto producido por un retardo temporal, a tener en cuenta a la hora del diseño en pequeña señal.

El retardo asociado al tiempo que requiere un dispositivo digital para realizar operaciones no se debe confundir con el término de latencia. La latencia se entiende básicamente como el tiempo empleado entre cambios de contexto, o de forma más común, el tiempo invertido en las llamadas a funciones, donde hay que guardar la pila de los registros de la CPU.

4.1.5 Números en simple, doble precisión o fraccionales.

Una cuestión que se ha pretendido abordar con el uso de la DSC TMS320F284335 de *Texas Instruments* es el uso de las operaciones con números flotantes. Un procesador con una FPU (Unidad de Punto Flotante) es más fácil de programar que uno que implemente la coma fija, aunque el dispositivo también sea un poco más caro. Y es más caro debido a la complejidad del circuito en coma flotante que hay que añadir en el área del chip. A favor tiene que es más fácil de programar, debido a que el programador no tiene la tarea adicional de ir comprobando el rebasamiento (*overflow*) de las operaciones matemáticas ni del escalado de las señales que hay que hacer en los procesadores de coma fija. Estas dos tareas anteriores son habilidades que necesita añadir el diseñador a la hora de programar un dispositivo de coma fija con la utilización de los números fraccionales (IQ, *Integer Quotient*). De todas formas, el hecho de disponer de una FPU de simple precisión tampoco es la solución para todos los problemas, como pone de manifiesto Alter [9]. Es interesante el artículo de Oberstar [10], donde se ponen de manifiesto las limitaciones del uso de los números fraccionales, como el redondeo.

A continuación se muestra un ejemplo de la suma de dos valores en coma flotante, escogiendo para este fin los valores de la ecuación (4.6).

$$\begin{array}{r} f_x = 10.0 \\ + f_y = 0.000000238 \\ \hline f_s = 10.0 \end{array} \quad (4.6)$$

El resultado está sujeto a la precisión y redondeo del estándar IEEE 754 [11], y se ha truncado a 10.0, valor redondeado a la baja. Hay que tener en cuenta que el siguiente número en simple

precisión después del 10.0 es el 10.000001. El valor de la suma anterior se ha comprobado con el valor de 10.000000238, dando como resultado el redondeo a 10.000001 (el algoritmo utilizado para el cálculo es el implementado en lenguaje java en la página web de Harald Smith [12]).

Este ejemplo se ha comprobado para simple y doble precisión con dos compiladores diferentes, *Texas Instruments* (TI v6.1.3) y *Microsoft Visual Studio* (Microsoft Visual C++ 2013 RC) [13].

Tabla 4-I Código en C para la comparación de números en doble y simple precisión.

<i>Compilador Texas Instruments</i>	<i>Compilador Microsoft Visual Studio</i>
<pre> int main(void) { float fx, fy,fs; long double ldx, ldy,lds; fx = 10.0; fy = 0.000000238; fs=fx+fy; ldx = 10.0; ldy = 0.000000238; lds = ldx + ldy; return 0; } </pre>	<pre> #include "stdafx.h" using namespace System; int main(void) { float fx, fy, fs; double dx, dy, ds; fx = 10.0; fy = 0.000000238; fs = fx + fy; dx = 10.0; dy = 0.000000238; ds = dx + dy; return 0; } </pre>

El resultado de las variables en la ejecución de este código en el compilador de *Texas Instruments* se muestra en la Figura 4-8. No se muestra el resultado de las variables con el compilador *Visual C++* de *Microsoft* v. 12 (dio los mismos valores).

Name	Type	Value	Location
(x)= fx	float	10.0	0x00000414@Data
(x)= fy	float	2.38e-07	0x00000412@Data
(x)= fs	float	10.0	0x00000410@Data
(x)= ldx	long double	10.0	0x0000040C@Data
(x)= ldy	long double	2.379999983759262e-007	0x00000408@Data
(x)= lds	long double	10.000000238	0x00000404@Data

Figura 4-8 Contenido de las variables con la suma en simple (fx, fy, fs) y doble precisión (ldx, ldy, lds) con coma flotante.

Hay que resaltar que la declaración de la doble precisión en el compilador de *Texas Instruments* se ha hecho con un *long double*, y no como *double*. A día de hoy este compilador interpreta los *double* como *float* (32 bits), para ello se ha tenido que utilizar el modificador *long* para obtener números de doble precisión (64 bits).

Los números de doble precisión se han de utilizar en casos en los que se prevean errores de redondeo, como el citado en el ejemplo anterior. Eso sí, a costa de un ligero aumento del código ensamblador.

4.2 Control ACPOCCFF en modo digital.

Para implementar el control ACPOCCFF digital, en la Figura 4-9 se muestra de nuevo el esquema de la implementación analógica del control propuesto en el capítulo 1. Este control se desglosa en dos partes: el control del semiperiodo T_{ON} y el control del semiperiodo T_{OFF} . Las ecuaciones que definen los subintervalos anteriores son la ecuación (4.7) para el T_{ON} y la ecuación (4.8) para el T_{OFF}

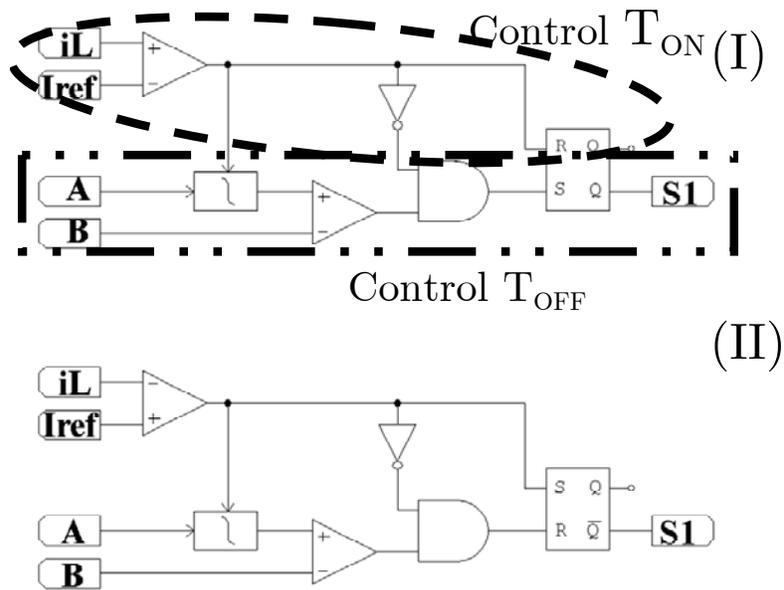


Figura 4-9 Control ACPOCCFF. (I) corriente de pico, (II) corriente de valle.

$$T_{ON} = \frac{L}{v_{in}} (i_{REF} - i_m) \tag{4.7}$$

$$T_{OFF} = \tau \frac{v_{in}}{v_o} \tag{4.8}$$

4.2.1 Expresión de T_{ON} .

Para saber, en nuestro control digital, la duración del semiperiodo T_{ON} utilizaremos el control predictivo desarrollado por Carrejo et al. [14]. La técnica predictiva se basa en los parámetros de la ecuación de la recta en su forma explícita, recta determinada por un punto y su pendiente (ver ecuación (4.9)).

$$y - y_0 = m(x - x_0) \quad (4.9)$$

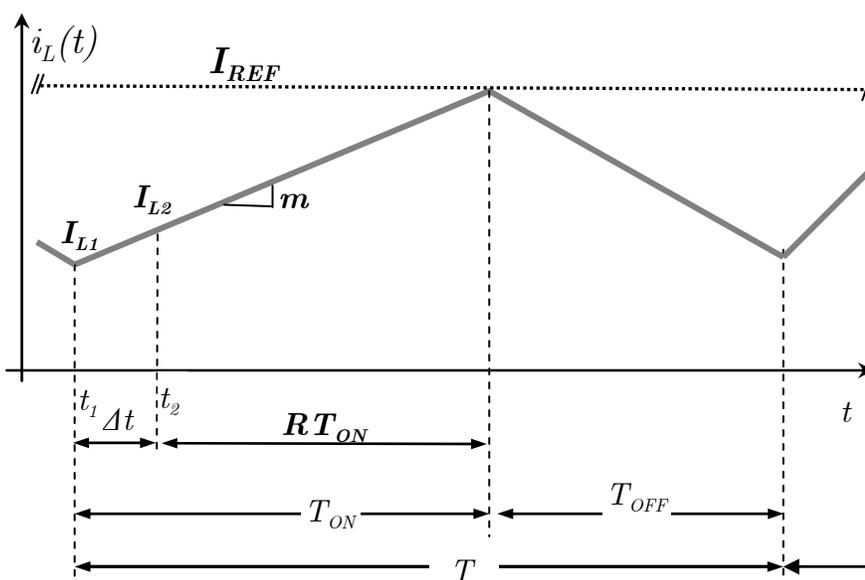


Figura 4-10 Forma de la corriente (i_L) en el inductor, se muestran los puntos de interés que conforman el control predictivo de Carrejo et al.

La Figura 4-10 muestra la forma de la corriente en el inductor, el tramo T_{ON} viene definido por la ecuación de una recta según la ecuación (4.10):

$$I_{REF} - I_{L1} = mT_{ON} \quad (4.10)$$

Para obtener el tiempo, T_{ON} , lo despejamos de la ecuación anterior, quedándonos la ecuación (4.11):

$$T_{ON} = \frac{I_{REF} - I_{L1}}{m} \quad (4.11)$$

Siendo m la pendiente de la recta.

El sistema predictivo de Carrejo et al. se basa en muestrear la señal de interés dos veces en un intervalo conocido ($\Delta t = t_1 - t_2$) (Figura 4-10). Teniendo en cuenta la ecuación de la recta, las muestras obtenidas de la corriente en el inductor I_{L1} e I_{L2} , en el intervalo $t_1 - t_2$, obtendremos la pendiente m de la recta, que será la ecuación (4.12):

$$m = \frac{I_{L2} - I_{L1}}{t_2 - t_1} \quad (4.12)$$

Por lo tanto, como datos conocidos en el método predictivo tendremos:

I_{L1} e I_{L2}	Muestras de la corriente en un intervalo conocido Δt .
$\Delta t = t_1 - t_2$	Intervalo de tiempo entre muestras.
I_{REF}	Corriente de referencia.
m	Pendiente de la recta, calculada con la ecuación (4.12).

Substituyendo la pendiente de la recta (ecuación (4.12)) en la ecuación del T_{ON} (ecuación (4.11)) obtendremos la expresión final del T_{ON} (ecuación (4.13)):

$$T_{ON} = \frac{I_{REF} - I_{L1}}{I_{L2} - I_{L1}} (t_2 - t_1) \quad \text{o} \quad T_{ON} = \frac{I_{REF} - I_{L1}}{I_{L2} - I_{L1}} \Delta t \quad (4.13)$$

En la Figura 4-11 se muestra el escenario que se presenta en un circuito real, en el cual hemos de tener en cuenta una serie de intervalos de tiempo que va a ir consumiendo el sistema digital. La descripción de los acrónimos usados son los que siguen:

etic	Tiempo para la estabilización de la corriente en el inductor.
ADC I_{L1}	Primera conversión de la corriente de analógico a digital.
tADC I_{L1}	Tiempo invertido en la primera conversión de analógico a digital de la corriente.
Δt	Intervalo de tiempo entre muestras de corriente.
ADC I_{L2}	Segunda conversión de la corriente de analógico a digital.
tADC I_{L2}	Tiempo invertido en la segunda conversión de analógico a digital de la corriente.
ctonr	Tiempo invertido por la DSC para calcular el t_{on remainder}
t_{on remainder}	Tiempo remanente en el intervalo T_{ON} .
ADC V_{in}, V_o	Conversión de analógico a digital de las tensiones de entrada y salida (se realizan a un mismo tiempo).
tADC V_{in}, V_o	Tiempo invertido por las tensiones de entrada y salida en la conversión de analógico a digital.
ctoffr	Cálculo del tiempo remanente en el intervalo T_{OFF} .
t_{off remainder}	Tiempo remanente en el intervalo T_{OFF} .
$I_{REF} (k-1)$	Corriente de referencia en el intervalo k-1.
$I_{REF} (k)$	Corriente de referencia en el intervalo k.
T_{ON}	Intervalo T_{ON} .
T_{OFF}	Intervalo T_{OFF} .
$T_{(k)}$	Intervalo T actual a controlar.
$T_{(k+1)}$	Intervalo T posterior.

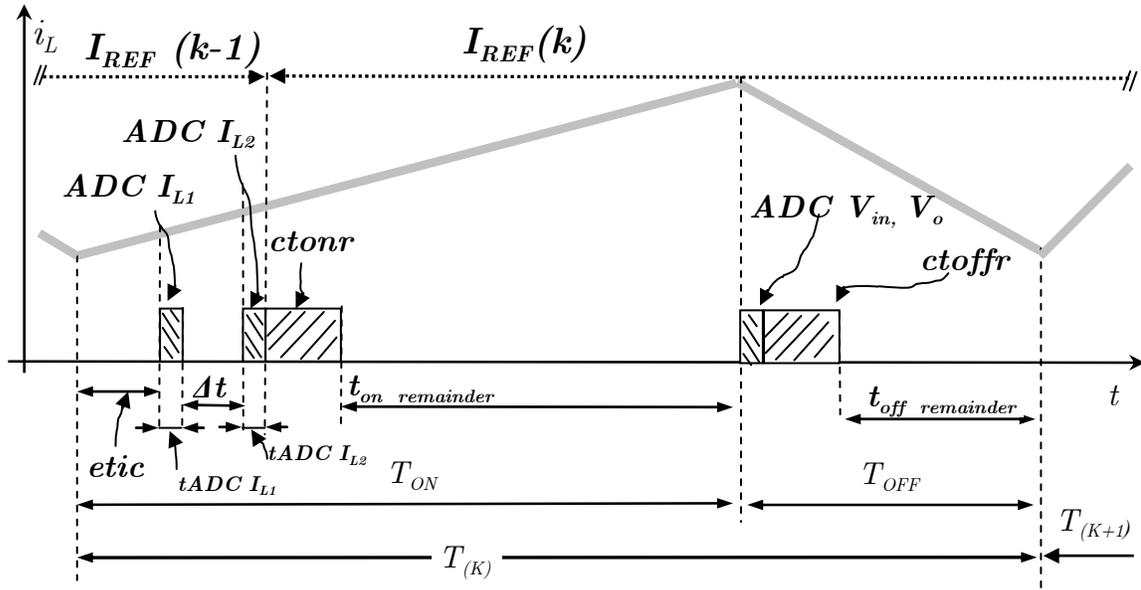


Figura 4-11 Forma de la corriente en el inductor, se muestran las medidas que se realizarán con el sistema digital y todos los tiempos invertidos para hallar T_{ON} y T_{OFF} .

De la figura anterior obtenemos que el intervalo T_{ON} será:

$$T_{ON} = etic + t_{ADC I_{L1}} + \Delta t + t_{ADC I_{L2}} + ctonr + t_{on\ remainder} \quad (4.14)$$

Por lo tanto, la ecuación a implementar en el algoritmo de control será la ecuación (4.15), ya que habrá que tener en cuenta todo el tiempo consumido después de haber realizado todas las conversiones, cálculos y tiempos de espera que se han de restar del T_{ON} :

$$t_{on\ remainder} = T_{ON} - (etic + t_{ADC I_{L1}} + \Delta t + t_{ADC I_{L2}} + ctonr) \quad (4.15)$$

Substituyendo en la ecuación del T_{ON} (ecuación (4.13)), quedará finalmente como sigue (ecuación (4.16)):

$$t_{on\ remainder} = \frac{I_{REF} - ADC I_{L1}}{ADC I_{L2} - ADC I_{L1}} \Delta t - (etic + t_{ADC I_{L1}} + \Delta t + t_{ADC I_{L2}} + ctonr) \quad (4.16)$$

El resultado de este cálculo es el que se cargará en un *timer* de la DSC. El final de la cuenta de este *timer* activará una interrupción en cuya rutina de servicio se desactivará el transistor de potencia.

4.2.2 Expresión de T_{OFF}

La expresión del T_{OFF} fue propuesta en el capítulo 2 e implementada de forma analógica en el capítulo 3 (ver ecuación (4.17))

$$T_{OFF} = \tau \frac{v_{in}}{v_o} \quad (4.17)$$

Donde:

- τ Es el periodo de trabajo del convertidor
- v_{in} Tensión de entrada
- v_o Tensión de salida

En la Figura 4-11 se muestran las dos adquisiciones de las tensiones de entrada y de salida (v_{in} y v_o), representadas por **ADC** V_{in} , V_o . El T_{OFF} que hallaremos con el dispositivo digital será la ecuación (4.17). A esta ecuación habrá que restarle el tiempo invertido en el muestreo y el cálculo de la división. Por lo tanto, el tiempo del T_{OFF} que habrá que cargar finalmente en un *timer* será la ecuación (4.18).

$$t_{offremainder} = \tau \frac{ADC V_{in}}{ADC V_o} - (t_{ADC V_{in} V_o} + c_{toff}) \quad (4.18)$$

4.2.3 Medición de tiempos en la planta real

Tal y como se ha visto en los dos apartados anteriores, hay una serie de tiempos que consumirá el control predictivo. Para obtener estos tiempos se hicieron previamente una serie de medidas con la planta y el control digital de cada subintervalo el T_{ON} y el T_{OFF} , y quedan resumidas en la ecuación (4.19) y la Figura 4-12.

$$\begin{aligned}
 etic + ADCI_{L1} + \Delta t + ADCI_{L2} + ctonr &= 3.16 \mu s \\
 ADCV_{in}V_o + ctoffr &= 1.58 \mu s
 \end{aligned}
 \tag{4.19}$$

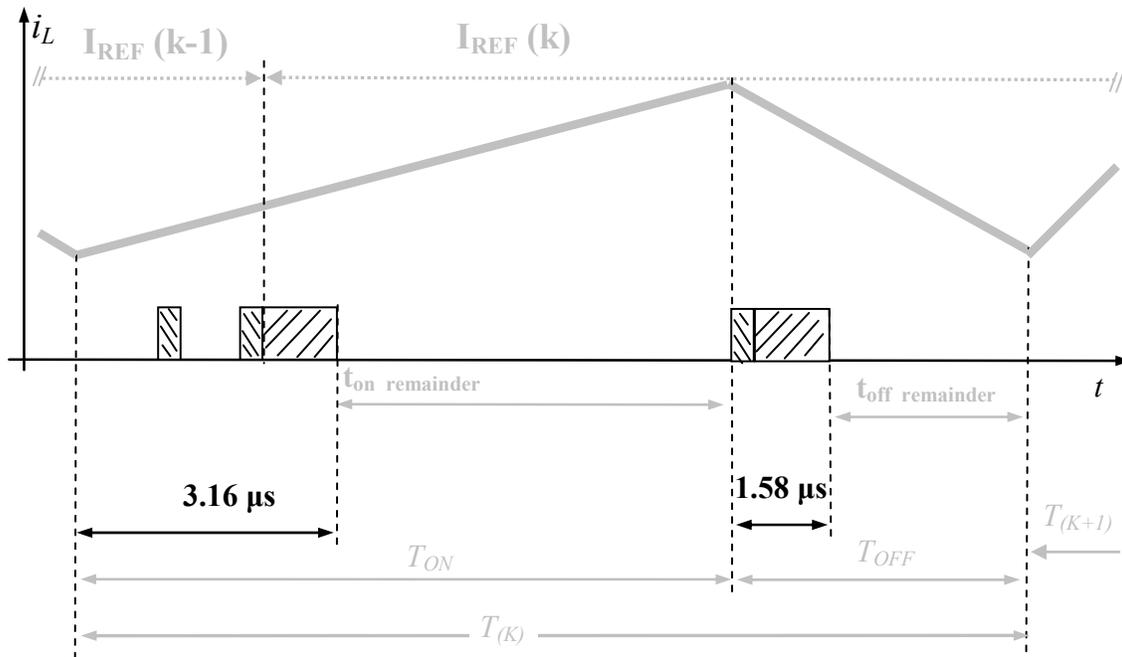


Figura 4-12 Tiempos consumidos en el control predictivo y la adquisición de variables.

4.3 Experimentos en modo de corriente (Control digital)

En esta sección se muestran los resultados obtenidos en las simulaciones y las comprobaciones experimentales sobre la planta *boost* ya presentada en el capítulo 3. En este control digital en modo de corriente se ha introducido el corrector de frecuencia. Este corrector no se implementó de forma analógica y se dejaba como parte a integrar en el control digital.

4.3.1 Pruebas en respuesta temporal (gran señal).

Se nos plantean dos escenarios que son, en primer lugar, la simulación PSIM del convertidor *boost* caracterizado, y en segundo lugar, la realización de medidas en el prototipo experimental.

- **Simulación PSIM caracterizando la planta *boost* y el control ACPOCCFF digital (Lazo de corriente cerrado)**

En la Figura 4-13 se muestra el esquema utilizado en el simulador PSIM. En él se muestra el convertidor con los parámetros de la planta y del bloque nombrado como DSCcontrol, que es un bloque de PSIM denominado *Simplified C block*. En este bloque se ha introducido el código C equivalente al control utilizado posteriormente en la *DSC F28335* de *Texas Instruments*.

No se ha simulado la planta ideal, ya que sabemos del capítulo 3 que una vez parametrizados los componentes, la frecuencia y la amplitud del rizado de la corriente no serán ideales.

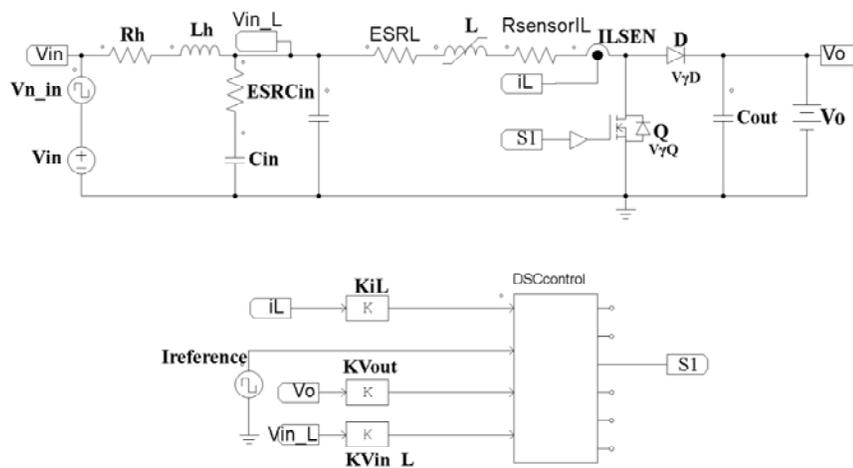


Figura 4-13 Circuito en PSIM con planta *boost* y control ACCPOCCFF parametrizados

Las simulaciones se han realizado con el circuito de la Figura 4-13. En la Figura 4-14 y la Figura 4-15 se muestran las simulaciones realizadas para un ciclo de trabajo del 66,6% y una perturbación que varía entre el 50% y el 100% del valor nominal de la corriente del inductor, con tensiones de entrada $V_{in} = 10\text{ V}$ y salida $V_o = 30\text{ V}$.

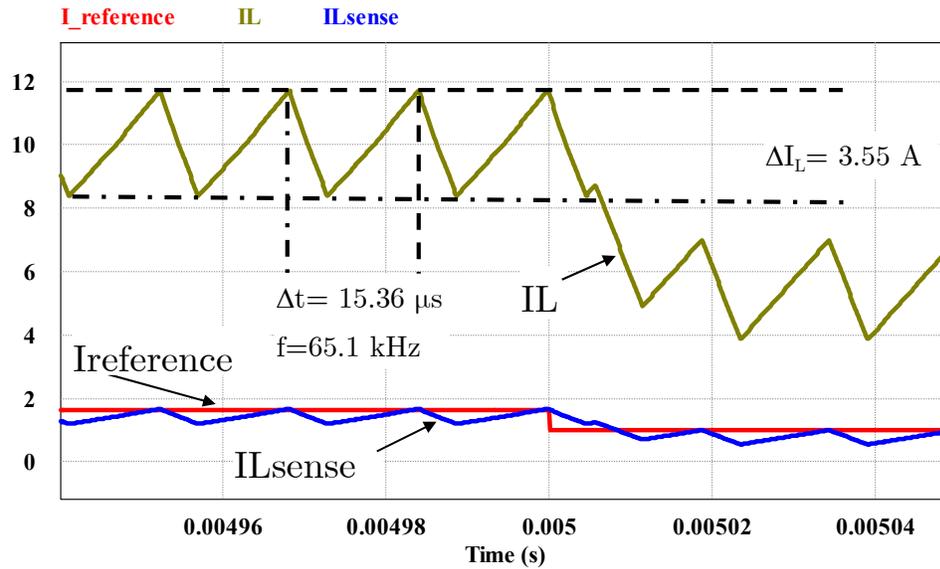


Figura 4-14 Muestra de la corriente en el inductor ante una perturbación hacia abajo con un ciclo de trabajo del 66.6%.

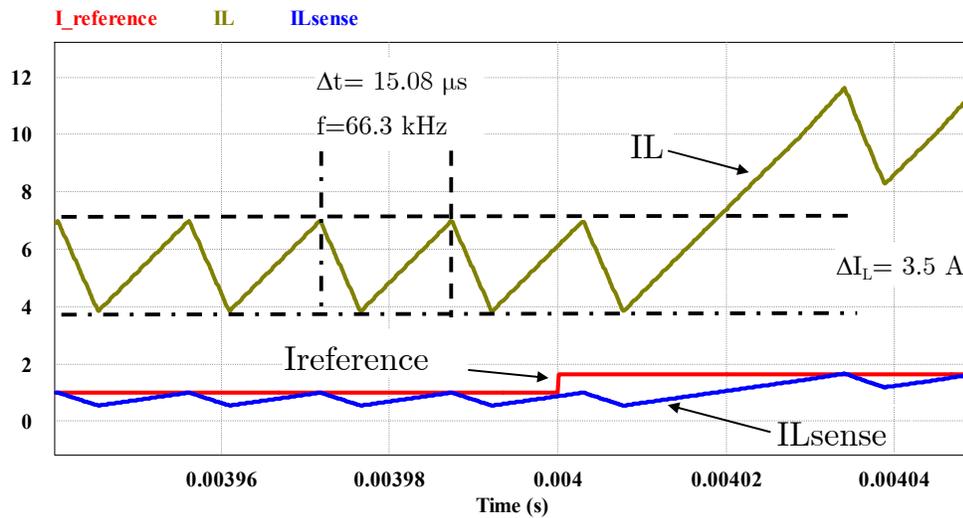


Figura 4-15 Muestra de la corriente en el inductor ante una perturbación hacia arriba con un ciclo de trabajo del 66.6%.

En la Figura 4-15 y la Figura 4-16, se muestran los resultados de simulación para un ciclo de trabajo del 50% y una perturbación entre el 50% y el 100% de la corriente del inductor, con una tensión de salida $V_o = 20$ V.

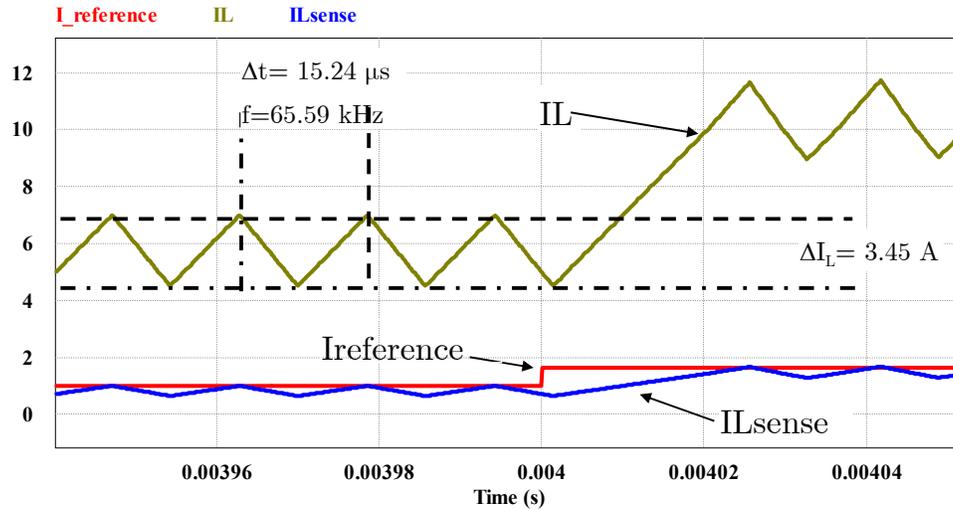


Figura 4-16 Muestra de la corriente en el inductor ante una perturbación hacia arriba con un ciclo de trabajo del 50%.

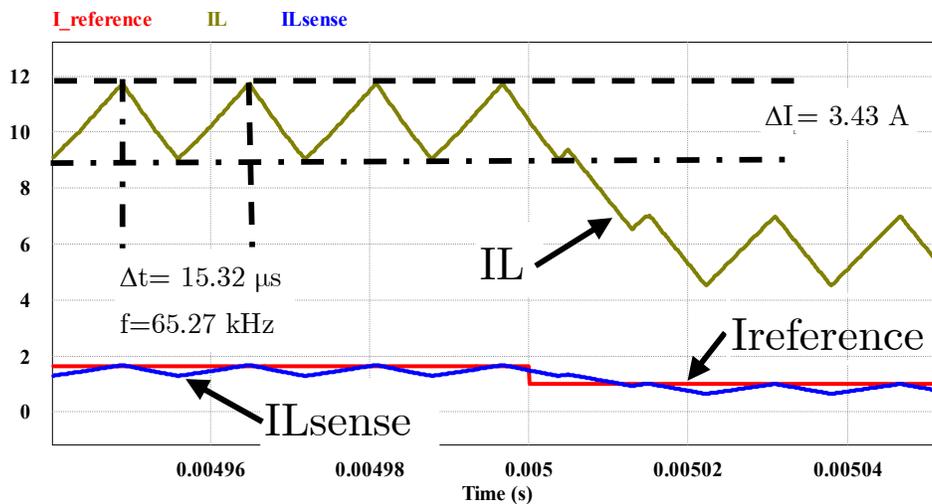


Figura 4-17 Muestra de la corriente en el inductor ante una perturbación hacia abajo con un ciclo de trabajo del 50%.

En la Figura 4-18 se muestra el diagrama de flujo de los pasos realizados en el programa, tanto para el bloque C del simulador como los de la *DSC TMS320F28335* de *Texas Instruments*.

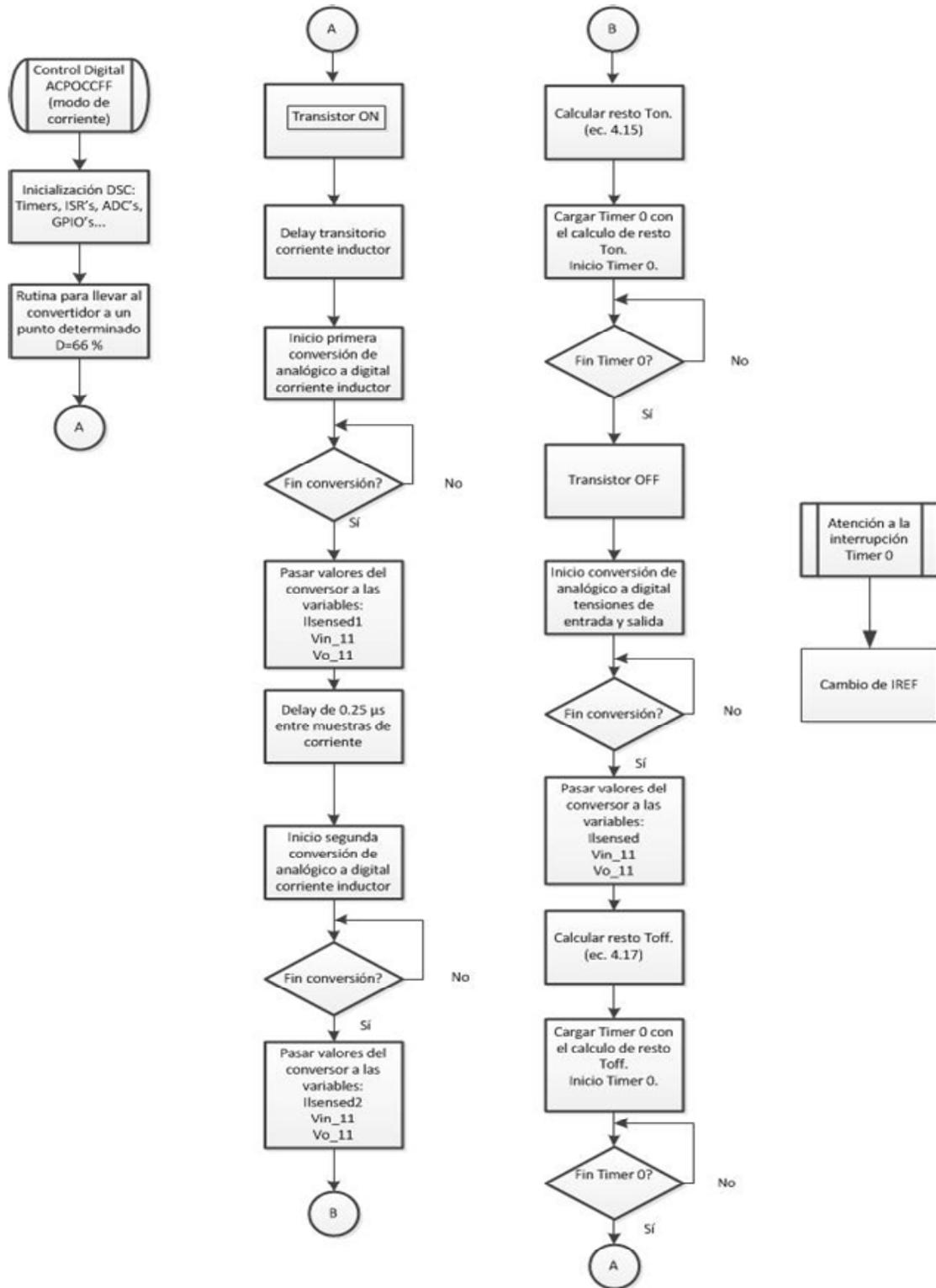


Figura 4-18 Diagrama de flujo correspondiente a la programación de la DSC TMS320F28335 para el control ACPOCCFF en modo de corriente digital.

- **Planta *boost* y control ACPOCCFF digital con prototipo experimental (Lazo de corriente cerrado)**

Los experimentos realizados en esta sección corresponden a la planta y el control experimental. La fotografía de la Figura 4-19 muestra la planta *boost* experimental. En la imagen se remarcan la planta (convertidor *boost*), la carga activa y el conjunto de desarrollo *eZdsp F28335* de *Spectrum Digital* [15].

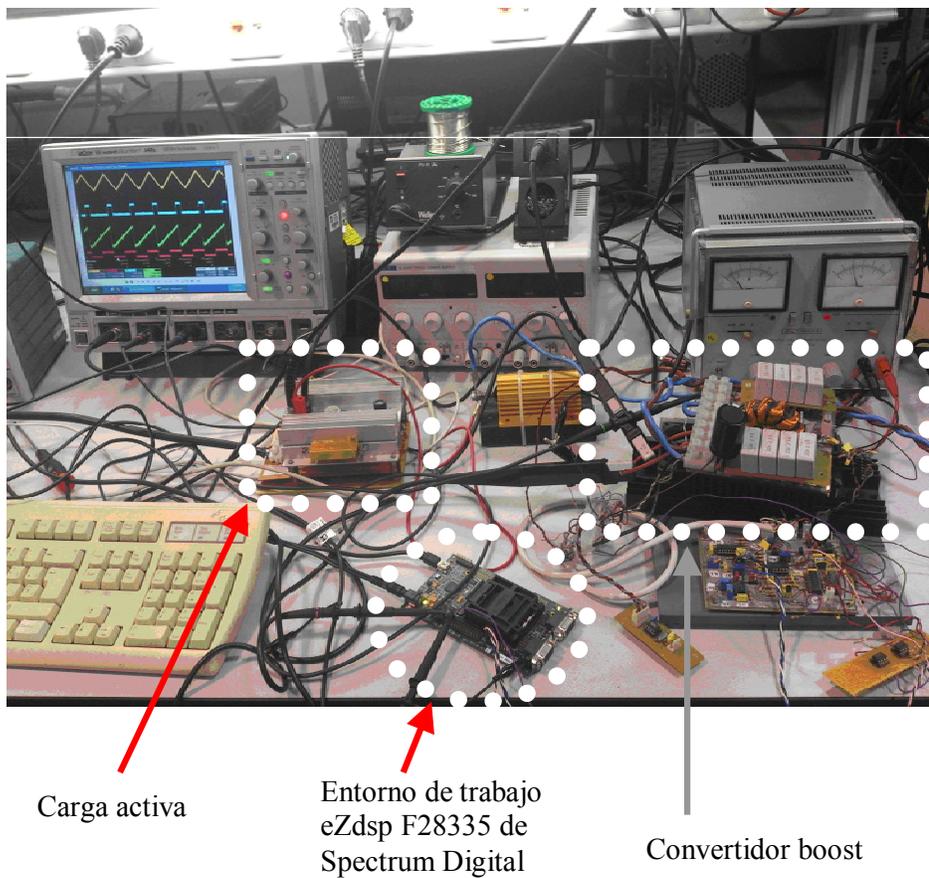


Figura 4-19 Prototipo experimental de la planta *boost* utilizada en la validación del control propuesto.

En la Figura 4-20 se muestra una esquematización del montaje con el control digital con la F28335 de la planta *boost* propuesta.

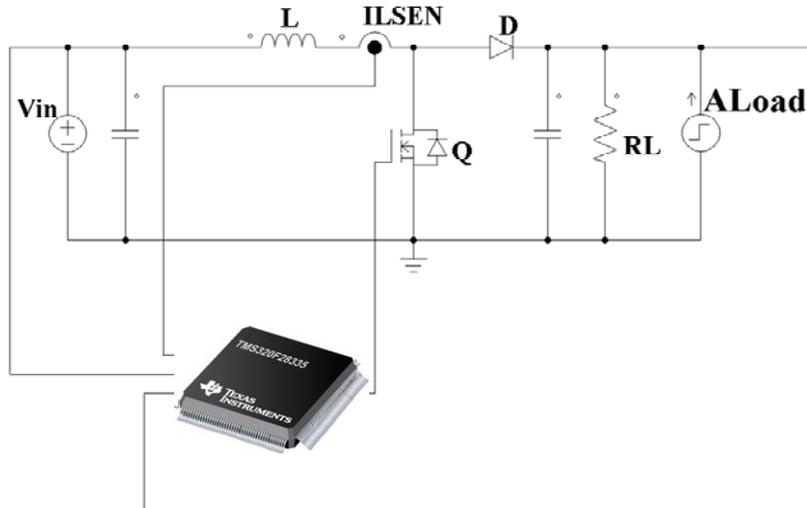


Figura 4-20 Control de la planta *boost* con la DSC F28335 de Texas Instruments.

De la Figura 4-21 a la Figura 4-24, se muestran las medidas experimentales de la corriente en el inductor ante un cambio descendente y ascendente en la referencia de la corriente para dos ciclos de trabajo distintos, el 66% las dos primeras y el 50% las dos segundas. En las figuras se indica el rizado de la corriente y la frecuencia de trabajo.

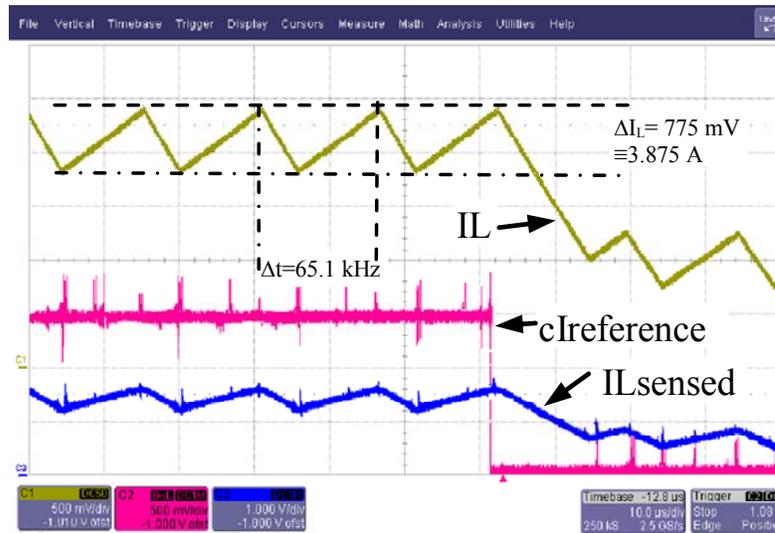


Figura 4-21 Medida de la corriente en el inductor ante un cambio descendente en la consigna que causa una variación del valor de pico de la corriente del inductor de 15 A a 7 A. El ciclo de trabajo es del 66% y la $V_o=30$ V.

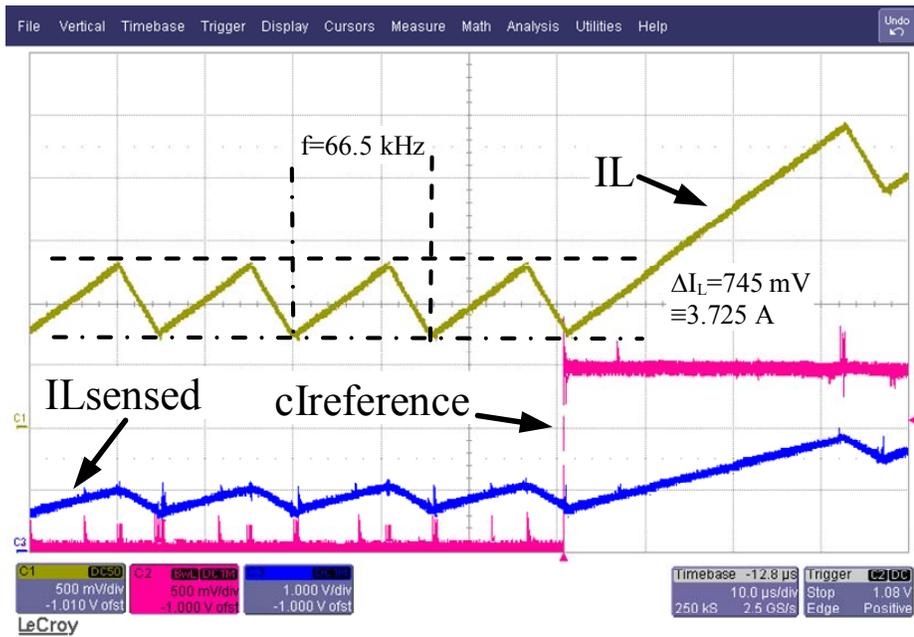


Figura 4-22 Medida de la corriente en el inductor ante un cambio descendente en la consigna que causa una variación del valor de pico de la corriente del inductor de 15 A a 7 A. El ciclo de trabajo es del 66% y la $V_o=30 \text{ V}$.

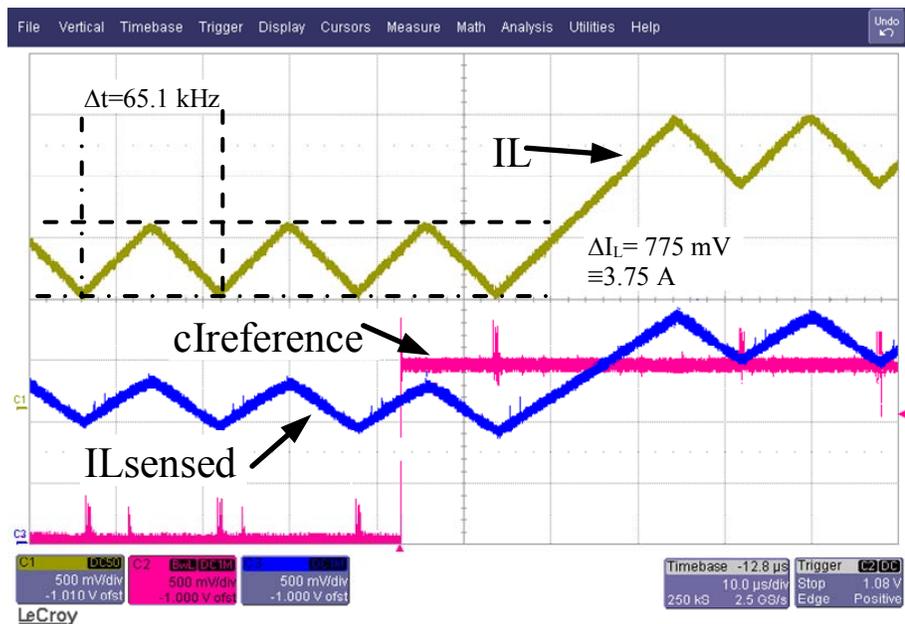


Figura 4-23 Medida de la corriente en el inductor ante un cambio descendente en la consigna que causa una variación del valor de pico de la corriente del inductor de 15 A a 7 A. El ciclo de trabajo es del 50% y la $V_o=20 \text{ V}$.

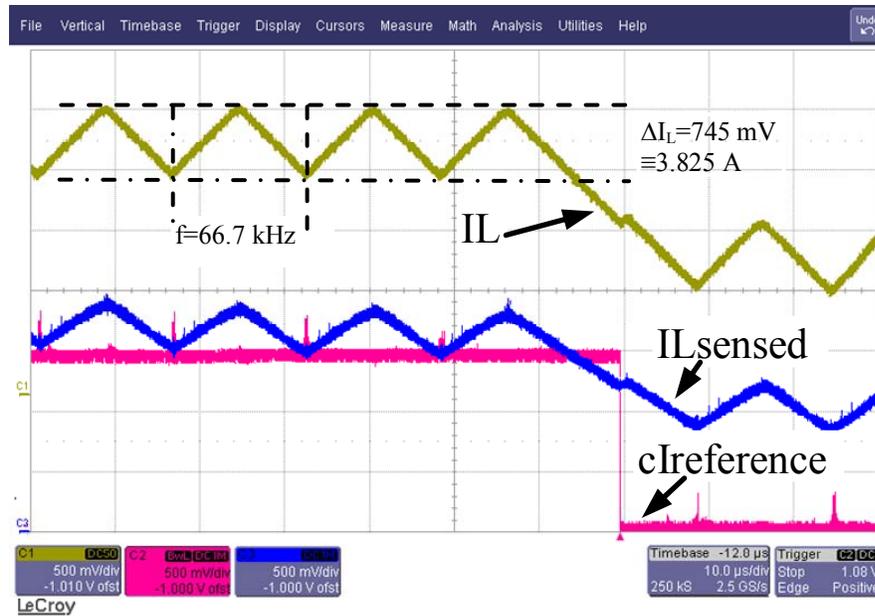


Figura 4-24 Medida de la corriente en el inductor ante un cambio descendente en la consigna que causa una variación aproximada del valor de pico de la corriente del inductor de 15 A a 7 A. El ciclo de trabajo es del 50% y la $V_o=20$ V.

La señal $cIreference$ de las figuras anteriores (de la Figura 4-21 a la Figura 4-24) proviene de un puerto de salida de la DSC, que está a nivel alto cuando la consigna de la referencia de corriente es mayor y a cero cuando la referencia de corriente es menor. El valor real de la referencia digital es un valor almacenado en un registro de la DSC que va cambiando cuando se produce una interrupción, tal y como se muestra en el diagrama de flujo de la Figura 4-18.

4.3.2 Conclusiones de las medidas en modo de corriente en el dominio temporal

Una vez tenemos los resultados de las medidas realizadas en las simulaciones con PSIM y el prototipo experimental, mostrados en la Tabla 4-II, observamos que hay una ligera desviación de la frecuencia de trabajo del convertidor y del rizado de la corriente en el inductor cuando se produce una perturbación entre el 50% y el 100% de la consigna de la corriente.

Tabla 4-II Resumen datos comparativos de las medidas de rizado de la corriente y la frecuencia. Estos datos son las máximas desviaciones realizadas trabajando el convertidor al 50% y 66.6%.

	f_{up} (kHz)	f_{down} (kHz)	ΔI_{Lup} (A)	ΔI_{Ldown} (A)
Simulación circuito caracterizado (Figura 4-13)	65.27	66.3	3.43	3.43
Prototipo Experimental	65.1	66.7	3.825	3.725

Estas diferencias entre la frecuencia y el rizado de la corriente son debidas a varios factores entre los que tenemos: los componentes son reales, los tiempos de adquisición de las variables analógicas y convertirlas a digital, pequeños retardos de tiempo entre partes del código, las aproximaciones de los cálculos realizados (errores de truncamiento). A pesar de las diferencias observadas, el resultado se da por correcto ya que se considera que el error es muy pequeño (2% en la frecuencia y 6% en el rizado de la corriente en el inductor aproximadamente).

4.3.3 Resultados en pequeña señal.

En la Figura 4-25 se muestra el esquema utilizado con el simulador PSIM para realizar las medidas en pequeña señal. Para simular la respuesta en frecuencia de la función de transferencia salida-control se ha realizado un barrido en frecuencia en la fuente de tensión V_{sweep} que hará de referencia de corriente junto con V_{Iref} . La respuesta se ha obtenido con la sonda *AC Sweep probe*.

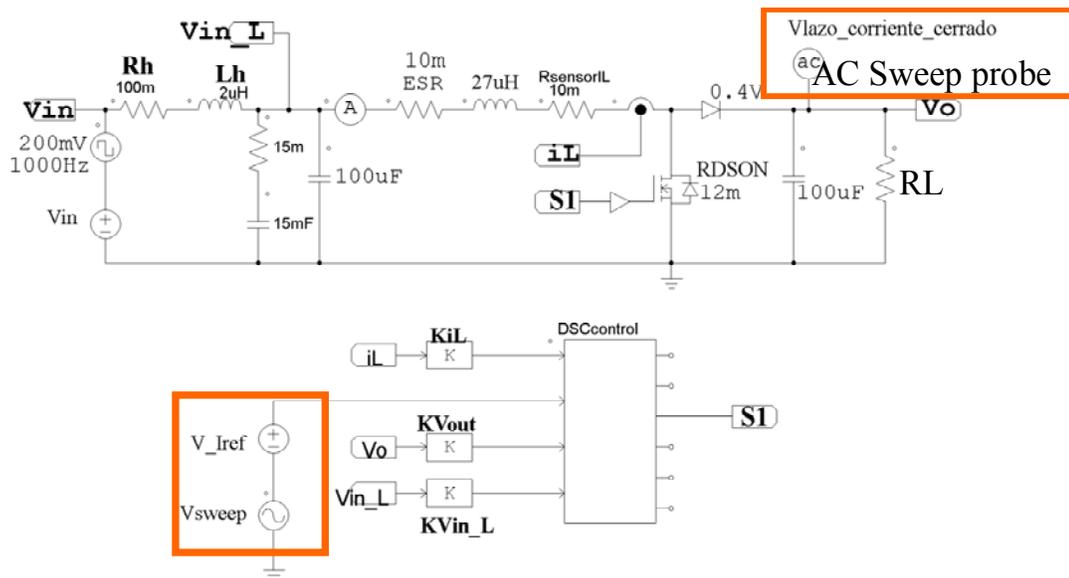


Figura 4-25 Circuito del convertidor y control para el simulador PSIM para obtener la respuesta en frecuencia en lazo abierto V_o/\hat{I}_{ref} .

Para realizar la comparación entre la simulación, el modelo y el experimento se ha considerado como modelo digital la ecuación del modelo analógico (ver ecuación (4.20)) añadiéndole un cierto retardo (ver apartados 4.1.3 y 4.1.4, de este capítulo para su justificación) sin convertirla al plano z . La ecuación (3.7) está particularizada para una resistencia de carga R_L de 10Ω .

$$G_{V_o \hat{I}_{ref} - o}(s) = \frac{\hat{V}_o(s)}{\hat{I}_{ref}(s)} = \frac{-2LV_o^2 \left((-TRV_{in}^2 + LV_o^2 + RLI_oV_o) s - RV_{in}^2 \right)}{V_{in} (\alpha s^2 + \beta s + \gamma)} \quad (4.20)$$

Siendo

$$\begin{aligned}\alpha &= 2TRLCV_o^3 \\ \beta &= 4TLV_o^3 - 2TLV_o^2V_{in} + T^2RV_{in}^3 + 2RLCV_o^3 + 2TRLV_o^2I_o - 2TRLV_oV_{in}I_o \\ \gamma &= 4LV_o^3 + 2RLV_o^2I_o + RTV_{in}^3\end{aligned}\quad (4.21)$$

$$G_{V_{o}^{i_{ref}}-OD}(s) = \frac{\hat{V}_o(s)}{\hat{I}_{ref}(s)} = -2066.6 \frac{(s-107526.88)}{(s+66322.41)(s+2113.79)} e^{-sT_d} \quad (4.22)$$

El valor de T_d de la Figura 4-12 es de $3.16 \mu s$ y viene de la sucesión de los tiempos invertidos para que la señal de la corriente se estabilice después de pasar el transistor de OFF a ON, más los tiempos invertidos en la conversión de analógico a digital. Recordemos que en la ecuación anterior tenemos un polo dominante en $-2113.79 s^{-1}$, un segundo polo en $-66322.41 s^{-1}$ y un cero en el semiplano derecho $107526.88 s^{-1}$, lo que nos indica que es un sistema de fase no mínima.

En la Figura 4-26 se muestra el diagrama de bloques de las entradas de la función de transferencia $\hat{i}_{ref}(s)$, $\hat{i}_o(s)$ y $\hat{v}_{in}(s)$ y las salidas $\hat{v}_o(s)$ y la $\hat{i}_m(s)$ en pequeña señal (siendo esta última la corriente en el inductor, el subíndice m de la corriente proviene del desarrollo realizado en el capítulo 2).

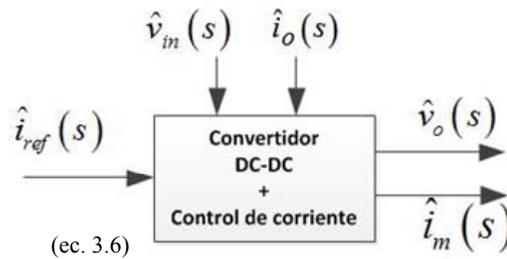


Figura 4-26 Diagrama de bloques en pequeña señal y modo de corriente.

En la Figura 4-27 se representan los diagramas de Bode de la función de transferencia tensión de salida respecto a la corriente de referencia, en él tenemos las respuestas de la ecuación (4.22) según el modelo continuo (DMODEL) el de la simulación PSIM ideal (DPSIMideal), el de la simulación PSIM teniendo en cuenta los componentes parametrizados del prototipo experimental (DPSIMproto) y el prototipo experimental (Dproto). Se ha utilizado el prefijo **D**, que denota

medidas y simulaciones digitales, para diferenciarlas de las analógicas que se han realizado en el capítulo 3. Los resultados que se muestran son para frecuencias mayores o iguales a 10 Hz.

Podemos observar en el diagrama de Bode de la Figura 4-27 que, tal y como nos ocurría en el capítulo 3, tenemos ligeras desviaciones entre todas las medidas (modelo, simulación y prototipo experimental). Una de las diferencias es el módulo de la ganancia a baja frecuencia recogidas en la Tabla 4-III, que se observan con mayor detalle en la zona ampliada de la Figura 4-27.

Tabla 4-III Ganancias en dB de los diferentes modelos y experimentos de la función de transferencia en lazo abierto V_o/I_{ref} en pequeña señal.

Experimento	Ganancia a baja frecuencia (dB)
Modelo continuo (DModel)	20.9
Simulación PSIM ideal (DPSIMideal)	19.6
Simulación PSIM Prototipo (DPSIMproto)	18.9
Prototipo experimental(Dproto)	18.2

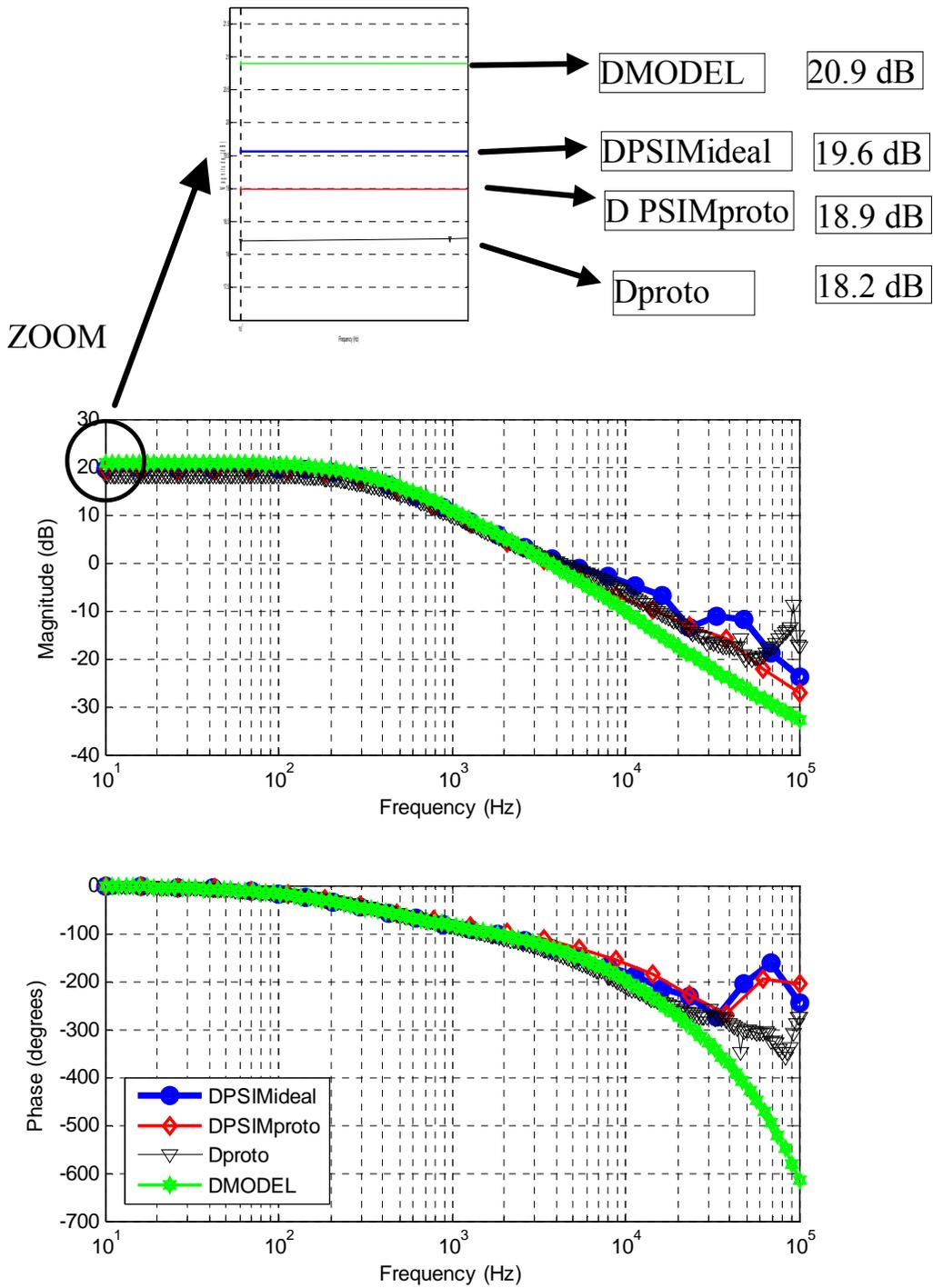


Figura 4-27 Diagrama de Bode de amplitud y fase para una carga de 10 Ω. Se comparan los diversos experimentos y simulaciones respecto al ideal.

Como ya hicieramos en el capítulo 3, la ecuación (4.23) proporciona el módulo de la ganancia en baja frecuencia para la función de transferencia del modelo continuo. Dicha ganancia depende, entre otros, de la tensión de entrada V_{in} .

$$G_{v_o i_{ref}}(s) \equiv \left. \frac{\hat{v}_o(s)}{\hat{i}_{ref}(s)} \right|_{r=0} = \frac{2RLV_o^2 V_{in}}{4LV_o^3 + 2RLV_o^2 I_o + TRV_{in}^3} \quad (4.23)$$

Si sustituimos en la ecuación anterior los valores de la planta, obtenemos el valor de de 20.9 dB que obtenemos de la Figura 4-27.

Nuevamente, al igual que en el caso analógico, se aprecia que los módulos de la ganancia coinciden bastante bien hasta 3 kHz aproximadamente (ver Figura 4-27), punto donde se produce el paso por cero dB.

En la Figura 4-28 se muestra el diagrama de Bode para una resistencia de carga RL de 5 Ω.

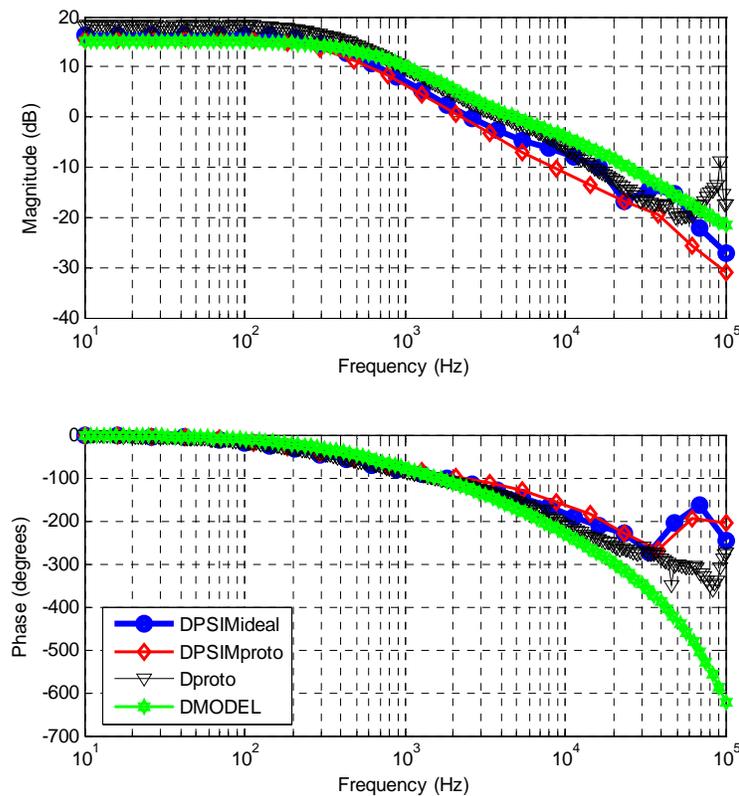


Figura 4-28 Diagrama de Bode de amplitud y fase para una carga de 5 Ω. Se comparan los diversos experimentos y simulaciones respecto al ideal.

4.4 Regulación de tensión digital de la Planta simulada (PSIM) y prototipo experimental

En este apartado se completa el control con un segundo lazo, el de tensión. El compensador propuesto para cerrar el lazo de tensión es el del capítulo 3 apartado 3.3 (ver ecuación (4.24)) que es una red de compensación PI con polo adicional. La función básica de este compensador es eliminar el error de estado estacionario [16] [17].

$$G_c(s) = -k \frac{s+z}{s(s+p)} \quad (4.24)$$

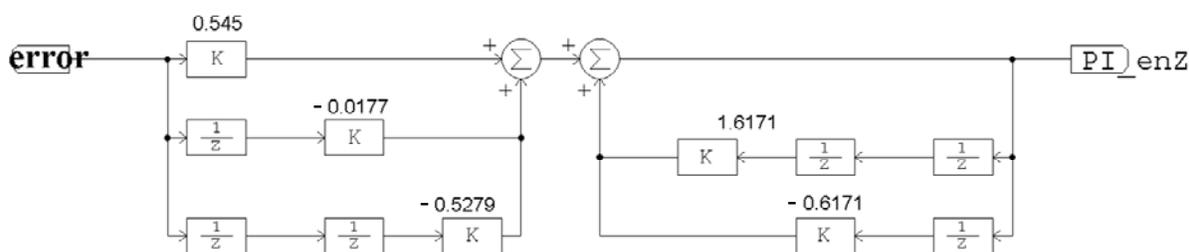


Figura 4-29 Compensador digital proporcional integral con polo adicional, formado por bloques.

El compensador analógico (ecuación (4.25)) lo pasamos al plano z con la transformada bilineal o de Tustin y obtenemos la ecuación (4.26) [17].

$$G_c(s) = -84848 \frac{s+2113.79}{s(s+30303)} \quad (4.25)$$

$$G_c(z) = -84848 \frac{\frac{2(z-1)}{T(z+1)} + 2113.79}{\frac{2(z-1)}{T(z+1)} \left(\frac{2(z-1)}{T(z+1)} + 30303 \right)} \quad (4.26)$$

Teniendo en cuenta que $T=15.625 \mu s$, el compensador final nos quedará de la forma:

$$G_c(z) = 0.545678534 \frac{z^2 - 0.032491493z - 0.967508507}{z^2 - 1.617151917z + 0.617151917} \quad (4.27)$$

Resolviendo el denominador obtenemos dos polos situados uno en $z=1$ y el otro en $z=0.617151917$.

El polo en $z = 1$ corresponde al integrador que anula el error de posición. Para garantizar que el polo del compensador no se desplace debido al proceso de discretización y redondeo de los coeficientes, aseguramos que la suma de los coeficientes del denominador de $G_c(z)$ son cero[2], $1 - 1.617151917 + 0.617151917 = 0$.

Para obtener la ecuación en diferencias de G_c que es la relación I_{REF} (corriente de referencia) respecto a E (el error) ecuación (4.28).

$$G_c(z) = \frac{I_{REF}(z)}{E(z)} = 0.545678534 \frac{z^2 - 0.032491493z - 0.967508507}{z^2 - 1.617151917z + 0.6171151917} \quad (4.28)$$

Pasamos a multiplicar el denominador de la derecha con $I_{REF}(z)$ y $E(z)$ con el numerador de la derecha, dividiendo la expresión resultante en el máximo grado en z . La ecuación en diferencias a implementar será la ecuación (4.29). Se han truncado los coeficientes de la ecuación a cuatro decimales y se ha comprobado que dichos coeficientes existen en simple precisión (IEEE 754) [12].

$$i_{ref}(k) = 1.6171i_{ref}(k-1) - 0.6171i_{ref}(k-2) + 0.5456e(k) - 0.0177e(k-1) - 0.5279e(k-2) \quad (4.29)$$

El diagrama de flujo con el lazo de tensión cerrado es el que se muestra en la Figura 4-30.

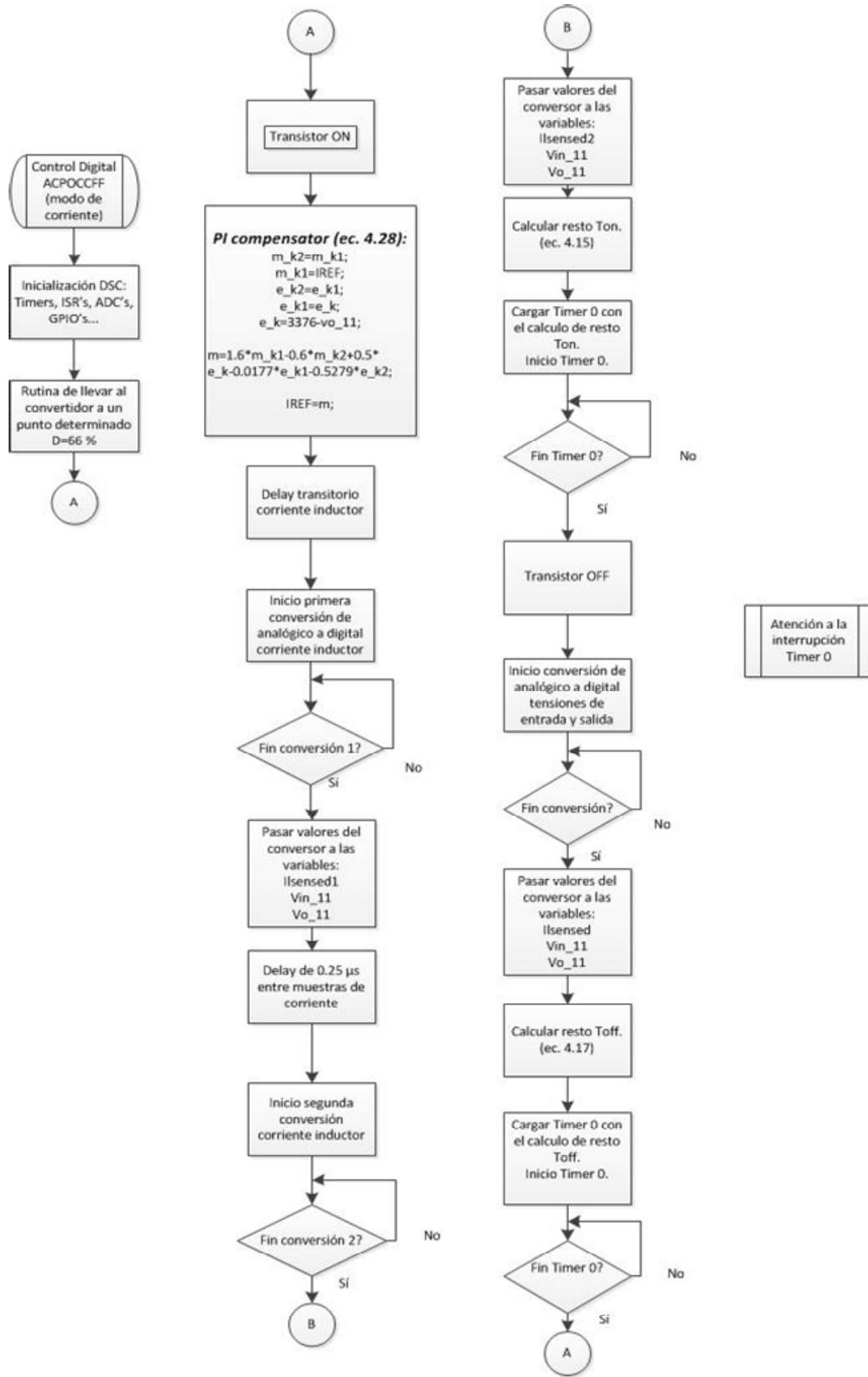


Figura 4-30 Diagrama de flujo con el compensador PI con polo adicional en modo digital.

4.4.1 Resultados en gran señal

En este apartado se presentan los resultados obtenidos de las simulaciones y de las medidas realizadas en el prototipo experimental con el lazo de tensión cerrado (segundo lazo).

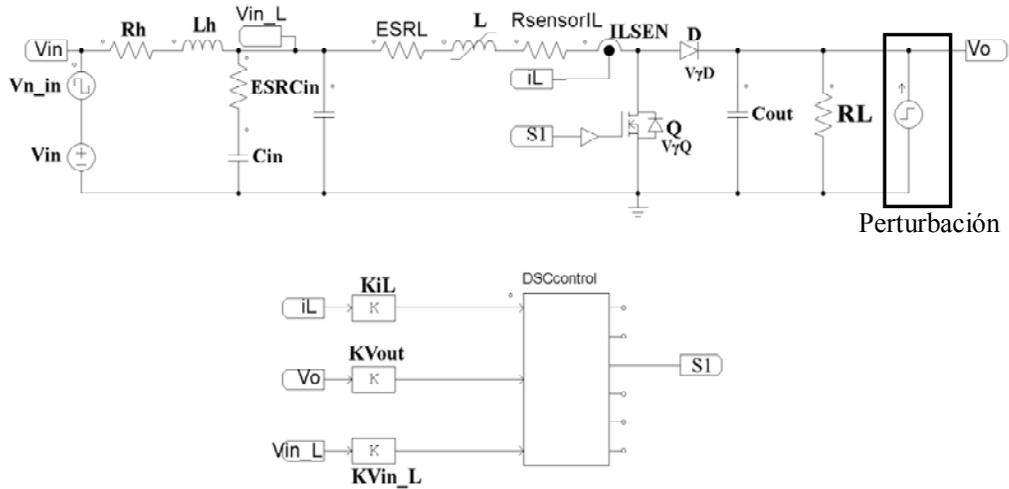


Figura 4-31 Planta *boost* con el control ACCPOCCFF digital con el lazo de tensión cerrado con un compensador PI con polo adicional. El compensador está implementado internamente en el bloque DSCcontrol.

- **Simulación PSIM planta *boost* y control ACPOCCFF caracterizados (Lazo corriente y de tensión cerrados)**

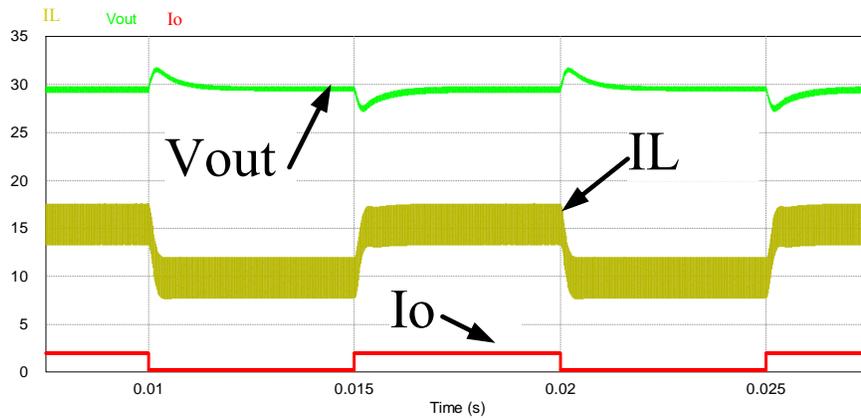


Figura 4-32 Simulación de la tensión de salida y la corriente en el inductor ante una perturbación de la corriente de salida I_o periódica de 2 A de amplitud.

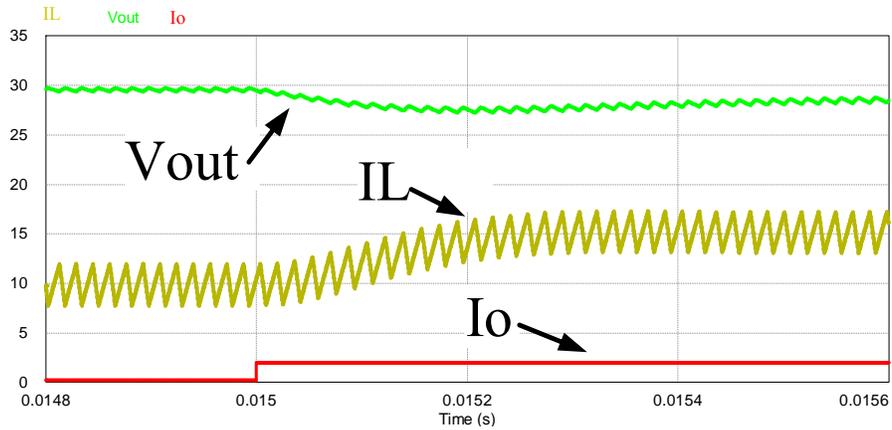


Figura 4-33 Detalle de la tensión de salida y la corriente en el inductor ante un ascenso del cambio de referencia en la corriente de salida.

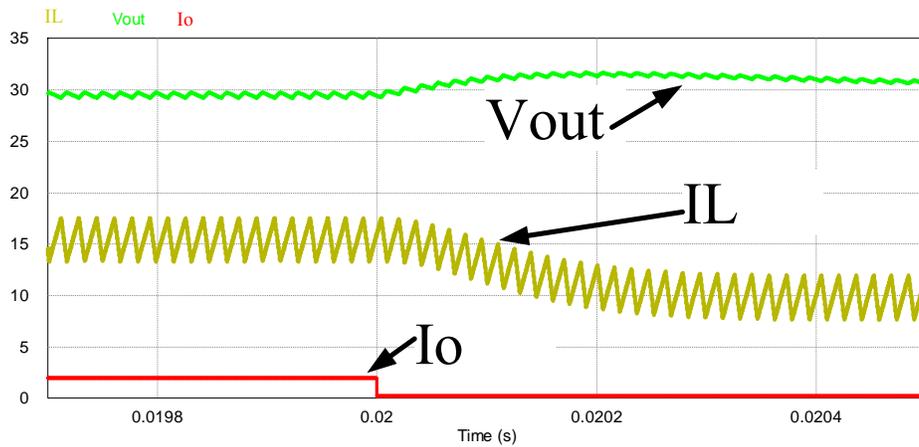


Figura 4-34 Detalle de la tensión de salida y la corriente en el inductor ante un descenso del cambio de referencia en la corriente de salida

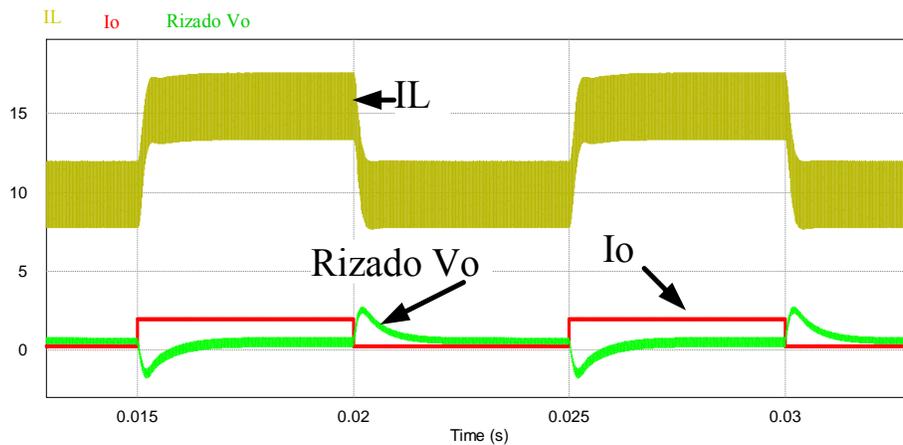


Figura 4-35 Simulación del transitorio de la tensión de salida con el control ACPOCCFF digital cerrado el lazo de tensión y de corriente.

En las figuras anteriores (de la Figura 4-32 hasta la Figura 4-35), se muestran los resultados de la simulación en PSIM, del convertidor *boost* con el control ACPOCCFF digital, cerrando el segundo lazo de control, el de la tensión de salida.

Se puede apreciar que para llevar a cabo las medidas se ha provocado una perturbación en la carga del 50%. Se muestran detalles de los cambios de la perturbación al principio y al final de ésta (Figura 4-33 y Figura 4-34). Con ello vemos la evolución de la corriente en el inductor y de la tensión de salida. También se muestra un detalle de la respuesta de la tensión de salida (Figura 4-35) de valor 2.2 V (Se muestra la parte de AC, se ha omitido el valor de continua de la señal), observándose que no hay sobreoscilaciones y por lo tanto, el efecto del compensador digital implementado frente a la perturbación provocada se considera efectivo.

- Planta y control digital experimental (Lazo de corriente y de tensión cerrados)**

Las siguientes figuras muestran la respuesta en el espacio temporal de la tensión de salida, de la corriente en el inductor y la perturbación de carga en el prototipo experimental con el control digital ACPOCCFF. Las capturas realizadas se hicieron con un osciloscopio Tektronix MSO 3014.

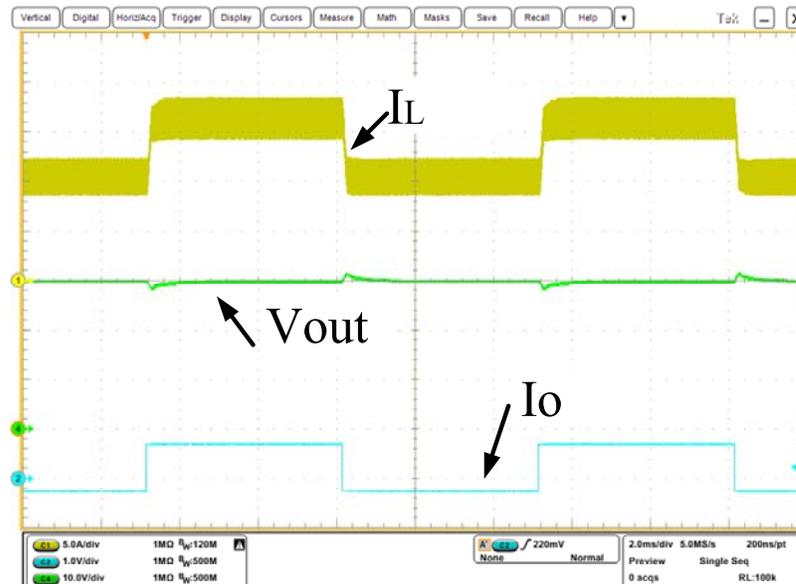


Figura 4-36 Gráficas de la tensión en la salida (V_o), corriente del inductor (i_L) y generación de la señal I_o para crear una perturbación entre el 50% y 100% de la carga.

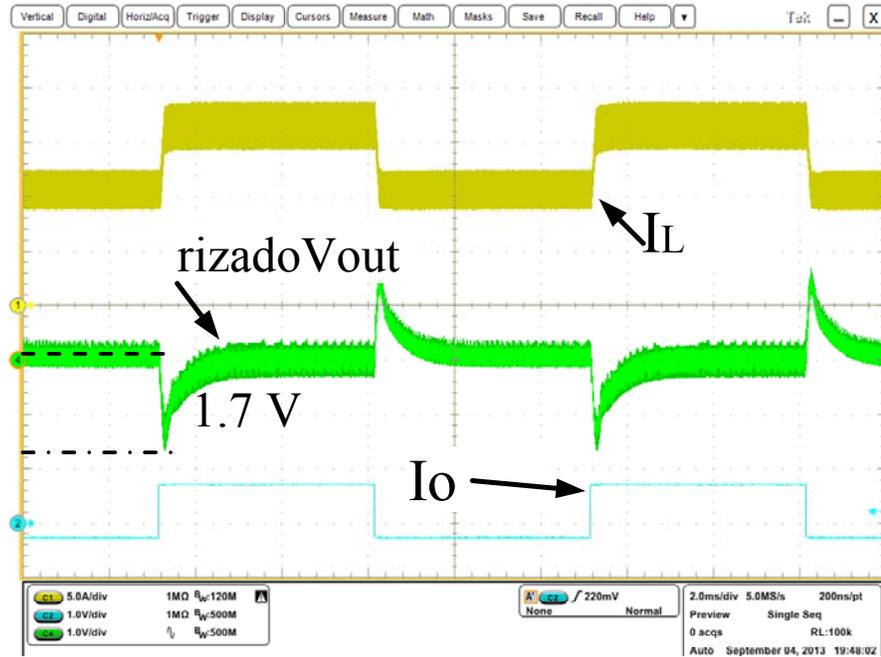


Figura 4-37 Comportamiento de la corriente en el inductor frente a una variación del entre el 50% y el 100% de la carga. También se observa el rizado de la tensión de salida.

En las figuras anteriores vemos que se corresponden bastante bien con las obtenidas en las simulaciones del subapartado anterior. Se observa la típica respuesta de la tensión de salida frente a escalones en la Figura 4-36 y más detallada en la Figura 4-37, de valor 1.7 V . La tensión de salida es de 30 V y no presenta oscilaciones, está bien amortiguada.

4.4.2 Resultados en pequeña señal.

Para poder simular la función de transferencia de la planta en pequeña señal (FT_s) con el compensador digital (Gc_Z) se ha realizado un montaje con el simulador PSIM tal y como se ve en la Figura 4-38. Se ha añadido un módulo para escalar la tensión de salida a $1/11$. Los dos bloques K_PI_z y Gc_z , que corresponden a la ecuación (4.28), que conforman el compensador digital. El bloque Retardo es de $3.16 \mu s$ y permite simular el efecto de los retardos que corresponden a la sucesión de tiempos de la estabilización de la señal de la corriente del paso de OFF a ON del transistor y las conversiones de analógico a digital de la corriente, necesarias para realizar el algoritmo de control (ver Figura 4-12). Vo_ref corresponde a $2.72 V$ de continua y es el equivalente a $30 V$ de la tensión de salida.

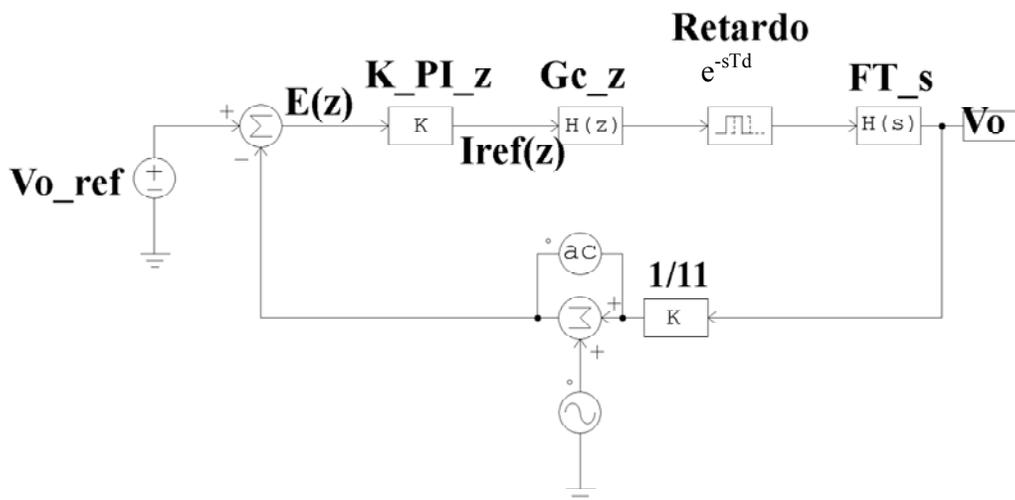


Figura 4-38 Diagrama de bloques de la planta *boost* (FT_s) con el lazo de tensión cerrado y el compensador PI con polo adicional (Gc_z) con el simulador PSIM.

En la Figura 4-39 se observa un margen de fase que es de aproximadamente 75° , y un margen de ganancia que es de 18 dB .

Las diferencias en los márgenes de ganancia y de fase entre el prototipo experimental, el modelo matemático, y la simulación en PSIM son mínimas. Por tanto se concluye que la simulación y el modelo encajan bien en la predicción de los resultados del prototipo experimental.

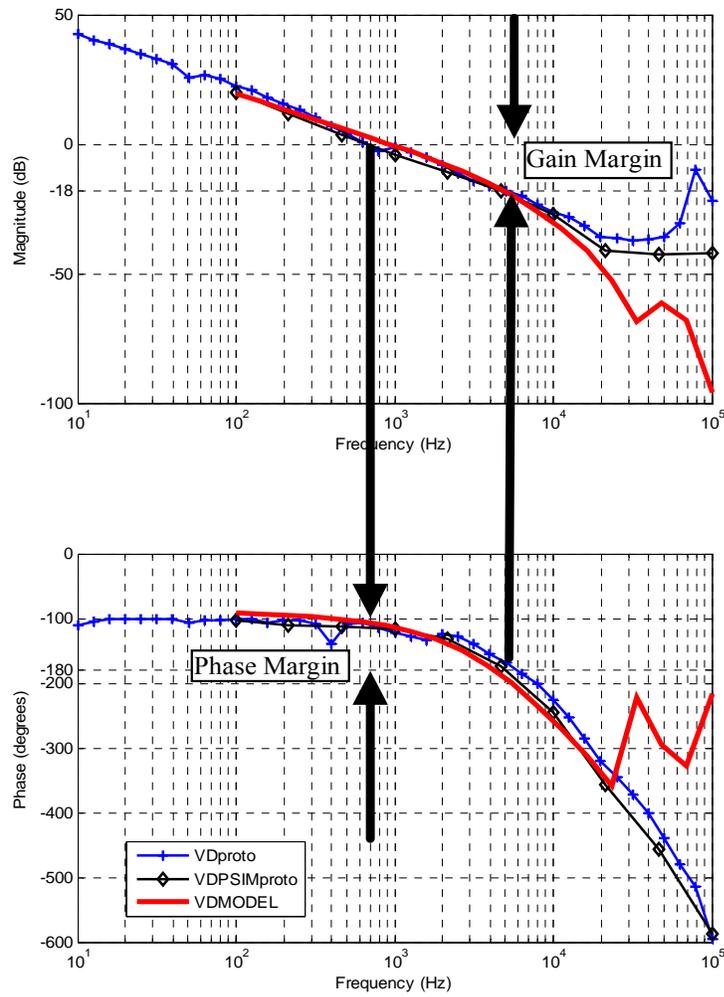


Figura 4-39 Diagrama de Bode correspondiente al lazo cerrado de tensión.

4.5 Pruebas de arranque de la planta.

Se presentan en este apartado dos figuras en las que se muestra el comportamiento del arranque del convertidor *boost* con los dos lazos cerrados, el de tensión y el de corriente. El arranque de la planta experimental con el control digital se muestra en la Figura 4-40. La Figura 4-41 corresponde al arranque con el control analógico. Las medidas se han realizado con la misma base de tiempo, para que se puedan comparar más fácilmente.

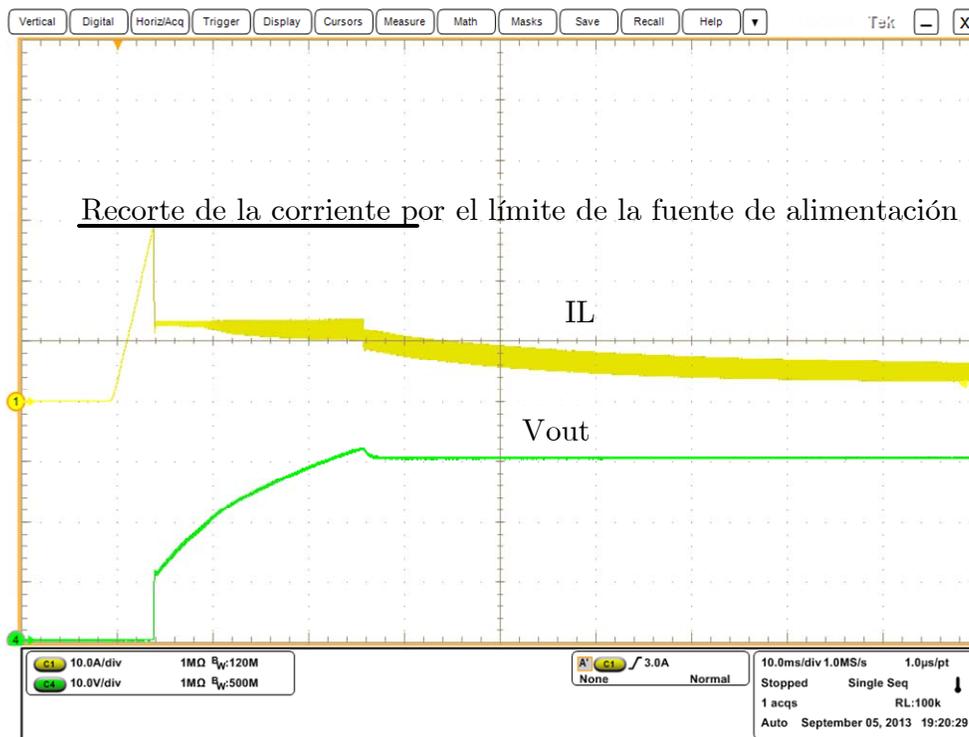


Figura 4-40 Arranque de la planta *boost* con el control *digital* y una carga de 5 Ω. Se observa que el transitorio tiene un tiempo aproximado de 2.5 μs.

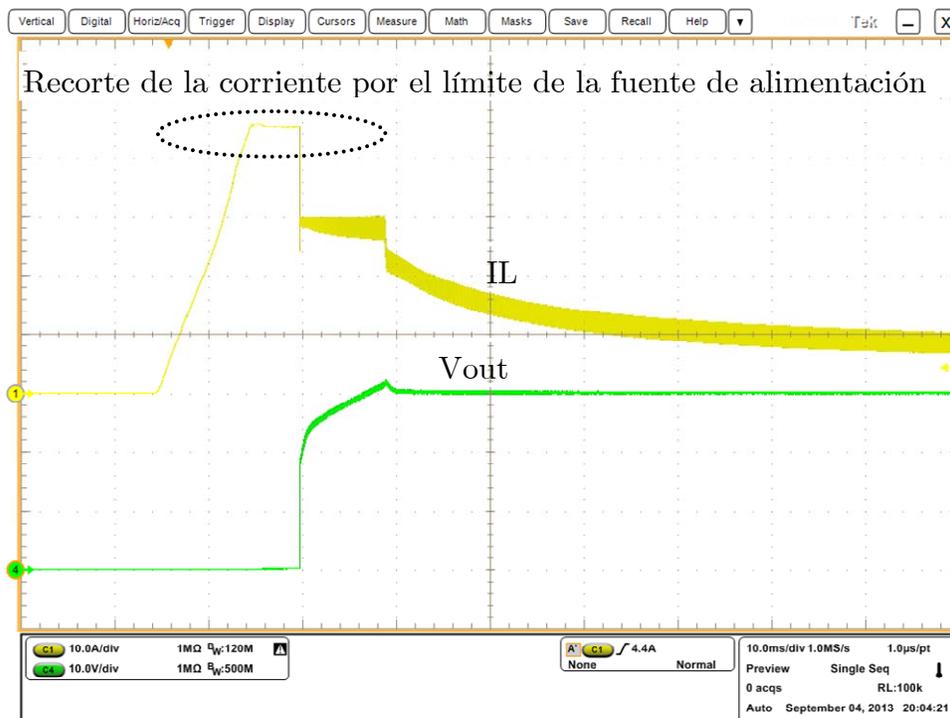


Figura 4-41 Arranque de la planta *boost* con el control *analógico* y una carga de $5\ \Omega$. Se observa que el transitorio tiene un tiempo aproximado de casi $3\ \mu\text{s}$ y la corriente en el inductor exhibe unas corrientes muy fuertes.

Como podemos observar, el arranque de la planta digital es más suave, esto es debido a las condiciones iniciales con las que se ha arrancado las DSC. Hay una parte del código que lleva inicialmente la planta a un ciclo de trabajo deseado. Este proceso se puede realizar en el sistema analógico añadiéndole más electrónica, como por ejemplo, construir el compensador PI con polo adicional con un sistema *antiwindup*. Con estas dos figuras queda patente que esta es una de las ventajas de los sistemas digitales programables.

4.6 Limitaciones del control digital

En la Figura 4-42 se pone de manifiesto las limitaciones de respuesta del sistema digital con el control predictivo en el dominio temporal.

Esta Figura 4-42 muestra dos casos, el caso I corresponde al que teníamos en la Figura 4-23 y el caso II corresponde al que teníamos en la Figura 4-22 (sólo se muestran los tramos de interés). En estos dos casos observamos los tramos en los que se produce el cambio de referencia de la corriente.

Si nos fijamos en el tramo de estudio en cada figura, en el caso I se realizan las conversiones de analógico a digital y poco después llega un cambio de consigna de la corriente, por lo tanto el sistema ha de esperar hasta el siguiente periodo para poder reaccionar frente al cambio de consigna. En el caso II, la consigna de corriente ha cambiado justo al paso a ON del transistor, por consiguiente el control digital tiene tiempo de reaccionar para actuar en este periodo de trabajo.

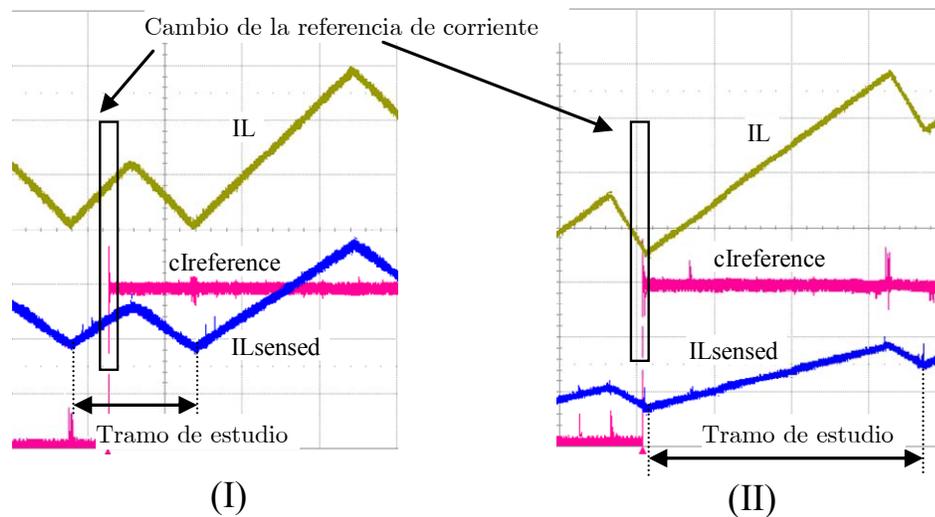


Figura 4-42 Detalles de dos gráficas del control digital de corriente. En el caso I se tienen limitaciones de actuación en el mismo periodo, en cambio el caso II se es capaz de reaccionar en un mismo periodo de control.

Cabe resaltar que el control predictivo, en el peor de los casos, reaccionaría en el siguiente periodo de conmutación del convertidor, caso (I). Esta desventaja del sistema de control digital predictivo es aceptable en muchos casos (según la dinámica de la planta a controlar).

4.7 Conclusiones

En el presente capítulo se ha realizado una introducción al dispositivo digital utilizado, la DSC TMS320F28335 de *Texas Instruments*. También se han explicado una serie de consideraciones de diseño digital, dejando una parte en el anexo B. Se han mostrado las ecuaciones que definen la implementación de los dos subintervalos de trabajo del convertidor, el T_{ON} y el T_{OFF} .

Se han comparado las diversas simulaciones con las medidas experimentales. Estas medidas corroboran nuevamente la validez del modelo utilizado en el capítulo 2, el modelo continuo. Aunque se han obtenido ligeras desviaciones en la corriente en el inductor y la frecuencia del convertidor, estas se han podido corregir de forma aceptable con el mecanismo comentado en el capítulo 3. La respuesta en frecuencia (pequeña señal) en modo de corriente ha servido para diseñar un segundo lazo de control estable ante perturbaciones de la carga entre el 50% y el 100% de su valor nominal. Los márgenes de ganancia y de fase obtenidos son muy conservadores. Si la aplicación lo requiriese, podría plantearse incrementar el ancho de banda (frecuencia de cruce) a cambio de reducir el margen de fase

También se han mostrado las figuras del arranque de la planta con control digital y su comparación con el control analógico. Se ha observado como el control digital ha llevado al convertidor a un régimen de trabajo con mayor rapidez y limitando la corriente por el inductor de una forma más eficiente que el control analógico .

Se han mostrado las posibles limitaciones en cuanto a velocidad de respuesta del del control digital. En el peor de los casos, el sistema reaccionaría en el siguiente periodo de trabajo del convertidor.

4.8 Bibliografía.

- [1] R. Poley, "Introduction to Control using Digital Signal Processors," *Texas Instruments*, p. 77.
- [2] Isidro Urriza, José I. Artigas, Luis Ángel Barragán, Denis Navarro, Héctor Sarnago y Óscar Lucía, "Implementar en FPGA un controlador digital en coma flotante para convertidores CC-CC," presented at the Técnicas en conversión de potencia, Badajoz, 2011.
- [3] B. C. Kuo, *Sistemas de Control Digital*: CECOSA, 1997.
- [4] Troy Nagle, Charles Philips, *Digital Control System Analysis and Design* Prentice Hall, 1995.
- [5] K. Ogata, *Modern Control Engineering*, 5/E, 2010.
- [6] A. V. Peterchev and S. R. Sanders, "Quantization resolution and limit cycling in digitally controlled PWM converters," *Power Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 18, pp. 301-308, 2003.
- [7] G. Potter. 2004, An Introduction to Digital Control of Switching Power Converters.
- [8] A. Kelly. 2009, Digital Power Eases Designer's Burden. DC-DC conversion with Auto-control.
- [9] Texas Instruments. (2010). *while sentence*. Available online (consultado en Mayo de 2011) <http://e2e.ti.com/support/microcontrollers/c2000/f/171/p/72498/263585.aspx>
- [10] David M. Alter, "IQ Math on the Texas Instruments TMS320C28x DSP,," in *Teaching Materials, Tutorials and Applications*, Texas Instruments, Ed. 2010.
- [11] Erick L. Oberstar. Fixed-Point Representation & Fractional Math. 19. 2007.
- [12] H. Schmidt, "IEEE 754 Converter," 2000.
- [13] "Microsoft Visual C++ 2013 RC". *Microsoft Corporation*, 2013.
- [14] Carlos E. Carrejo, E. Vidal-Idiarte, R. Giral, and L. Martinez-Salamero, "Predictive Digital Interpolation Current Control," in *Power Electronics and Motion Control Conference, EPE-PEMC 2006. 12th International*, pp. 857-862.
- [15] Spectrum Digital Incorporated. (2007). *eZdsp F28335*. Available online (consultado en Mayo de 2011) http://www.spectrumdigital.com/product_info.php?products_id=198

- [16] S. Choudhury, "Digital Control Design and Implementation of a DSP Based High-Frequency DC-DC Switching Power Converter", Texas Instruments, 2004.
- [17] S. Choudhury, "Designing the Digital Compensator for a UCD91xx-Based Digital Power Supply," Texas Instruments, 2007.

5. *Interleaving con el Control ACPOCCFF.*

“Que cosas tan bellas haría si me dieran los medios”

Leonardo Davinci. Vinci 1452, Ambroise 1519

En el primer apartado de este capítulo se presenta una breve introducción al concepto de “interleaving” o entrelazado (se utilizará a lo largo del capítulo el nomenclator en inglés por ser el más habitual). En el segundo apartado se comentan una serie de características que se obtienen de la utilización de este modo de trabajo colaborativo entre convertidores. En el tercer apartado se han realizado una serie de simulaciones sobre tres convertidores boost con el control ACPOCCFF trabajando en modo *interleaving*. En estas simulaciones se va a ir desde un modelo sencillo de las plantas boost utilizadas a uno más real, que va a tener en cuenta diversos parámetros circuitales de los componentes. Se finaliza el capítulo dando unas conclusiones finales sobre las simulaciones realizadas.

5.1 Introducción al concepto de interleaving

El concepto *interleaving* lo encontramos en varios ámbitos de la técnica desde sistemas mecánicos, eléctricos, telecomunicaciones, etc. La idea básica consiste en la paralelización de un conjunto funcional repetido y sincronizado con algún mecanismo, mejorando el rendimiento o eficiencia que si de un solo conjunto se tratara. En la Figura 5-1 mostramos de una forma sencilla la diferencia entre los conceptos de interleaving y el de paralelizado convencional, en la (A) podemos ver el concepto de interleaving en un motor mecánico de cuatro cilindros y en la (B) la idea del paralelizado.

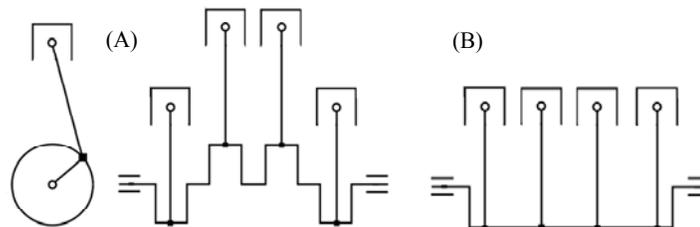


Figura 5-1 Esquemización de un motor mecánico de pistones con los dos conceptos de (A) Interleaving, (B) Paralelización.

La mayoría de vehículos del mercado incorporan un motor policilíndrico, esta disposición consigue una serie de ventajas respecto a una monocilíndro que, entre otras, son: Cilindros más pequeños que mejoran el rendimiento termodinámico (enfriamiento más rápido del cilindro), la respuesta a la aceleración mejora ya que los componentes a mover, entre ellos el volante de inercia, son más pequeños y ligeros, la potencia es más constante en el cigüeñal en cada ciclo completo, por el mismo motivo se facilita el arranque, puesto que es menor el esfuerzo necesario para efectuar la compresión.

Un motor eléctrico trifásico, Figura 5-2, consigue un mayor rendimiento con un menor tamaño que si fuera monofásico, para una misma potencia de trabajo nominal.

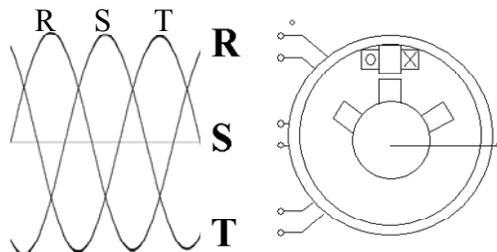


Figura 5-2 Motor de trifásica y las tres fases, R S T, que lo alimentan, son una alimentación con desfase.

El nombre del concepto *interleaving* en el ámbito de los convertidores electrónicos ha seguido una evolución hasta el día de hoy. En el trabajo de Miwa et al [1] se refleja el paso de un nombre a otro hasta el actual; tales nombres (se ha dejado el nomenclator en inglés) han sido desde *multiphase conversion*, *staggered phase conversion*, hasta expresiones del tipo *interdigitating and polyphase chopping*, *interleaving*, *staggered clock timing*, *ripple current cancellation*, *phase-shifted parallel* y *phased-synchronous conversion* entre otros.

La idea del *interleaving* en la electrónica de potencia vino en sus inicios para dar solución a convertidores de alta potencia [2-4]. Al principio se paralelizaban los componentes [5] (Aún se viene haciendo si es necesario), ver Figura 5-3, sin embargo la disipación de calor y el volumen

geométrico que ocupa un solo montaje entre otros, llevó de forma natural a hacer bloques más pequeños, unidos para procesar la potencia requerida.

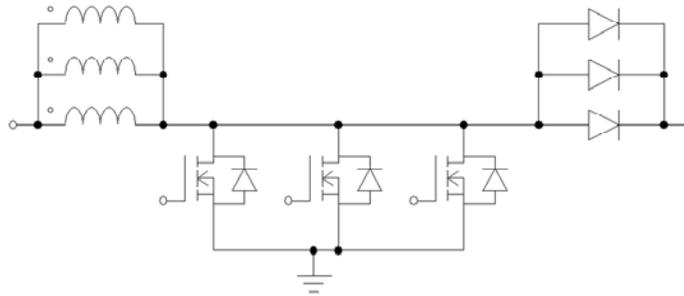


Figura 5-3 Paralelización de componentes en un convertidor DC-DC.

La paralelización de componentes, viene acompañada en la mayoría de los casos de componentes soporte, para entre otros, regular la temperatura o el balance de corrientes tal y como apunta Maniktala [6].

5.2 Aspectos de los sistemas interleaving

Uno de los aspectos que mejoran un sistema en *interleaving* es el tamaño de los condensadores de entrada o de salida para suavizar los rizados de las corrientes. En la Figura 5-4, se muestran los dos convertidores básicos, *buck* y *boost*, con las corrientes de entrada y de salida.

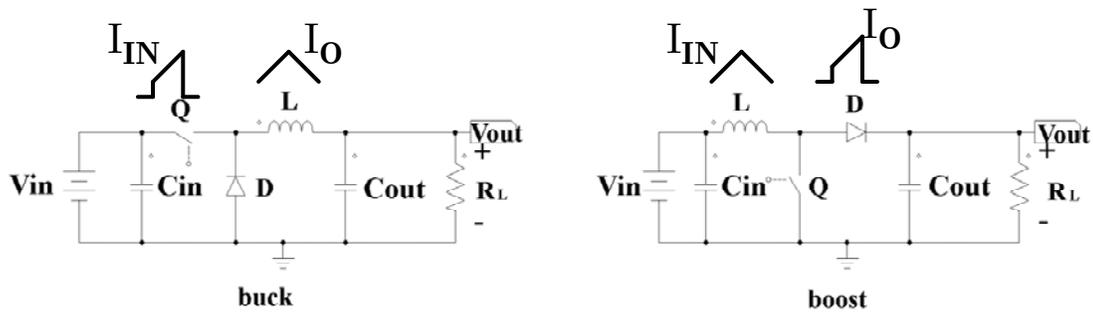


Figura 5-4 Formas de onda típicas de las corrientes de entrada y de salida de los convertidores buck y boost.

Tal como se observa en la Figura 5-4, la discontinuidad de la corriente de entrada en el buck o de salida del boost hace necesarios los correspondientes filtros de entrada salida. En los ejemplos se han considerado filtros capacitivos que en ocasiones requieren de voluminosos condensadores de alta frecuencia.

Si por ejemplo hacemos trabajar dos celdas buck desfasadas 180° , e imponiendo un ciclo de trabajo del 50%, la corriente de entrada queda suavizada y como consecuencia de esto su condensador puede ser menor. Otra ventaja de trabajar así los convertidores es que el rizado de la corriente de salida se anula (cancelación de armónicos de alta frecuencia), ya que cuando la corriente de un inductor alcanza el máximo, el otro alcanza su mínimo [7], ver Figura 5-5.

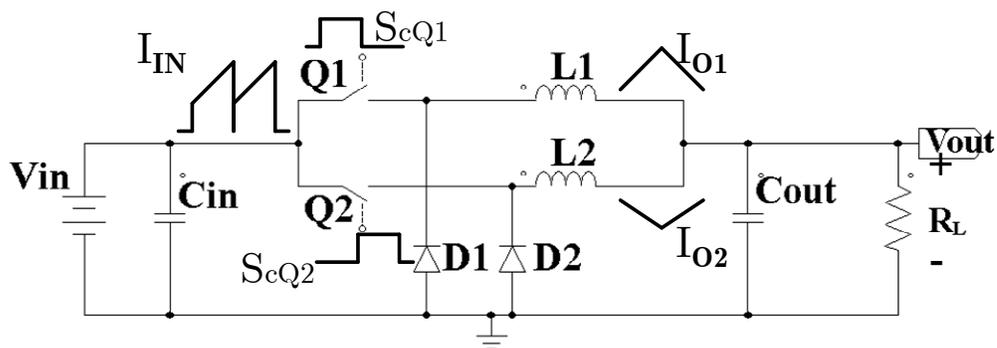


Figura 5-5 Corrientes de entrada I_{IN} y de salida I_{O1} e I_{O2} de un circuito buck en *interleaving*.

5.2.1 Cancelación del rizado respecto al ciclo de trabajo

Tal y como se comentaba en la introducción y se observa en la Figura 5-5, un aspecto que mejora un montaje en *interleaving* es el rizado de las corrientes de entrada y de salida. La reducción de rizados puede permitir reducir el tamaño de los filtros de entrada y salida. Diversos trabajos aportan las ecuaciones y gráficas del rizado de la corriente de entrada y de salida que se derivan de la utilización de estos sistemas en *interleaving* [8, 9]. En las gráficas que se muestran en la Figura 5-6 y Figura 5-7 se observa cómo se comporta el valor eficaz del rizado normalizado de la corriente de entrada y de salida en función del número N de convertidores, relacionándolo con D , el ciclo de trabajo.

Tengamos en cuenta que por el principio de dualidad los resultados que podamos obtener de un circuito, un buck por ejemplo, serán extrapolables a su dual, el boost [10] [11]. Las ecuaciones (5.1) y (5.2) son las utilizadas para el rizado eficaz normalizado de la corriente de entrada y el rizado eficaz normalizado de la corriente de salida en un buck con N celdas, respectivamente.

$$\Delta I_{in_rms_normalized} = \sqrt{\left(D - \frac{\lceil ND \rceil}{N}\right) \left(\frac{\lceil ND \rceil + 1}{N} - D\right)} \tag{5.1}$$

$$\Delta I_{out_rms_normalized} = N \frac{\left(D - \frac{\lceil ND \rceil}{N}\right) \left(\frac{\lceil ND \rceil + 1}{N} - D\right)}{D} \tag{5.2}$$

Siendo $\lceil \cdot \rceil$ el operador de mayor entero y D el ciclo de trabajo.

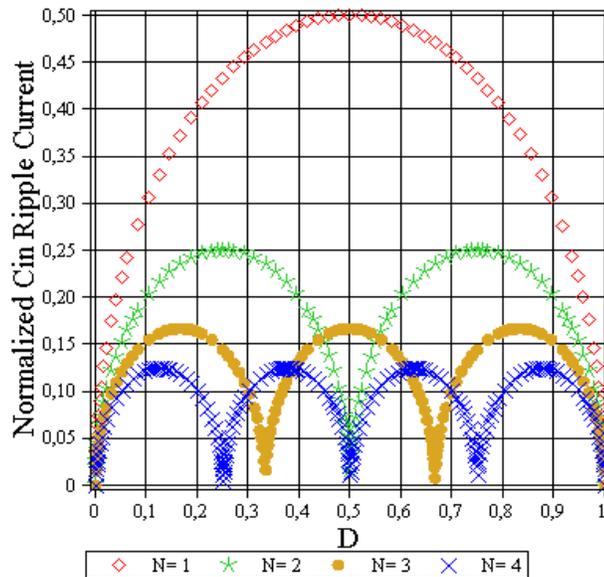


Figura 5-6 Valor eficaz normalizado de la corriente de entrada de un convertidor buck.

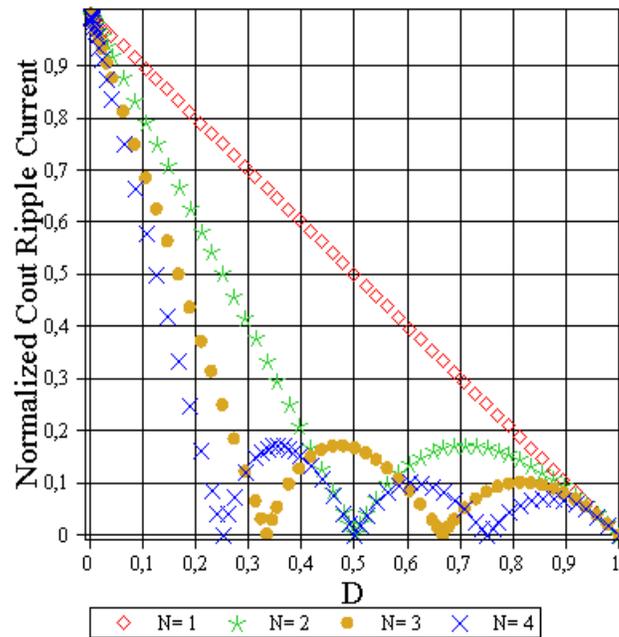


Figura 5-7 Valor eficaz normalizado de la corriente de salida de un convertidor buck.

NOTA: Las figuras anteriores se han obtenido introduciendo las ecuaciones de los rizados de entrada/salida normalizados con el programa Maple.

5.2.2 Rendimiento

Una figura de mérito a tener en cuenta a la hora de diseñar electrónica es la del rendimiento. Sin embargo en los convertidores reales se producen pérdidas asociadas a resistencias y caídas de tensión en los componentes, capacidades e inductancias parásitas, etc. También es importante el trazado del propio circuito impreso, las dimensiones de las pistas conllevan la existencia de pequeñas resistencias parásitas. Por otra parte la eficiencia depende del ciclo de trabajo del convertidor que, según la aplicación a la que vaya destinado, puede estar trabajando desde el régimen de conducción discontinuo (sin carga), al régimen de conducción continuo (plena carga). Normalmente en régimen discontinuo el convertidor trabaja en lo que denominamos *light load* (sin carga o carga ligera) y es en este modo cuando las pérdidas asociadas al elemento que realiza la

función de conmutador se hacen más patentes, haciendo que el rendimiento del convertidor sea poco eficiente. Por lo tanto si tenemos un sistema en interleaving, en el cual incrementamos el número de conmutadores de potencia, las pérdidas trabajando el convertidor con una carga ligera serán más relevantes. Por lo tanto, un sistema de control digital, puede mejorar este aspecto, haciendo un uso eficiente de que conmutador o conmutadores estan activados si la necesidad es de entregar en un momento dado poca potencia de salida y por lo tanto aumentar el rendimiento de todo el conjunto.

5.2.3 Estrategias de sincronización *interleaving*

Hasta ahora hemos repasado varias características de un sistema en *interleaving* tales como el efecto de la tensión de rizado en los condensadores de entrada y de salida, el tamaño de los inductores, el rendimiento del conjunto convertidor, etc. Pero queda por explicar el tema de la sincronización entre etapas. Hay básicamente dos políticas de sincronización de la unión de celdas convertidoras básicas para trabajar en *interleaving*, la *Master-Slave* [12, 13] y la configuración Democrática [14] [15, 16]. La razón de tales políticas de sincronización nace de la necesidad de realizar un buen balance de corrientes sobre la carga sin que se desequilibre ningún convertidor [6].

(a) Configuración *Master-slave*

Con la configuración de *Master-Slave*, Figura 5-8, se consigue una buena precisión en el balance de la corriente, tanto en el transitorio como en el estado estacionario. El inconveniente de esta política de sincronización es que si falla el control de la planta *Master*, en este caso el lazo de tensión H_v , falla todo el sistema. Podemos encontrar en el mercado dispositivos que utilizan este tipo de estrategia de control *interleaving* tal como el UCx907 de *Texas Instruments* [16].

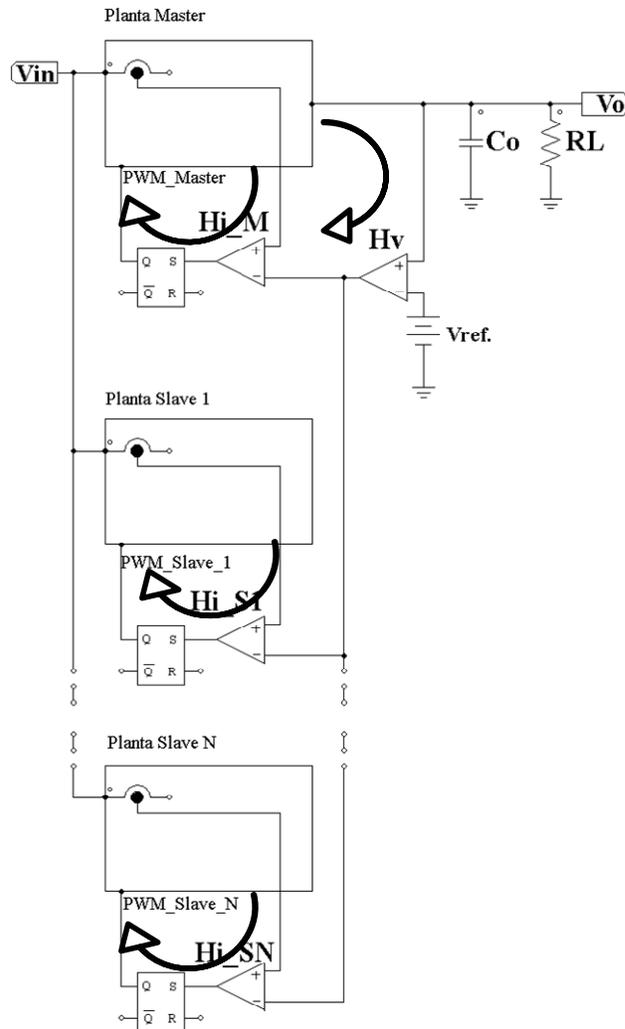


Figura 5-8 Configuración *Master-Slave* para el funcionamiento de plantas en *interleaving*.

(b) Configuración Democrática

A diferencia de la estrategia *Master-Slave*, en la que un bloque principal (*Master*) suministra la referencia de control a los bloques secundarios (*Slave*), la estrategia democrática se basa en que cada celda básica tiene su propia referencia de control. Esta diferencia hace que la configuración sea un sistema realmente fiable, si falla un sistema no repercute en los otros. Además se puede aplicar una política de activación de bloques convertidores más eficiente para lograr un mayor rendimiento, por ejemplo si se aplican cargas ligeras (modo de conducción discontinuo). En la Figura 5-9 se muestra la configuración democrática.

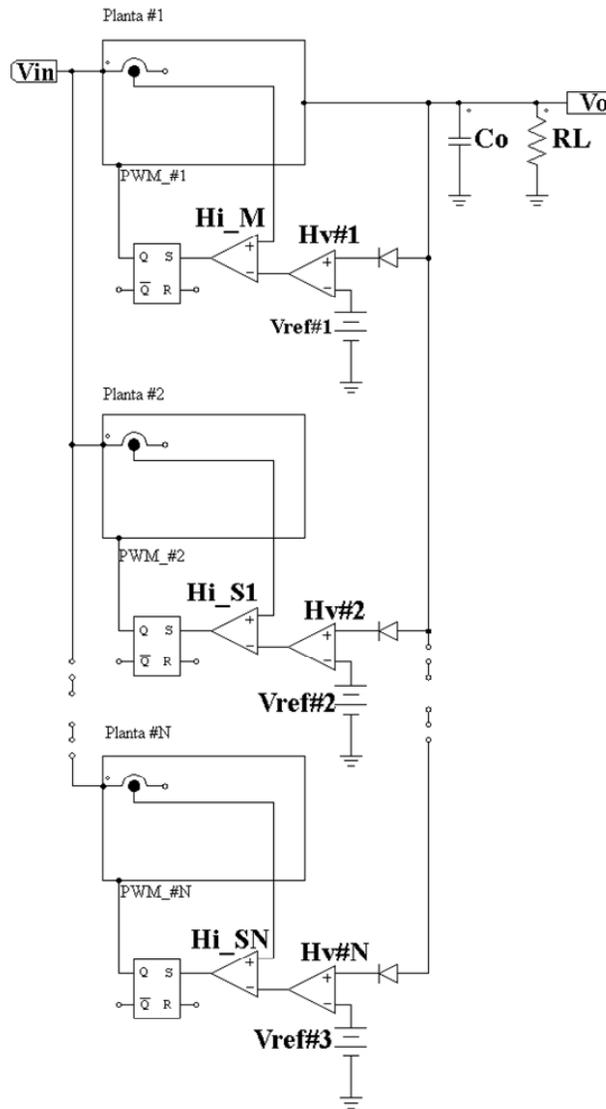


Figura 5-9 Configuración interleaving democrática, cada una de ellas tiene su propia referencia de control.

Soluciones comerciales que implementan esta política democrática son entre otras la de Texas Instruments UCC39002 [17-18] y el ISL78220 de Intersil [19].

Nos falta por mencionar y englobar en esta configuración democrática una estrategia que trabaja con un contador en anillo activando $N-1$ convertidores cada vez, siendo N el número de convertidores [20]. No requiere generación de una señal en diente de sierra para la comparación como en un PWM clásico, simplemente se basa en una serie de comparadores de las corrientes de cada bloque convertidor junto con un valor umbral, esto activará un registro de desplazamiento a modo de contador en anillo que irá activando las células convertidoras.

5.3 Simulación de convertidores boost en interleaving con el control ACPOCCFF digital (modo de corriente)

En este apartado se han realizado una serie de simulaciones del control ACPOCCFF digital configurado para el control de plantas *boost* en *interleaving*. Las simulaciones se han realizado con el programa PSIM.

5.3.1 Simulación del conjunto plantas y control ideales

El estudio inicial del control ACPOCCFF digital con plantas *boost* sin pérdidas en modo *interleaving* nos servirá para observar si todo el conjunto responde a las expectativas. Nos interesan como indicadores la sincronización entre las diferentes plantas *boost*, si se mantiene la frecuencia constante y el valor medio de la corriente de entrada.

- **Estrategia *Master-Slave* simple**

En este subapartado se implementa la estrategia *Master-Slave* con tres plantas *boost*. En la Figura 5-10 se muestra el esquema para la simulación con PSIM. El bloque ACPOCCFF1 de la figura es el bloque *Master*, el cual dará la señal de control S1 al transistor de la primera planta *boost*. Las dos plantas restantes son esclavas de la señal S1, teniendo enlazadas entre ellas un bloque de retardo de 5 μ s. Este retardo de 5 μ s es de un tercio del periodo T de trabajo de conmutación de las plantas *boost*. El retardo impuesto entre plantas, según vimos en el apartado 5.2.1, debería hacer que la corriente de entrada tuviera un rizado de valor nulo, y el valor de la corriente en el condensador de entrada fuera prácticamente cero. Hay que resaltar que las condiciones de trabajo anteriores son ideales.

Debido a que el simulador PSIM no permite conectar directamente señales del circuito de potencia a entradas del bloque de control digital, todas las variables: corriente por los inductores y tensiones de entrada y de salida, se han aislado con los bloques correspondientes de ganancia 1/7 y 1/11.

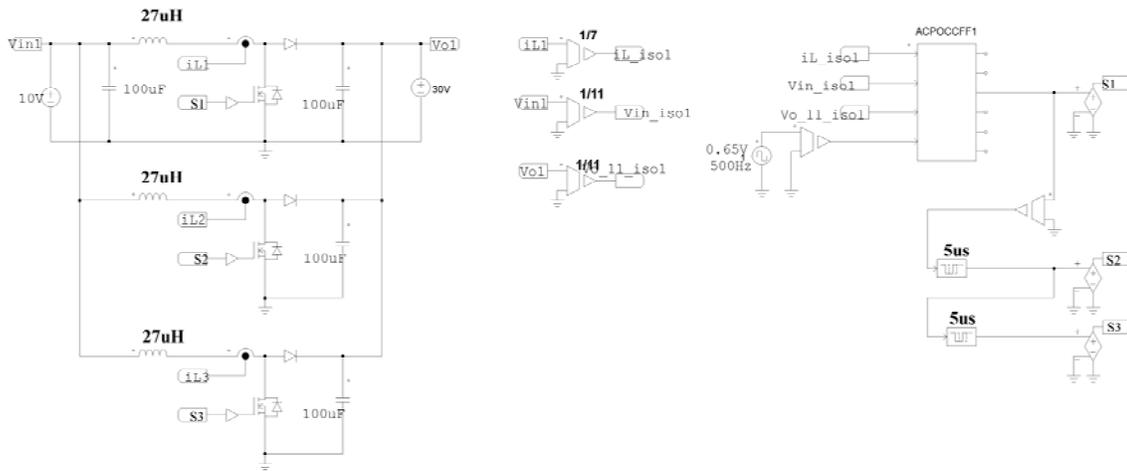


Figura 5-10 Implementación del control ACPOCCFF digital con tres plantas *boost* ideales en *interleaving* con estrategia de control *Master-Slave*.

En la Figura 5-11 se muestra la corriente por los inductores de cada planta *boost* en el arranque con la estrategia *master-slave*, con el desfase de 5 μ s entre plantas.

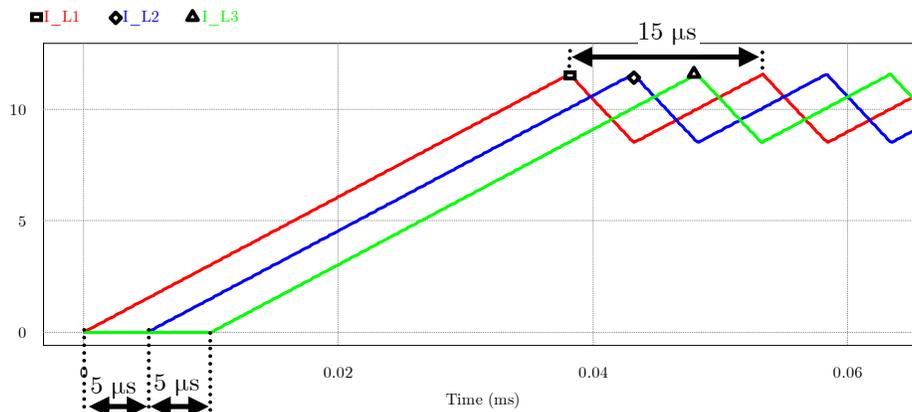


Figura 5-11 Arranque del sistema *interleaving* con estrategia *master-slave* simple sobre un control ACPOCCFF digital.

Se observa en la figura anterior que el periodo de conmutación de cada planta se mantiene constante a 15 μ s.

En la Figura 5-12 se muestran las corrientes por los tres inductores (I_{L1} , I_{L2} e I_{L3} , están solapadas), la corriente de referencia ($I_{reference}$) y la corriente de entrada de las tres plantas *boost* I_{in} . Se ha utilizado una señal cuadrada en la referencia de corriente ($I_{reference}$) para observar los posibles efectos ante un cambio de consigna.

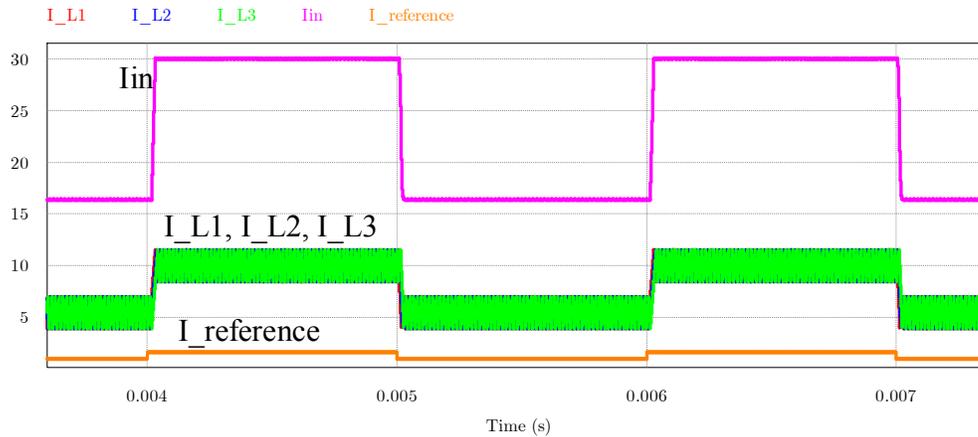


Figura 5-12 Muestra de la corriente de entrada I_{in} a las tres plantas *boost*, junto con las corrientes por los tres inductores (I_{L1} , I_{L2} e I_{L3}). Se ha provocado un cambio de referencia en la corriente ($I_{reference}$).

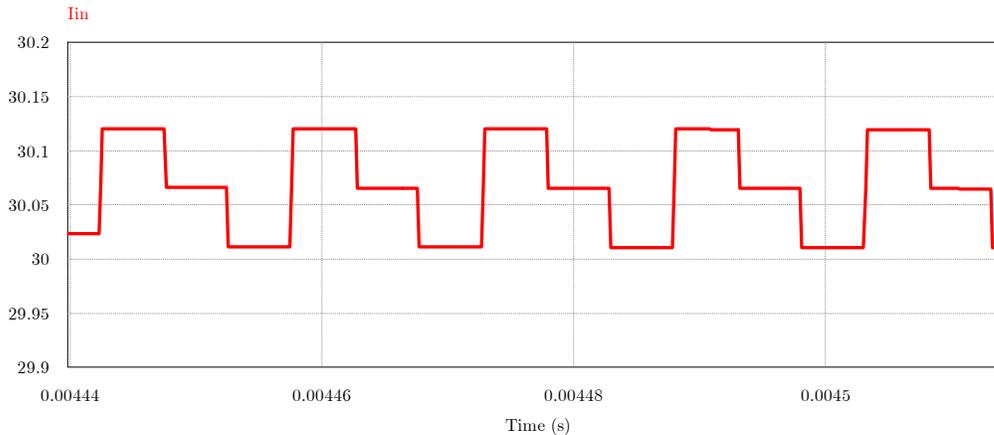


Figura 5-13 Detalle del rizado de la corriente de entrada I_{in} con la estrategia de control *master-slave*.

En apartados anteriores comentábamos que el rizado de entrada debería ser cero, en cambio presenta un ligero rizado que se muestra en la Figura 5-13. Después de observaciones detalladas sobre las diversas señales del circuito, se concluye que este rizado es debido a los pasos de

integración de la simulación (*time step*) y los truncamientos en los cálculos que realiza el bloque de control en lenguaje C del simulador PSIM.

- **Estrategia *Master-Slave* con control ACPOCCFF digital por cada planta.**

En la Figura 5-14 tenemos las tres plantas *boost* con los correspondientes bloques de control digital que implementan el control ACPOCCFF. Tal y como se hizo en el apartado anterior, entre bloques de control hay un elemento de retardo de 5 μ s.

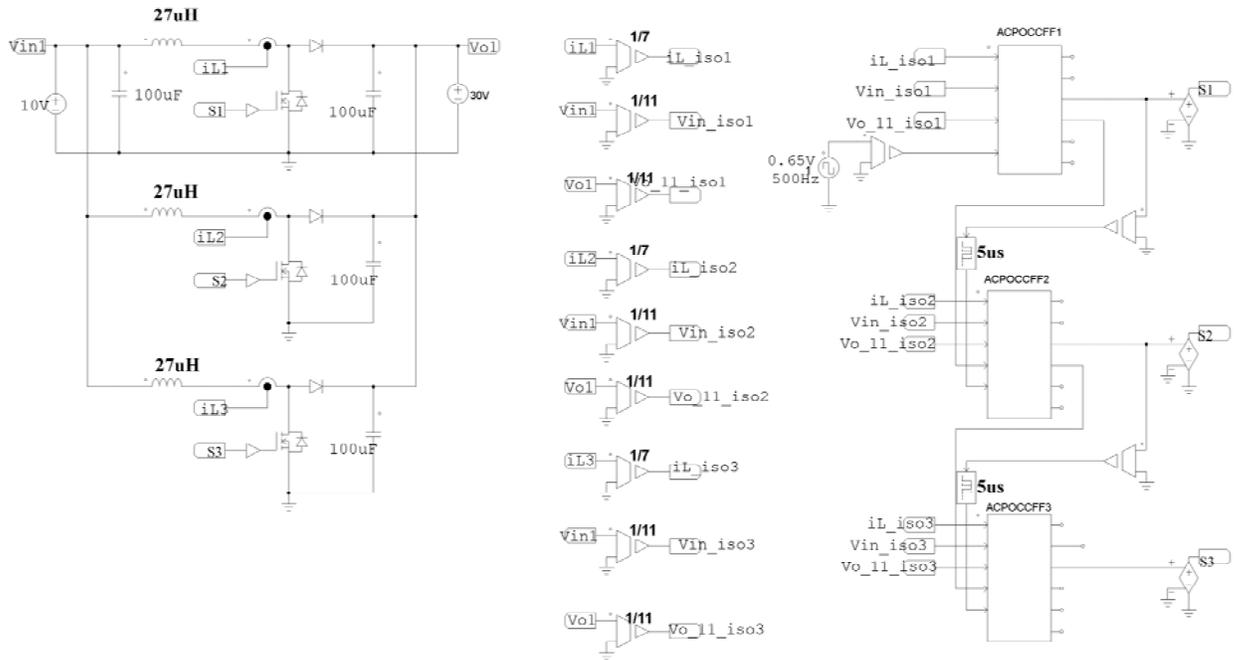


Figura 5-14 Esquema del control ACPOCCFF digital trabajando con tres plantas *boost* en *interleaving*.

En la Figura 5-15 tenemos el arranque de las tres plantas boost con el retardo de 5 μ s.

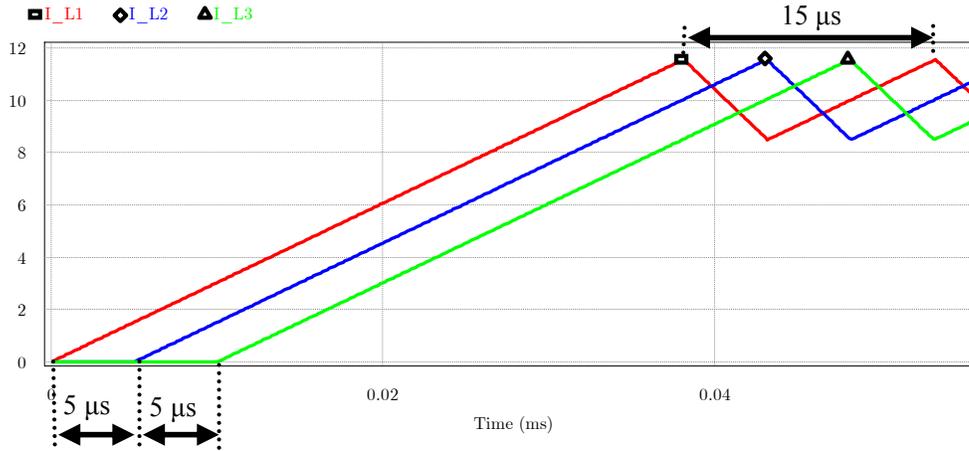


Figura 5-15 Arranque del sistema interleaving con el control ACPOCCFF digital.

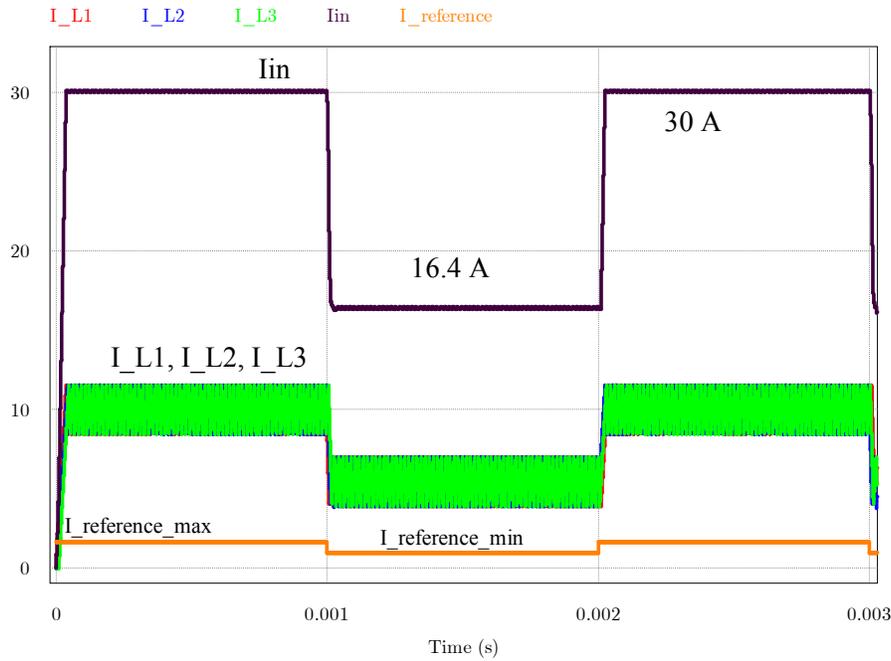


Figura 5-16 Se muestran las corrientes por los tres inductores (están solapadas), la corriente de entrada I_{in} a las tres plantas *boost*, y la corriente de referencia que es una señal cuadrada.

En la Figura 5-16 se muestra la corriente de entrada I_{in} junto con las corrientes por los tres inductores podemos observar que están solapadas. La simulación contiene dos intervalos según el valor máximo o mínimo que tome la referencia de corriente. El valor de la corriente media en los

dos intervalos son para la referencia mayor 30 A, y de 16,4 A para la referencia de corriente menor.

En la Figura 5-17 vemos una simulación de mayor duración en el tiempo, y se observa que la corriente de entrada no es uniforme en cuanto a valor de rizado, va oscilando, en cambio su valor medio se mantiene. Este efecto se estudia en el siguiente subapartado.

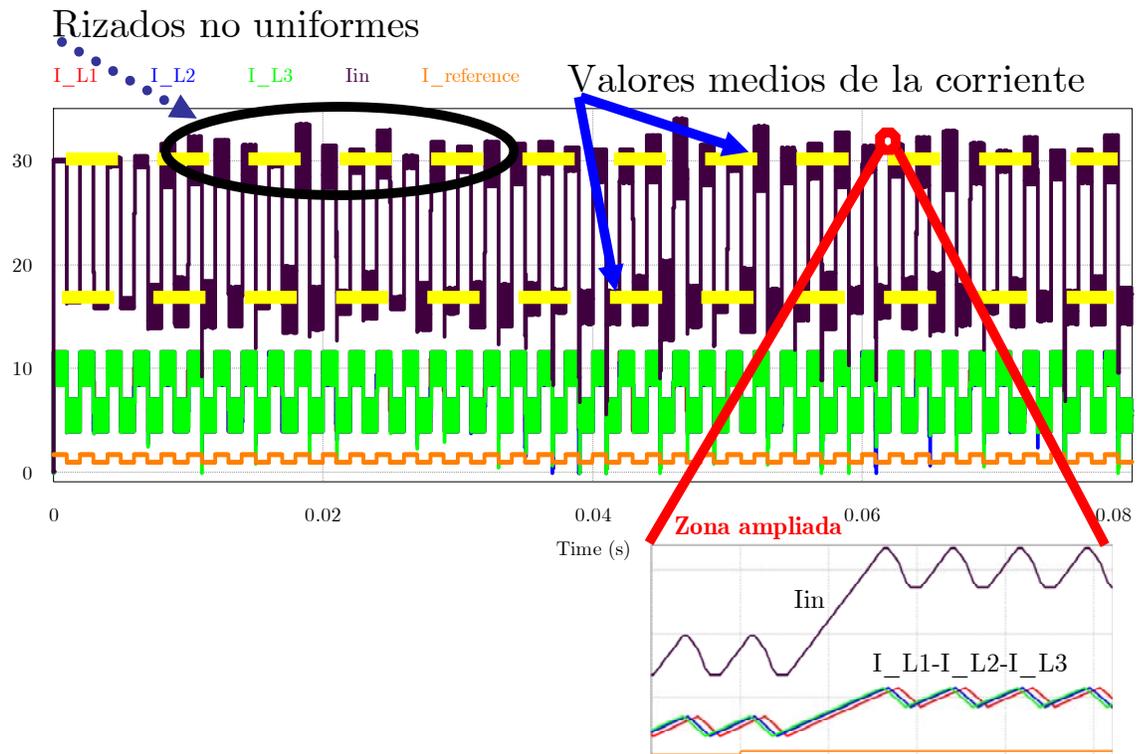


Figura 5-17 Simulación larga para observar el valor medio de la corriente de entrada (I_{in}).

- **Efectos de la pérdida de sincronización del control.**

Con el control ACPOCCFF digital implementado en plantas boost trabajando en *interleaving* nos encontramos que la sincronización entre la celda principal que hace de *master* con las celdas secundarias o *slave* se pierde. Este error de sincronización puede observarse en el cambio de la referencia de corriente, tanto en un cambio de menor a mayor referencia y viceversa. El resultado

de esta desincronización es que la corriente de entrada no conserva su valor medio en un punto de trabajo que se haya prefijado.

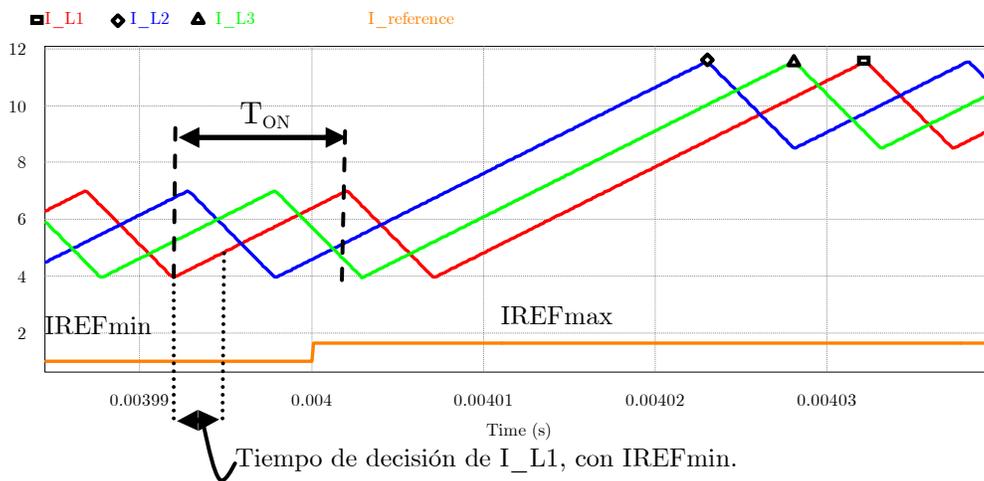


Figura 5-18 Pérdida de sincronización del sistema predictivo ante un cambio de menor a mayor referencia de corriente. El cambio a IREFmax para la célula master ha llegado demasiado tarde para realizar cálculos con ella.

En la Figura 5-18 se observa el fenómeno ya comentado en el capítulo cuatro, el sistema digital ya ha tomado la decisión del T_{ON} para ese periodo de trabajo (los cálculos se han realizado con I_{REFmin}). La referencia de corriente ha cambiado mientras se calcula ese T_{ON} . Si se cambia de referencia de la corriente de I_{REFmin} a I_{REFmax} y justo el código ha realizado las operaciones de predicción, ese bloque (I_{L1} en este caso) pierde la sincronización con los demás bloques, ya que cada bloque obtiene la referencia de corriente de forma independiente.

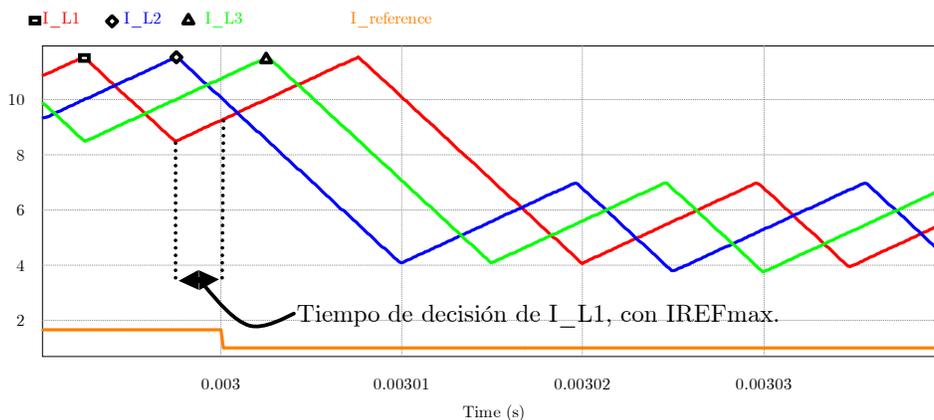


Figura 5-19 Error en la sincronización del sistema predictivo ante un escalón descendente en la referencia de corriente. Este error es parecido al descrito en la figura anterior.

En la Figura 5-19 se vuelve a observar el fenómeno de pérdida de sincronización de la corriente I_{L1} , en este caso es cuando pasamos de una referencia de mayor a menor corriente. En la figura se observa que pasado un tiempo, el sistema vuelve a resincronizarse, siendo la separación entre las corrientes de $5 \mu\text{s}$.

El fenómeno de la desincronización entre bloques de control de fases puede ser también del tipo como se observa en la Figura 5-20. En este caso la desincronización conllevará un aumento del valor medio de la corriente de entrada debido a que dos corrientes están casi en fase.

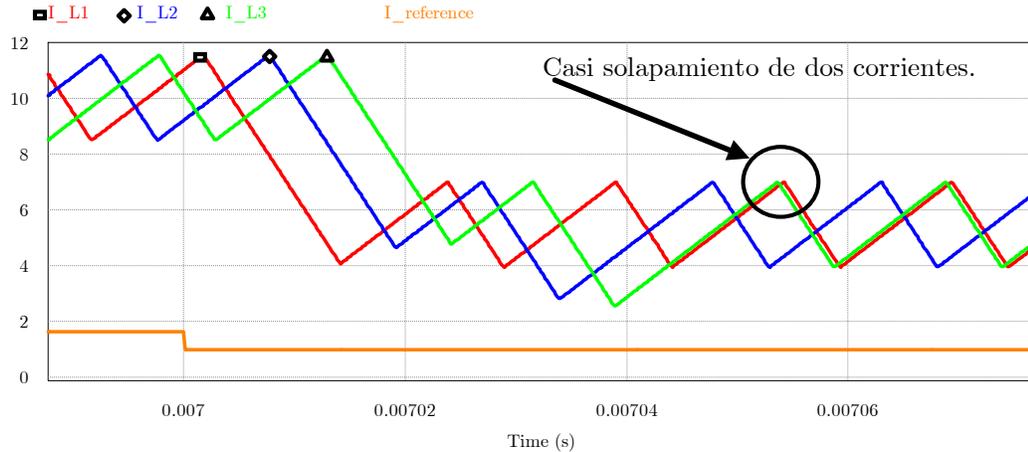


Figura 5-20 Error en la sincronización del sistema predictivo ante un escalón descendente en la referencia de corriente, I_{L2} e I_{L3} han perdido la sincronización debido a un problema en el T_{OFF} .

En resumen y como se ha comentado más arriba, los fenómenos de desincronización anteriores son debidos a que el sistema digital predictivo propuesto, en caso de que haya un cambio de referencia de la corriente después de haber realizado los cálculos del algoritmo en el sistema digital, éste no se tendrá en cuenta hasta el siguiente periodo $T+1$.

5.3.2 Simulación con componentes parametrizados

Hasta ahora hemos realizado una serie de simulaciones en las cuales los componentes de las plantas boost eran ideales. Estas simulaciones anteriores nos han servido para observar el comportamiento del control ACPOCCFF digital trabajando en interleaving. En este subapartado hemos tenido en cuenta los parámetros de interés de los diversos elementos que componen las tres plantas boost a estudio. Los valores de los componentes son los de la planta boost del capítulo 3. Hemos tenido en cuenta que los inductores, aunque parecidos, van a mostrar una ligera deriva en su valor, por lo tanto no son exactamente iguales. En la Figura 5-21 tenemos el esquema utilizado en el simulador PSIM.

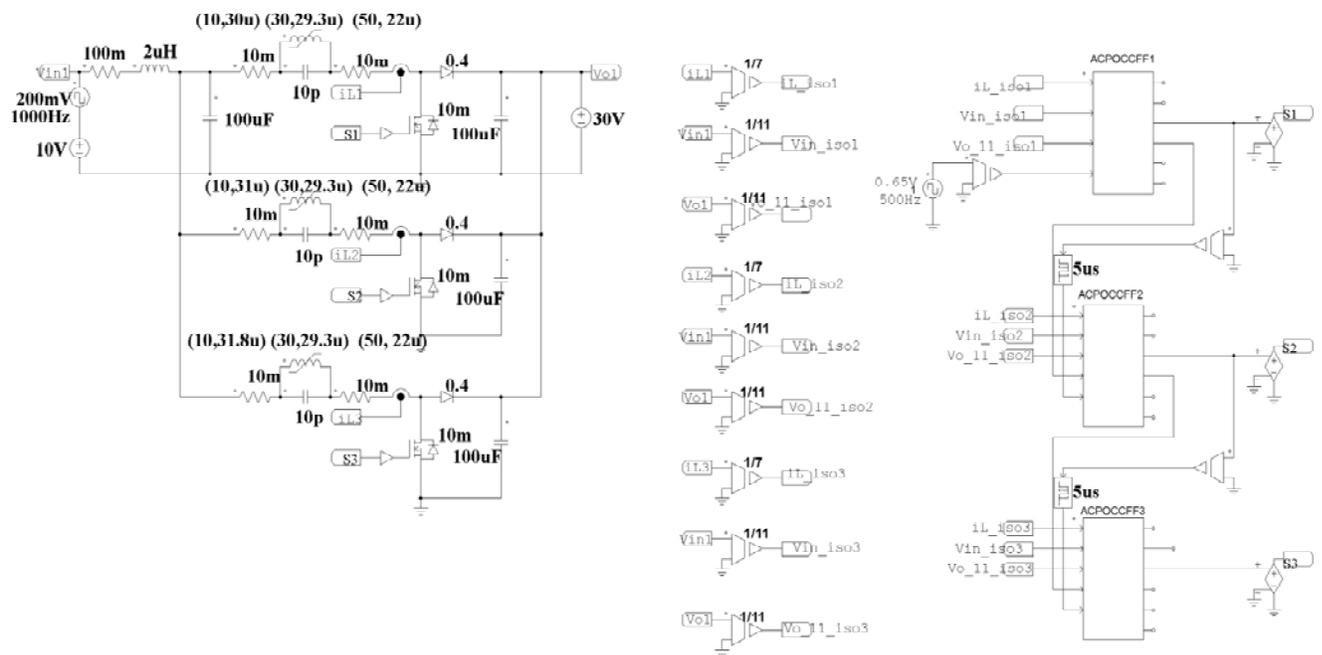


Figura 5-21 Esquema propuesto para la simulación del control trabajando para el modo interleaving con componentes parametrizados de las tres plantas boost.

Tal y como hicimos con las simulaciones de los subapartados anteriores, mostramos en las figuras siguientes los detalles más relevantes. En la Figura 5-22 observamos que el periodo es de $15 \mu\text{s}$, el arranque de las tres plantas presenta un retardo inicial entre ellas de $5 \mu\text{s}$, el cual se ve

modificado claramente al llegar al máximo de cada corriente. El fenómeno anterior tiene que ver con las ligeras diferencias de pendientes de cada corriente debidas a que los inductores no son iguales.

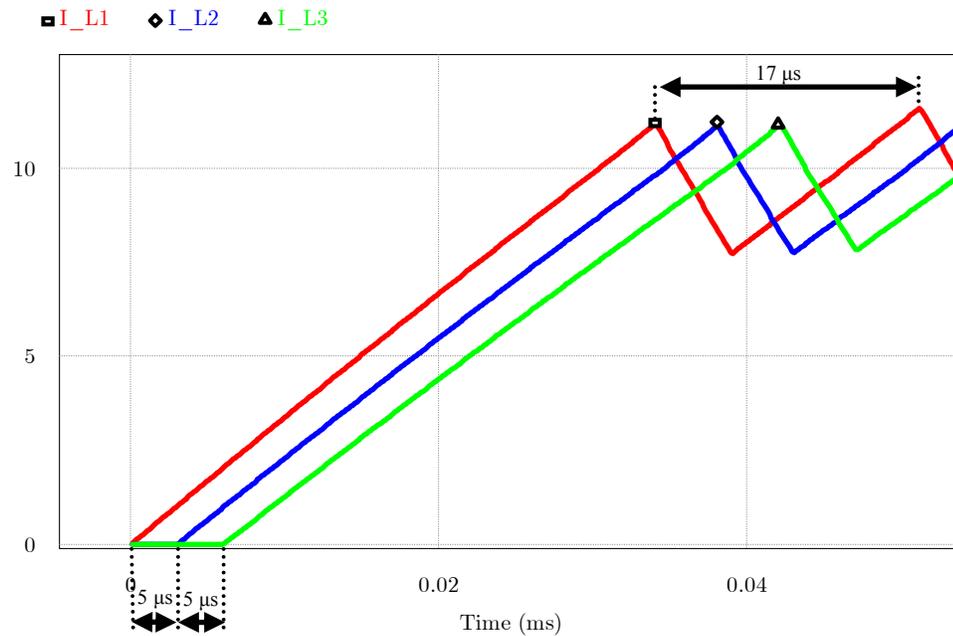


Figura 5-22 Corriente por los inductores de las plantas *boost* en el arranque.

En la Figura 5-23 tenemos una simulación en la que se observa el comportamiento de la corriente de entrada bajo perturbaciones (cambios de consigna) de la referencia de corriente. La forma que adopta la corriente I_{in} es debida a las pérdidas en el cable de alimentación (filtro R-L).

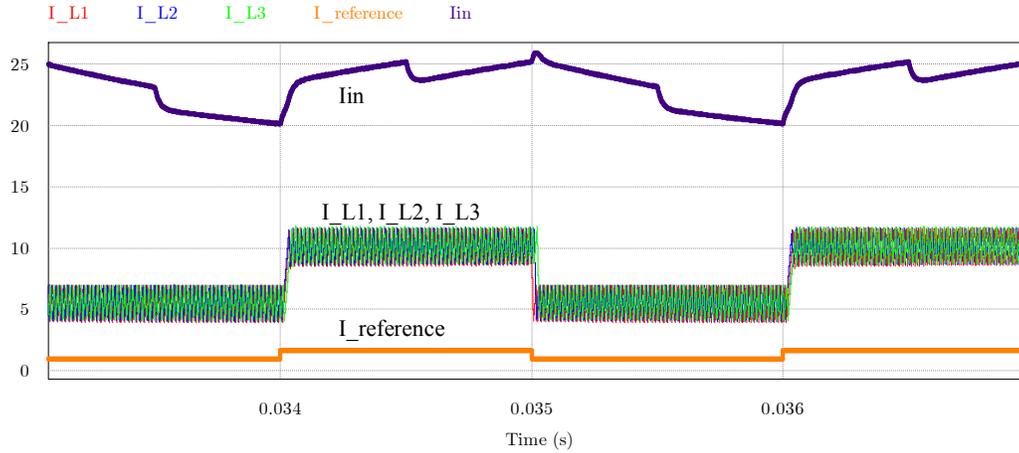


Figura 5-23 Corrientes por los tres inductores (están solapadas) y la corriente de entrada I_{in} a las tres plantas *boost*, junto con la corriente de referencia.

Realizando una simulación larga, Figura 5-24, se observa el comportamiento de las corrientes en cada convertidor y el de la corriente de entrada I_{in} .

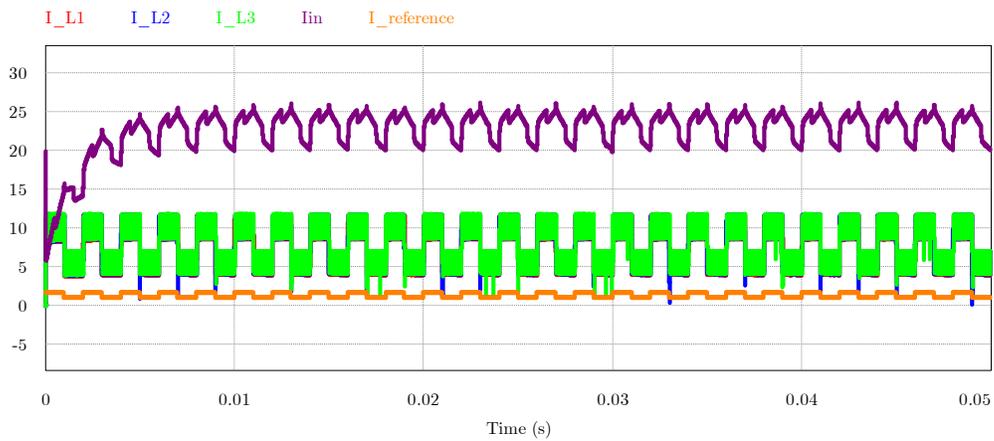


Figura 5-24 Comportamiento de las corrientes en cada convertidor en una simulación larga, se ven solapadas. También se muestra la forma de onda que adopta la corriente de entrada debido a la modelización del cable de alimentación.

5.4 Conclusiones

En el presente capítulo se ha realizado una introducción al concepto y las propiedades de los sistemas en interleaving y también una serie de simulaciones partiendo de un esquema elemental de tres plantas boost con uno más real. En el esquema más real se han tenido en cuenta los parámetros de los componentes, tales como tensión umbral de los diodos, resistencia de los inductores, variabilidad de la inductancia según la corriente que puede circular por los inductores y la caída de tensión V_{DS} en los transistores MOSFET, entre otros.

De estas simulaciones se ha querido obtener información sobre tres indicadores principales como son la sincronización entre las plantas *boost*, la frecuencia de trabajo de los convertidores y el valor medio de la corriente de entrada de los tres convertidores en interleaving. Para el indicador de la sincronización, se pueden prever dos escenarios, uno que en caso de cambio de la referencia de corriente el control se espere a cambiar al siguiente periodo de trabajo, y una segunda opción que sea capaz de realizar los cálculos en el mismo periodo en caso de un cambio de la corriente de referencia. La mejor de las dos opciones es la segunda, aunque difícil de conseguir para cualquier ciclo de trabajo y posible cambio de referencia, tal y como se ha observado en la Figura 5-18, Figura 5-19 y Figura 5-20. Para el indicador de la frecuencia de trabajo de los convertidores, se ha observado de las simulaciones, que la frecuencia de cada convertidor se mantiene constante. Del indicador de la corriente de entrada se ha podido observar que en una simulación con un esquema más cercano al real, la corriente no tendrá un valor medio sin rizado nulo, sino más bien habrá un cierto rizado (ver apartado 5.2.1).

5.5 Bibliografía

- [1] Brett A. Miwa, D. M. Otten, and M. F. Schlecht, "High efficiency power factor correction using interleaving techniques," in *Applied Power Electronics Conference and Exposition, 1992. APEC '92. Conference Proceedings 1992., Seventh Annual, 1992*, pp. 557-568.
- [2] K. K. Hedel, "High-Density Avionic Power Supply," *Aerospace and Electronic Systems, IEEE Transactions on*, vol. AES-16, pp. 615-619, 1980.
- [3] D. R. Garth, W. J. Muldoon, G.C. Benson, and E.N. Costague, "Multi-phase 2 kilowatt high voltage regulated power supply " *IEEE Power Conditioning Specialists Conference Record*, pp. 110-116, 1971 1971.
- [4] B. Carpenter et al., "A distributed power system for military vlsi applications carpenter," presented at the High Frequency Power Conversion Conference Proceedings, 1988.
- [5] NASA Tech Briefs, "Low-Inductance Wiring for Parallel Switching Transistors," vol. MFS-28387, ed: NASA, 1985, p. 6.
- [6] S. Maniktala, *Switching Power Supplies A - Z (Second Edition)* Newnes, 2012.
- [7] K. Billings, (November 2003, Advantages of Interleaving Converters. www.powerelectronics.com.
- [8] Brett A. Miwa, "Interleaved Conversion Techniques for High Density Power Supplies," Dr., Electrical Engineering and Computer Science, MIT, 1986.
- [9] T. Hegarty, Benefits of Multiphasing Buck Converters, 2007.
- [10] UNED, *Teoria de Circuitos vol. I*, 1984.
- [11] Severns and Bloom, *Modern DC-DC Switchmode Power Converter Circuits*: Van Nostrand Reinhold Company.
- [12] K. Siri, C. Q. Lee, and T. F. Wu, "Current distribution control for parallel connected converters. I," *Aerospace and Electronic Systems, IEEE Transactions on*, vol. 28, pp. 829-840, 1992.
- [13] M. Jordan, "UC3907 LOAD SHARE IC SIMPLIFIES PARALLEL POWER SUPPLY DESIGN," *Unitrode Application Note*, p. 11, 1999.
- [14] H. Tanaka, K. Kobayashi, F. Ihara, K. Asahi, and M. Motoyama, "Method for centralized voltage control and current balancing for parallel operation of power supply equipment," in *Telecommunications Energy Conference, 1988. INTELEC '88., 10th International, 1988*, pp. 434-440.

-
- [15] K. T. Small and C. Calif, "Single wire current share paralleling of power supply," U.S. Patent, Jan. 5, 1988.
- [16] L. Chang-Shiarn and C. L. Chen, "Single-wire current-share paralleling of current-mode controlled DC power supplies," in *Power Electronics Specialists Conference, 1998. PESC 98 Record. 29th Annual IEEE*, 1998, pp. 52-58 vol.1.
- [17] Texas Instruments Unitrode, january 2002, UC1907, UC2907, UC3907, Load Share Controller. 12.
- [18] L. Dinwoodie. (2003, December 2003) UCC39002 Advanced Load-Share Controller User's Guide, HPA027A. [User Guide]. 27.
- [19] Intersil, "6-Phase Interleaved Boost PWM Controller with Light Load Efficiency Enhancement", September, 2014.
- [20] R. Giral, L. Martinez-Salamero, and S. Singer, "Interleaved converters operation based on CMC," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 14, pp. 643-652, 1999.

6. Conclusiones y trabajos futuros.

“Todos esos momentos se perderán en el tiempo como lágrimas en la lluvia”

Frase del replicante Roy Batty en la Película *Blade Runner* (1982) de Ridley Scott.

En este apartado se presentan brevemente las conclusiones obtenidas en cada capítulo, se proponen estudios futuros que se pueden realizar con el control estudiado y finalmente los artículos derivados del trabajo de esta tesis presentados en congresos.

6.1 Conclusiones

En primer lugar, en este trabajo de tesis se ha realizado una búsqueda sobre los distintos tipos de controles y modelos para convertidores continua-continua. Se ha llevado a cabo una introducción de tres tipos de control en modo de corriente: el primero, a periodo constante sin rampa compensadora. El segundo, a periodo constante con rampa de compensación y, el tercero, por corriente de pico con T_{OFF} acotado. Este último control es el que ha servido de base para el control propuesto en este trabajo de tesis: el ACPOCCFF.

Al final del primer capítulo se ha descrito el control a estudiar, el ACPOCCFF, cuyas características principales son:

- Es un control autónomo.
- Es un control de ciclo extendido.
- Es un control por *feedforward*.
- No requiere de una señal de reloj externa, puesto que la equivalente a esta señal la realiza el propio control a través de las señales A y B, siendo éstas las tensiones de entrada y de salida según sea un control en modo de corriente de pico o de valle.
- Este control permite cerrar un segundo lazo de tensión en caso necesario.

Este control se ha comparado con dos estrategias de control muy comunes, una basada en un ciclo de histéresis y la otra basada en un PWM, obteniendo como resultado que el control propuesto ha sido tan rápido en cambios de referencia como el control por histéresis y ha mantenido la frecuencia constante como el control basado en PWM en régimen estacionario.

En el capítulo 2 se ha expuesto el modelo denominado ‘método continuo’ o ‘formulación continua’ que se basa en la aproximación *Forward Euler* para la resolución de ecuaciones diferenciales. La formulación continua clasifica las variables de estado del convertidor en variables lentas y rápidas según su comportamiento en cada subintervalo de trabajo de conmutación. A la hora de escribir las ecuaciones en variables de estado, el método continuo es una formulación en gran señal y no tiene en cuenta los elementos parásitos que pueda tener el convertidor, como por ejemplo la resistencia serie de los inductores y condensadores o las caídas de tensión de los transistores y diodos, entre otros.

Se ha aplicado la formulación continua a un convertidor *boost* para obtener sus ecuaciones en variables de estado. Con estas ecuaciones diferenciales del conjunto convertidor-control obtenidas, se ha realizado una simulación en gran señal, con la cual se ha observado que la respuesta temporal de la corriente en el inductor responde a un sistema de primer orden. Esto último coincide con lo escrito sobre el control en modo de corriente en los diversos artículos encontrados en la literatura sobre el tema [1-3].

Se han obtenido las funciones de transferencia en pequeña señal más habituales y, en concreto, la $\hat{v}_o(s)/\hat{i}_{ref}(s)$ de un convertidor *boost* que posteriormente ha servido para cerrar un segundo lazo de control, el de tensión. Se ha representado la respuesta en frecuencia para dos valores de carga resistiva de 5 Ω y 10 Ω . El análisis teórico de la respuesta en frecuencia ha evidenciado que el sistema convertidor-control en modo de corriente se ha comportado básicamente como uno de primer orden, aunque no lo sea. La simulación de este modelo ha verificado las predicciones teóricas.

El capítulo 3 se ha centrado en la implementación analógica del control propuesto sobre un convertidor *boost*. Se han realizado simulaciones con el control ACPOCCFF en modo de corriente sin tener en cuenta los elementos parásitos de los componentes de la planta ni del control. Posteriormente se han realizado una serie de medidas equivalentes sobre un prototipo experimental. Comparando las figuras de mérito, la frecuencia del convertidor y el rizado de la corriente en el inductor, entre la simulación con un modelo sin elementos parásitos y el prototipo,

se han encontrado algunas diferencias. Seguidamente, los parámetros no ideales de los componentes se han incluido en un esquema de PSIM y las simulaciones obtenidas se han contrastado con las del prototipo. Las figuras de mérito han dado resultados muy similares, que se muestran en la Tabla 3-V.

En el mismo capítulo 3 se ha determinado qué componentes del control o de la planta han hecho que la frecuencia y el rizado de la corriente en el inductor presenten ligeras diferencias respecto a los valores teóricos. Se ha llegado a la conclusión que se deben al efecto de la impedancia del cable que alimenta el convertidor. Se ha incluido un mecanismo de ajuste de la frecuencia en el control ACPOCCFF actuando sobre la entrada B (V_{in} en el control de corriente de pico en un convertidor *boost*) que ha corregido el problema.

En este capítulo 3 se incluye también un estudio del comportamiento en pequeña señal del convertidor en modo de corriente en el que las distintas respuestas en frecuencia se superponen en un mismo diagrama de Bode. En concreto, se han representado las respuestas en frecuencia del prototipo experimental, de la simulación del sistema ideal, de la simulación con la inclusión de parámetros no ideales, del modelo matemático y del modelo matemático simplificado. Con los datos anteriores se ha podido validar la respuesta en frecuencia del control aplicado sobre el convertidor *boost*, puesto que todas las curvas encajan hasta aproximadamente una década por debajo de la frecuencia de conmutación. En cuanto a la respuesta en baja frecuencia, se constata que la simulación con parámetros no ideales encaja muy bien con el prototipo y que el modelo matemático predice aceptablemente la tendencia con los dos anteriores.

Por otro lado, se ha cerrado un segundo lazo, el de tensión con un compensador PI con polo adicional. Las medidas tomadas en el dominio temporal con perturbaciones entre el 50 % y el 100 % de la carga son coherentes con los más que aceptables márgenes de ganancia de 18 dB a 5 kHz y de fase de 62° a 1 kHz de la respuesta en frecuencia.

Finalmente, se ha simulado y ensayado experimentalmente el arranque del convertidor. Se ha observado que el control en modo de corriente de pico protege al convertidor frente a sobrecorrientes. También se ha observado la rapidez del arranque, que respecto con el control digital este último ha presentado un tiempo de arranque menor respecto al anterior.

El capítulo 4 se ha dedicado a la implementación digital del control ACPOCCFF, utilizando una DSC de Texas Instruments. Se ha escogido el modelo TMS360F28335 debido a que presenta la posibilidad de realizar operaciones en coma flotante. Se ha implementado el control ACPOCCFF con la estrategia digital predictiva presentada en [4]. Esta estrategia toma las muestras de la corriente en el subintervalo T_{ON} del periodo T_{k-1} y predice la duración del periodo T_k . Se destaca que en el presente trabajo de tesis se han tomado las muestras de la corriente en el subintervalo T_{ON} y en el mismo se han llevado a cabo las operaciones del control y la toma de decisión de su duración sin esperar a un periodo adicional.

En el mismo capítulo 4 se han realizado, con el control digital, simulaciones y medidas similares a las del capítulo 3 y todas ellas responden de forma parecida a las del control analógico, tanto si se trata del modo de corriente como si se trata del modo de tensión y también si las pruebas se llevan a cabo en el dominio temporal o en la respuesta en frecuencia. De la respuesta en frecuencia cerrando el segundo lazo de control se obtuvo un margen de ganancia de 18 dB y un margen de fase de 75° .

El control digital ha brindado la posibilidad de implementar con rapidez ajustes del control sólo modificando unas pocas líneas de código, y esto supone una ventaja sobre un control analógico. Además se ha podido incluir fácilmente, sin añadir electrónica adicional, el mecanismo estudiado en el capítulo 3 sobre la compensación de las figuras de mérito, frecuencia de trabajo del convertidor y rizado de la corriente en el inductor.

Finalmente, en el capítulo 5 se ha realizado una breve introducción de estrategias en *interleaving* y se ha simulado el control ACPOCCFF digital con una estrategia *master-slave interleaving* sobre tres convertidores boost. Las tres figuras de mérito bajo estudio han sido, en primer lugar, la sincronización entre las diferentes plantas *boost*. En segundo lugar, la frecuencia de cada convertidor (que debería ser constante) y, en último lugar, el valor medio del rizado de la corriente de entrada (que debería ser nulo). En las simulaciones se ha observado que la sincronización se pierde al cambiar de consigna de corriente, debido a la estrategia *master-slave* sobre el control ACPOCCFF. Como consecuencia de la pérdida de sincronización entre los convertidores, el rizado de la corriente media de entrada no ha sido nulo, pero sí menor que si hubiera una sola etapa conduciendo la misma corriente; de ahí la ventaja de implementar sistemas en *interleaving*, entre otras. Por su lado, la frecuencia de trabajo de cada convertidor se ha mostrado constante.

6.2 Trabajos futuros

En el capítulo 2 se realizó un estudio del conjunto control-convertidor con la formulación continua. Sería de interés realizar un estudio similar para el control digital del capítulo 4. El modelo utilizado tiene unos pasos intermedios que son una formulación discreta, que encajaría con un control digital.

Una de las aplicaciones de los convertidores *boost* es la de trabajar como correctores del factor de potencia (PFC). Se podría comprobar la implementación del control ACPOCCFF en tal aplicación. Existe un estudio previo realizado por El Aroudi et al. [5].

En el capítulo 5 se han realizado simulaciones sobre la implementación del control ACPOCCFF con una estrategia en interleaving. Sería interesante verificar el funcionamiento de éste control con tres plantas boost.

Sería interesante implementar el control ACPOCCFF en otros convertidores, tales como el *buck*, *buck-boost* y SEPIC, entre otros. Con ello comprobaríamos la eficacia de este control sobre un abanico de posibilidades más grande.

6.3 Producción científica derivada del trabajo de tesis

Finalizamos este capítulo con la producción científica de la difusión de este trabajo en diversos congresos nacionales e internacionales y publicaciones.

Congresos:

- Ruiz-Magaz, G.; Giral, R.; Calvente, J.; Vidal-Idiarte, E.; Romero, A., "El modelo continuo aplicado al control en modo de corriente a frecuencia variable acotada" XVII Seminario Anual de Automática, Electrónica Industrial e Instrumentación, SAAEI ,Badajoz, España, Julio 2010.
- Ruiz-Magaz, G.; Giral, R.; Calvente, J.; Vidal-Idiarte, E.; Romero, A., "Regulación de tensión de un convertidor boost, basada en un control de corriente a frecuencia variable acotada" XVIII Seminario Anual de Automática, Electrónica Industrial e Instrumentación, SAAEI ,Badajoz, España, Julio 2011.
- Ruiz-Magaz, G.; Giral, R.; Calvente, J.; Vidal-Idiarte, E.; Romero, A., "Control digital predictivo en modo de corriente para un convertidor elevador" IXX Seminario Anual de Automática, Electrónica Industrial e Instrumentación, SAAEI ,Guimarães-Portugal, Julio 2012. <http://saaei.org/edicion12/program-drs.pt.html - p000058>
- Ruiz-Magaz, G.; Giral, R.; Calvente, J.; Vidal-Idiarte, E.; Romero, A., "Predictive One-Cycle Current Control of a Boost Converter" *Power Electronics and Motion Control Conference*, EPE-PEMC, Novi-Sad-Serbia, September 2012.

Publicaciones:

- Ruiz-Magaz, G.; Giral, R.; Calvente, J.; Vidal-Idiarte, E.; Romero, A., "Predictive One-Cycle Current Control of a Boost Converter" *Power Electronics and Motion Control Conference*, EPE-PEMC, Novi-Sad-Serbia, September 2012.

6.4 Bibliografía

- [1] C. W. Deisch, "Simple Switching Control Method Changes Power Converter Into A Current Source," in *IEEE Power Electronics Specialists Conference* 1978.
- [2] S. Maniktala, "Voltage-Mode, Current-Mode and Hysteretic Control," Microsemi, Ed., ed: Microsemi, 2012, p. 19.
- [3] R. Redl, I. Novak, "Stability Analysis of Constant-frequency Current-mode Controlled Switching Regulators Operating Above 50% Duty Ratio," presented at the PESC, 1982.
- [4] Carlos E. Carrejo, E. Vidal-Idiarte, R. Giral, and L. Martinez-Salamero, "Predictive Digital Interpolation Current Control," in *Power Electronics and Motion Control Conference, 2006. EPE-PEMC 2006. 12th International*, 2006, pp. 857-862.
- [5] A. ElAroudi, R. Giral, J. Maixe, J. Calvente, and L. Martinez-Salamero, "Novel autonomous current mode one-cycle controller for PFC AC-DC pre-regulators," in *Circuit Theory and Design, 2005. Proceedings of the 2005 European Conference on*, 2005, pp. III/51-III/54 vol. 3.

A. Anexo: Esquema del control ACPOCCFF.

En este anexo se muestra una fotografía de cómo queda la placa del control ACPOCCFF y el esquema en OrCAD de la misma. También se adjunta un desglose por partes entre quien es quien en la simulación PSIM y el esquema teórico del OrCAD.

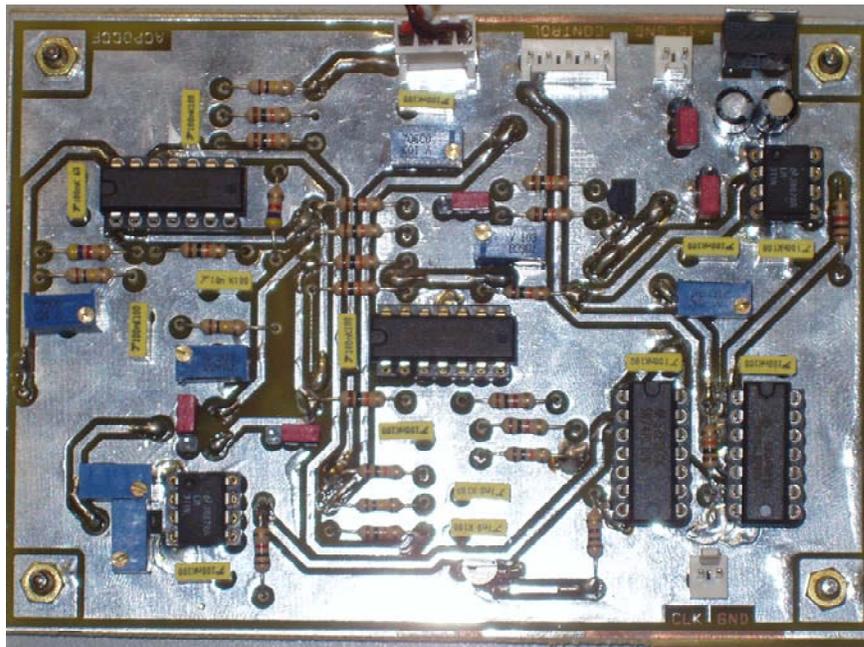
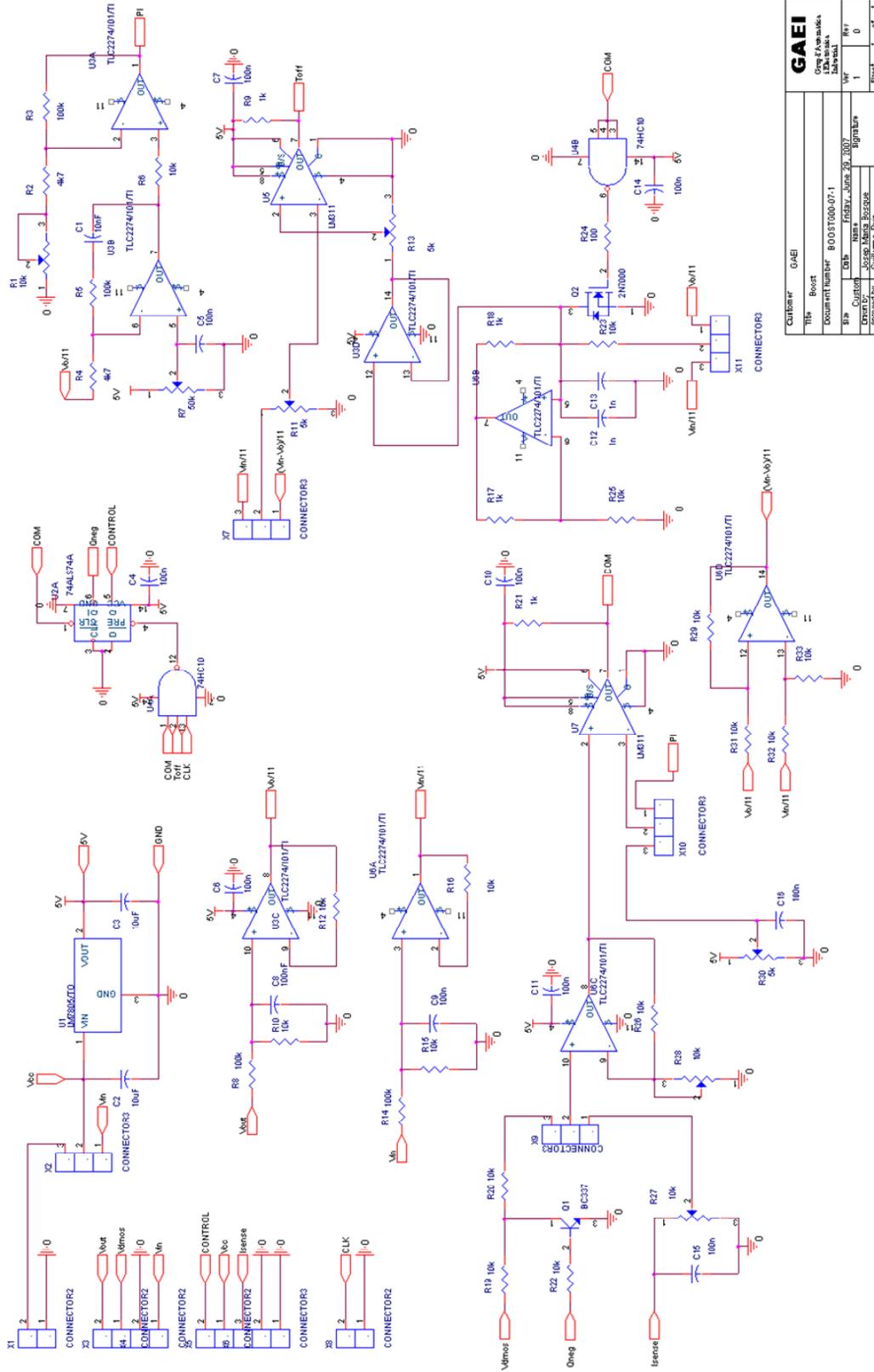


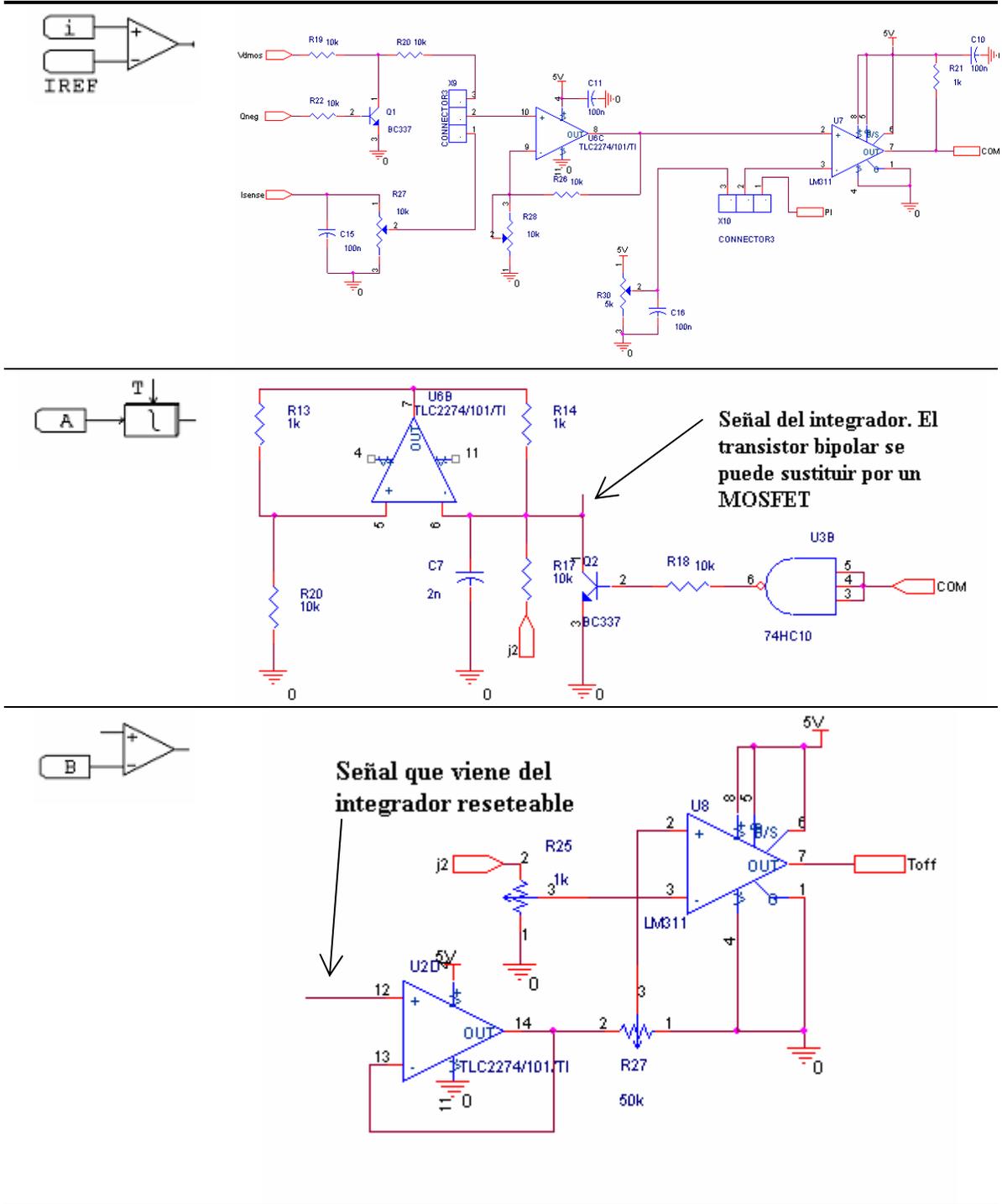
Figura 6-1 Fotografía de la placa de control ACPOCCFF

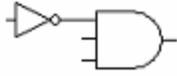


Customer	GAEI
Title	Report
Document Number	BOOST000-07-1
Doc. No.	ESBVR_June_20_2007
Rev	1
Drawn by	José María Boscque
Approved by	Guillermo Ros
Sheet	1 of 1

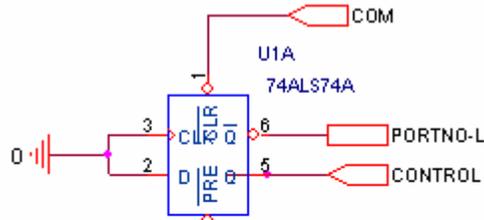
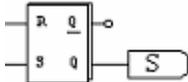
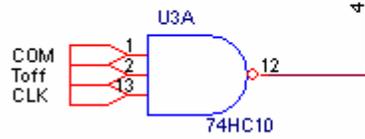
Figura Esquema teórico del prototipo experimental del control ACPOCCFF.

Tabla Bloques del control ACPOCCFF implementados con el circuito real.

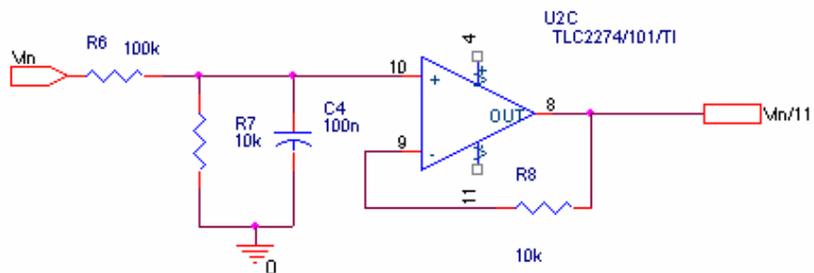
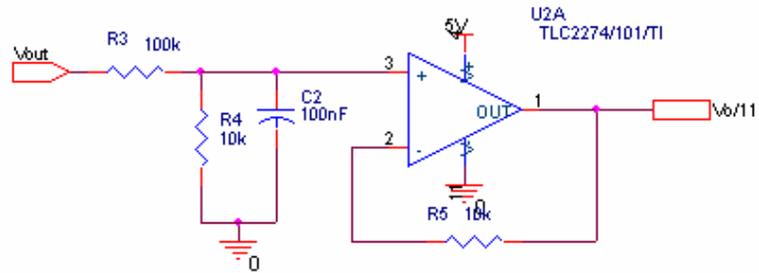




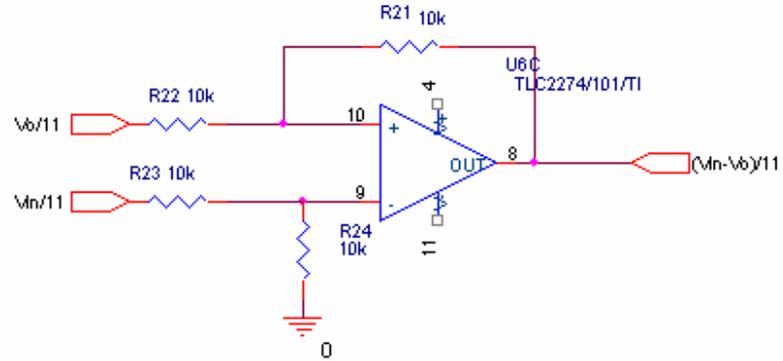
Señal que va al Preset del FF D



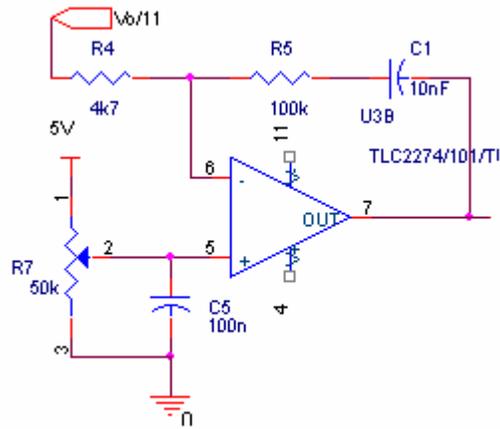
Señal que proviene de la puerta NAND



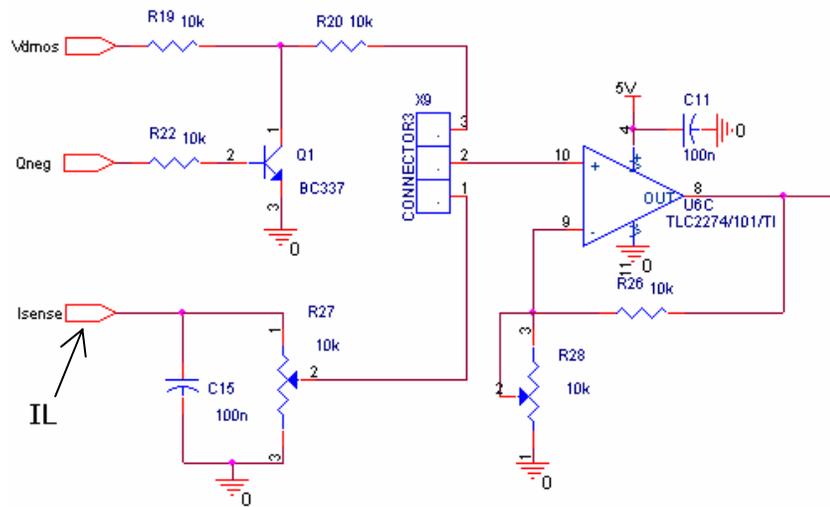
A
B



Kv
PI
Tau



iL



B. Anexo: Algunas consideraciones de programación en lenguaje C/C++.

Un modificador de variables mal comprendido: *volatile*.³

Un detalle a la hora de declarar las variables en el lenguaje C/C++ es el uso del modificador *volatile*. Con este modificador *volatile*, le decimos al compilador que se puede cambiar el valor de una variable de forma no explícita en el programa. Por lo tanto el modificador *volatile* nos será útil para declarar objetos en la memoria compartida que puedan ser accedidos por múltiples procesos, por áreas de datos utilizados por mecanismos de comunicación, por hardware en general y/o por interrupciones.

Cuando una variable es declarada de tipo *volatile*, el compilador recarga el valor de la variable desde la memoria cada vez que el programa lo necesite en una sentencia. Esto sin embargo reduce las optimizaciones, el programa es un poco más largo (una línea más de código en ensamblador). De todas formas con el uso de este modificador nos aseguramos que el valor de una variable, si cambia por la razón que sea, este valor se actualizará.

Los dos ejemplos de código referidos en la Tabla B-1, nos sirven para ver el mecanismo del parámetro *volatile*.

³ El autor quiere poner énfasis en el hecho que no utilizar el modificador *volatile* o las opciones adecuadas del optimizador del compilador, podría redundar en un mal funcionamiento del programa, sin saber el programador el porqué de ese desaguado (Este anexo es en agradecimiento a Henry Plée por su magnífica obra “L'Art sublime et ultime des *points vitaux*” (Budo Éditions, 1998)).

Tabla B-1 Diferencias en el código C y su equivalente en ensamblador en el uso o no del operador volatile. El compilador utilizado es el de Texas Instruments integrado en el entorno CCS 5.4.0.

<i>Sin volatile</i>	<i>Con volatile</i>
Código C	Código C
<pre>static int foo; void bar(void) { foo = 0; while (foo != 255); }</pre>	<pre>static volatile int foo; void bar (void) { foo = 0; while (foo != 255); }</pre>
Código ensamblador	Código ensamblador
<pre>C\$1: CMPB AL, #0xff SBF C\$1, NEQ</pre>	<pre>C\$1: MOV AL, @0x8 CMPB AL, #0xff SBF C\$1, NEQ</pre>
<p>En este caso, el código asume que la comparación se hace con el valor 0xff (255 en decimal), pero no realiza ningún movimiento del contenido de la variable desde su posición en la memoria RAM para compararla con el valor 255. No se podrá realizar una comparación correcta en este caso si la variable es modificada por hardware por ejemplo. La compilación ha asumido un valor final para la variable, OPTIMIZANDO EL CÓDIGO.</p>	<p>En este caso, el código mueve (MOV) el contenido de la variable desde su posición de la memoria RAM hasta el acumulador (dentro del recuadro). Así posteriormente se realiza una comparación con un valor actualizado de la variable.</p>

Siguiendo la Tabla B-1, si no le decimos lo contrario a un compilador, este optimizará el código. La optimización nos reporta una línea menos de código en ensamblador, por lo tanto una ligerísima, mayor rapidez a la hora de ejecutarse. Si la variable es crítica es de obligado cumplimiento para un correcto funcionamiento del programa el uso del modificador *volatile* delante de la declaración de la variable.

Inline o no inline, he ahí la cuestión.

Para la comprensión de un código es útil implementar los algoritmos en funciones. Es también de un gran interés utilizar estas funciones para poder utilizarlas en implementaciones posteriores. Pero hay que tener un cierto cuidado, si tratamos de utilizar funciones en un código que contenga un algoritmo de control de tiempo real, como es nuestro caso.

La llamada a una función siempre requiere salvar los datos de los registros importantes de la CPU y el contador de programa en la pila (*stack*), estas operaciones requieren tiempo, aumentando la latencia entre cambios de contexto. Como el consumo de tiempo es crítico en una aplicación para controlar un convertidor conmutado, una opción a utilizar en la programación de funciones es llamarlas con el modificador *inline*, con ello conseguimos una baja latencia. Las llamadas a funciones *inline* no consumen tiempo, ya que el compilador hace una copia exacta del código de la función desde donde se ha llamado. En la siguiente tabla se muestra un ejemplo en el cual se contrasta la diferencia entre dos códigos utilizando o no el parámetro *inline*.

<i>Sin inline</i>	<i>Con inline</i>
<pre>#define PI 3.1415 float volume_sphere(float r); //////////////////////////////////// int main(void) { volatile float volume,radius;</pre>	<pre>#define PI 3.1415 inline float volume_sphere(float r); //////////////////////////////////// int main(void) { volatile float volume,radius;</pre>

<pre> radius=5.0; volume = volume_sphere(radius); return 0; } //////////////////////////////////// float volume_sphere(float r) { return 4.0/3.0 * PI * r * r * r; } </pre>	<pre> radius=5.0; volume = volume_sphere(radius); return 0; } //////////////////////////////////// inline float volume_sphere(float r) { return 4.0/3.0 * PI * r * r * r; } </pre>
<pre> { main: ADDB SP, #4 radius=5.0; MOVIZ R0, #0x40a0 MOV32 *-SP[4], R0H volume = volume_sphere(radius); MOV32 R0H, *-SP[4], UNCF LCR volume_sphere //llamada a función MOV32 *-SP[2], R0H return 0; MOVB AL, #0x0 } SUBB SP, #4 </pre>	<pre> { main: ADDB SP, #4 radius=5.0; MOVIZ R0, #0x40a0 MOV32 *-SP[4], R0H volume = volume_sphere(radius); MOVIZ R1, #0x4086 MOVXI R1H, #0x98f MOV32 R0H, *-SP[4], UNCF MPYF32 R1H, R1H, R0H NOP MPYF32 R1H, R0H, R1H NOP </pre>

<pre> LRETR { volume_sphere: //función volume_sphere ADDB SP, #2 MOV32 *-SP[2], R0H return 4.0/3.0 * PI * r * r * r; MOVIZ R0, #0x4086 MOV32 R1H, *-SP[2], UNCF MOVXI R0H, #0x98f MPYF32 R0H, R1H, R0H NOP MPYF32 R0H, R1H, R0H NOP MPYF32 R0H, R1H, R0H } SUBB SP, #2 LRETR </pre>	<pre> MPYF32 R0H, R0H, R1H NOP MOV32 *-SP[2], R0H return 0; MOVB AL, #0x0 } </pre>
--	---

De todas formas, el uso de *inline* tampoco debe ser abusivo y es más, el compilador podría no aceptar una función de este tipo. Esta última decisión deberá revisarla el programador en las opciones del compilador, normalmente en el apartado de optimización.

Activación de la FPU para realizar operaciones en coma flotante.

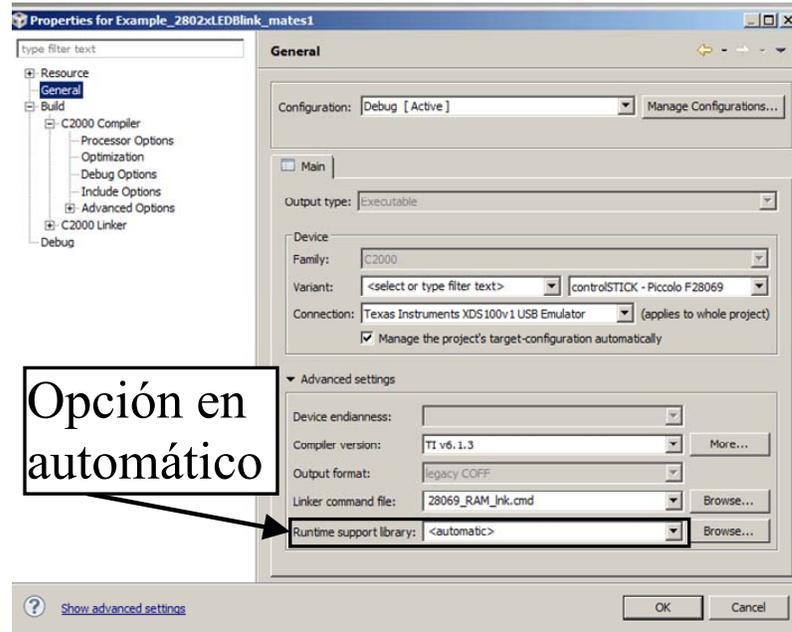
Para la realización de cálculos que requieran el uso de la FPU (Unidad de coma flotante) de la DSC F28335, se ha de activar en las opciones del compilador. Si no se activa, por defecto los cálculos se realizarán en coma fija, aumentando considerablemente el código en ensamblador.

El siguiente ejemplo es una simple multiplicación con números decimales y nos sirve de ejemplo para observar las diferencias con y sin FPU. Se omite parte del código tanto en C como en ensamblador. La multiplicación sin FPU da como resultado 74 líneas, frente a las 5 líneas en ensamblador con el uso de la FPU.

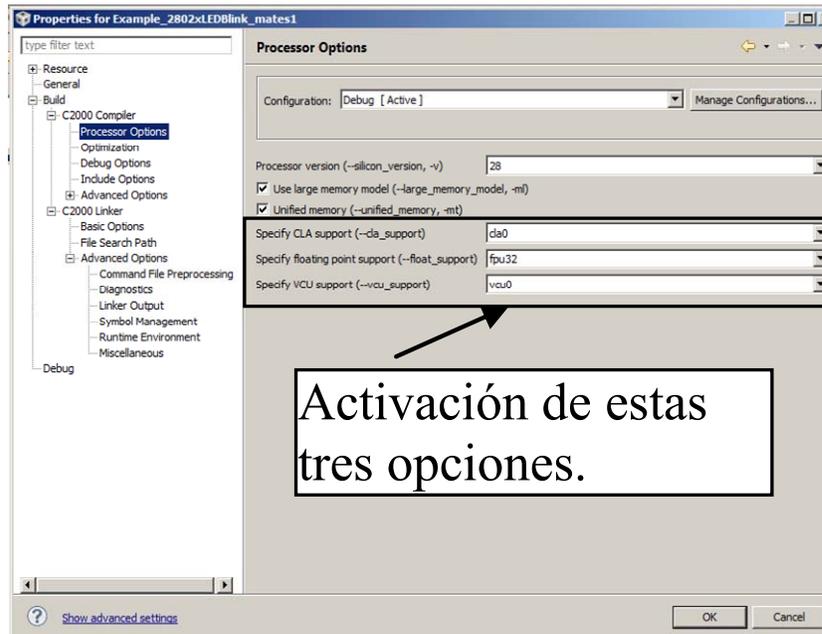
<se omite parte del código> float i=1.0; float k=0.0; for(;;) { k=i*i; } //fin bucle for //fin de main <se omite parte del código>	
Código en ensamblador activando la FPU en las opciones del compilador.	Código en ensamblador funcionando en coma fija.
<se omite parte del código> C\$1: MOV32 R0H, *-SP[2], UNCF MOV32 R1H, *-SP[2], UNCF MPYF32 R0H, R1H, R0H NOP MOV32 *-SP[4], R0H SB C\$1, UNC //fin de main <se omite parte del código>	<se omite parte del código> C\$1: MOVL ACC, *-SP[4] SPM #0 MOVL *-SP[2], ACC MOVL ACC, *-SP[4] LCR FSS\$MPY MOVL *-SP[6], ACC SB C\$1, UNC //fin de main <se omite parte del código>

Opciones del compilador para el uso de la FPU

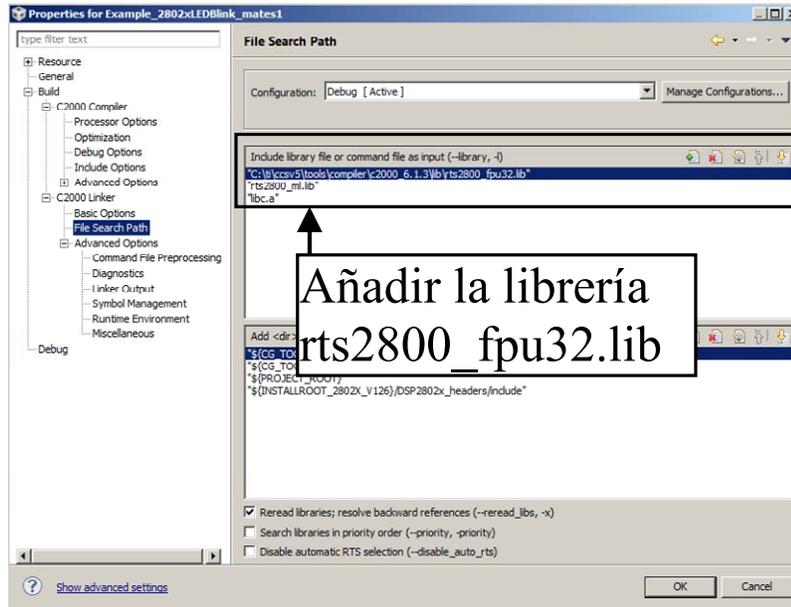
Los parámetros que se muestran a continuación son para activar la FPU de la familia DSC TMS320F28xxx de Texas Instruments.



La Runtime support library la dejamos en modo automático (Opciones generales del compilador).



Opciones específicas del compilador, hay que activar las tres opciones del recuadro.



Hay que añadir la librería rts2800_fpu32.lib y ponerla como primera opción (Opciones específicas del enlazador o Linker).

Desglose del código en ensamblador de la subrutina para la multiplicación en coma fija.

Código ensamblador correspondiente a la subrutina de multiplicación en coma fija del ejemplo de la sección sin activación de la FPU de la DSC TMS320F28335 y familia. Se quiere poner de manifiesto con este código, que no activar la FPU tiene un costo muy elevado.

FSS\$MPY:		
MOVL	*SP++, XAR0	(viene de la columna anterior)
MOVL	*SP++, XAR1	SFR ACC, 16
MOVL	*SP++, XAR2	ADDL ACC, @P
MOVL	*SP++, XAR3	MOVL P, ACC
ADDB	SP, #2	MOV T, *-SP[1]
CLRC	SXM	MPYU ACC, T, @AR0
TEST	ACC	ADDL ACC, @P
SB	69, EQ	MPYU P, T, @AR1
MOVZ	AR4, @AH	ADD ACC, @PL << 16
ANDB	AH, #0x7f	ADDB ACC, #64
ADD	@AH, #128	SB 4, GEQ
MOVL	*-SP[2], ACC	SFR ACC, 1
MOV	AH, @AR4	ADD @AR7, #1
LSR	AH, 7	MOVL P, ACC
MOVZ	AR4, @AH	MOV AH, @AR7
MOVL	ACC, *-SP[14]	SB 25, LEQ
SB	59, EQ	ADD @AH, #-255
MOVZ	AR5, @AH	SB 17, GEQ
ANDB	AH, #0x7f	MOVL @ACC, P
ADD	@AH, #128	SFR ACC, 7
MOVZ	AR1, @AH	ANDB AH, #0x7f
MOVZ	AR0, @AL	MOVZ AR3, @AH
MOV	AH, @AR5	MOVZ AR2, @AL
LSR	AH, 7	MOV ACC, @AR6 << 16
MOVZ	AR5, @AH	ADD AH, @AR7
MOV	AH, @AR4	LSL AH, 7
XOR	AH, @AR5	ADDCU ACC, @AR2
AND	@AH, #0x0100	ADD AH, @AR3
MOV	@AR6, AH	SUBB SP, #2
AND	@AR4, #0x00ff	MOVL XAR3, *--SP
AND	@AR5, #0x00ff	MOVL XAR2, *--SP
SUBB	XAR4, #127	MOVL XAR1, *--SP
MOV	AL, @AR4	MOVL XAR0, *--SP
ADD	AL, @AR5	LRETR
MOV	@AR7, AL	// fin de FSS\$MPY:
SB	47, LT	//retorno al programa principal
ADD	@AL, #-255	
SB	39, GT	
MOV	T, *-SP[2]	
MPYU	ACC, T, @AR0	
MPYU	P, T, @AR1	
(continúa en la siguiente columna)		

Código en lenguaje C del bloque DSCcontrol.

Código C para el bloque DSCcontrol del simulador PSIM en el control ACPOCCFF digital con el lazo de tensión cerrado.

```
// v9_2
////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////
////////////////////////////////////////////////////////////////
////codigo para emular la dsc f28335 de ti
////necesito varias variables, entre ellas:
//// t es el tiempo y delt el paso de integración (time step) del PSIM
//// Las variables que no queramos que PSIM inicialize en cada time step deberan
////ser de tipo static
////este programa esta fuertemente tipado al paso de integración (6.66666E-009 )
////si se cambia el time step, cambian todas las ktes que tenga de contadores
//creamos variables
static int p,ciclos,pasaOK;
static float i, starter, count;
static float il, il1, vin, vout;
static float resto_ton, T = 2273, resto_toff; //T=15 us lo pongo en su equivalente
//del numero de cuentas
static float IREF = 2.72,IREFold;
//defino las variables del control PI digital con polo adicional
static float m,m_k1,m_k2,e_k,e_k1,e_k2;

//las x? Son las entradas del bloque de psim, estan numeradas empezando desde
//arriba que es la 1 y va siguiendo
vin = x2;
vout = x3;
IREF = x4;
count++;

ciclos++;
////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////
//captura de IREFold para condiciones iniciales
if (ciclos == 20)
    {
        IREFold = IREF;
    }
////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////
if (count < 182)
    {
        il1 = x1;
        IREF = x4;
        if ((IREF < il1)) {
            i = 0;
            resto_ton = 0;
        }
        else{
            y3 = 1;
            i = 1;
        }
    }
}
```

```

    }
}

else if (count < 183)
{
    il1 = x1;
    IREF = x4;

    if ((IREF < il1))
    {
        i = 0;
        resto_ton = 0;
    }
    else{
        y3 = 1;
        i = 1;
    }
}

//el siguiente if else cuenta absoluta desde el inicio del ciclo, por lo tanto
//he de sumarle 182+1+152=335
else if (count < 335)
{
    //////////////////////////////////////
    if (IREF == IREFold) IREF = x4;
    else {
        if (count == resto_toff + (resto_ton + 336 + 1))
        {
            IREF = x4;
            IREFold = IREF;
        }
    }
    il = x1;
    if ((IREF < il))
    {
        i = 0;
        resto_ton = 0;
        y3 = 0;
    }
    else{
        y3 = 1;
        i = 1;
    }
}

else if (count < 336)
{
    //////////////////////////////////////
    if (IREF == IREFold) IREF = x4;
    else {
        if (count == resto_toff + (resto_ton + 336 + 1))
        {
            IREF = x4;
            IREFold = IREF;
        }
    }
}

////////////////////////////////////

```

```

if ((IREF < il))
{
    i = 0;
    resto_ton = 0;
}
else {
    //////////////////////////////////////
    VO_11=x3;
    //guardo las corrientes anteriores para calcular el PI digital
    m_k2=m_k1;
    m_k1=IREF;
    //guardo los errores anteriores para calcular el PI digital
    e_k2=e_k1;
    e_k1=e_k;
    e_k=VREF-VO_11;
    //calculo el PI digital m, que será realmente la nueva IREF
    m=1.6*m_k1-0.6*m_k2+0.642*e_k+0.02086*e_k1-0.6212*e_k2;
    IREF=m;
    //////////////////////////////////////
    resto_ton = 152 * ((IREF - il) / (il - il1)); //152 cuentas son 1 us, entre muestras
    y3 = 1;
    i = 1;
}
else if (count < (resto_ton + 336))
{
    if (i == 0)
    {
        y3 = 0;
    }
    else {
        y3 = 1;
    }
}
/////Seccion que controla el TOFF
else if (count < (resto_ton + 336 + 1))
{
    resto_toff = T*vin / vout;
    y3 = 0;
}
else if (count < resto_toff + (resto_ton + 336 + 1))
{
    y3 = 0;
}
else {
    count = 0;
    resto_ton = 0;
    resto_toff = 0;
}

```

Código C en la DSC.

El siguiente código en lenguaje C es el implementado en la DSC TMS320F28335. Corresponde al control en modo de tensión, por lo tanto están cerrados los dos lazos, corriente y tensión.

```
// TI File $Revision: /main/4 $
// Checkin $Date: 5 abril 2011 23:29 $
#####
//ES LA VERSION 3
// FILE: Example_2833xAdcSeqModeTest_15.c
//
// TITLE: DSP2833x ADC Seq Mode Test.
//
// ASSUMPTIONS:
//
// This program requires the DSP2833x header files.
//
// Make sure the CPU clock speed is properly defined in
// DSP2833x_Examples.h before compiling this example.
//
// Connect the signal to be converted to channel A0, A1, A3.
//
// As supplied, this project is configured for "boot to SARAM"
// operation. The 2833x Boot Mode table is shown below.
// For information on configuring the boot mode of an eZdsp,
// please refer to the documentation included with the eZdsp,
//
// $Boot_Table:
//
// GPIO87 GPIO86 GPIO85 GPIO84
// XA15 XA14 XA13 XA12
// PU PU PU PU
// =====
// 1 1 1 1 Jump to Flash
// 1 1 1 0 SCI-A boot
// 1 1 0 1 SPI-A boot
// 1 1 0 0 I2C-A boot
// 1 0 1 1 eCAN-A boot
// 1 0 1 0 McBSP-A boot
// 1 0 0 1 Jump to XINTF x16
// 1 0 0 0 Jump to XINTF x32
// 0 1 1 1 Jump to OTP
// 0 1 1 0 Parallel GPIO I/O boot
// 0 1 0 1 Parallel XINTF boot
// 0 1 0 0 Jump to SARAM <- "boot to SARAM"
// 0 0 1 1 Branch to check boot mode
```

```

//      0      0      1      0  Boot to flash, bypass ADC cal
//      0      0      0      1  Boot to SARAM, bypass ADC cal
//      0      0      0      0  Boot to SCI-A, bypass ADC cal
//
//      Boot_Table_End$
//
// DESCRIPTION:
//
// Canal A0 es convertido para la corriente (ILensed)
// Canal A1 es convertido para la tension de entrada (vi_11)
// Canal A2 es convertido para la tension de salida (vo_11)
//
// Watch Variables:
//
//      ILensed, vi_11, vo_11.
//#####
//
// Original source by: S.S.
// Modificado por: guillermo ruiz magaz
// $TI Release: DSP2833x/DSP2823x C/C++ Header Files V1.31 $
// $Release Date: August 4, 2010 $
//#####

//lineas añadidas despues de leer el pdf spraan9a.pdf pag 23
//
// Specify a High-Priority Interrupt:
// This interrupt cannot itself be interrupted
//
#pragma INTERRUPT (cpu_timer0_isr, HPI)

#include "DSP28x_Project.h" // Device Headerfile and Examples Include File

// ADC start parameters
#if (CPU_FRQ_150MHZ) // Default - 150 MHz SYSCLKOUT
#define ADC_MODCLK 0x3 // HSPCLK = SYSCLKOUT/2*ADC_MODCLK2 = 150/(2*3) =
25.0 MHz
#endif
#if (CPU_FRQ_100MHZ)
#define ADC_MODCLK 0x2 // HSPCLK = SYSCLKOUT/2*ADC_MODCLK2 = 100/(2*2) =
25.0 MHz
#endif
#define ADC_CKPS 0x0 // ADC module clock = HSPCLK/2*ADC_CKPS = 25.0MHz/(1*2)
= 12.5MHz
#define ADC_SHCLK 0x1 // S/H width in ADC module periods = 16 ADC clocks
#define AVG 1 // Average sample limit
#define ZOFFSET 0x00 // Average Zero offset
#define BUF_SIZE 2048 // Sample buffer size

// Global variable for this example
volatile Uint16 ILsensed=0; //corriente sensada del inductor
volatile Uint16 vi_11=0; //voltage de entrada
volatile Uint16 vo_11=0; //voltage de salida
volatile Uint16 ILsensed1=0; //variable intermedia para calcular el Ton

```

```

volatile Uint16 T=15;          //T es el periodo que deseamos mantener constante
                               //el T no hay que ponerlo en 15e-6, ya que los tiempos que
calcularemos                  //están en esa base

volatile float numI=0,denI=0;
volatile float numV=0,denV=0;
volatile int controlQ=0;
volatile float32 calculo_resto_ton=0;
volatile float calculo_toff=0;
volatile Uint16 IREF=19040;//el 1190 sin rotar corresponde a 19040 el max es 65536 =3 V, si lo
rotamos 4 veces a la derecha son 4092=3 V

volatile int dentro=0;
volatile float i=0;
volatile int atencion_interrupt=0;
volatile Uint32 tiempo;
volatile int cambioIREF=0;

interrupt void cpu_timer0_isr(void);
interrupt void cpu_timer1_isr(void);

main()
{

// Step 1. Initialize System Control:
// PLL, WatchDog, enable Peripheral Clocks
// This example function is found in the DSP2833x_SysCtrl.c file.
  InitSysCtrl();

// Specific clock setting for this example:
  EALLOW;
  SysCtrlRegs.HISPCP.all = ADC_MODCLK; // HSPCLK = SYSCLKOUT/ADC_MODCLK
  EDIS;

// Step 2. Initialize GPIO:
// This example function is found in the DSP2833x_Gpio.c file and
// illustrates how to set the GPIO to it's default state.
// InitGpio(); // Skipped for this example
// Enable the pin GPIO34 as output
  EALLOW;
  GpioCtrlRegs.GPBMUX1.bit.GPIO34 = 0; // GPIO pin
  GpioCtrlRegs.GPBDIR.bit.GPIO34 = 1; // Output pin
  //añado dos puertos mas de salida que serán para debugger
  GpioCtrlRegs.GPAMUX1.bit.GPIO0 = 0;
  GpioCtrlRegs.GPADIR.bit.GPIO0 = 1;
  GpioCtrlRegs.GPAMUX1.bit.GPIO2 = 0;
  GpioCtrlRegs.GPADIR.bit.GPIO2 = 1;
  //fin dos puertos añadidos

  EDIS;

```

```

// Step 3. Clear all interrupts and initialize PIE vector table:
// Disable CPU interrupts
DINT;

// Initialize the PIE control registers to their default state.
// The default state is all PIE interrupts disabled and flags
// are cleared.
// This function is found in the DSP2833x_PieCtrl.c file.
InitPieCtrl();

// Disable CPU interrupts and clear all CPU interrupt flags:
IER = 0x0000;
IFR = 0x0000;

// Initialize the PIE vector table with pointers to the shell Interrupt
// Service Routines (ISR).
// This will populate the entire table, even if the interrupt
// is not used in this example. This is useful for debug purposes.
// The shell ISR routines are found in DSP2833x_DefaultIsr.c.
// This function is found in DSP2833x_PieVect.c.
InitPieVectTable();
// Interrupts that are used in this example are re-mapped to
// ISR functions found within this file.
EALLOW; // This is needed to write to EALLOW protected registers
PieVectTable.TINT0 = &cpu_timer0_isr;
PieVectTable.XINT13 = &cpu_timer1_isr;
EDIS; // This is needed to disable write to EALLOW protected registers

// Step 4. Initialize all the Device Peripherals:
// This function is found in DSP2833x_InitPeripherals.c
// InitPeripherals(); // Not required for this example
InitCpuTimers();
InitAdc(); // For this example, init the ADC

// Specific ADC setup for this example:
AdcRegs.ADCTRL1.bit.ACQ_PS = ADC_SHCLK;
AdcRegs.ADCTRL3.bit.ADCCLKPS = ADC_CKPS;
AdcRegs.ADCTRL1.bit.SEQ_CASC = 0; // 1 Cascaded mode, lo pongo a cero sin modo
cascada
AdcRegs.ADCCHSELSEQ1.bit.CONV00 = 0x0;
//codigo guillermo
AdcRegs.ADCMAXCONV.all=0x2; // tres conversiones
AdcRegs.ADCCHSELSEQ1.bit.CONV01 = 0x1; //añado dos conversiones mas la 1 y la 2
AdcRegs.ADCCHSELSEQ1.bit.CONV02 = 0x2;
//fin codigo guillermo
//modificacion para v15, lo pongo a cero
AdcRegs.ADCTRL1.bit.CONT_RUN = 0; // Setup continuous run

// Step 5. User specific code, enable interrupts:
// Enable CPU int1 which is connected to CPU-Timer 0 and int13 to CPU-Timer 1

```

```

IER |= M_INT1;
IER |= M_INT13;

//Enable TINT0 in the PIE: Group 1 interrupt 7
PieCtrlRegs.PIEIER1.bit.INTx7 = 1;

// Enable global Interrupts and higher priority real-time debug events:
EINT; // Enable Global interrupt INTM
ERTM; // Enable Global realtime interrupt DBGM
////fin codigo enable timer
////inicio enable el ADC
    AdcRegs.ADCTRL2.all = 0x2000;
////fin enable el ADC

// Step 6. inicializo el sistema con el mosfet en OFF

//mosfet OFF
GpioDataRegs.GPBCLEAR.bit.GPIO34 = 1; //Set GPIO down
ConfigCpuTimer(&CpuTimer0, 150,10 );//10000000

//añado el timer1 para generar cambio de consigna de la IREF
ConfigCpuTimer(&CpuTimer1, 150, 1000);
CpuTimer1Regs.TCR.all = 0x4001; // Use write-only instruction to set TSS bit = 0
StopCpuTimer1();//parar timer1 si no vamos a hacer cambio de referencia de corriente
//rutina para llevar al convertidor a un inicio estable
//duty al 50%
for(i=0;i<1000000;i++)
{
GpioDataRegs.GPBSET.bit.GPIO34 = 1; //Set GPIO high
DELAY_US(7);
GpioDataRegs.GPBCLEAR.bit.GPIO34 = 1; //Set GPIO down
DELAY_US(7);
}
////////////////////////////////////
////////////////////////////////////
//bucle infinito hasta que no vengan peticiones de interrupción.
for(;;)
{
    controlQ=0;
    atencion_interrupt=0;
//Q en ON
GpioDataRegs.GPBSET.bit.GPIO34 = 1; //Set GPIO high

//retardo para eliminar posibles oscilaciones de la corriente sensada
DELAY_US(1.25);

//primera lectura de la corriente, ILSensed1 y voltajes
//Tomo lectura ADC
AdcRegs.ADCTRL2.bit.SOC_SEQ1 = 1;//enable el ADC desde el SOC del SEQ1
while (AdcRegs.ADCST.bit.INT_SEQ1== 0) {} // Wait for interrupt

```

```

ILsensed = AdcRegs.ADCRESULT0;
vi_11 = AdcRegs.ADCRESULT1;
vo_11 = AdcRegs.ADCRESULT2;
AdcRegs.ADCST.bit.INT_SEQ1_CLR = 1;
AdcRegs.ADCTRL2.bit.RST_SEQ1 = 1;    // Reset SEQ1
//fin lectura ADC
DELAY_US(0.25);
ILsensed1=ILsensed;
//segunda lectura de la corriente, ILsensed y voltajes
//Tomo lectura ADC

AdcRegs.ADCTRL2.bit.SOC_SEQ1 = 1;//enable el ADC desde el SOC del SEQ1
while (AdcRegs.ADCST.bit.INT_SEQ1== 0) {} // Wait for interrupt
ILsensed = AdcRegs.ADCRESULT0;
vi_11 = AdcRegs.ADCRESULT1;
vo_11 = AdcRegs.ADCRESULT2;
AdcRegs.ADCST.bit.INT_SEQ1_CLR = 1;
AdcRegs.ADCTRL2.bit.RST_SEQ1 = 1;    // Reset SEQ1

    if (ILsensed>IREF) {
        GpioDataRegs.GPBCLEAR.bit.GPIO34 = 1; //Set GPIO down
        controlQ=1;
    }
    numI=IREF-ILsensed;
    if (ILsensed1>ILsensed) {
        GpioDataRegs.GPBCLEAR.bit.GPIO34 = 1;
        controlQ=1;//Set GPIO down
    }
    denI=ILsensed-ILsensed1;
    switch (controlQ)
    {
    case 0:
        {
            calculo_resto_ton=numI/denI;
            calculo_resto_ton=calculo_resto_ton*0.5;
            calculo_resto_ton=calculo_resto_ton-2;

            if (calculo_resto_ton>10.0)
            {
                StopCpuTimer0();//esta linea la he sacado de DSP2833x_CpuTimers.h
                DELAY_US(10);
                atencion_interrupt=2;// no hace falta esperar a la interrupcion
            }
            else if (calculo_resto_ton>1.0)
            {
                //inicio en caso de perturbacion cambioIREF
                if (cambioIREF==1)
                {
                    StopCpuTimer0();//esta linea la he sacado de DSP2833x_CpuTimers.h
                    DELAY_US(15);//tiempo máximo de 9 us
                    atencion_interrupt=2;// no hace falta esperar a la interrupcion
                }
            }
        }
    }

```

```

        cambioIREF=0;
    }
    else
    {
        GpioDataRegs.GPASET.bit.GPIO2 = 1; // on GPIO2
        ConfigCpuTimer(&CpuTimer0, 150, calculo_resto_ton );
        GpioDataRegs.GPACLEAR.bit.GPIO2 = 1; //Set GPIO down
        StartCpuTimer0();//esta linea la he sacado de DSP2833x_CpuTimers.h

        atencion_interrupt=1;
        }//fin condicion cambioIREF
    }

    else
    {
        DELAY_US(0.5);//tiempo mínimo
        atencion_interrupt=2;// no hace falta esperar a la interrupcion
    }
    break;
} //fin case 0
case 1:
{
    atencion_interrupt=2;
    break;
} //fin case 1
} //fin switch

//estaremos en un bucle hasta que no entremos en la atencion a la interrupcion
//si entramos en la interrupcion se incrementara la variable
// y podremos salir del bucle
while(atencion_interrupt!=2){
    asm(" IDLE");
}
//ponemos a off el transistor
GpioDataRegs.GPBCLEAR.bit.GPIO34 = 1; //Set GPIO down

DELAY_US(1);//tiempo para que llegue realmente hasta el final de la corriente

AdcRegs.ADCTRL2.bit.SOC_SEQ1 = 1;//enable el ADC desde el SOC del SEQ1
while (AdcRegs.ADCST.bit.INT_SEQ1== 0) {} // Wait for interrupt
ILsensed = AdcRegs.ADCRESULT0;
vi_11 = AdcRegs.ADCRESULT1;
vo_11 = AdcRegs.ADCRESULT2;

AdcRegs.ADCST.bit.INT_SEQ1_CLR = 1;
AdcRegs.ADCTRL2.bit.RST_SEQ1 = 1; // Reset SEQ1

numV=(T*vi_11);

denV=vo_11;

```


//Funcion para la version en modo de corriente, hay dos valores de IREF, paraque se vayan cambiando entre ellas

```
interrupt void cpu_timer1_isr(void)
```

```
{
```

```
    switch(dentro)
```

```
    {
```

```
    case 0: {
```

```
        GpioDataRegs.GPASET.bit.GPIO0 = 1; // on GPIO2
```

```
        IREF=32000;//rotando son 2000
```

```
        dentro=1;
```

```
        cambioIREF=1;
```

```
        break;
```

```
    }
```

```
    case 1: {
```

```
        GpioDataRegs.GPACLEAR.bit.GPIO0 = 1; // on GPIO2
```

```
        IREF=16000;//rotando son 1000;
```

```
        dentro=0;
```

```
        break;
```

```
    }
```

```
    }//fin switch
```

```
    EDIS;
```

```
} // fin interrupt void cpu_timer0_isr(void)
```

```
//=====
```

```
// No more.
```

```
//=====
```


**Aquest treball es va donar per finalitzat
el dia 27 d'abril de 2015, dia de
Nostra Senyora de Montserrat.**