

LINE-COMMUTATED CONVERTER CONTROL IN DISCONTINUOUS CONDUCTION MODE

Eng. Sebastián Maestri

This Thesis work was submitted to the Electronic Department, School of
Engineering, Universidad Nacional de Mar del Plata on October 9th, 2009, as
partial requirement for the diploma of
PhD in Electronic Engineering

Thesis supervisors:

Eng. Mario Benedetti and PhD. Daniel Carrica

Abstract

The main objective of this Thesis was to develop an analytical control method for line-commutated converters in Discontinuous Conduction Mode (DCM), suitable for high-performance current sources. The particular purpose was to make it with low computational burden in order to allow its on-line implementation in a Digital Signal Processor (DSP).

A theoretical study of line-commutated converters in DCM together with different methods proposed in the bibliography has been made.

The converter and the associated load have been characterized in order to obtain a compensation function that could be implemented in a DSP.

Analytical developments for typical loads have been made, among them: *RLE*, *LC* and *LC* with a linear approximation of capacitor voltage.

The proposed method was verified by means of simulation on a current source. The simulation characteristics were carefully chosen in order to reflect the further practical implementation.

Finally, the method was experimentally tested and validated on a real current source obtaining results comparable to the simulations. The method fully accomplishes the requirements of precision and simplicity of implementation.

CONTROL DE CONVERTIDORES CONMUTADOS POR LÍNEA EN MODO DE CONDUCCIÓN DISCONTINUA

Ing. Sebastián Maestri

Este Trabajo de Tesis fue presentado al Departamento de Electrónica
de la Facultad de Ingeniería de la Universidad Nacional de Mar del Plata
el día 9 de Octubre de 2009, como requisito parcial para la obtención del título
de

Doctor en Ingeniería. Mención Electrónica

Director: Ing. Mario Benedetti

Co-Director: Dr. Daniel Carrica

Índice general

Agradecimientos	XIX
Resumen	XXI
Abstract	XXIII
Nomenclatura	XXV
1. Introducción	1
1.1. Objetivos de la tesis	4
1.2. Organización de la tesis	5
2. Convertidores a tiristores en Modo de Conducción Continua	7
2.1. Características	7
2.1.1. Cálculo de la tensión media de salida $\overline{v_{th}}$	11
2.1.2. Cálculo de la ganancia estática del convertidor	12
2.1.3. Análisis de la amplitud pico a pico de v_{th}	14
2.1.4. Topologías de rectificadores controlados	17
2.2. Comportamiento dinámico del convertidor	21
2.2.1. Modelo Parrish-McVey	23
2.3. Conclusiones del capítulo	26

3. Convertidores a tiristores en Modo de Conducción Discontinua	27
3.1. Introducción	27
3.2. Carga LE	28
3.2.1. Tensión media de salida $\overline{v_{th}}$	29
3.2.2. Ganancia estática del convertidor	30
3.2.3. Corriente de salida $i_L(\omega t)$	31
3.2.4. Corriente media de salida $\overline{i_L}$	32
3.2.5. Relación entre $\overline{i_L}$ y $\overline{v_{th}}$	32
3.3. Carga RLE	34
3.3.1. Tensión media de salida $\overline{v_{th}}$	34
3.3.2. Ganancia estática del convertidor	35
3.3.3. Corriente de salida $i_L(\omega t)$	35
3.3.4. Corriente media de salida $\overline{i_L}$	37
3.3.5. Relación entre $\overline{i_L}$ y $\overline{v_{th}}$	37
3.4. Filtro LC con carga L	40
3.4.1. Tensión media de salida $\overline{v_{th}}$	42
3.4.2. Ganancia estática del convertidor	42
3.4.3. Corriente de salida $i_L(\omega t)$	43
3.4.4. Corriente media de salida $\overline{i_L}$	44
3.4.5. Relación entre $\overline{i_L}$ y $\overline{v_{th}}$	44
3.5. Filtro LC con carga L, aproximación lineal	47
3.5.1. Tensión media de salida $\overline{v_{th}}$	47
3.5.2. Ganancia estática del convertidor	49
3.5.3. Corriente de salida $i_L(\omega t)$	49
3.5.4. Corriente media de salida $\overline{i_L}$	49
3.5.5. Relación entre $\overline{i_L}$ y $\overline{v_{th}}$	50
3.6. Comparación entre modelos	52

3.7. Conclusiones del capítulo	55
4. Método de control de convertidores a tiristores en DCM	57
4.1. Introducción	57
4.2. Método propuesto	59
4.2.1. Estimación de la corriente media de salida	62
4.2.2. Cálculo del ángulo de compensación	62
4.3. Conclusiones del capítulo	67
5. Simulaciones	69
5.1. Implementación en MATLAB/SIMULINK	69
5.1.1. Etapa de potencia	71
5.1.2. Filtrado de ripple - Carga	72
5.1.3. Adquisición de señales	72
5.1.4. Lazos de control	73
5.1.5. Corrección del ángulo de disparo	75
5.2. Resultados de simulaciones	79
5.3. Conclusiones del capítulo	80
6. Resultados Experimentales	83
6.1. Etapa de potencia	83
6.2. Placa de control de tiristores	84
6.3. Dispositivo de cálculo	87
6.4. Adquisición	87
6.4.1. Sensado de tensión	87
6.4.2. Sensado de corriente	89
6.5. Implementación del método propuesto	90
6.5.1. Algoritmo de compensación en DCM	90

6.6. Resultados experimentales	92
6.6.1. Desempeño computacional	92
6.6.2. Desempeño general	93
6.6.3. Desempeño del método para diferentes puntos de operación	97
6.7. Conclusiones del capítulo	112
7. Conclusiones	115
7.0.1. Trabajos futuros	119
Bibliografía	121
Apéndices	125
A. Expresiones matemáticas utilizadas	127
B. Diseño de un sistema de control de corriente digital	129
B.1. Topología	129
B.2. Diseño	130
B.3. Estrategia de control elegida	131
B.4. Lazos de control	134
B.4.1. Lazo de corriente	134
B.4.2. Lazo de tensión	135
B.4.3. Lazo rectificador controlado	140
B.5. Parámetros del sistema discreto	141
B.6. Ejemplo de aplicación	142
B.6.1. Lazo rectificador controlado	144
B.6.2. Lazo tensión sobre la carga	145
B.6.3. Lazo corriente sobre la carga	148

C. Programas de MATLAB	151
C.1. <i>alfa_correct_DSP.m</i>	151
C.2. <i>lin_Dalfa.m</i>	154
C.3. <i>generador_pulsos.m</i>	155
D. Programas implementados en DSP	165
D.1. <i>Main.c</i>	165
D.2. <i>TH_int.c</i>	171
D.3. <i>TH_control.c</i>	176
D.4. <i>discont_correction</i>	180
D.5. <i>Inc_Regulation_Dispatch.c</i>	183
E. Publicaciones	187
E.1. Control de Convertidores Controlados por Fase en Conducción Dis- continua	189
E.2. Digital closed-loop high-speed thyristor firing system for line-commutated converters	195
E.3. Phase-controlled line-commutated converter control in discontinu- ous conduction mode	204
E.4. Implementación Digital de Control de Convertidores Conmutados por Linea en Modo de Conducción Discontinua	213
E.5. Method for Discontinuous Current Mode Compensation of Line- Commutated Converters	220

Índice de Tablas

2.1. Valores de ϕ_0 y ϕ_1 en función de p	10
5.1. Coeficientes de las ecuaciones en diferencias de los controladores. .	75
5.2. Coeficientes de las funciones lineales utilizadas para aproximar la raíz cúbica.	78
6.1. Valores del perfil de corriente.	94
6.2. Resultados obtenidos para t_r constante.	106
6.3. Resultados obtenidos para I_P constante.	112

Índice de figuras

2.1. (a) Convertidor a tiristores con carga RL (b) v_1, v_2 , y v_3 como función de ωt	8
2.2. Relaciones de fase.	9
2.3. Tensión de salida de un convertidor.	11
2.4. Tensión de salida media normalizada, en función de α , en modo CCM.	12
2.5. Análisis de $\hat{v}_{th}$ para $0 < \alpha < \pi/p$	15
2.6. Análisis de $\hat{v}_{th}$ para $\frac{\pi}{p} \leq \alpha \leq \pi - \frac{\pi}{p}$	15
2.7. Análisis de $\hat{v}_{th}$ para $\pi - \frac{\pi}{p} \leq \alpha \leq \pi$	16
2.8. $\hat{v}_{th}$ normalizado en CCM.	17
2.9. (a) Puente de 6 pulsos (b) Diagrama fasorial de tensiones.	17
2.10. Fases - Secuencia de disparos.	18
2.11. (a) Topología serie, 12 pulsos (b) Diagrama fasorial de tensiones. .	20
2.12. Arreglo paralelo con reactor de interfase.	21
2.13. Analogía entre un convertidor a tiristores y un sistema <i>sample and</i> <i>hold</i>	22
2.14. Variación de la tensión de salida en función de un atraso o adelanto del ángulo de disparo.	23
2.15. Magnitud y fase en función de ω del ROC ($\omega_r = \frac{2\pi}{T_r}$).	24
2.16. Efecto de promediación al muestrear y retener.	25

3.1. Caso con carga LE: (a) Modelo. (b) Tensiones y corrientes en un período de conmutación en DCM.	29
3.2. Caso con carga LE: relación entre la tensión y corriente media normalizadas para diferentes ángulos de disparo α	33
3.3. Caso con carga RLE: (a) Modelo. (b) Tensiones y corrientes en un período de conmutación en DCM.	34
3.4. Caso con carga RLE: relación entre la tensión y corriente media normalizadas para diferentes ángulos de disparo α . Azul: $L_f=50\text{mH}$, $R_f=1\Omega$ ($\tau \gg T_r$). Rojo: $L_f=1\text{mH}$, $R_f=5\Omega$ ($\tau \ll T_r$).	40
3.5. Topología con filtro LC y carga RL.	41
3.6. Carga con filtro LC:(a) Modelo. (b) Tensiones y corrientes en un período de conmutación.	41
3.7. Carga con filtro LC: relación entre la tensión y corriente media normalizadas para diferentes ángulos de disparo α . Azul: $L_f=10\text{mH}$, $C=30\text{mF}$ ($\omega_n = 2\pi 9\text{Hz}$). Rojo: $L_f=10\text{mH}$, $C=3\text{mF}$ ($\omega_n = 2\pi 30\text{Hz}$). Verde: $L_f=10\text{mH}$, $C=200\mu\text{F}$ ($\omega_n = 2\pi 110\text{Hz}$).	46
3.8. Carga con filtro LC, aproximación lineal: (a) Modelo. (b) Tensiones y corrientes en un período de conmutación.	48
3.9. Carga con filtro LC, aproximación lineal: relación entre la tensión y corriente media normalizadas para diferentes ángulos de disparo α . Azul: $L_f=10\text{mH}$, $C=30\text{mF}$ ($\omega_n = 2\pi 9\text{Hz}$). Rojo: $L_f=10\text{mH}$, $C=3\text{mF}$ ($\omega_n = 2\pi 30\text{Hz}$). Verde: $L_f=10\text{mH}$, $C=200\mu\text{F}$ ($\omega_n = 2\pi 110\text{Hz}$).	51
3.10. Carga con filtro LC. Relación entre la tensión y corriente media normalizadas para diferentes ángulos de disparo α . $L_f=10\text{mH}$, $C=200\mu\text{F}$ ($\omega_n = 2\pi 110\text{Hz}$). Azul: modelo exacto. Rojo: modelo aproximado.	52

3.11. Error entre modelos. Azul: modelo RLE. Rojo: filtro LC modelo exacto. Verde: filtro LC modelo aproximado.(a) $\tau \gg T_r, \omega_f \ll \omega_r$. (b) $\tau \ll T_r, \omega_f \approx \omega_r$	53
4.1. Convertidor conectado a una carga LE.	59
4.2. Tensiones y corrientes de salida en DCM.	61
4.3. Tensiones y corrientes de salida en DCM con la compensación propuesta.	61
4.4. Tensiones y corrientes de salida del convertidor en DCM en un período $\frac{2\pi}{p}$	63
4.5. Linealización por tramos de la función raíz cúbica. Línea de puntos: función matemática. Línea completa: linealización. (a) General. (b) Zoom para pequeños valores de x.	66
5.1. Sistema de control de corriente implementado en MATLAB/SIMULINK.	70
5.2. Bloque: TGC+Puente. Sistema de disparo de tiristores (TGC) y convertidor.	71
5.3. Bloque: Filtro+carga. Filtro LC y carga inductiva.	72
5.4. Bloque: Adquisición. Adquisición de señales y discretización. . . .	73
5.5. Bloque: Gci_bil. Implementación de la ecuación en diferencias correspondiente al controlador del lazo de corriente.	74
5.6. Simulación sin método de compensación: corriente de referencia y corriente en la carga.	79
5.7. Simulación sin método de compensación: tensión en la carga. . . .	80
5.8. Simulación con método de compensación: corriente de referencia y corriente en la carga.	81
5.9. Simulación con método de compensación: tensión en la carga. . . .	81

6.1. Resultados experimentales. Etapa de potencia utilizada.(a) Convertidor a tiristores y transformador trifásico. (b) Filtro LC y carga inductiva.	85
6.2. Rampa de comparación. (a) p rampas individuales. (b) Generación de p rampas a partir de una general.	86
6.3. Diagrama funcional de la etapa de adquisición.	88
6.4. Diagrama funcional de la etapa de adquisición de tensiones. . . .	88
6.5. Diagrama funcional de la etapa de adquisición de corriente.	90
6.6. Diagrama de flujo. Tareas realizadas durante la interrupción. . . .	91
6.7. Corriente de referencia.	93
6.8. Resultados experimentales. Sin método de compensación: I_{LIM} , corriente de referencia y corriente en la carga.	95
6.9. Resultados experimentales. Sin método de compensación: tensión en la carga.	95
6.10. Resultados experimentales. Con método de compensación: I_{LIM} , corriente de referencia y corriente en la carga.	96
6.11. Resultados experimentales. Con método de compensación: tensión en la carga.	97
6.12. Corriente de referencia.	98
6.13. Resultados sin aplicar el método de compensación para $I_P = 1,5A$ (80 % I_{LIM}). (a) I_o , I_{REF} . (b) I_o , I_{REF} (zoom del tiempo de crecimiento). (c) I_o , I_{REF} (zoom de la llegada al <i>plateau</i>). (d) Error en régimen permanente.	99
6.14. Resultados aplicando el método de compensación para $I_P = 1,5A$ (80 % I_{LIM}). (a) I_o , I_{REF} . (b) I_o , I_{REF} (zoom del tiempo de crecimiento). (c) I_o , I_{REF} (zoom de la llegada al <i>plateau</i>). (d) Error en régimen permanente.	100

6.15. Resultados sin aplicar el método de compensación para $I_P = 0,9A$ (50 % I_{LIM}). (a) I_o , I_{REF} . (b) I_o , I_{REF} (zoom del tiempo de crecimiento). (c) I_o , I_{REF} (zoom de la llegada al <i>plateau</i>). (d) Error en régimen permanente.	101
6.16. Resultados aplicando el método de compensación para $I_P = 0,9A$ (50 % I_{LIM}). (a) I_o , I_{REF} . (b) I_o , I_{REF} (zoom del tiempo de crecimiento). (c) I_o , I_{REF} (zoom de la llegada al <i>plateau</i>). (d) Error en régimen permanente.	102
6.17. Resultados sin aplicar el método de compensación para $I_P = 0,38A$ (20 % I_{LIM}). (a) I_o , I_{REF} . (b) I_o , I_{REF} (zoom del tiempo de crecimiento). (c) Error en régimen permanente.	103
6.18. Resultados aplicando el método de compensación para $I_P = 0,38A$ (20 % I_{LIM}). (a) I_o , I_{REF} . (b) I_o , I_{REF} (zoom del tiempo de crecimiento). (c) I_o , I_{REF} (zoom de la llegada al <i>plateau</i>). (d) Error en régimen permanente.	104
6.19. Resultados sin aplicar el método de compensación para $I_P = 0,19A$ (10 % I_{LIM}). I_o , I_{REF}	105
6.20. Resultados aplicando el método de compensación para $I_P = 0,19A$ (10 % I_{LIM}). (a) I_o , I_{REF} . (b) I_o , I_{REF} (zoom del tiempo de crecimiento). (c) I_o , I_{REF} (zoom de la llegada al <i>plateau</i>). (d) Error en régimen permanente.	105
6.21. Resultados sin aplicar el método de compensación para $t_r = 0,125s$. (a) I_o , I_{REF} . (b) I_o , I_{REF} (zoom del tiempo de crecimiento). (c) Error en régimen permanente.	107

6.22. Resultados aplicando el método de compensación para $t_r = 0,125s$.	
(a) I_o , I_{REF} . (b) I_o , I_{REF} (zoom del tiempo de crecimiento). (c)	
I_o , I_{REF} (zoom de la llegada al <i>plateau</i>). (d) Error en régimen	
permanente.	108
6.23. Resultados sin aplicar el método de compensación para $t_r = 0,25s$.	
I_o , I_{REF}	109
6.24. Resultados aplicando el método de compensación para $t_r = 0,25s$.	
(a) I_o , I_{REF} . (b) I_o , I_{REF} (zoom del tiempo de crecimiento). (c)	
I_o , I_{REF} (zoom de la llegada al <i>plateau</i>). (d) Error en régimen	
permanente.	110
6.25. Resultados sin aplicar el método de compensación para $t_r = 0,5s$.	
I_o , I_{REF}	111
6.26. Resultados aplicando el método de compensación para $t_r = 0,5s$.	
(a) I_o , I_{REF} . (b) I_o , I_{REF} (zoom del tiempo de crecimiento). (c)	
I_o , I_{REF} (zoom de la llegada al <i>plateau</i>). (d) Error en régimen	
permanente.	111
B.1. Fuente de corriente de alta precisión. (a) Topología. (b) Modelo	
simplificado.	130
B.2. Sistema de control de corriente. (a) Etapa de potencia. (b) Refer-	
encia de corriente.	130
B.3. Diagrama en bloques del sistema de control de corriente.	131
B.4. Respuestas de sistemas de primer y segundo orden. (a) Respuesta	
al trapecioide. Línea completa: sistema de primer orden. Línea de	
puntos: sistema de segundo orden. (b) Tensión sobre la carga $v_o(t)$	
y $\frac{dv_o(t)}{dt}$. Línea completa: sistema de primer orden. Línea de puntos:	
sistema de segundo orden.	133

B.5. Diagrama en bloques del lazo de corriente.	134
B.6. Diagrama en bloques del lazo que controla la tensión sobre la carga.	135
B.7. Etapa de filtrado LC.	136
B.8. Diagrama de Bode de $G_f(s)$, con y sin la rama dada por $R_f C_{f_1}$ (azul y verde, respectivamente).	139
B.9. Lazo de control de la tensión de salida del convertidor. (a) Diagrama en bloques. (b) Modelo simplificado.	140
B.10. Diagrama de Bode de magnitud y fase de GH_v sin compensador.	146
B.11. Diagrama de Bode de magnitud y fase de GH_v compensado.	147
B.12. Diagrama de Bode de magnitud y fase de GH_i compensado.	149

Agradecimientos

La realización de esta Tesis ha sido posible gracias a la colaboración de mucha gente. Por eso, intentaré agradecer a todos, sabiendo que seguramente me olvidaré de alguno.

En el plano profesional, me gustaría agradecer a la Universidad Nacional de Mar del Plata, que con sus virtudes y defectos me preparó para ganarme la vida ejerciendo la profesión que me gusta.

Quiero agradecer al Consejo Nacional de Investigaciones Científicas y Técnicas (CONICET), al programa High Energy Physics Latinamerican European Network (HELEN) y al Centre Européenne de Recherche Nucleaire (CERN) por el apoyo económico recibido.

A mis colegas en el Laboratorio de Instrumentación y Control, siempre atentos a solucionar los problemas que pudieran surgir, pero por sobre todo dueños de una calidad humana excelente.

A Mario y Daniel, por haberme guiado en estos años, intentando sacar lo mejor de mí, tanto en lo profesional como en lo humano.

A mis amigos, que hacen que la vida sea un poco más llevadera.

A toda mi familia. A mis padres y hermanos, por haberme soportado los años de grado. A los que veo todas las semanas y a los que veo cada tanto, que saben que son muy importantes para mí. A los que se me fueron hace rato y todavía los extraño.

Finalmente, Cintia, Micaela y Lucía gracias por acompañarme en la vida y haber soportado las largas jornadas de trabajo que culminaron en este Doctorado.

Resumen

El objetivo principal de esta tesis fue desarrollar un método analítico de control de rectificadores a tiristores en Modo de Conducción Discontinua (Discontinuous Conduction Mode, DCM) que fuera aplicable a fuentes de corriente de gran precisión. El propósito particular fue lograr un método de bajo costo computacional para lograr su implementación en tiempo real en un Procesador Digital de Señales (Digital Signal Processor, DSP).

Para ello se realizó un estudio de la operación de los rectificadores controlados en DCM y de los diferentes métodos de compensación existentes en la literatura.

Se modelizó el convertidor y la carga asociada para poder obtener una función de compensación que pudiera ser implementada en un DSP.

Se realizaron desarrollos analíticos del comportamiento de las variables de salida para las cargas típicas. Se obtuvo una formulación original, para el caso de cargas *RLE*, *LC* y *LC con aproximación lineal de la tensión en el capacitor*.

El método de compensación propuesto fue verificado por medio de la simulación de una fuente de corriente. Las características de la simulación fueron cuidadosamente elegidas para reflejar fielmente la implementación práctica que se realizaría a posteriori.

Finalmente, el método fue experimentalmente validado en una fuente de corriente, obteniéndose resultados similares a las simulaciones. La implementación del

método propuesto en lenguaje C fue realizada en un DSP de moderadas prestaciones. El método obtenido cumple ampliamente con los objetivos propuestos de aplicabilidad a fuentes de corriente de precisión y simplicidad de implementación.

Abstract

The main objective of this Thesis was to develop an analytical control method for line-commutated converters in Discontinuous Conduction Mode (DCM), suitable for high-performance current sources. The particular purpose was to make it with low computational burden in order to allow its on-line implementation in a Digital Signal Processor (DSP).

A theoretical study of line-commutated converters in DCM together with different methods proposed in the bibliography has been made.

The converter and the associated load have been characterized in order to obtain a compensation function that could be implemented in a DSP.

Analytical developments for typical loads have been made, among them: RLE , LC and LC with a linear approximation of capacitor voltage.

The proposed method was verified by means of simulation on a current source. The simulation characteristics were carefully chosen in order to reflect the further practical implementation.

Finally, the method was experimentally tested and validated on a real current source obtaining results comparable to the simulations. The method fully accomplishes the requirements of precision and simplicity of implementation.

Nomenclatura

CCM	Continuous Conduction Mode
DCM	Discontinuous Conduction Mode
DSP	Digital Signal Processor
LUT	Look-up Table
HVDC	High Voltage Direct Current
CC	Corriente Continua
CA	Corriente Alterna
ROC	Retenedor de Orden Cero
p	Número de pulsos
ω	Pulsación de línea
$\frac{2\pi}{p}$	Período angular de ripple
ϕ	Ángulo de conmutación natural
α	Ángulo de disparo
γ	Ángulo de conducción
θ_e	Ángulo de extinción
$\Delta\alpha$	Ángulo de compensación en DCM.
$v_{th}(\omega t)$	Tensión de salida del convertidor

$\overline{v_{th}}$	Tensión media de salida del convertidor
E_{MAX}	Tensión máxima de salida del convertidor
E_{DO}	Tensión media máxima de salida del convertidor
v_c	Tensión en el capacitor de filtro/fuerza contraelectromotriz
$i_L(\omega t)$	Corriente de salida del convertidor
$\overline{i_L}$	Corriente media de salida del convertidor
$\hat{i_L}$	Corriente media de salida del convertidor estimada
I_{LIM}	Corriente media límite entre CCM y DCM
I_{REF}	Corriente de referencia
I_o	Corriente sobre la carga
G_c	Compensador de lazo
H	Constante de realimentación
f_s	Frecuencia de muestreo
T_s	Período de muestreo
T_{sv}	Período de muestreo del lazo de regulación de tensión sobre la carga.
T_{si}	Período de muestreo del lazo de regulación de corriente sobre la carga.

Capítulo 1

Introducción

Los convertidores conmutados por línea se utilizan en aplicaciones CA/CC de alta potencia, debido a la gran potencia que pueden manejar los tiristores, a su robustez y a la simplicidad del control. Las aplicaciones más importantes son la transmisión de energía eléctrica de corriente continua en alta tensión (HVDC) [1], el control de motores de CC [2], la motorización de trenes eléctricos [3], los procesos de electrólisis del aluminio y cobre [4] y las fuentes de corriente de altas prestaciones en aceleradores de partículas [5] [6].

Estos convertidores son preferentemente utilizados en condiciones de conducción continua (Continuous Conduction Mode, CCM), situación en la que la corriente de salida del rectificador circula continuamente. En estas condiciones el rectificador se comporta como una fuente de tensión, con valor medio independiente de la carga y función del ángulo de disparo. El período angular de conducción γ de cada tiristor determina un ripple superpuesto al valor medio de tensión. Dicho período tiene un valor promedio igual a $\frac{\omega_L}{p}$, siendo $\omega_L = 2\pi f_L$, f_L la frecuencia de línea y p el número de pulsos del convertidor [7].

Por otra parte, la dinámica de los convertidores conmutados por línea ha sido ampliamente analizada, siendo el modelo propuesto por E.Parrish y E.McVey

en [8] el más aceptado. El rectificador es modelado como una ganancia y un retenedor de orden cero (ROC) cuyo período de muestreo es equivalente a la mitad del período de ripple. En el control de la tensión media del rectificador, el controlador incluye normalmente el término integrador. En estas condiciones, el máximo ancho de banda a lazo cerrado está limitado a $\approx \frac{p.f_L}{4}$ para un margen de fase de 45° [9] [10].

Cuando la corriente de salida del convertidor se hace nula o menor que la corriente de mantenimiento de los tiristores, el convertidor funciona en modo de conducción discontinua (Discontinuous Conduction Mode, DCM). El comportamiento en este modo es diferente al del CCM. En forma particular, se observa una disminución del período de conducción γ , que depende ahora de la carga. Por ende, la tensión media de salida y la ganancia de pequeña señal dependen ahora de la carga del convertidor [11]. Además, la impedancia de salida del convertidor varía entre cerca de cero e infinito a medida que disminuye γ [12]. Se observa también una marcada degradación en la respuesta temporal, lo cual puede llevar a inestabilidad cuando se opera a lazo cerrado [13] [14] [15].

Uno de los problemas que se presenta en el análisis de las características de DCM, es su fuerte dependencia con la carga. Como en general el convertidor está conectado a una carga resistiva-inductiva, dicha dependencia lleva a un modelo de la planta con expresiones trascendentes, las cuales no pueden ser resueltas analíticamente [11]. De este modo, no puede obtenerse un modelo matemático simple del sistema en DCM, con lo cual no puede hallarse una ley de control explícita para dicho modo de funcionamiento.

De lo expuesto en los párrafos precedentes, se observa que la operación del convertidor presenta dos modelos, uno sencillo correspondiente al modo CCM, y otro complejo correspondiente a DCM. Por lo tanto, la planta posee un comportamiento fuertemente no-lineal, lo cual complica su control.

Otro aspecto importante del control de los convertidores conmutados por línea radica en que la corrección de disparo se puede realizar después de un período de ripple, lo cual produce errores en las magnitudes a controlar que son inaceptables en aplicaciones de elevada precisión. Por tal razón, esta clase de sistemas necesitan una compensación predictiva on-line, es decir, previa al disparo.

Varios métodos han sido propuestos para solucionar los problemas mencionados anteriormente [13] [14] [17] [18] [19] [20] [21]. La degradación en la respuesta temporal, asociada a la pérdida de velocidad del convertidor, fue parcialmente resuelta modificando los parámetros de los controladores de lazo según se esté funcionando en CCM o DCM [13] [14]. El problema de esta solución es que los parámetros se asumen constantes en todo el rango de discontinuidad de corriente. Debido a que la ganancia es función del punto de operación, esto impacta en la respuesta temporal.

En [17] se presentó un circuito analógico de compensación para el caso DCM. A partir de la solución computacional off-line de las ecuaciones trascendentes se genera una transferencia tensión-corriente en régimen permanente, que expresa la no-linealidad de la operación en DCM. A partir de la linealización de dicha transferencia, se genera una señal de compensación a través de un circuito analógico como una función lineal por tramos. La desventaja de este método radica principalmente en la complejidad de la implementación y en que los parámetros de la transferencia dependen de la carga, con la consecuente falta de flexibilidad ante variaciones en la misma.

Otros métodos proponen utilizar diferentes compensadores para CCM y DCM [18], o el uso de un lazo adicional para proveer ganancia al convertidor en DCM [19]. En estos casos, el ajuste es empírico, ya que como se comentó anteriormente no se desarrollaron ecuaciones de compensación. Esto trae como consecuencia que la puesta a punto del sistema sea compleja.

En [20] se propone un control digital de velocidad de motor con un doble lazo de corriente y tensión. Para los casos de DCM, se utiliza una Look-Up-Table (LUT) de dos entradas. Las entradas son la corriente de armadura que demanda el lazo de control y la fuerza contraelectromotriz del motor (EMF), y la salida es el ángulo de disparo necesario para obtener dicha condición. La tabla es obtenida empíricamente sobre el convertidor y debe generarse nuevamente cada vez que cambia la carga. Por otra parte, el tamaño de la tabla dependerá de la precisión requerida, volviéndose poco conveniente en aplicaciones de altas prestaciones.

Debido a la creciente potencia de los dispositivos de cálculo utilizados, recientemente han aparecido métodos que proponen la solución iterativa on-line de las ecuaciones trascendentes del sistema [21] [22] [23]. Esto implica una carga computacional que podría resultar excesiva para aplicaciones de elevada precisión, teniendo en cuenta que además de resolver las ecuaciones trascendentes deben realizarse los algoritmos de control, monitoreo de señales por motivos de seguridad, o comunicación con otros dispositivos. Por otra parte, resolver las ecuaciones iterativamente no provee un modelo analítico de la planta.

1.1. Objetivos de la tesis

El objetivo principal de esta tesis consiste en el desarrollo de un método de control de convertidores controlados por fase en conducción discontinua, que permita un funcionamiento equivalente al obtenible en conducción continua. Además, debe presentar las ventajas de flexibilidad ante variaciones en los parámetros constitutivos del sistema, determinación analítica de los parámetros de operación, y bajo costo computacional para posibilitar su implementación.

En función de este objetivo, se expondrán las características de la operación en DCM. Se obtendrá un método analítico de compensación, el cual será validado

por medio de simulaciones y de una implementación experimental.

1.2. Organización de la tesis

La tesis está dividida en siete capítulos. El Capítulo 1 introduce la problemática y presenta el estado del arte, mientras que en el Capítulo 2 se realiza una breve reseña de las características de los convertidores a tiristores en CCM.

El Capítulo 3 presenta las características de la operación en DCM en régimen permanente. En el Capítulo 4 se presenta un nuevo método de compensación para poder operar en DCM.

El Capítulo 5 presenta una primera aproximación a una implementación práctica del método a través de simulaciones. En este capítulo se explica detenidamente las características de la simulación y como fue diseñada para reflejar fielmente la implementación experimental. Se presentan las diferentes señales que serán utilizadas como parámetros de calidad del método.

El Capítulo 6 está dedicado a la implementación experimental. Se presenta la implementación práctica del método propuesto, así como la comparación entre los resultados experimentales y los obtenidos por simulación.

En el Capítulo 7 se comentan las conclusiones de esta tesis.

Adicionalmente, se presentan cinco apéndices, a saber:

El Apéndice A presenta diferentes relaciones trigonométricas utilizadas en la Tesis.

El Apéndice B presenta el diseño de un sistema de control de corriente digital.

En el Apéndice C se listan los programas de MATLAB utilizados en las simulaciones, mientras que en el apéndice D se presentan los programas y funciones utilizados en la implementación experimental.

Finalmente, el apéndice E presenta los trabajos publicados como resultado del trabajo de tesis.

Capítulo 2

Convertidores a tiristores en Modo de Conducción Continua

En este capítulo se tratan las características principales de los convertidores a tiristores para el caso de conducción continua (CCM), como la tensión media de salida, la ganancia del convertidor en pequeña señal y el ripple asociado. Se analiza también la dinámica de los convertidores en CCM, en particular la aproximación de Parrish y McVey de sistemas muestreados [8] que permite obtener un modelo matemático del convertidor, que es útil para el diseño de su control.

2.1. Características

En un sistema equilibrado polifásico de p generadores de tensión, el desplazamiento angular entre dos fases consecutivas es, por definición, igual a $2\pi/p$. Tomando v_1, v_2 , y v_3 tensiones sucesivas de un juego de p tensiones senoidales (donde cada una representa a una fase), las ecuaciones que representan a estas tres tensiones son:

$$v_1 = E_{MAX} \sin(\omega t + 2\pi/p + \varphi_i)$$

$$v_2 = E_{MAX} \sin(\omega t + \varphi_i)$$

$$v_3 = E_{MAX} \sin(\omega t - 2\pi/p + \varphi_i)$$

donde E_{MAX} es la tensión máxima de los generadores, ω es la frecuencia de línea y φ_i la fase relativa. A continuación se considerará $\varphi_i = 0$.

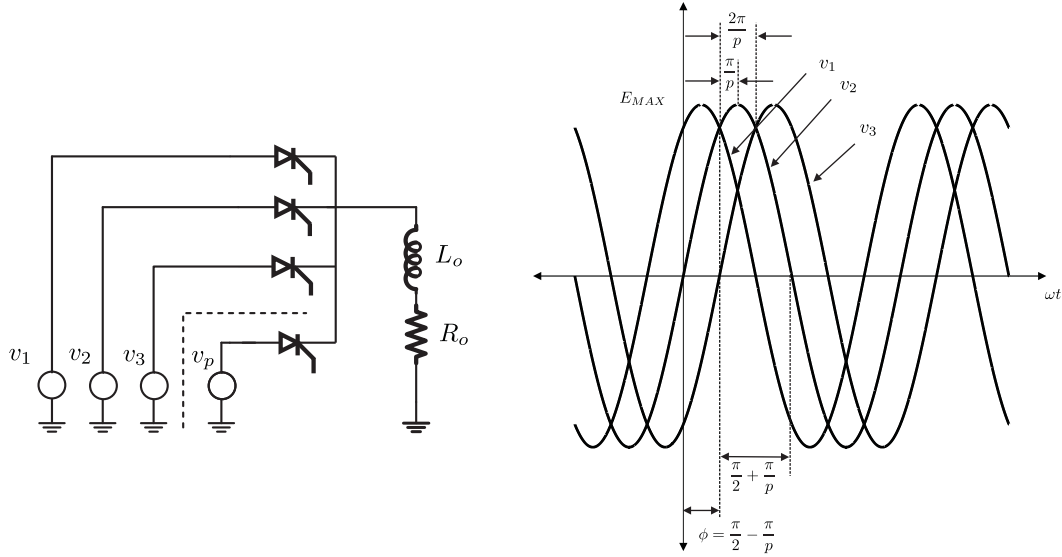


Figura 2.1: (a) Convertidor a tiristores con carga RL (b) v_1, v_2 , y v_3 como función de ωt .

En la figura 2.1(a) se observa un arreglo de tiristores conectados a p generadores de tensión, mientras que en la figura 2.1(b) se grafican las tensiones v_1, v_2 , y v_3 en función de ωt . El disparo de los tiristores debe realizarse en forma secuencial según el orden de las tensiones de fase. Entonces, el tiristor correspondiente a v_1 debe dispararse antes que el de v_2 , el de v_2 antes que el de v_3 , y así sucesivamente. Cuando el último tiristor es disparado, la secuencia continúa con el primero. Cada tiristor conduce un intervalo angular equivalente a $2\pi/p$.

Supongamos que el tiristor de v_1 está en conducción, entonces para poder disparar el tiristor de v_2 debe cumplirse que $v_2 > v_1$. Considerando esto, la primer intersección entre v_1 y v_2 determina el instante a partir del cual es posible disparar el tiristor asociado a v_2 , mientras que la segunda intersección determina el instante a partir del cual no puede dispararse.

A continuación se realiza un análisis para determinar los instantes mencionados. Llamemos ϕ_n al argumento ωt que corresponde a la n -ésima intersección de v_1 y v_2 , siendo $\phi_1 - \phi_0$ el intervalo angular en el cual el tiristor asociado a la tensión v_2 puede ser disparado. En forma general:

$$\begin{aligned} v_2 &= v_1 \\ E_{MAX} \sin \phi_n &= E_{MAX} \sin(\phi_n + 2\pi/p) \\ \sin \phi_n &= \sin(\phi_n + 2\pi/p) \end{aligned}$$

Dado que $2\pi/p \leq \pi$ si $p \geq 2$, también se verifica que:

$$\sin \phi_n = \sin(\phi_n + 2\pi/p) = \sin([2n+1]\pi - \phi_n - 2\pi/p) \quad n : \{0,1\}$$

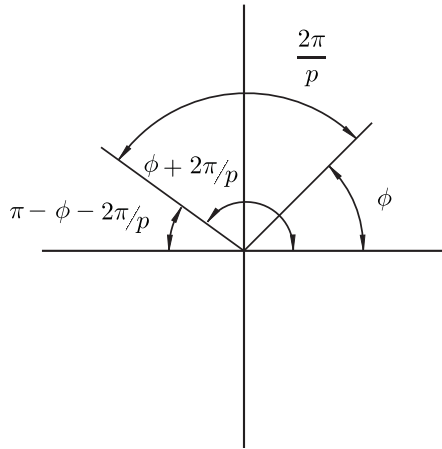


Figura 2.2: Relaciones de fase.

En la figura 2.2 se muestra el caso particular para $n = 0$. En forma general, se obtiene:

$$\phi_n + 2\pi/p = [2n + 1]\pi - \phi_n - 2\pi/p$$

simplificando:

$$\phi_n = [2n + 1]\frac{\pi}{2} - \frac{\pi}{p}$$

La primer intersección se obtiene para $n = 0$ y la segunda para $n = 1$, siendo los ángulos correspondientes los que se muestran en (2.1).

$$\phi_n = \begin{cases} \phi_0 = \frac{\pi}{2} - \frac{\pi}{p} \\ \phi_1 = \frac{3\pi}{2} - \frac{\pi}{p} \end{cases} \quad (2.1)$$

Diferentes valores de ϕ_0 y ϕ_1 para sistemas polifásicos típicos se indican en la Tabla 2.1.

p	ϕ_0	ϕ_1
2	0°	180°
3	30°	210°
6	60°	240°
12	75°	255°
24	82.5°	262.5°

Tabla 2.1: Valores de ϕ_0 y ϕ_1 en función de p .

Definiendo el ángulo de disparo α a partir de ϕ_0 , el control de la tensión media de salida se logra variando α entre ϕ_0 y ϕ_1 . El rango de variación α es:

$$\alpha_1 - \alpha_0 = \phi_1 - \phi_0 = \frac{3\pi}{2} - \frac{\pi}{p} - \left(\frac{\pi}{2} - \frac{\pi}{p} \right) = \pi$$

Definiendo $\alpha_0 = 0$, α puede variar entre 0 y π . Por otra parte, en general el ángulo ϕ_0 se conoce como ϕ y se denomina ángulo de conmutación natural.

2.1.1. Cálculo de la tensión media de salida $\overline{v_{th}}$

En esta sección se analiza la tensión de salida del convertidor a tiristores y se obtiene una expresión para su valor medio en el modo de conducción continua (CCM). En este modo de conducción, el valor de la tensión rectificada $\overline{v_{th}}$, promediada en el intervalo de conducción $2\pi/p$, es (ver figura 2.3):

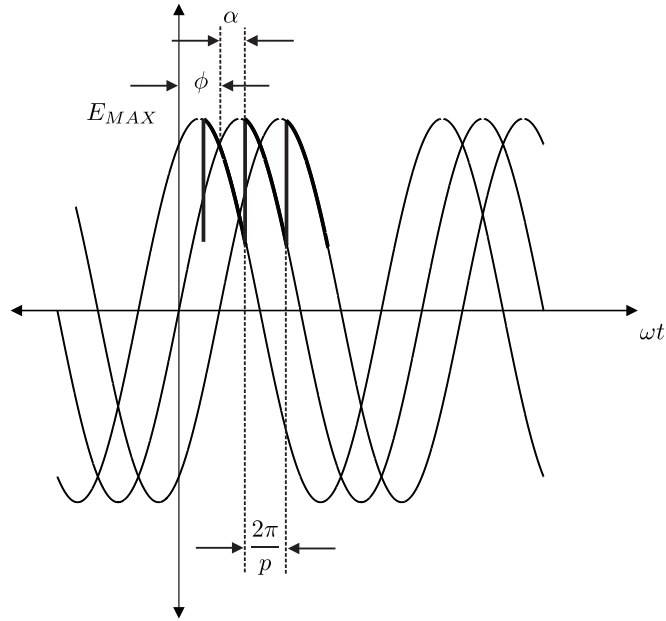


Figura 2.3: Tensión de salida de un convertidor.

$$\overline{v_{th}} = \frac{1}{2\pi/p} \int_{\phi+\alpha}^{\phi+\alpha+2\pi/p} E_{MAX} \sin(\omega t) d(\omega t) = \frac{p}{\pi} E_{MAX} \sin\left(\frac{\pi}{p}\right) \cos \alpha \quad (2.2)$$

Como se desprende de la ecuación (2.2), el valor medio de la tensión de salida puede variarse retrasando convenientemente el ángulo de disparo. De esta manera, el convertidor en CCM puede ser modelado como una fuente de tensión, ya que

su tensión de salida no depende de la corriente del convertidor. El valor máximo corresponde a $\alpha = 0^\circ$:

$$\begin{aligned}\overline{v_{th_{max}}} &= \frac{p}{\pi} E_{MAX} \sin\left(\frac{\pi}{p}\right) = E_{DO} \\ \overline{v_{th}} &= E_{DO} \cos \alpha\end{aligned}$$

En la figura 2.4 se grafica el valor medio de la tensión de salida (normalizada respecto de E_{DO}) en función de α .

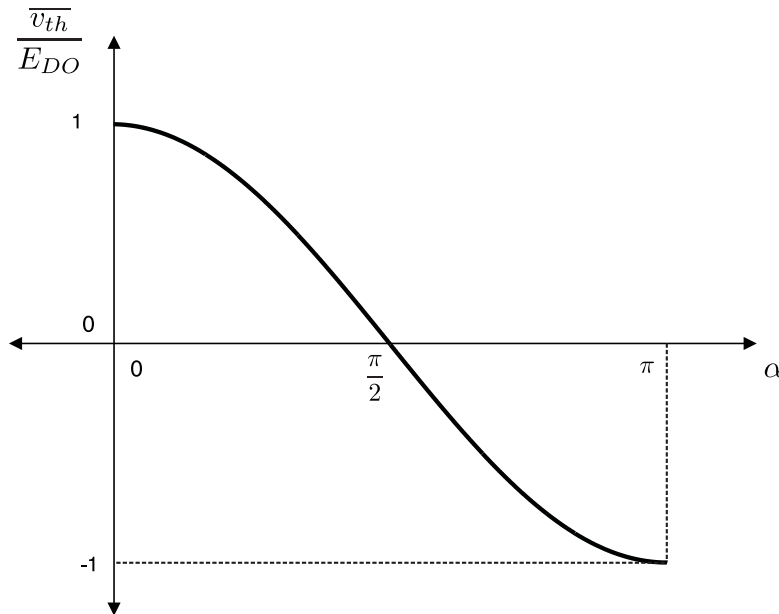


Figura 2.4: Tensión de salida media normalizada, en función de α , en modo CCM.

2.1.2. Cálculo de la ganancia estática del convertidor

A fin de diseñar el control del convertidor, es importante establecer la ganancia del convertidor para pequeñas variaciones del ángulo de disparo α . Esta ganancia está dada por el valor de la derivada de $\overline{v_{th}}(\alpha)$ con respecto a α , ecuación (2.3):

$$\frac{\partial \overline{v_{th}}}{\partial \alpha} = -E_{MAX} \frac{p}{\pi} \sin \frac{\pi}{p} \sin \alpha = -E_{DO} \sin \alpha \quad (2.3)$$

Por inspección de la ecuación (2.3), se observa que la derivada, y por ende la ganancia, varía con el punto de operación. Esto tiene especial importancia en el control a lazo cerrado. Esto obliga a compensar el sistema considerando el caso en el cual la ganancia es máxima, es decir, $\alpha = \pi/2$. De esta forma, para α alejado de $\pi/2$, el sistema perdería ganancia lo que degradaría la performance del control.

Para corregir este comportamiento no lineal, se utilizan diferentes estrategias. En general, el instante de disparo se determina mediante la comparación entre una señal de referencia y una rampa sincronizada con la línea que representa la variación de α de 0 a π . Si la rampa es lineal, la transferencia entre la señal de referencia y la tensión media de salida será cosenoidal. En sistemas de control analógicos, se puede generar una señal cosenoidal en vez de la rampa, lo cual permite obtener una relación lineal entre la tensión media de salida y la referencia [7]. Por otra parte, en sistemas de control digitales, se puede lograr el mismo efecto mediante la modificación de la señal de referencia por una función arco coseno y compararla con una rampa. La implementación de la función arco coseno puede realizarse mediante software o almacenando dicha función en una Look-Up Table (LUT) [24]. En ambos casos, el resultado es una relación constante entre la tensión media de salida y la señal de control, como se observa en la ecuación (2.4).

$$\begin{aligned} \overline{v_{th}} &= E_{DO} \cos \alpha & \alpha &= \arccos(V_\alpha) \\ \overline{v_{th}} &= E_{DO} V_\alpha & \Rightarrow & \frac{\partial \overline{v_{th}}}{\partial V_\alpha} = E_{DO} = E_{MAX} \frac{p}{\pi} \sin \left(\frac{\pi}{p} \right) \end{aligned} \quad (2.4)$$

Con esta linealización, la ganancia es constante ya que depende solamente del número de pulsos p y de la tensión máxima de salida E_{MAX} .

2.1.3. Análisis de la amplitud pico a pico de v_{th}

A continuación se evaluará la componente alterna de la tensión de salida. Sea un ángulo de disparo α , el ángulo final de conducción θ_F será:

$$\theta_F = \alpha + \frac{2\pi}{p}$$

Se define la amplitud pico a pico de v_{th} ($\hat{v}_{th}$) es la la diferencia de tensión entre el valor máximo y el mínimo de la tensión de salida, que se produce dentro del intervalo de conducción. Hay tres casos posibles para evaluar el ripple:

- $0 < \alpha < \frac{\pi}{p}$
- $\frac{\pi}{p} < \alpha < \pi - \frac{\pi}{p}$
- $\pi - \frac{\pi}{p} < \alpha < \pi - \alpha < \pi$

1) $0 < \alpha < \frac{\pi}{p}$

La tensión máxima en este intervalo está dada por E_{MAX} , mientras que la mínima se obtiene cuando $\alpha = \frac{\pi}{p}$ y por lo tanto $\theta_F = 3\frac{\pi}{p}$:

$$\begin{aligned}\hat{v}_{th} &= E_{MAX} - E_{MAX} \sin(\phi + \theta_F) \\ \frac{\hat{v}_{th}}{E_{MAX}} &= 1 - \cos\left(\alpha + \frac{\pi}{p}\right)\end{aligned}$$

donde ϕ es el ángulo de conmutación natural.

2) $\frac{\pi}{p} \leq \alpha \leq \pi - \frac{\pi}{p}$

En este caso:

$$\begin{aligned}\hat{v}_{th} &= E_{MAX} \sin(\phi + \alpha) - E_{MAX} \sin(\phi + \theta_F) \\ \frac{\hat{v}_{th}}{E_{MAX}} &= 2 \sin\left(\frac{\pi}{p}\right) \sin \alpha\end{aligned}$$

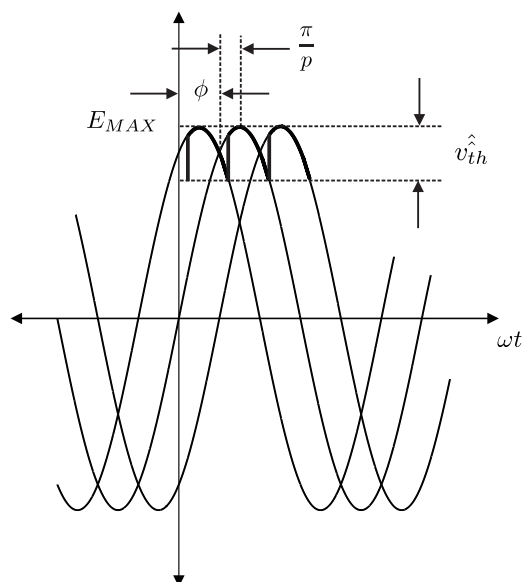


Figura 2.5: Análisis de $\hat{v}_{th}$ para $0 < \alpha < \pi/p$.

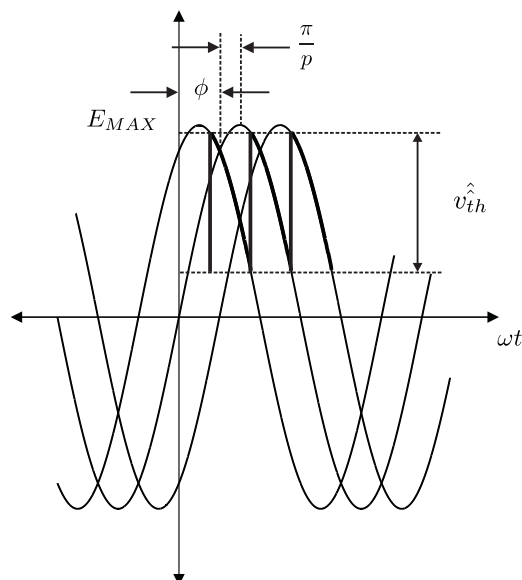


Figura 2.6: Análisis de $\hat{v}_{th}$ para $\frac{\pi}{p} \leq \alpha \leq \pi - \frac{\pi}{p}$.

3) $\pi - \frac{\pi}{p} \leq \alpha \leq \pi$

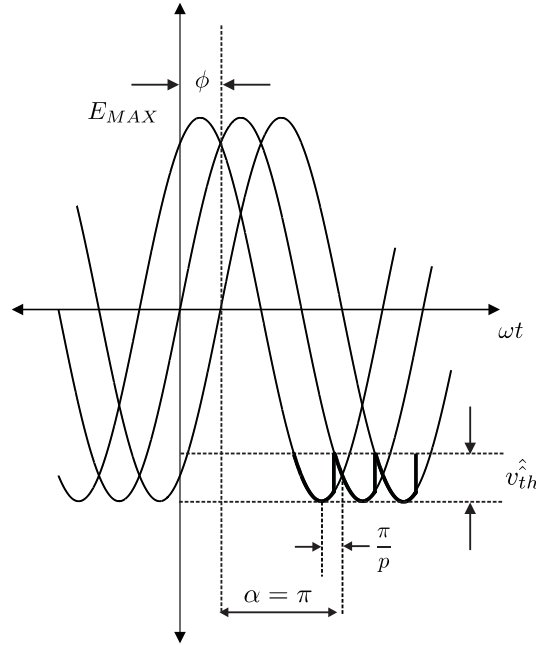


Figura 2.7: Análisis de $\hat{v}_{th}$ para $\pi - \frac{\pi}{p} \leq \alpha \leq \pi$.

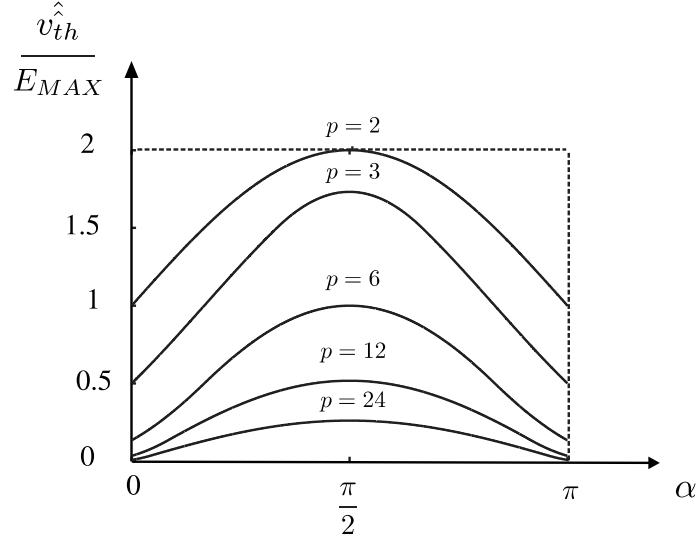
En este caso:

$$\begin{aligned}\hat{v}_{th} &= -[E_{MAX} - E_{MAX} \sin(\phi + \alpha)] \\ \frac{\hat{v}_{th}}{E_{MAX}} &= 1 + \cos\left(\alpha - \frac{\pi}{p}\right)\end{aligned}$$

El valor máximo de $\hat{v}_{th}$, en conducción continua, se obtiene para $\alpha = \pi/2$:

$$\left. \frac{\hat{v}_{th}}{E_{MAX}} \right|_{MAX} = 2 \sin\left(\frac{\pi}{p}\right)$$

En la figura 2.8 se muestra $\hat{v}_{th}$ normalizado a E_{MAX} , en función del ángulo de disparo, para diferente cantidad de pulsos.

Figura 2.8: $\hat{v}_{th}$ normalizado en CCM.

2.1.4. Topologías de rectificadores controlados

En la figura 2.9(a) se presenta el rectificador de onda completa tipo puente, el cual es un convertidor de 6 pulsos. En la figura 2.9(b), se pueden observar los fasores de línea y de fase que alimentan al convertidor, mientras que en la figura 2.10 se observan las tensiones de línea en función del tiempo, con los instantes de conmutación natural ($\alpha = 0$) de cada tiristor.

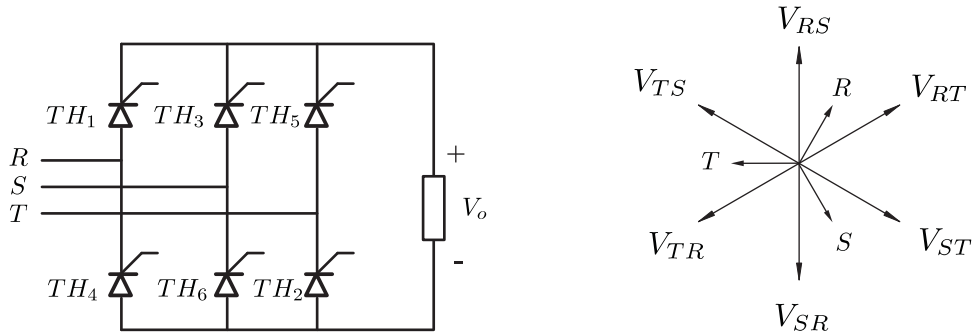


Figura 2.9: (a) Puente de 6 pulsos (b) Diagrama fasorial de tensiones.

La expresión matemática de las fases R , S y T es la siguiente:

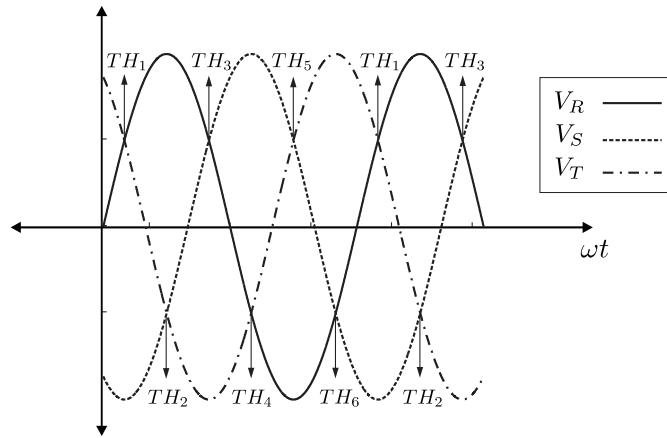


Figura 2.10: Fases - Secuencia de disparos.

$$R = V_{MAX} \sin(\omega t - \pi/3)$$

$$S = V_{MAX} \sin(\omega t + \pi/3)$$

$$T = V_{MAX} \sin(\omega t + \pi)$$

donde V_{MAX} es el valor de máximo de la tensión de cada fase. De acuerdo a la disposición de los tiristores, en CCM siempre conducen simultáneamente un tiristor superior y uno inferior, para asegurar la circulación de corriente. Como se observa en el diagrama temporal de la figura 2.10, el número asociado a cada tiristor indica su posición en la secuencia de disparo.

La tensión instantánea de salida corresponde a la diferencia entre las fases asociadas a los tiristores en conducción. Por ejemplo, para el período en el que conducen TH_1 - TH_2 , de acuerdo al circuito de la figura 2.9(a):

$$V_R - V_{TH1} - V_o - V_{TH2} - V_T = 0$$

La tensión sobre los tiristores en conducción (V_{TH1}, V_{TH2}) se considera despreciable frente a los valores de V_R y V_T . Entonces:

$$V_R - V_T = V_o \implies V_o = V_{RT}$$

El valor de E_{MAX} se obtiene como el valor máximo de las tensiones de línea ($V_{RS}, V_{ST}, \dots$) :

$$V_{RS} = V_R - V_S = V_{MAX} \sin(\omega t - \pi/3) - V_{MAX} \sin(\omega t + \pi/3) = \sqrt{3}V_{MAX} \sin(\omega t - \pi/2)$$

Por lo tanto:

$$E_{MAX} = \sqrt{3}V_{MAX} \tag{2.5}$$

Otras topologías

Para obtener una tensión rectificada controlada de $p = 12$, una topología muy utilizada se basa en la conexión en serie de dos puentes completos con 6 tiristores cada uno, cuyas formas de tensión rectificada están decaladas $\frac{\pi}{6}$.

La figura 2.11(a) muestra esta topología. Las tensiones de línea y sus complementarias se muestran en forma fasorial en la figura 2.11(b).

En este caso, el valor de E_{MAX} se obtiene como la amplitud máxima de la suma vectorial de las tensiones de salida de ambos puentes, en un período de conducción. Se cumple que estas tensiones son siempre dos tensiones de línea consecutivas ($V_{RS} + V_{UV}, V_{UV} + V_{RT}, V_{RT} + V_{UW}, \dots$). (figura 2.11(b)).

$$\begin{aligned} V_{RS} + V_{UV} &= \sqrt{3}V_{MAX} \sin(\omega t - \pi/2) - \sqrt{3}V_{MAX} \sin(\omega t - \pi/3) \\ V_{RS} + V_{UV} &= \sqrt{3}\sqrt{(2 + \sqrt{3})}V_{MAX} \sin(\omega t - 75\pi/180) \end{aligned}$$

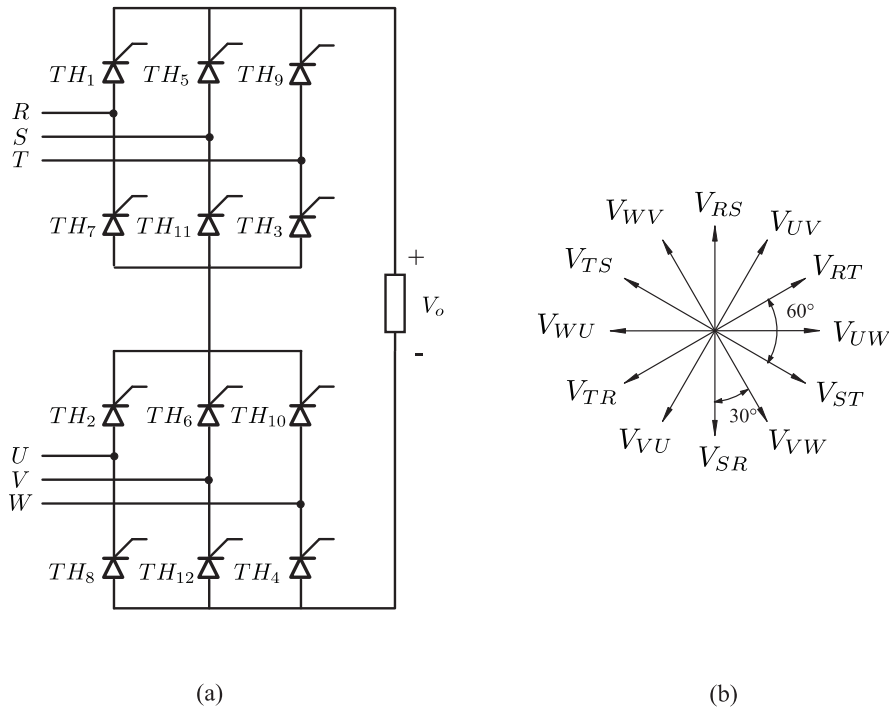


Figura 2.11: (a) Topología serie, 12 pulsos (b) Diagrama fasorial de tensiones.

Por lo tanto:

$$E_{MAX} = \sqrt{3} \sqrt{(2 + \sqrt{3})} V_{MAX}$$

Del mismo modo, pueden interconectarse dos puentes de 6 pulsos en paralelo como se observa en la figura 2.12. En este caso, para evitar inconvenientes en la conexión en paralelo de dos elementos que funcionan como fuentes de tensión, la conexión a la carga se realiza a través de un reactor de interfase. Esta topología permite invertir el sentido de conducción de la corriente. Debe tenerse en consideración que la corriente de carga no debe ser menor que la corriente magnetizante del reactor, para evitar una elevación en la tensión sobre la carga.

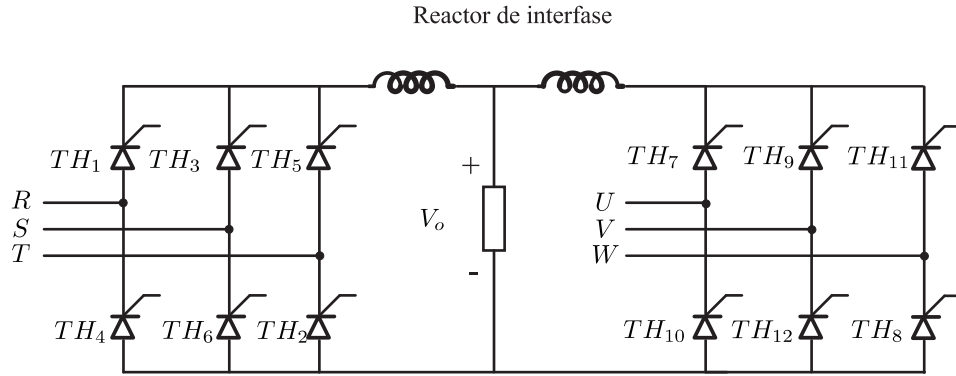


Figura 2.12: Arreglo paralelo con reactor de interfase.

2.2. Comportamiento dinámico del convertidor

La necesidad de utilizar este tipo de convertidores en lazos cerrados de realimentación, hace imprescindible conocer la caracterización en frecuencia de los mismos. A fin de atenuar las perturbaciones de baja frecuencia es necesario lograr el máximo ancho de banda posible, que está limitado por la frecuencia de conmutación del puente de tiristores. En estas frecuencias, la naturaleza discreta de la señal de realimentación debe ser tomada en cuenta. Por lo tanto, debe encontrarse una forma de modelar al sistema para poder conocer sus limitaciones a lazo cerrado.

La naturaleza discreta del convertidor implica que la acción de control se vea muestreada con un período igual al período de conducción de cada tiristor T_C . Esta característica permite derivar el modelo más aceptado del comportamiento del convertidor, propuesto por Parrish y McVey [8]. En dicho trabajo se analiza el comportamiento del convertidor en el dominio de la frecuencia, planteando una analogía entre la característica discreta del puente de tiristores, y un sistema *sample and hold* o retenedor de orden cero (ROC), como se observa en la figura 2.13.

Hay ciertas diferencias entre un sistema tipo ROC y el convertidor. La señal

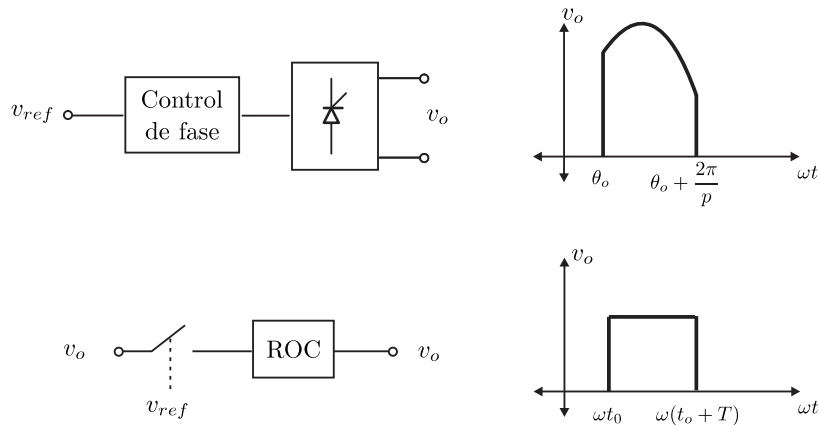


Figura 2.13: Analogía entre un convertidor a tiristores y un sistema *sample and hold*.

de salida no es proporcional a la de entrada ni se mantiene constante durante el período de conducción, siendo un segmento de una señal senoidal, dando como consecuencia un valor medio, y un ripple superpuesto. Adicionalmente, el período de conducción no es constante. Hasta el momento, se ha supuesto que el período de conducción de cada tiristor es igual a $\frac{2\pi}{p}$, lo cual es cierto en condiciones de régimen permanente. Pero una característica de este tipo de convertidores, es que opera en forma diferente si se adelanta o si se atrasa el ángulo de disparo. Si se adelanta, la respuesta del convertidor se ve limitada solamente por el circuito de disparo, siendo $0 < T_C < \frac{2\pi}{p}$, figura 2.14. Por el contrario, si se atrasa, se producirá un retardo que dependerá de la diferencia entre el ángulo de disparo anterior y el ángulo deseado, con lo cual $\frac{2\pi}{p} < T_C < \pi$, que se muestra también en la figura 2.14.

En general, estas diferencias tienen relativa importancia en la práctica, si se utiliza el convertidor dentro de determinados márgenes de operación. Si se desea extender el rango de frecuencia del convertidor, debe utilizarse un modelo más complejo del mismo.

A continuación se realizará un breve repaso de la analogía propuesta por Parrish y McVey, de forma de obtener un modelo útil para el análisis a lazo

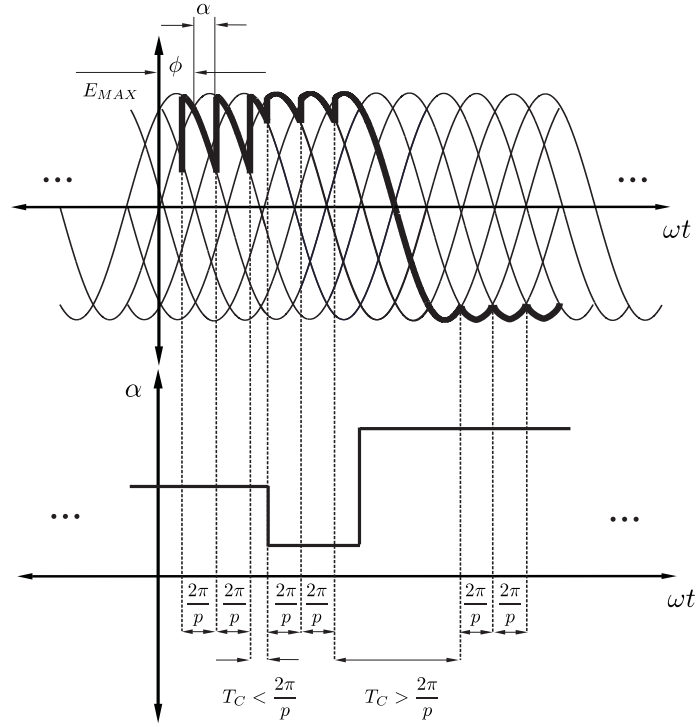


Figura 2.14: Variación de la tensión de salida en función de un atraso o adelanto del ángulo de disparo.

cerrado.

2.2.1. Modelo Parrish-McVey

Asumiendo que la tensión del convertidor durante un período de ripple T_r , es constante, se define su función transferencia en términos de la Transformada de Laplace de acuerdo a (2.6).

$$G_{TH}(s) = \frac{\overline{v_{th}}(s)}{\alpha(s)} = K_{TH} \frac{1 - e^{-sT_r}}{sT_r} \quad (2.6)$$

donde K_{TH} es la ganancia del convertidor. Si la ganancia está linealizada como se expresa en la ecuación (2.4):

$$K_{TH} = \frac{\partial \overline{v_{th}}}{\partial V_\alpha} = K_p$$

En términos de la transformada de Fourier, la función transferencia está determinada por (2.7).

$$G_{TH}(j\omega) = K_{TH} \frac{1 - e^{-j\omega T_r}}{j\omega T_r} \quad (2.7)$$

La $G_{TH}(j\omega)$ se puede expresar en términos de módulo y fase:

$$\begin{aligned} |G_{TH}(j\omega)| &= K_{TH} \frac{\sin\left(\frac{\omega T_r}{2}\right)}{\left(\frac{\omega T_r}{2}\right)} \\ \Delta\phi &= -\frac{\omega T_r}{2} \end{aligned} \quad (2.8)$$

La expresión (2.8) se grafica en función de ω en la figura 2.15.

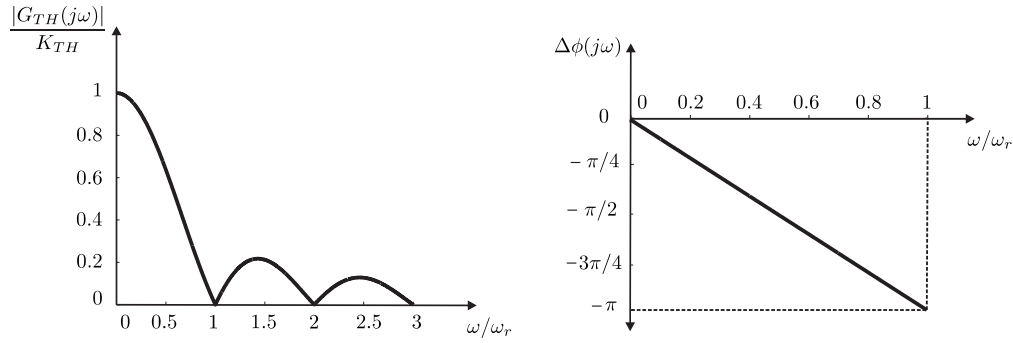


Figura 2.15: Magnitud y fase en función de ω del ROC ($\omega_r = \frac{2\pi}{T_r}$).

La fase es equivalente a la de un sistema con un retardo igual a la mitad del período de conmutación. Esto es equivalente a suponer que el sistema al muestrear y retener, funciona promediando las señales, como se observa en la figura 2.16.

En cuanto a la amplitud, en la figura 2.15 se observa que, para frecuencias mucho menores que la de ripple, $|G_{TH}(j\omega)|$ es aproximadamente constante:

$$|G_{TH}(j\omega)| = K_{TH} \frac{\sin\left(\frac{\omega T_r}{2}\right)}{\left(\frac{\omega T_r}{2}\right)} \approx K_{TH}$$

Por lo tanto, para $\omega \ll \omega_r$ la característica discreta del puente puede asemejarse a una representación continua que contenga un retardo igual a la mitad del período de conmutación:

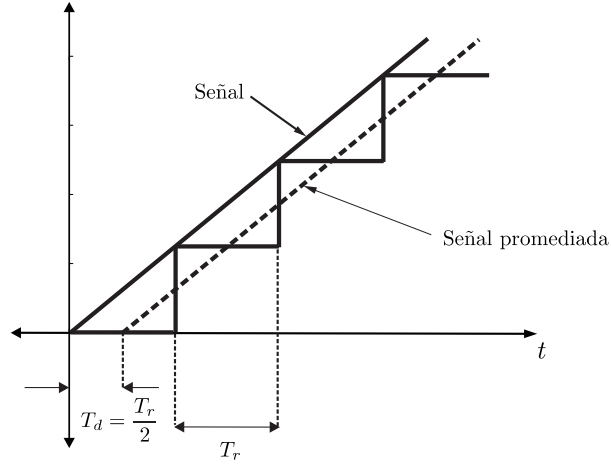


Figura 2.16: Efecto de promediación al muestrear y retener.

$$G_{TH}(j\omega) \approx K_{TH} \cdot e^{-j(\omega T_r/2)}$$

Una vez obtenido el modelo del convertidor, se puede diseñar el lazo de control. De acuerdo a lo observado anteriormente, dicho lazo con una frecuencia de corte del orden de $\frac{p \cdot f_L}{4}$, de forma tal que el convertidor pueda ser modelado como una ganancia constante más un retardo. Para dicha frecuencia de corte, el aporte de fase del convertidor está dado por la expresión (2.9). Como ejemplo, para una configuración de $p = 6$, el ripple se encuentra en 300Hz y la frecuencia límite de operación será 75Hz.

$$\Delta\phi = -\frac{\omega T_r}{2} = -\frac{2\pi (f_r/4)}{2 f_r} = -\frac{\pi}{4} \quad (2.9)$$

En general, en este tipo de sistemas se prefiere que el margen de fase sea por lo menos de 45° , con lo cual, para obtener el máximo ancho de banda, la transferencia a lazo abierto debe cruzar por $\frac{p \cdot f_L}{4}$ con una sola pendiente. En cuanto al controlador de lazo, siempre que se respete la condición sobre el margen de fase se puede optar por diferentes configuraciones, siendo las más convencionales las

del tipo PI (control Proporcional Integrador) o simplemente I (Integrador) [7].

El análisis dinámico realizado es conservador pero permite el normal funcionamiento del convertidor dentro de un lazo de realimentación. Si se desea utilizar el convertidor a frecuencias de operación superiores, debe obtenerse un modelo más acorde a esa modalidad de funcionamiento.

2.3. Conclusiones del capítulo

En este capítulo se realizó un repaso de las características de los convertidores a tiristores. Se analizó el sistema operando en conducción continua, obteniéndose un modelo del convertidor tanto en forma estática como dinámica.

Capítulo 3

Convertidores a tiristores en Modo de Conducción Discontinua

3.1. Introducción

En este capítulo, se analiza el comportamiento de los convertidores a tiristores en régimen permanente cuando la conducción es discontinua. Este modo tiene lugar cuando corriente de salida es nula. El modo DCM presenta un comportamiento diferente al CCM, ya que la tensión media de salida no sigue la ley $\overline{v_{th}} = K \cos \alpha$.

Si la corriente instantánea del puente alcanzara el valor cero dentro del período de ripple ($2\pi/p$), el valor medio de tensión ya no dependería solamente de los parámetros K y α , si no que empezaría a tener relevancia el tipo y magnitud de la carga [11]. Este efecto se traduce en una pérdida de ganancia del convertidor (que es más notoria cuanto menor sea el período de conducción) y en la imposibilidad de linealizar la transferencia mediante una función sencilla como en el caso de CCM. Esto ocasiona dificultades en el control, ya que se produce una marcada degradación de la respuesta temporal que puede llevar a la inestabilidad

del sistema [15].

En los párrafos siguientes se analizarán diferentes casos de convertidores en DCM. El primer análisis presenta el caso de un convertidor conectado a una carga LE (inductancia y fuente de tensión continua), que es el caso tratado generalmente en la bibliografía [11] [12] [25]. Luego, se analiza el caso de un convertidor conectado a una carga RLE (resistencia, inductancia y fuente de tensión continua), esquema que modela a los motores de corriente continua. Finalmente se analiza el modelo de los sistemas de corriente de gran precisión, propio de aplicaciones donde se desea filtrar el ripple, en el cual a la salida se encuentra un filtro LC. Este modelo se simplifica linealizando la variación de la tensión en el capacitor.

El análisis de los casos RLE y con filtro LC no se encuentra en la bibliografía y ha sido desarrollado en esta tesis. En todos los casos se han obtenido las ecuaciones trascendentes correspondientes al ángulo de extinción, las cuales deben ser resueltas en forma numérica.

En todos los casos a analizar, se asume que la función transferencia del convertidor ha sido linealizada con respecto a una variable de control V_α , con lo cual se cumple la expresión dada por (3.1).

$$\begin{aligned}\overline{v_{th}} &= E_{DO} \cos(\alpha) = K V_\alpha \\ \alpha &= \arccos\left(\frac{K V_\alpha}{E_{DO}}\right)\end{aligned}\tag{3.1}$$

donde $E_{DO} = E_{MAX} \frac{p}{\pi} \sin\left(\frac{\pi}{p}\right)$.

3.2. Carga LE

El caso general abordado normalmente en la bibliografía comprende a un convertidor conectado a un motor de continua. Dicha carga puede representarse

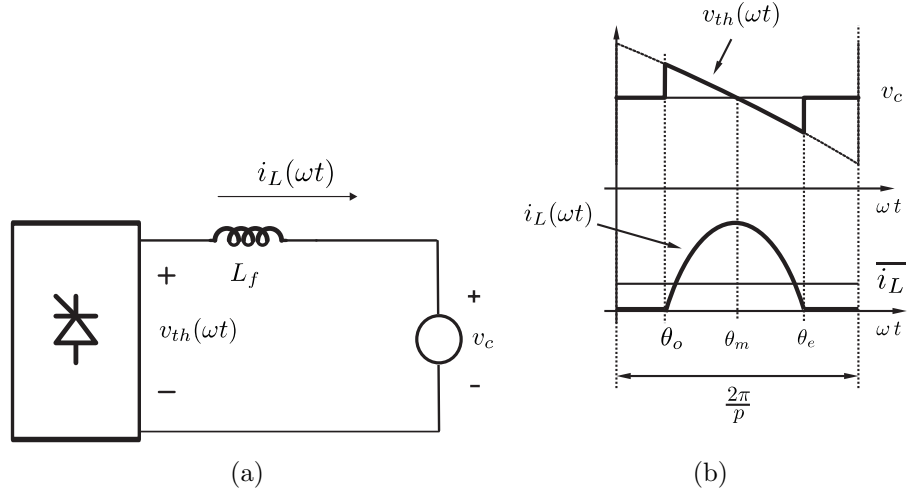


Figura 3.1: Caso con carga LE: (a) Modelo. (b) Tensiones y corrientes en un período de conmutación en DCM.

por una resistencia de armadura (R_f), una inductancia de armadura (L_f), y una fuerza contraelectromotriz (v_c). En general, se asume que la constante de tiempo dada por L_f/R_f es lo suficientemente grande comparada con el período de ripple como para despreciar el efecto de la componente resistiva. Además, debido a que la constante de tiempo mecánica de la máquina es mucho mayor que el período de ripple, se asume que la tensión v_c es constante entre disparos. En la figura 3.1(a) se observa el circuito equivalente correspondiente, mientras que en la figura 3.1(b) se observan la tensiones $v_{th}(\omega t)$ y v_c , y la corriente de salida $i_L(\omega t)$ en un período de conmutación. En dicha figura, $\theta_o = \alpha + \phi$, α es el ángulo de disparo, ϕ es el ángulo de conmutación natural, $\theta_e = \theta_o + \gamma$ es el ángulo de extinción y γ es el ángulo de conducción. A continuación se presenta el análisis de un circuito de este tipo.

3.2.1. Tensión media de salida $\overline{v_{th}}$

La expresión de la tensión de salida instantánea está dada por:

$$v_{th}(\omega t) = \begin{cases} E_{MAX} \sin(\omega t) & i_L(\omega t) > 0 \\ v_c & i_L(\omega t) = 0 \end{cases} \quad (3.2)$$

Integrando la expresión (3.2) en un período de ripple, se obtiene la tensión media del convertidor, dada por (3.3).

$$\begin{aligned} \overline{v_{th}} &= \frac{1}{2\pi/p} \int_{\theta_o}^{\theta_e} v_{th}(\omega t) d(\omega t) \\ \overline{v_{th}} &= \frac{pE_{MAX}}{2\pi} \left[2 \sin\left(\frac{\gamma}{2}\right) \left[\cos\left(\alpha + \frac{\gamma}{2} - \frac{\pi}{p}\right) \right] + \right. \\ &\quad \left. + \left(\frac{v_c}{E_{MAX}} \right) \left(\frac{2\pi}{p} - \gamma \right) \right] \end{aligned} \quad (3.3)$$

donde p es el número de pulsos del convertidor y E_{MAX} es el módulo del fasor tensión de linea.

Debido a que la variable de control es V_α , se reemplaza el valor de α en función de dicha variable, obteniéndose (3.4). En dicha expresión se observa que la tensión media de salida depende del parámetro ξ , el cual a su vez es una función trascendente de la variable de control y del ángulo de conducción. Como se desprende de la ecuación (3.4), no es posible encontrar un método sencillo de linealización.

$$\overline{v_{th}} = \frac{pE_{MAX}}{2\pi} \left[2 \sin\left(\frac{\gamma}{2}\right) \cos(\xi) + \left(\frac{v_c}{E_{MAX}} \right) \left(\frac{2\pi}{p} - \gamma \right) \right] \quad (3.4)$$

donde $\xi = \alpha + \frac{\gamma}{2} - \frac{\pi}{p}$, $\alpha = \arccos\left(\frac{KV_\alpha}{E_{DO}}\right)$, y $E_{DO} = E_{MAX} \frac{p}{\pi} \sin\left(\frac{\pi}{p}\right)$.

3.2.2. Ganancia estática del convertidor

La ganancia del puente de tiristores en bajas frecuencias se define como la derivada de $\overline{v_{th}}$ con respecto a la variable de control V_α y está dada por (3.5).

$$\begin{aligned}
 G_{TH} = \frac{\partial \overline{v_{th}}}{\partial V_\alpha} &= \frac{p E_{MAX}}{\pi} \sin\left(\frac{\gamma}{2}\right) \left[\cos\left(\frac{\gamma}{2} - \frac{\pi}{p}\right) \frac{K}{E_{DO}} + \right. \\
 &+ \left. \sin\left(\frac{\gamma}{2} - \frac{\pi}{p}\right) \frac{\left(\frac{K}{E_{DO}}\right)^2}{\sqrt{1 - \left(\frac{K V_\alpha}{E_{DO}}\right)^2}} V_\alpha \right] \quad (3.5)
 \end{aligned}$$

Como se observa en la ecuación (3.5), para un convertidor en DCM con carga LE la ganancia depende fuertemente del período de conducción γ y de V_α .

3.2.3. Corriente de salida $i_L(\omega t)$

La ecuación diferencial correspondiente al modelo bajo análisis está dada por la expresión (3.6).

$$i_L(\omega t) = \frac{1}{\omega L} \int_{\theta_o}^{\theta} v_L d(\omega t) + i_L(\theta_o) = \frac{1}{\omega L} \int_{\theta_o}^{\theta} [v_{th}(\omega t) - v_c] d(\omega t) + i_L(\theta_o). \quad (3.6)$$

Como se analiza régimen permanente, $i_L(\theta_o)=0$. La expresión de la corriente de salida está dada por (3.7).

$$i_L(\omega t) = \frac{E_{MAX}}{\omega L} \left[\cos(\theta_o) - \cos(\omega t) - \frac{v_c}{E_{MAX}}(\omega t - \theta_o) \right]. \quad (3.7)$$

Igualando a cero la ecuación (3.7), puede hallarse el ángulo de extinción $\theta_e = \theta_o + \gamma$:

$$\begin{aligned}
 i_L(\theta_e) &= \frac{E_{MAX}}{\omega L} \left[\cos(\theta_o) - \cos(\theta_e) - \frac{v_c}{E_{MAX}}(\theta_e - \theta_o) \right] = 0 \\
 \frac{v_c}{E_{MAX}} &= \frac{\cos(\theta_o) - \cos(\theta_o + \gamma)}{\gamma} = \frac{\sin(\gamma/2)}{\gamma/2} \cos(\xi). \quad (3.8)
 \end{aligned}$$

Como se observa por inspección de la ecuación (3.8), el cálculo del ángulo de extinción no puede realizarse en forma analítica, debiendo resolverse por métodos numéricos.

3.2.4. Corriente media de salida $\overline{i_L}$

Integrando la corriente $i_L(\omega t)$ en un período de ripple, se obtiene la corriente media de salida.

$$\begin{aligned}\overline{i_L} &= \frac{1}{2\pi/p} \int_{\theta_o}^{\theta_e} i_L(\omega t) d(\omega t) \\ \overline{i_L} &= \frac{p E_{MAX}}{2\pi \omega L} \left[2 \sin\left(\frac{\gamma}{2}\right) \sin(\xi) - \sin\left(\xi - \frac{\gamma}{2}\right) \gamma - \frac{v_c}{2 E_{MAX}} \gamma^2 \right] \quad (3.9)\end{aligned}$$

3.2.5. Relación entre $\overline{i_L}$ y $\overline{v_{th}}$

En régimen permanente, las expresiones halladas deben cumplir ciertas condiciones. En el caso de la tensión media de salida, se debe cumplir que $\overline{v_{th}}$ sea igual a v_c (el valor medio de tensión sobre el inductor es nulo). Por otra parte, para encontrar expresiones independientes de parámetros como E_{MAX} , ω o L , se definen la tensión y corriente media de salida normalizadas con respecto a estos parámetros ($\overline{v_{thn}}$ e $\overline{i_{Ln}}$, respectivamente). En (3.10) y (3.11) se muestran las expresiones correspondientes.

$$\overline{v_{thn}} = \frac{\overline{v_{th}}}{E_{MAX}} \quad (3.10)$$

$$\overline{i_{Ln}} = \frac{2\pi \omega L}{p E_{MAX}} \overline{i_L} \quad (3.11)$$

El valor de la tensión de salida normalizada está dado por (3.12).

$$\overline{v_{thn}} = \frac{\overline{v_{th}}}{E_{MAX}} = \frac{v_c}{E_{MAX}} = \frac{\sin(\gamma/2)}{\gamma/2} \cos(\xi) \quad (3.12)$$

Reemplazando el resultado obtenido de la ecuación (3.12) en la ecuación (3.9), se obtiene la expresión de la corriente media de salida normalizada:

$$\overline{i_{Ln}} = \gamma \sin(\xi) \left[\frac{\sin(\gamma/2)}{\gamma/2} - \cos(\gamma/2) \right] \quad (3.13)$$

La expresión (3.14) muestra el límite entre CCM y DCM, que se obtiene reemplazando γ por $2\pi/p$ en la expresión (3.13). Se observa que el límite es función del ángulo de disparo α .

$$\overline{I_{LIMn}} = \frac{2\pi}{p} \sin(\alpha) \left[\frac{\sin(\pi/p)}{\pi/p} - \cos(\pi/p) \right] \quad (3.14)$$

En la figura (3.2) se muestra la relación entre $\overline{i_{Ln}}$ y $\overline{v_{thn}}$ para distintos valores de α . Se observa en línea de puntos el límite entre CCM y DCM, dado por $\overline{I_{LIMn}}$.

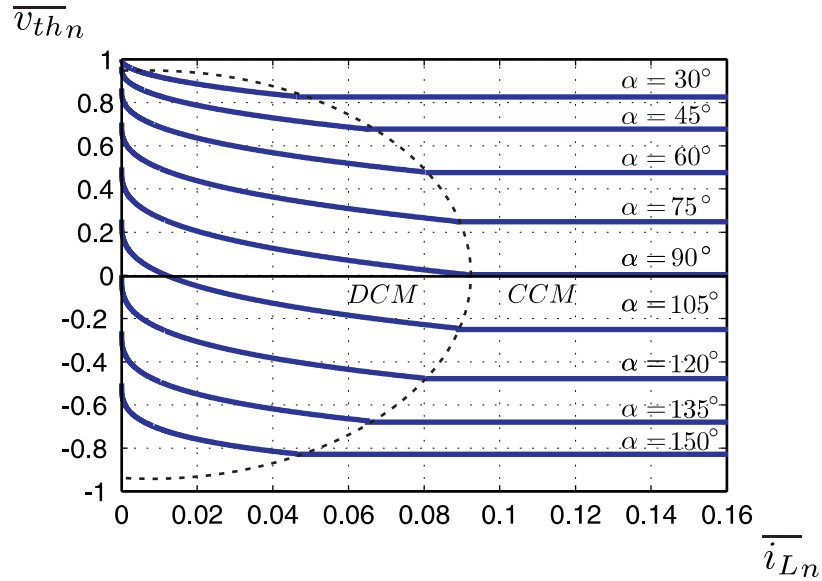


Figura 3.2: Caso con carga LE: relación entre la tensión y corriente media normalizadas para diferentes ángulos de disparo α .

La dependencia entre la tensión y la corriente media de salida que se observa para valores de $\overline{i_{Ln}}$ menores a $\overline{I_{LIMn}}$, demuestra que en conducción discontinua no es posible considerar al convertidor como una fuente de tensión.

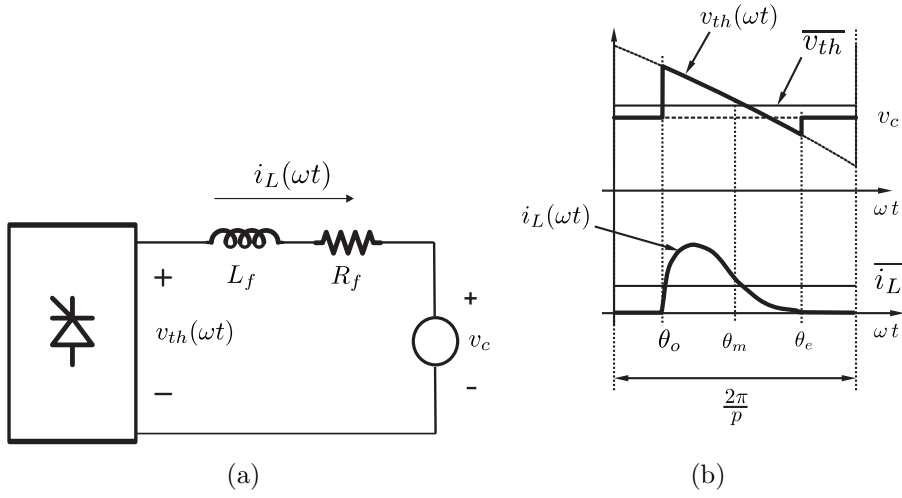


Figura 3.3: Caso con carga RLE: (a) Modelo. (b) Tensiones y corrientes en un período de conmutación en DCM.

3.3. Carga RLE

Como se comentó anteriormente, el caso más común de convertidores en DCM es el asociado a una carga RLE, propia del control de motores de continua. En la figura 3.3(a) se muestra el circuito equivalente del motor de CC donde L_f y R_f son la inductancia y la resistencia de armadura respectivamente, y v_c es la fuerza contraelectromotriz. En la figura 3.3(b) se observan la tensión y corriente de salida, $v_{th}(\omega t)$ e $i_L(\omega t)$, respectivamente, durante un período de conmutación ($2\pi/p$).

En el análisis de este caso se asume que la componente resistiva puede no ser despreciable, mientras que la tensión v_c es constante entre disparos. Debido a esto último las expresiones para $\overline{v_{th}}$ y para la ganancia estática del convertidor son idénticas al caso LE, por lo cual no se desarrollarán aquí.

3.3.1. Tensión media de salida $\overline{v_{th}}$

La tensión media de salida del convertidor está dada por la expresión (3.15).

$$\overline{v_{th}} = \frac{p E_{MAX}}{2\pi} \left[2 \sin\left(\frac{\gamma}{2}\right) \cos(\xi) + \left(\frac{v_c}{E_{MAX}}\right) \left(\frac{2\pi}{p} - \gamma\right) \right] \quad (3.15)$$

3.3.2. Ganancia estática del convertidor

La ganancia del puente de tiristores en bajas frecuencias está dada por (3.16).

$$\begin{aligned} G_{TH} = \frac{\partial \overline{v_{th}}}{\partial V_\alpha} &= \frac{p E_{MAX}}{\pi} \sin\left(\frac{\gamma}{2}\right) \left[\cos\left(\frac{\gamma}{2} - \frac{\pi}{p}\right) \frac{K}{E_{DO}} + \right. \\ &\quad \left. + \sin\left(\frac{\gamma}{2} - \frac{\pi}{p}\right) \frac{\left(\frac{K}{E_{DO}}\right)^2}{\sqrt{1 - \left(\frac{K V_\alpha}{E_{DO}}\right)^2}} V_\alpha \right] \end{aligned} \quad (3.16)$$

3.3.3. Corriente de salida $i_L(\omega t)$

La ecuación diferencial que modela el sistema de la figura 3.3(a) se observa en (3.17).

$$i_L R_f + L_f \frac{di_L}{dt} = v_{th} - v_c \quad (3.17)$$

donde $v_{th} = E_{MAX} \sin(\omega t)$.

La solución de la ecuación (3.17) se compone de un término transitorio y un término de régimen permanente, el cual está compuesto por un término constante y términos sinusoidales, como se observa en la ecuación (3.18).

$$i_L(\omega t) = K_o e^{-\lambda(\omega t - \theta_o)} + \frac{E_{MAX} \omega L}{Z^2} [\lambda \sin(\omega t) - \cos(\omega t)] - \frac{v_c}{R_f} \quad (3.18)$$

donde:

$$\lambda = \frac{R_f}{\omega L} = \frac{1}{\omega \tau} \quad (3.19)$$

$$Z = \sqrt{R_f^2 + (\omega L)^2} \quad (3.20)$$

Dado que se trata el caso de DCM en régimen permanente, la corriente instantánea en el momento de disparo debe ser cero, entonces:

$$\begin{aligned} i_L(\theta_o) &= K_o + \frac{E_{MAX}\omega L}{Z^2} [\lambda \sin(\theta_o) - \cos(\theta_o)] - \frac{v_c}{R_f} = 0 \\ K_o &= \frac{v_c}{R_f} - \frac{E_{MAX}\omega L}{Z^2} [\lambda \sin(\theta_o) - \cos(\theta_o)] \end{aligned}$$

Finalmente, la expresión de la corriente instantánea está dada por la ecuación (3.21), donde se observa nuevamente la dependencia con el período de conducción γ .

$$\begin{aligned} i_L(\omega t) &= I_1 [1 - e^{-\lambda(\omega t - \theta_o)}] + I_2 [\lambda \sin(\omega t) - \cos(\omega t) - \\ &\quad - [\lambda \sin(\theta_o) - \cos(\theta_o)]] e^{-\lambda(\omega t - \theta_o)} \end{aligned} \quad (3.21)$$

donde

$$I_1 = -\frac{v_c}{R_f} \quad I_2 = \frac{E_{MAX}\omega L}{Z^2}$$

Igualando la ecuación (3.21) a cero, puede obtenerse el ángulo de extinción θ_e , y por lo tanto el ángulo de conducción γ :

$$\begin{aligned} i_L(\theta_e) &= I_1 [1 - e^{-\lambda(\theta_e - \theta_o)}] + I_2 [\cos(\theta_o) - \cos(\theta_e) - \\ &\quad - \lambda [\sin(\theta_o) - \sin(\theta_e)]] e^{-\lambda(\theta_e - \theta_o)} = 0 \end{aligned} \quad (3.22)$$

Haciendo uso de relaciones trigonométricas y de las relaciones entre los diferentes ángulos (Apéndice A), se obtiene la expresión (3.23).

$$I_1 [1 - e^{-\lambda\gamma}] + I_2 [2 \sin(\gamma/2) [\cos(\xi) - \lambda \sin(\xi)]] e^{-\lambda\gamma} = 0 \quad (3.23)$$

Como se observa por inspección de la ecuación (3.23), el cálculo del ángulo de extinción requiere la solución de una ecuación trascendente.

3.3.4. Corriente media de salida $\overline{i_L}$

Una vez obtenida $i_L(\omega t)$, la corriente media $\overline{i_L}$ se obtiene integrando $i_L(\omega t)$ sobre un período de ripple, como se muestra en la ecuación (3.24).

$$\overline{i_L} = \frac{1}{2\pi/p} \int_{\theta_o}^{\theta_e} i_L(\omega t) d(\omega t) \quad (3.24)$$

Luego, la expresión de la corriente media de salida, está dada por (3.25).

$$\begin{aligned} \overline{i_L} = & \frac{pE_{MAX}}{2\pi\omega L} \left[\frac{v_c}{E_{MAX}} \frac{1}{\lambda^2} (1 - e^{-\lambda\gamma} - \lambda\gamma) + \left(\frac{\omega L}{Z} \right)^2 [2 \sin(\gamma/2) (\sin \xi - \lambda \sin \xi) - \right. \\ & \left. - \frac{1}{\lambda} [\sin(\xi - \lambda/2) + \cos(\xi - \lambda/2)] (1 - e^{-\lambda\gamma}) \right] \end{aligned} \quad (3.25)$$

3.3.5. Relación entre $\overline{i_L}$ y $\overline{v_{th}}$

En régimen permanente, las expresiones halladas deben cumplir ciertas condiciones. En el caso de la tensión media de salida, se debe cumplir que $\overline{v_{th}}$ sea igual a $\overline{i_L} R_f + v_c$ (el valor medio de tensión sobre el inductor es nulo). Operando sobre (3.15) se obtiene entonces la expresión (3.26).

$$\begin{aligned}\overline{v_{th}} &= \frac{p E_{MAX}}{2\pi} \left[2 \sin\left(\frac{\gamma}{2}\right) \cos(\xi) + \left(\frac{\overline{v_{th}} - \overline{i_L} R_f}{E_{MAX}} \right) \left(\frac{2\pi}{p} - \gamma \right) \right] \\ \overline{v_{th}} &= E_{MAX} \frac{\sin(\gamma/2) \cos \xi - \frac{\pi}{p} \frac{\overline{i_L} R_f}{E_{MAX}} \left(1 - \frac{\gamma}{2\pi/p} \right)}{\gamma/2}\end{aligned}\quad (3.26)$$

En (3.27) y (3.28) se muestran las expresiones correspondientes a la tensión y corriente media de salida normalizadas.

$$\overline{v_{thn}} = \frac{\overline{v_{th}}}{E_{MAX}} \quad (3.27)$$

$$\overline{i_{Ln}} = \frac{2\pi \omega L}{p E_{MAX}} \overline{i_L} \quad (3.28)$$

Combinando las expresiones (3.26), (3.27) y (3.28), se obtiene una ecuación para $\overline{v_{thn}}$ en (3.29).

$$\overline{v_{thn}} = \frac{\sin(\gamma/2) \cos \xi - \frac{1}{2} \frac{\overline{i_{Ln}}}{\lambda} \left(1 - \frac{\gamma}{2\pi/p} \right)}{\gamma/2} \quad (3.29)$$

Operando de un modo equivalente, se obtiene una expresión para la corriente media normalizada. A partir de las expresiones (3.26) y (3.29), y de las relaciones trigonométricas correspondientes, se reescribe la ecuación de la corriente media de salida como se observa en (3.30).

$$\begin{aligned}\overline{i_L} &= \frac{p E_{MAX}}{2\pi \omega L} \left[\frac{\sin(\gamma/2) - \frac{1}{2} \frac{\overline{i_{Ln}}}{\lambda} \left(1 - \frac{\gamma}{2\pi/p} \right)}{\gamma/2} \cos \xi \frac{1}{\lambda^2} (1 - e^{-\lambda\gamma} - \lambda\gamma) + \right. \\ &+ \left(\frac{\omega L}{Z} \right)^2 \left[2\lambda \sin\left(\frac{\gamma}{2}\right) \left[\cos(\xi) + \frac{1}{\lambda} \sin(\xi) \right] - \right. \\ &- \left. \left. \left(1 - e^{-\lambda\gamma} \right) \left[\cos\left(\xi - \frac{\lambda}{2}\right) + \frac{1}{\lambda} \sin\left(\xi - \frac{\lambda}{2}\right) \right] \right] \right]\end{aligned}\quad (3.30)$$

Reorganizando los términos, se obtiene la corriente media de salida normalizada $\overline{i_{Ln}}$ dada por (3.31).

$$\begin{aligned} \overline{i_{Ln}} = & \frac{\lambda\gamma}{1 - e^{-\lambda\gamma}} \left[\frac{\sin\left(\frac{\gamma}{2}\right)}{\gamma/2} \cos \xi \frac{1}{\lambda^2} (1 - e^{-\lambda\gamma} - \lambda\gamma) + \left(\frac{\omega L}{Z}\right)^2 \left[2\lambda \sin\left(\frac{\gamma}{2}\right) [\cos(\xi) + \right. \right. \\ & \left. \left. + \frac{1}{\lambda} \sin(\xi)] - (1 - e^{-\lambda\gamma}) \left[\cos\left(\xi - \frac{\gamma}{2}\right) + \frac{1}{\lambda} \sin\left(\xi - \frac{\gamma}{2}\right) \right] \right] \right] \end{aligned} \quad (3.31)$$

Como se observa por inspección de la ecuación (3.31), la corriente de salida es dependiente del ángulo de conducción γ . Dicho ángulo de conducción es igual a $2\pi/p$ en CCM, mientras que en DCM cumple $0 < \gamma < 2\pi/p$. Por lo tanto, si se reemplaza a γ por $2\pi/p$ en la ecuación (3.31) se obtiene el valor límite de corriente media entre CCM y DCM:

$$\begin{aligned} \overline{I_{LIMn}} = & \frac{\lambda \frac{2\pi}{p}}{1 - e^{-\lambda \frac{2\pi}{p}}} \left[\frac{\sin\left(\frac{\pi}{p}\right)}{\pi/p} \frac{\cos \alpha}{\lambda^2} \left(1 - e^{-\lambda \frac{2\pi}{p}} - \lambda \frac{2\pi}{p} \right) + \left(\frac{\omega L}{Z}\right)^2 \left[2\lambda \sin\left(\frac{\pi}{p}\right) [\cos \alpha + \right. \right. \\ & \left. \left. + \frac{1}{\lambda} \sin \alpha] - \left(1 - e^{-\lambda \frac{2\pi}{p}} \right) \left[\cos\left(\alpha - \frac{\pi}{p}\right) + \frac{1}{\lambda} \sin\left(\alpha - \frac{\pi}{p}\right) \right] \right] \right] \end{aligned} \quad (3.32)$$

En la figura 3.4 se observa la relación entre la corriente y la tensión de salida normalizadas para diferentes valores del ángulo de disparo α . Se grafican dos casos, en el primero la constante de tiempo τ es considerablemente mayor que el período de ripple T_r , mientras que en el segundo caso el valor de τ es sensiblemente menor. Se observa en línea de puntos el límite entre CCM y DCM para ambos casos, dado por $\overline{I_{LIMn}}$.

Como se observa en la figura 3.4, en ambos casos las curvas son similares, difiriendo en el límite entre CCM y DCM. Para valores de corriente media inferiores a $\overline{I_{LIMn}}$, la tensión de salida no depende solamente del ángulo de disparo α , si no también del valor de corriente requerido. Por lo tanto, se verifica que el convertidor no se comporta como una fuente de tensión en el rango de corrientes

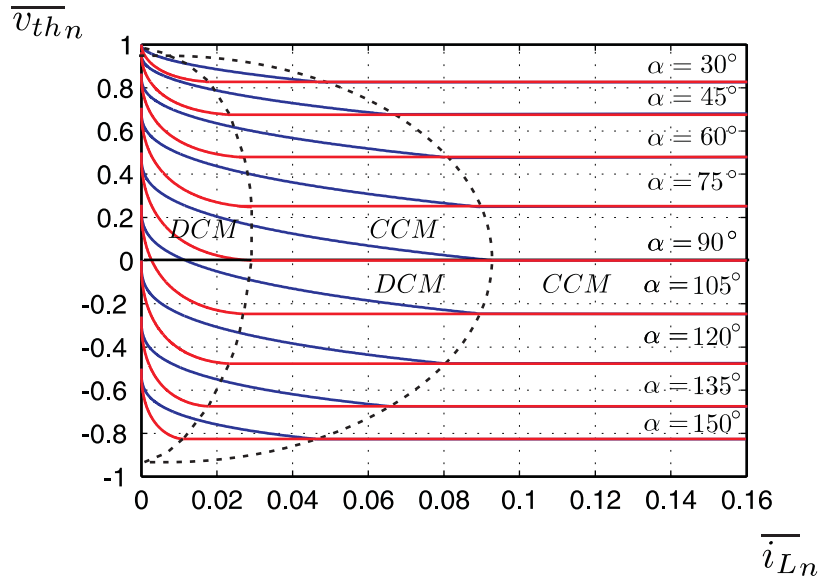


Figura 3.4: Caso con carga RLE: relación entre la tensión y corriente media normalizadas para diferentes ángulos de disparo α . Azul: $L_f=50\text{mH}$, $R_f=1\Omega$ ($\tau \gg T_r$). Rojo: $L_f=1\text{mH}$, $R_f=5\Omega$ ($\tau \ll T_r$).

de DCM.

3.4. Filtro LC con carga L

El análisis presentado hasta aquí está basado en la suposición de que el puente alimenta una carga del tipo RL o L, y una fuente de tensión constante. Debido a que en general la fuente de tensión es un elemento de almacenamiento de energía (por ejemplo un capacitor), bajo determinadas condiciones pueden producirse variaciones en su tensión entre impulsiones, lo cual modifica las conclusiones anteriores. Un ejemplo de cargas de este tipo es la utilizada en fuentes de corriente de alta precisión, formada por un filtro pasivo LC para atenuar el ripple y una carga inductiva, como se muestra en la figura 3.5.

En general la constante de tiempo de la carga es mucho mayor que la del filtro y el período de ripple, por lo tanto en el modelo se reemplaza por una fuente de corriente constante I_o , como se observa en la figura 3.6(a). En la figura 3.6(b)

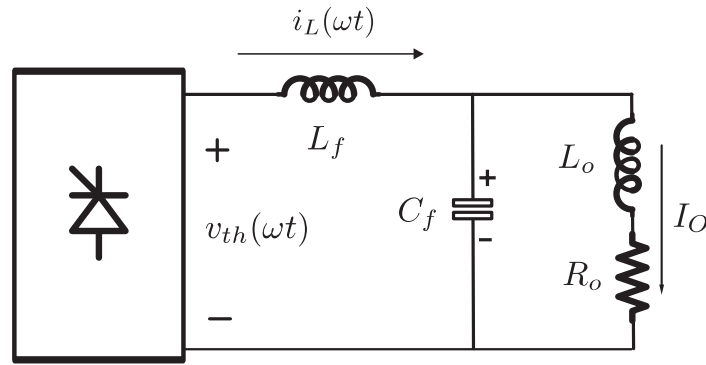


Figura 3.5: Topología con filtro LC y carga RL.

se muestran las tensiones y corrientes durante un período de conmutación. Se observa la variación de la tensión en el capacitor dentro del período de conducción γ , así como su variación lineal cuando la corriente en el inductor es cero, debido a la descarga a corriente constante I_o . La tensión del capacitor en el momento del disparo se denomina V_{co} , mientras que la tensión en el momento de la extinción de la corriente se denomina V_{ce} . A continuación, se calculan los parámetros de funcionamiento en DCM de esta configuración.

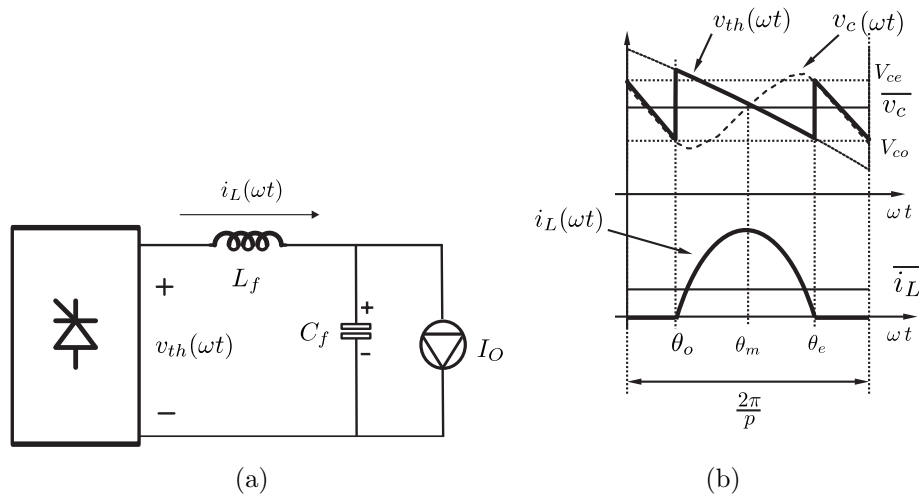


Figura 3.6: Carga con filtro LC: (a) Modelo. (b) Tensiones y corrientes en un período de conmutación.

3.4.1. Tensión media de salida $\overline{v_{th}}$

La tensión de salida del convertidor está dada por la expresión (3.33).

$$v_{th}(\omega t) = \begin{cases} E_{MAX} \sin(\omega t) & i_L(\omega t) > 0 \\ v_c(\omega t) = -\frac{V_{ce}-V_{co}}{2\pi/p-\gamma}(\omega t - \theta_e) + V_{ce} & i_L(\omega t) = 0 \end{cases} \quad (3.33)$$

Integrando la expresión (3.33) en un período de ripple, se obtiene la tensión media del convertidor, dada por (3.34).

$$\begin{aligned} \overline{v_{th}} &= \frac{1}{2\pi/p} \int_{\theta_o}^{\theta_e} v_{th}(\omega t) d(\omega t) \\ \overline{v_{th}} &= \frac{p}{2\pi} \left[\int_{\theta_o}^{\theta_e} E_{MAX} \sin(\omega t) d(\omega t) + \int_{\theta_o}^{\theta_e} \left[-\frac{V_{ce}-V_{co}}{2\pi/p-\gamma}(\omega t - \theta_e) + V_{ce} \right] d(\omega t) \right] \\ \overline{v_{th}} &= \frac{p E_{MAX}}{2\pi} \left[2 \sin(\gamma/2) \cos(\xi) + \frac{V_{ce}+V_{co}}{2} \left(\frac{2\pi}{p} - \gamma \right) \right] \end{aligned} \quad (3.34)$$

Assumiendo que la tensión media del capacitor es aproximadamente la media entre V_{ce} y V_{co} , la expresión de la tensión de salida es idéntica a la obtenida en los casos de v_c constante, como se observa en (3.35).

$$\overline{v_{th}} = \frac{p E_{MAX}}{2\pi} \left[2 \sin(\gamma/2) \cos(\xi) + \overline{v_c} \left(\frac{2\pi}{p} - \gamma \right) \right] \quad (3.35)$$

3.4.2. Ganancia estática del convertidor

La ganancia estática del convertidor es independiente del valor de v_c , por lo tanto se obtiene una expresión idéntica al caso de v_c constante, Ec.(3.36).

$$\begin{aligned}
 G_{TH} = \frac{\partial \overline{v_{th}}}{\partial V_\alpha} = \frac{p E_{MAX}}{\pi} \sin\left(\frac{\gamma}{2}\right) & \left[\cos\left(\frac{\gamma}{2} - \frac{\pi}{p}\right) \frac{K}{E_{DO}} + \right. \\
 & \left. + \sin\left(\frac{\gamma}{2} - \frac{\pi}{p}\right) \frac{\left(\frac{K}{E_{DO}}\right)^2}{\sqrt{1 - \left(\frac{K V_\alpha}{E_{DO}}\right)^2}} V_\alpha \right]
 \end{aligned} \quad (3.36)$$

3.4.3. Corriente de salida $i_L(\omega t)$

Las ecuaciones diferenciales que describen el modelo de la figura 3.6(a) se observan en (3.37).

$$\begin{aligned}
 v_{th}(\omega t) &= L_f \frac{di_L}{dt} + v_c(\omega t) \\
 i_c(\omega t) &= C \frac{dv_c}{dt} = i_L(\omega t) - I_o
 \end{aligned} \quad (3.37)$$

Resolviendo la Ec.(3.37) se obtiene la corriente de salida $i_L(\omega t)$, Ec.(3.38).

$$\begin{aligned}
 i_L(\omega t) &= \frac{C E_{MAX}}{\left(\frac{\omega}{\omega_f}\right)^2 - 1} [\omega \cos \theta_o [\cos(\omega_f t) - \cos(\omega t)] - \sin \theta_o [\omega_f \sin(\omega_f t) - \omega \sin(\omega t)]] - \\
 &- \omega_f C v_c(\theta_o) \sin(\omega_f t) + I_o [1 - \cos(\omega_f t)]
 \end{aligned} \quad (3.38)$$

donde $\omega_f = \frac{1}{\sqrt{L_f C}}$ es la frecuencia natural del filtro formado por L_f y C .

Reemplazando ωt por θ_e e igualando a cero la ecuación (3.38) se puede obtener el ángulo de extinción:

$$\begin{aligned}
 i_L(\theta_e) &= \frac{C E_{MAX}}{\left(\frac{\omega}{\omega_f}\right)^2 - 1} \left[\omega \cos \theta_o \left[\cos\left(\frac{\omega_f}{\omega} \theta_e\right) - \cos \theta_e \right] - \sin \theta_o \left[\omega_f \sin\left(\frac{\omega_f}{\omega} \theta_e\right) - \omega \sin \theta_e \right] \right] - \\
 &- \omega_f C v_c(\theta_o) \sin\left(\frac{\omega_f}{\omega} \theta_e\right) + I_o \left[1 - \cos\left(\frac{\omega_f}{\omega} \theta_e\right) \right] = 0
 \end{aligned} \quad (3.39)$$

Por inspección de la ecuación (3.39) se puede inferir que el cálculo del ángulo de extinción es aún más complejo que en el caso RLE, debido a que ahora aparecen componentes en frecuencias asociadas a la relación $L_f C$. El cálculo de dicho ángulo debe realizarse por métodos iterativos por tratarse de una ecuación trascendente.

3.4.4. Corriente media de salida $\overline{i_L}$

Integrando en un período de ripple la expresión (3.38) se obtiene la corriente media, dada por (3.40).

$$\overline{i_L} = \frac{1}{2\pi/p} \int_{\theta_o}^{\theta_e} i_L(\omega t) d(\omega t) \quad (3.40)$$

Resolviendo (3.40), se obtiene la expresión de la corriente media de salida, dada por (3.41).

$$\begin{aligned} \overline{i_L} = & \frac{pE_{MAX}}{2\pi \omega L} \left[\frac{1}{1 - \left(\frac{\omega_f}{\omega}\right)^2} \left[-\omega \sin\left(\xi - \frac{\gamma}{2}\right) \left[\frac{1}{\omega_f} \sin\left(\frac{\omega_f \gamma}{\omega}\right) - \frac{1}{\omega} \sin \gamma \right] - \right. \right. \\ & - \left. \cos\left(\xi - \frac{\gamma}{2}\right) \left[\cos \gamma - \cos\left(\frac{\omega_f \gamma}{\omega}\right) \right] \right] - \left(\frac{\omega}{\omega_f}\right)^2 \frac{v_c(\theta_o)}{E_{MAX}} \left[1 - \cos\left(\frac{\omega_f \gamma}{\omega}\right) \right] + \\ & + \left. \frac{\omega}{\omega_f^2} \frac{I_o}{E_{MAX}} \left[\gamma - \frac{\omega}{\omega_f} \sin\left(\frac{\omega_f \gamma}{\omega}\right) \right] \right] \end{aligned} \quad (3.41)$$

3.4.5. Relación entre $\overline{i_L}$ y $\overline{v_{th}}$

Debido a que se analiza régimen permanente, las expresiones halladas deben cumplir ciertas restricciones. La tensión de salida media debe ser igual a $\overline{v_c}$ ya que el valor medio de tensión sobre el inductor debe ser cero. Operando sobre la ecuación (3.35) se obtiene la expresión de la tensión media normalizada $\overline{v_{thn}}$ dada por (3.42).

$$\overline{v_{thn}} = \frac{\overline{v_{th}}}{E_{MAX}} = \frac{\overline{v_c}}{E_{MAX}} = \frac{\sin(\gamma/2)}{\gamma/2} \cos(\xi) \quad (3.42)$$

Por otra parte, la corriente de salida media $\overline{i_L}$ debe ser igual a I_o ya que el valor medio de corriente sobre el capacitor debe ser nulo. La ecuación (3.41), correspondiente a la corriente media de salida, depende del valor de tensión en el momento de disparo V_{co} . Debido a que dicha tensión depende de la corriente de carga I_o , es necesario obtener la relación entre estas variables. La descarga del capacitor a partir del instante en el cual la corriente se extingue, está dada por (3.43).

$$v_c(\omega t) = -\frac{I_o}{\omega C} (\omega t - \theta_e) + V_{ce} \quad (3.43)$$

Suponiendo que $\overline{v_c}$ es la media entre V_{co} y V_{ce} , se obtiene (3.44).

$$\overline{v_c} = \frac{V_{ce} + V_{co}}{2} \rightarrow V_{ce} = 2\overline{v_c} - V_{co} \quad (3.44)$$

Finalmente, reemplazando la expresión de V_{ce} en (3.43), se obtiene (3.45).

$$v_c(\theta_o) = V_{co} = -\frac{I_o}{2\omega C} \left(\frac{2\pi}{p} - \gamma \right) + \overline{v_c} \quad (3.45)$$

Asumiendo que $\overline{i_L}$ debe ser igual a I_o y teniendo en cuenta la expresión de V_{co} dada por (3.45), se obtiene la expresión de la corriente media de salida normalizada $\overline{i_{Ln}}$ dada por (3.46).

$$\overline{i_{Ln}} = \frac{\frac{1}{1 - \left(\frac{\omega_f}{\omega}\right)^2} \left[-\omega \sin\left(\xi - \frac{\gamma}{2}\right) \left[\frac{1}{\omega_f} \sin \frac{\omega_f \gamma}{\omega} - \frac{1}{\omega} \sin \gamma \right] - \cos\left(\xi - \frac{\gamma}{2}\right) \left[\cos \gamma - \cos \frac{\omega_f \gamma}{\omega} \right] \right] - \dots}{1 - \left[\left(1 - \frac{\gamma}{2\pi/p}\right) \left(1 - \cos \frac{\omega_f \gamma}{\omega}\right) + \frac{\gamma}{2\pi/p} \left[1 - \frac{\omega}{\omega_f \gamma} \sin \frac{\omega_f \gamma}{\omega} \right] \right]} \dots - \left(\frac{\omega}{\omega_f}\right)^2 \frac{\left[1 - \cos \frac{\omega_f \gamma}{\omega} \right] \frac{\sin(\gamma/2) \cos \xi}{\gamma/2}}{1 - \left[\left(1 - \frac{\gamma}{2\pi/p}\right) \left(1 - \cos \frac{\omega_f \gamma}{\omega}\right) + \frac{\gamma}{2\pi/p} \left[1 - \frac{\omega}{\omega_f \gamma} \sin \frac{\omega_f \gamma}{\omega} \right] \right]} \quad (3.46)$$

En la figura 3.7 se observa la relación entre la tensión y corriente media de salida normalizadas, para distintos valores del ángulo de disparo α . Se grafican tres diferentes valores de ω_f . En el primero (curva azul), el valor de C es tal que converge al caso de v_c constante. En el segundo caso (curva roja), la frecuencia de corte es aproximadamente una década inferior a la frecuencia de ripple, lo cual es típico en el caso de fuentes de corriente de precisión. Finalmente, la curva verde representa el caso en el cual la frecuencia de corte es comparable a la de ripple.

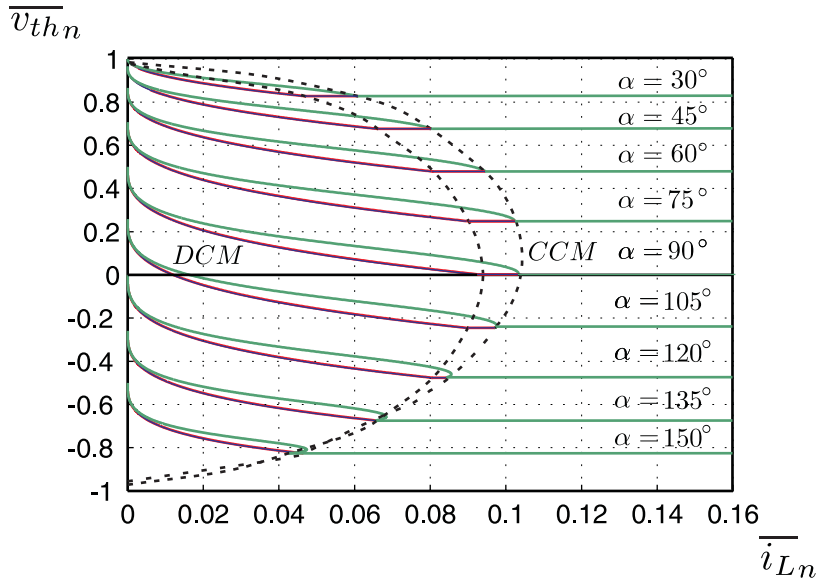


Figura 3.7: Carga con filtro LC : relación entre la tensión y corriente media normalizadas para diferentes ángulos de disparo α . Azul: $L_f=10\text{mH}$, $C=30\text{mF}$ ($\omega_n = 2\pi 9\text{Hz}$). Rojo: $L_f=10\text{mH}$, $C=3\text{mF}$ ($\omega_n = 2\pi 30\text{Hz}$). Verde: $L_f=10\text{mH}$, $C=200\mu\text{F}$ ($\omega_n = 2\pi 110\text{Hz}$).

Como se observa en la figura 3.7 las curvas para el caso de v_c constante y para

el caso de $\omega_f \approx \omega_r/10$ son similares. Por otra parte, en el tercer caso ($\omega_f \approx \omega_r$), se observa una marcada diferencia con el caso de v_c constante. Para determinados ángulos, en la zona cercana al límite entre DCM y CCM se observa un cambio de signo en la pendiente de la curva, lo cual no se presenta en los otros casos analizados. Además, el límite entre CCM y DCM depende del valor de ω_f .

Analizando la figura 3.7, puede inferirse que el método de compensación a utilizarse en un sistema cuyo filtro para atenuar el ripple cumpla con $\omega_f \approx \omega_r$, debe ser distinto al utilizado en una fuente con $\omega_f \approx \omega_r/10$. Por otra parte, en este último caso, podría utilizarse el mismo método de compensación que para los sistemas en los cuales v_c es constante.

3.5. Filtro LC con carga L, aproximación lineal

Para intentar reducir la complejidad del análisis, en esta sección se asume que la variación de la tensión del capacitor dentro del período de conducción es lineal. En la figura 3.8 (a) se muestra la configuración, mientras que en la figura 3.8 (b) se observan las tensiones y corrientes en un período de conmutación.

3.5.1. Tensión media de salida $\overline{v_{th}}$

La expresión que representa la tensión en el capacitor se explicita en la (3.47). Además, como la corriente del convertidor fuera del período de conducción es cero, la tensión del capacitor varía linealmente.

$$v_c(\omega t) = \begin{cases} V_{co} + \frac{V_{ce}-V_{co}}{(\theta_e-\theta_o)}(\omega t - \theta_o) & \theta_o < \omega t < \theta_e \\ V_{ce} - \frac{I_o}{\omega C}(\omega t - \theta_e) = V_{ce} - \frac{V_{ce}-V_{co}}{\frac{2\pi}{p}-\gamma}(\omega t - \theta_e) & \theta_e < \omega t < \theta_o + \frac{2\pi}{p} \end{cases} \quad (3.47)$$

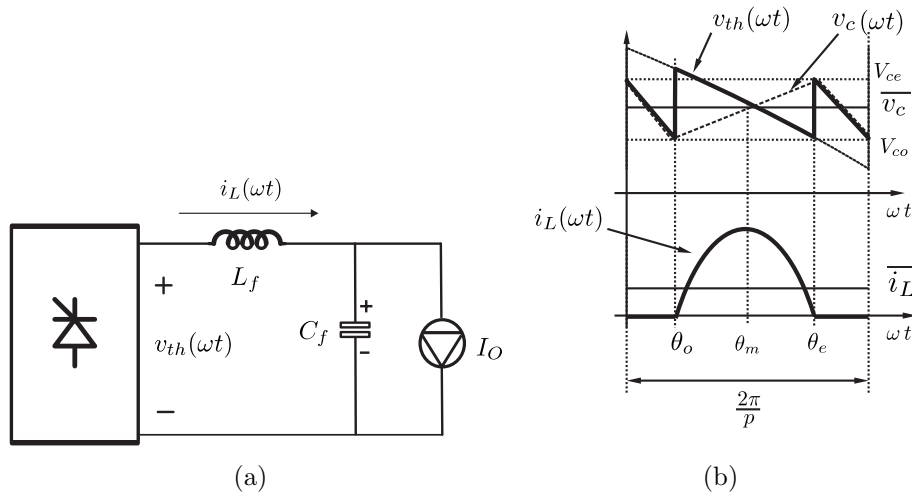


Figura 3.8: Carga con filtro LC , aproximación lineal: (a) Modelo. (b) Tensiones y corrientes en un período de conmutación.

La tensión de salida del rectificador esta dada por (3.48).

$$v_{th}(\omega t) = \begin{cases} E_{MAX} \sin(\omega t) & i_L(\omega t) > 0 \\ v_c(\omega t) = -\frac{V_{ce}-V_{co}}{\frac{2\pi}{p}-\gamma}(\omega t - \theta_e) + V_{ce} & i_L(\omega t) = 0 \end{cases} \quad (3.48)$$

Integrando la expresión (3.48) en un período de ripple, se obtiene la tensión media del convertidor, dada por (3.49).

$$\begin{aligned} \overline{v_{th}} &= \frac{1}{2\pi/p} \int_{\theta_o}^{\theta_e} v_{th}(\omega t) d(\omega t) \\ \overline{v_{th}} &= \frac{p}{2\pi} \left[\int_{\theta_o}^{\theta_e} E_{MAX} \sin(\omega t) d(\omega t) + \int_{\theta_o}^{\theta_e} \left[-\frac{V_{ce}-V_{co}}{2\pi/p-\gamma}(\omega t - \theta_e) + V_{ce} \right] d(\omega t) \right] \\ \overline{v_{th}} &= \frac{p E_{MAX}}{2\pi} \left[2 \sin(\gamma/2) \cos(\xi) + \frac{V_{ce} + V_{co}}{2} \left(\frac{2\pi}{p} - \gamma \right) \right] \end{aligned} \quad (3.49)$$

En este caso, la tensión media del capacitor es efectivamente la media entre V_{ce} y V_{co} , con lo cual la expresión que resulta es la (3.50), que es idéntica a la

obtenida en los casos de v_c constante.

$$\overline{v_{th}} = \frac{p E_{MAX}}{2\pi} \left[2 \sin(\gamma/2) \cos(\xi) + \overline{v_c} \left(\frac{2\pi}{p} - \gamma \right) \right] \quad (3.50)$$

3.5.2. Ganancia estática del convertidor

Debido a que la ganancia estática no depende de la tensión v_c , se obtiene un resultado idéntico a los casos precedentes, como se observa en la expresión (3.51).

$$\begin{aligned} G_{TH} = \frac{\partial \overline{v_{th}}}{\partial V_\alpha} &= \frac{p E_{MAX}}{\pi} \sin\left(\frac{\gamma}{2}\right) \left[\cos\left(\frac{\gamma}{2} - \frac{\pi}{p}\right) \frac{K}{E_{DO}} + \right. \\ &\quad \left. + \sin\left(\frac{\gamma}{2} - \frac{\pi}{p}\right) \frac{\left(\frac{K}{E_{DO}}\right)^2}{\sqrt{1 - \left(\frac{K V_\alpha}{E_{DO}}\right)^2}} V_\alpha \right] \end{aligned} \quad (3.51)$$

3.5.3. Corriente de salida $i_L(\omega t)$

La corriente de salida está dada por la expresión (3.52).

$$i_L(\omega t) = \frac{1}{\omega L_f} \int_{\theta_o}^{\omega t} [E_{MAX} \sin(\omega t) - v_c(\omega t)] d(\omega t) \quad (3.52)$$

Resolviendo (3.52), se llega a la expresión (3.53).

$$i_L(\omega t) = \frac{E_{MAX}}{\omega L_f} \left[\cos \theta_o - \cos(\omega t) - \frac{\omega t - \theta_o}{E_{MAX}} \left[\frac{V_{ce} - V_{co}}{2} \frac{\omega t - \theta_o}{\theta_e - \theta_o} + V_{co} \right] \right] \quad (3.53)$$

3.5.4. Corriente media de salida $\overline{i_L}$

Una vez obtenida la expresión de $i_L(\omega t)$, al integrarla en un período de $2\pi/p$, se obtiene la corriente media de salida del convertidor:

$$\overline{i_L} = \frac{p E_{MAX}}{2\pi \omega L} \left[\sin \theta_o - \sin \theta_e + \gamma \cos \theta_o - \frac{1}{2 E_{MAX}} \left[\overline{v_c} - \frac{5}{6} \frac{I_o}{\omega C} \left(\frac{2\pi}{p} - \gamma \right) \right] \gamma \right] \quad (3.54)$$

La expresión es similar a la obtenida para el caso de tensión constante. La diferencia se encuentra en el término que corresponde a la corriente de salida del sistema I_o . En la sección siguiente se analiza la importancia de este término adicional, para determinar bajo que condiciones debe ser tenido en cuenta.

3.5.5. Relación entre $\overline{i_L}$ y $\overline{v_{th}}$

Como se analiza el caso de régimen permanente, la tensión de salida debe ser igual a la tensión media del capacitor, mientras que la corriente media debe ser igual a la corriente de salida I_o . Teniendo en cuenta esto se obtiene la relación entre $\overline{i_L}$ y $\overline{v_{th}}$ en forma normalizada.

$$\overline{v_{thn}} = \frac{\overline{v_{th}}}{E_{MAX}} = \frac{\overline{v_c}}{E_{MAX}} = \frac{\sin(\gamma/2)}{\gamma/2} \cos(\xi) \quad (3.55)$$

Reemplazando el resultado obtenido de la ecuación (3.55) en la ecuación (3.54), y asumiendo que $\overline{i_L}$ es igual a I_o , se llega a la expresión de la corriente media de salida normalizada:

$$\overline{i_{Ln}} = \frac{\gamma \sin(\xi) \left[\frac{\sin(\gamma/2)}{\gamma/2} - \cos(\gamma/2) \right]}{1 - \frac{5}{12} \left(\frac{\omega_f}{\omega} \right)^2 \left(1 - \frac{\gamma}{2\pi/p} \right) \gamma^2} \quad (3.56)$$

La ecuación resultante para $\overline{i_{Ln}}$ es muy similar a la del caso en que v_c es constante. El término adicional en el denominador, que depende de la relación entre la frecuencia de natural del filtro y la de línea, es el que indica la posibilidad de variación de dicha tensión. En la figura 3.9 se muestra la relación entre la tensión y corriente de salida normalizadas, para tres valores de ω_f .

En la figura 3.9, se puede observar que el límite entre CCM y DCM es coincidente para los tres valores de ω_f , lo cual difiere con el modelo sin aproximación

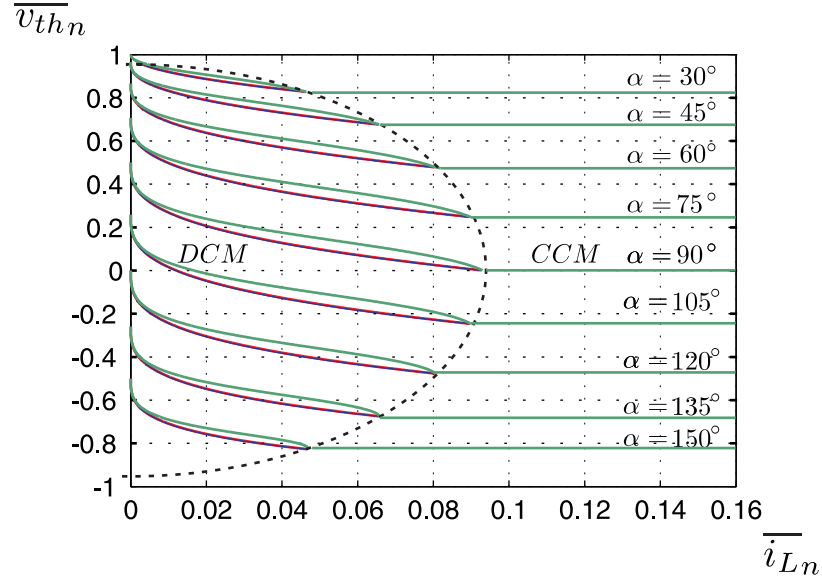


Figura 3.9: Carga con filtro LC , aproximación lineal: relación entre la tensión y corriente media normalizadas para diferentes ángulos de disparo α . Azul: $L_f=10\text{mH}$, $C=30\text{mF}$ ($\omega_n = 2\pi 9\text{Hz}$). Rojo: $L_f=10\text{mH}$, $C=3\text{mF}$ ($\omega_n = 2\pi 30\text{Hz}$). Verde: $L_f=10\text{mH}$, $C=200\mu\text{F}$ ($\omega_n = 2\pi 110\text{Hz}$).

obtenido en la sección anterior. Esta diferencia obedece al ripple de tensión significativo por el bajo rechazo para $\omega_f \approx \omega_r$. Mientras que en la aproximación lineal, cuando $\gamma \approx 2\pi/p$, $V_{co} \approx V_{ce}$, con lo cual el ripple sería cero. En la figura 3.10, se muestra la relación entre la tensión y la corriente de salida normalizada con $\omega_f \approx \omega_r$, para v_c exacto y para el aproximado, observándose que ambos convergen a medida que se reduce la corriente media, es decir, a medida que disminuye el período de conducción. De cualquier modo, a los efectos de modelar el desempeño del sistema en función de los parámetros del filtro de salida, la aproximación propuesta permite obtener conclusiones en forma cualitativa sin mayores errores.

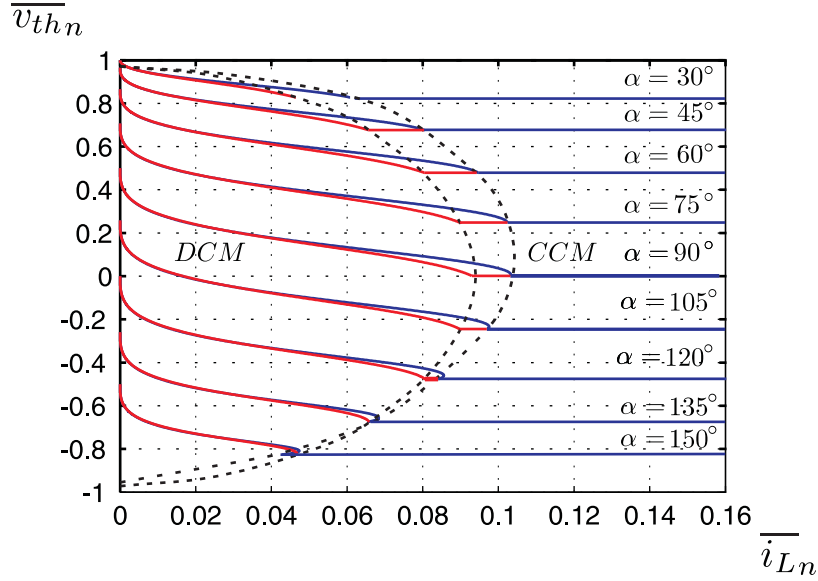


Figura 3.10: Carga con filtro LC . Relación entre la tensión y corriente media normalizadas para diferentes ángulos de disparo α . $L_f=10\text{mH}$, $C=200\mu\text{F}$ ($\omega_n = 2\pi 110\text{Hz}$). Azul: modelo exacto. Rojo: modelo aproximado.

3.6. Comparación entre modelos

En esta sección se comparan los diferentes modelos analizados. A pesar de los distintos modelos presentan diferencias, se observa que, bajo determinadas condiciones, éstos convergen al modelo LE. En el caso RLE, si $\tau \gg T_r$, la relación entre tensión media y corriente media de salida es similar a la expresión del caso LE. Por otro lado, los modelos con filtro LC también convergen al caso LE si $\omega_f \ll \omega_r$. Esta característica reviste importancia dado que permite diseñar el método de control en DCM utilizando el modelo más sencillo, aún para las topologías más complejas teniendo en consideración las condiciones anteriormente comentadas.

Para encontrar el rango en el que el modelo LE es adecuado para diseñar el control de una topología compleja, se define la variable e_{modelo} :

$$e_{\text{modelo}} = \frac{\overline{i_{n\text{modelo}}} - \overline{i_{nLE}}}{\overline{i_{nLE}}} \quad (3.57)$$

donde $\overline{i_{n\text{modelo}}}$ es la corriente media normalizada de la topología compleja e $\overline{i_{nLE}}$ es la corriente media normalizada para el caso LE.

Se calculó e_{modelo} para las diferentes topologías: RLE (para $\tau \gg T_r$ y para $\tau \ll T_r$) y filtro LC con carga L en forma exacta y aproximada (para $\omega_f \ll \omega_r$ y para $\omega_f \approx \omega_r$). Los resultados obtenidos se muestran en las figuras 3.11(a) y (b), respectivamente.

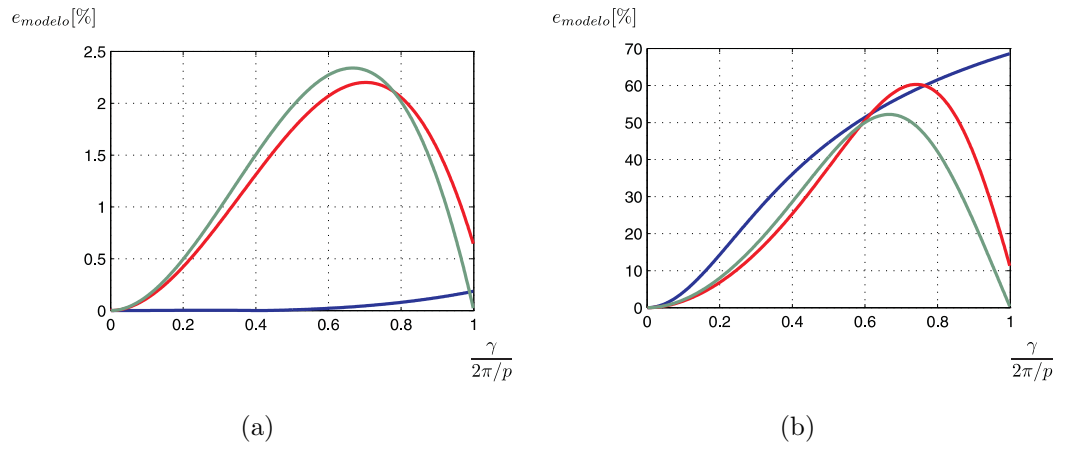


Figura 3.11: Error entre modelos. Azul: modelo RLE. Rojo: filtro LC modelo exacto. Verde: filtro LC modelo aproximado. (a) $\tau \gg T_r$, $\omega_f \ll \omega_r$. (b) $\tau \ll T_r$, $\omega_f \approx \omega_r$.

Como se observa en la figura 3.11(a), el error porcentual entre el modelo LE y los restantes es pequeño. Por lo tanto, este modelo podría utilizarse en el diseño del control de las topologías más complejas, para $\tau \gg T_r$ ó $\omega_f \ll \omega_r$. Por otro lado, el error porcentual mostrado en la figura 3.11(b) es elevado, con lo cual la utilización del modelo LE para $\tau \ll T_r$ ó $\omega_f \approx \omega_r$ sería deficiente. Finalmente, en ambos casos se observa que los modelos exacto y aproximado del filtro LC con carga L tienen similares características.

En general el modelo RLE obtenido a partir del circuito equivalente del motor CC cumple con $\tau \gg T_r$ ya que la constante mecánica de la máquina es más lenta que el período de ripple. En cambio, en las topologías con filtro LC, donde deben seleccionarse los parámetros del filtro, la situación es más compleja. Si la

frecuencia natural del filtro es lo suficientemente pequeña como para obtener un elevado rechazo al ripple ($\omega_f \ll \omega_r$), podría utilizarse el modelo LE. Sin embargo, el filtro LC no se diseña con una frecuencia natural arbitrariamente baja porque el tamaño y costo del mismo aumenta a medida que disminuye ω_f . Por lo tanto, existirá una relación de compromiso entre ω_f y ω_r que podría determinar la inconveniencia de utilizar el modelo LE. Por otra parte ya se verificó que para el filtro LC, el modelo que es más sencillo es similar al modelo exacto. Por lo tanto, se utilizará al primero para comparar con el modelo LE. El objeto es encontrar la relación ω_f/ω_r que permita modelar al sistema como LE.

En (3.58) se observan las expresiones de la corriente media normalizada para el modelo LE ($\bar{i}_{nLE}$) y para el filtro LC aproximado ($\bar{i}_{nLC}$).

$$\begin{aligned}\bar{i}_{nLE} &= \gamma \sin(\xi) \left[\frac{\sin(\gamma/2)}{\gamma/2} - \cos(\gamma/2) \right] \\ \bar{i}_{nvc} &= \frac{\bar{i}_{nLE}}{1 - \frac{5}{12} \left(\frac{\omega_f}{\omega} \right)^2 \left(1 - \frac{\gamma}{2\pi/p} \right) \gamma^2}\end{aligned}\quad (3.58)$$

En (3.59) se presenta el error como fue definido en (3.57).

$$e_{LC} = \frac{\frac{5}{12} \left(\frac{\omega_f}{\omega} \right)^2 \left(1 - \frac{\gamma}{2\pi/p} \right) \gamma^2}{1 - \frac{5}{12} \left(\frac{\omega_f}{\omega} \right)^2 \left(1 - \frac{\gamma}{2\pi/p} \right) \gamma^2}\quad (3.59)$$

Para hallar el valor máximo del error respecto de γ , se deriva la ecuación (3.59) y se iguala a cero, obteniéndose $\gamma_{eMAX} = \frac{2}{3} \frac{2\pi}{p}$. Definiendo E como el máximo error tolerable (siendo $0 < E < 1$), se obtiene la expresión (3.60).

$$\begin{aligned}\frac{20\pi^2}{81} \left(\frac{\omega_f}{\omega_r} \right)^2 &< \frac{E}{1-E} \\ 2,44 \left(\frac{\omega_f}{\omega_r} \right)^2 &< \frac{E}{1-E}\end{aligned}\quad (3.60)$$

Finalmente, operando sobre (3.60) se obtiene una cota para el valor de ω_f , como se observa en (3.61).

$$\omega_f < 0,64 \omega_r \sqrt{\frac{E}{1-E}} \quad (3.61)$$

Por ejemplo, para $p = 6$ ($\omega_r = 2\pi 300\text{Hz}$) y un error del 10 % ($E = 0,1$), se obtiene:

$$\omega_f < 2\pi 65\text{Hz} \quad (3.62)$$

Si el filtro LC posee una frecuencia natural menor a 65Hz, el sistema se comportará relativamente similar al modelo LE.

3.7. Conclusiones del capítulo

En este capítulo se introdujo la problemática del convertidor funcionando en DCM en régimen permanente, observándose la fuerte dependencia con la carga, principal diferencia con respecto al caso CCM. Se planteó la relación entre la tensión y la corriente media de salida, para diferentes condiciones de carga. Se compararon los diferentes modelos para encontrar bajo qué condiciones convergen al caso LE, el cual es más sencillo de analizar. El análisis realizado en este capítulo servirá de base para la obtención de un sencillo método de control on-line que permita extender el rango de operación del convertidor a corrientes en DCM.

Capítulo 4

Método de control de convertidores a tiristores en DCM

4.1. Introducción

El comportamiento del convertidor en DCM está estrechamente relacionado con la carga y el punto de operación. La tensión de salida depende de la corriente media sobre la carga, apartándose del modelo de fuente de tensión que tenía en CCM. Estas características, junto con la naturaleza discreta del convertidor, complican el sistema de control y requieren técnicas especiales de compensación.

Diferentes métodos de compensación pueden hallarse en la literatura. Los primeros intentos estuvieron basados en aumentar la ganancia del controlador. En general, son métodos empíricos basados en la modificación de coeficientes por medio de prueba y error, con lo cual no permiten tener una cabal idea del comportamiento del convertidor [13] [14] [18] [19]. Posteriormente, en [20] se presentó un

sistema de control en DCM para un motor CC, donde se propuso obtener el ángulo de disparo a partir de una LUT (Look-Up Table) de dos entradas, una con el valor de corriente de armadura deseada y la otra con la fuerza contraelectromotriz del motor. Dicha tabla era obtenida empíricamente sobre el convertidor, para una condición de régimen permanente y para un valor de carga en particular. El problema radicaba en la falta de flexibilidad ante el caso de que la carga cambie, ya sea en forma estática (reemplazo de la carga) o dinámica (por ejemplo, variaciones por temperatura), debiendo generarse una nueva tabla. Además, el tamaño de la misma aumentaba con la precisión requerida, con lo cual se volvía poco conveniente para el caso de sistemas de altas prestaciones.

Debido al creciente desarrollo de los dispositivos de cálculo utilizados, recientemente han aparecido métodos que proponen la solución iterativa on-line de las ecuaciones trascendentes del sistema [21] [22] [23]. Esto implica una carga computacional que podría resultar excesiva para aplicaciones de elevada precisión, teniendo en cuenta que además de resolver las ecuaciones trascendentes deben ejecutarse los algoritmos de control, de monitoreo de señales por motivos de seguridad, y de comunicación con otros dispositivos. Por otra parte, resolver las ecuaciones iterativamente no provee un modelo analítico de la situación.

Por lo tanto, los métodos de compensación existentes se presentan complejos, poco flexibles y de difícil implementación. En esta tesis se propone un nuevo método analítico que resuelve los problemas anteriormente mencionados. La propuesta consiste en calcular on-line un ángulo de corrección $\Delta\alpha$ obtenido a partir del valor de corriente media y del tipo de carga, de manera de lograr que la ganancia del sistema sea aproximadamente igual en CCM y en DCM. El valor de corriente media en el período posterior al disparo puede ser estimado a partir de la señal de control V_α , suponiendo que se ha logrado cumplir con la premisa anteriormente esbozada.

En las secciones siguientes se presenta el método de compensación propuesto. Debido a que la mayoría de las cargas conectadas a este tipo de convertidores cumplen con los requisitos establecidos en el capítulo anterior para modelizar topologías complejas a una carga LE, se realizará el análisis sobre dicho modelo. En la figura 4.1 se observa el esquema circuital utilizado.

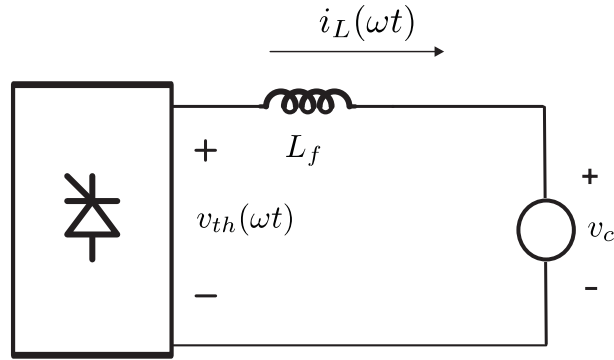


Figura 4.1: Convertidor conectado a una carga LE.

4.2. Método propuesto

Se asume que la transferencia del convertidor ha sido linealizada, siendo igual a una ganancia constante K . Por lo tanto, para que el convertidor funcione de la misma manera tanto en CCM como en DCM, la tensión media de salida debe ser igual a $K V_\alpha$.

La figura 4.2 muestra las formas de onda de tensiones y corrientes de un rectificador con un ángulo de disparo fijo α (que corresponde a una señal de control constante igual a V_α), conectado a una carga LE. El ángulo de disparo se ha elegido para que la tensión media $\overline{v_{th}} = K V_\alpha$ sea menor a la tensión v_c , de forma de provocar una disminución de la corriente media sobre el inductor. La tensión media de salida para cada intervalo de conducción ($\overline{v_{th1}}, \overline{v_{th2}}, \overline{v_{th3}}$) se muestra en línea continua en el gráfico superior, así como también la corriente media de

salida $(\bar{i}_{L1}, \bar{i}_{L2}, \bar{i}_{L3})$. Durante los dos primeros intervalos el convertidor opera en CCM, mientras que en el tercer intervalo, la corriente se extingue produciendo la condición de DCM.

En CCM, debido a que el ángulo de disparo es constante, la tensión media de salida $\bar{v}_{th}$ es constante e igual a $K V_\alpha$. Bajo estas condiciones, la diferencia de corriente media entre intervalos es constante e igual a $\Delta \bar{i}_L$, como se muestra en (4.1).

$$\Delta \bar{i}_L = \mathbb{C} \frac{(K V_\alpha - v_c)}{\omega L} \quad (4.1)$$

donde $\mathbb{C}$ es una constante de proporcionalidad.

Durante los dos primeros intervalos de conducción, la tensión media de salida es igual a $K V_\alpha$, con lo cual la diferencia de corriente de salida media al final del segundo intervalo ($\Delta \bar{i}_{L2} = \bar{i}_{L2} - \bar{i}_{L1}$) resulta igual a $\Delta \bar{i}_L$. Sin embargo, durante el tercer intervalo la corriente de salida se hace cero en θ_e , produciendo la condición de DCM. Desde este instante hasta el final del intervalo la corriente de salida es nula y la tensión instantánea es igual a v_c , por lo tanto la tensión media es distinta a $K V_\alpha$. Esto se refleja en la variación de corriente media en este intervalo ($\Delta \bar{i}_{L3} = \bar{i}_{L3} - \bar{i}_{L2}$), que es distinta a $\Delta \bar{i}_L$ ya que el valor de $\bar{i}_{L3}$ es mayor al esperado.

Para corregir la tensión media de salida $\bar{v}_{th}$ al valor $K V_\alpha$, es necesario retardar el disparo una cantidad $\Delta \alpha$, como se muestra en la figura 4.3. Si esta acción se realiza correctamente, entonces $\Delta \bar{i}_{L3} = \Delta \bar{i}_{L2} = \Delta \bar{i}_L$. De esta forma, la tensión media $\bar{v}_{th}$ sería la misma que se hubiera obtenido si el convertidor operase en CCM como en los intervalos precedentes.

Como el ángulo de compensación $\Delta \alpha$ depende de la corriente media posterior al disparo, es necesario estimarla. Además, conviene disponer de una expresión

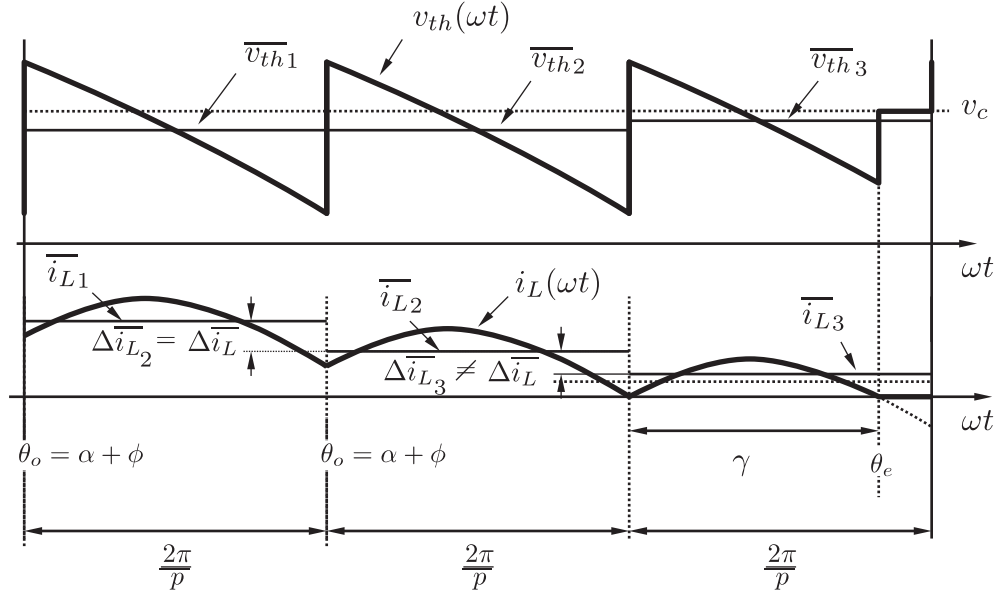


Figura 4.2: Tensiones y corrientes de salida en DCM.

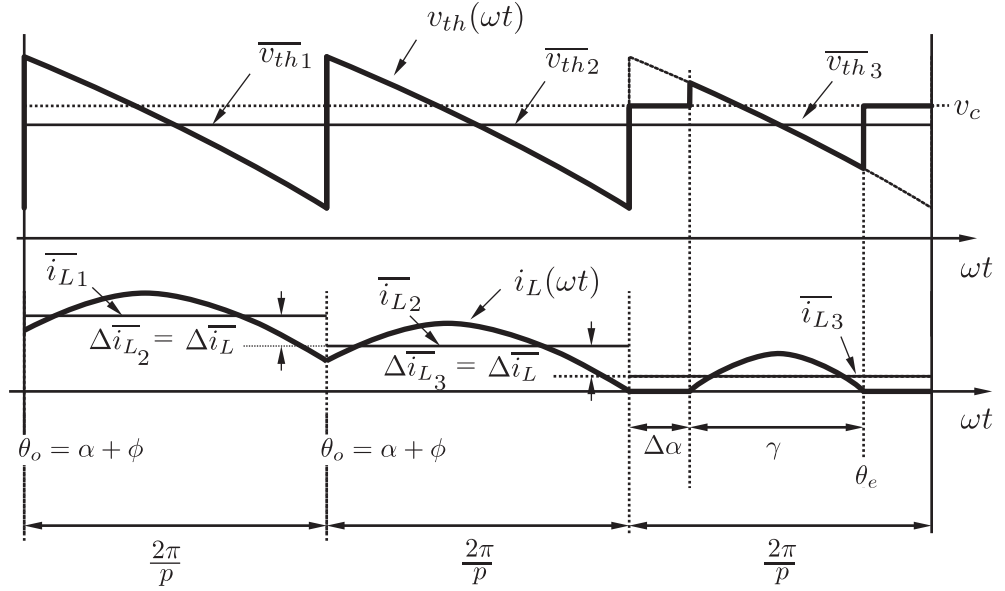


Figura 4.3: Tensiones y corrientes de salida en DCM con la compensación propuesta.

analítica sencilla, a partir de la cual pueda obtenerse el ángulo de corrección.

4.2.1. Estimación de la corriente media de salida

Para obtener una compensación on-line, la corriente media de salida tiene que ser estimada antes de producirse el disparo.

En CCM, la señal de control V_α determina que el valor de tensión media deseada en el próximo intervalo es $K V_\alpha$. Si se puede lograr que en DCM, para una señal de control V_α la tensión media sea también $K V_\alpha$, la corriente a través del inductor variará linealmente dentro del período de ripple debido a que la tensión sobre el inductor es constante. Por lo tanto, la estimación del valor de corriente media $\hat{i}_L$ puede ser obtenida usando la ecuación (4.2).

$$\hat{i}_L = \overline{i_L(0)} + \Delta \overline{i_L} = \overline{i_L(0)} + \frac{\pi(KV_\alpha - v_c)}{p\omega L} \quad (4.2)$$

donde $\overline{i_L(0)}$ es la corriente media de salida del convertidor en el período de conducción previo y ω es la pulsación de línea.

4.2.2. Cálculo del ángulo de compensación

Una vez estimada la corriente media, debe encontrarse su relación con $\Delta\alpha$. Adicionalmente, es necesario discernir antes del disparo si el convertidor se halla en CCM o DCM, para saber si debe aplicarse o no la compensación. A continuación se presenta la solución propuesta para estos objetivos.

En la figura 4.4 se muestra la tensión y la corriente durante un intervalo angular $\frac{2\pi}{p}$ en DCM, donde se define $\omega t = 0$ como el instante en el cual se produciría el disparo sin compensación. La expresión de la corriente de salida $i_L(\omega t)$ está dada por (4.3).

$$i_L(\omega t) = i_L(0) + \frac{1}{\omega L} \int_0^{\omega t} [v_{th}(\omega t) - v_c] d\omega t \quad (4.3)$$

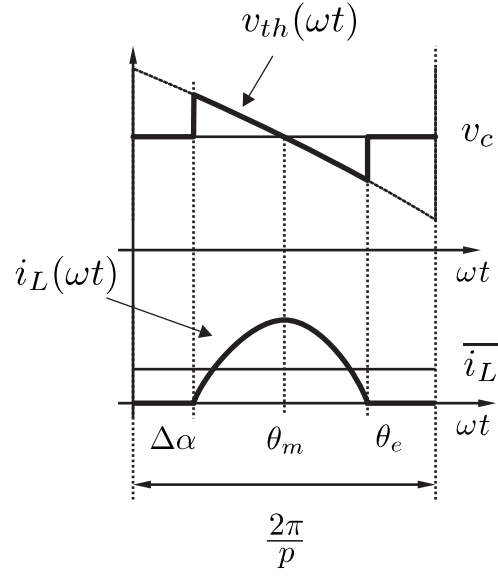


Figura 4.4: Tensiones y corrientes de salida del convertidor en DCM en un período $\frac{2\pi}{p}$.

Considerando la figura 4.4, la tensión a la salida del rectificador para $i_L(\omega t) > 0$ está dada por:

$$v_{th}(\omega t) = E_{MAX} \sin(\omega t + \alpha + \phi) \quad (4.4)$$

siendo ϕ el ángulo de conmutación natural y α el ángulo de disparo.

Reemplazando la ecuación (4.4) en (4.3) y asumiendo que $i_L(0) = 0$, la expresión para la corriente de salida en DCM es:

$$i_L(\omega t) = \begin{cases} 0 & 0 < \omega t < \Delta\alpha \\ \frac{1}{\omega L} \int_{\Delta\alpha}^{\omega t} v_L d\omega t & \Delta\alpha < \omega t < \theta_e \\ 0 & \theta_e < \omega t < \frac{2\pi}{p} \end{cases} \quad (4.5)$$

donde $v_L(\omega t) = E_{MAX} \sin(\omega t + \alpha + \phi) - v_c$.

La corriente media de salida para un período de conducción está dada por (4.6).

$$\overline{i_L} = \frac{p}{2\pi} \int_0^{\frac{2\pi}{p}} i_L(\omega t) d\omega t \quad (4.6)$$

La inclusión de la ecuación (4.5) en la ecuación (4.6) lleva a ecuaciones trigonométricas que deben ser resueltas numéricamente para poder encontrar tanto el ángulo de extinción θ_e como $\overline{i_L}$. Este es el camino sugerido por diferentes autores [20]. Sin embargo, este recurso no es sencillo para aplicaciones en tiempo real debido al tiempo de cálculo requerido. En la práctica, el ángulo de disparo está acotado al rango $[20^\circ, 150^\circ]$ debido al tiempo de recubrimiento y de apagado de los tiristores [7]. En dicho rango, la tensión instantánea de salida del convertidor dentro de un período de ripple puede considerarse lineal desde el punto de vista de su influencia en la ganancia del convertidor. Por lo tanto, puede aproximarse $v_{th}(\omega t)$ a los dos primeros términos en el desarrollo en serie de Taylor, en el entorno del punto de operación θ_m , como se observa en (4.7).

$$v_L(\omega t) = v_{th}(\omega t) - v_c \simeq v_{th}(\theta_m) + \left. \frac{\partial[v_{th}(\omega t)]}{\partial[\omega t]} \right|_{\omega t=\theta_m} (\omega t - \theta_m) - v_c \quad (4.7)$$

Resolviendo (4.7), se obtiene una expresión de la corriente media de salida en función del ángulo de compensación, como se observa en (4.8).

$$\overline{i_L} = \frac{p}{3\pi} \frac{E_{MAX}}{\omega L} \left[1 - \left(\frac{v_c}{E_{MAX}} \right)^2 \right]^{1/2} \left[\frac{\pi}{p} - \Delta\alpha \right]^3 \quad (4.8)$$

El límite entre CCM y DCM se obtiene reemplazando $\Delta\alpha$ por 0 en la expresión (4.8), cuyo resultado se observa en (4.9).

$$I_{LIM} = \frac{p}{3\pi} \frac{E_{MAX}}{\omega L} \left[1 - \left(\frac{v_c}{E_{MAX}} \right)^2 \right]^{1/2} \left[\frac{\pi}{p} \right]^3 \quad (4.9)$$

La ecuación (4.9) reviste gran importancia, porque es una sencilla expresión que permite discernir el límite entre CCM y DCM. Además, si $v_c \ll E_{MAX}$, el valor de I_{LIM} es una constante que puede ser calculada con anticipación, Ec.(4.10).

$$I_{LIM} = \frac{p}{3\pi} \frac{E_{MAX}}{\omega L} \left[\frac{\pi}{p} \right]^3 \quad (4.10)$$

Operando sobre (4.9) y (4.8), se obtiene la expresión para el ángulo de compensación, Ec.(4.11).

$$\Delta\alpha = \frac{\pi}{p} \left[1 - \left[\frac{\overline{i_L}}{I_{LIM}} \right]^{\frac{1}{3}} \right] \quad (4.11)$$

Para obtener una compensación on-line, se utiliza la estimación de la corriente media dada por (4.2), y se calcula el ángulo de compensación mediante la ecuación (4.11). La ecuación que resume este procedimiento se presenta en (4.12).

$$\begin{aligned} \hat{i_L} &= \overline{i_L(0)} + \frac{\pi}{p} \frac{(KV_\alpha - v_c)}{\omega L} \\ \Delta\alpha &= \begin{cases} 0 & \hat{i_L} > I_{LIM} \\ \frac{\pi}{p} \left[1 - \left[\frac{\hat{i_L}}{I_{LIM}} \right]^{\frac{1}{3}} \right] & \hat{i_L} < I_{LIM} \\ \frac{\pi}{p} & \hat{i_L} < 0 \end{cases} \quad (4.12) \end{aligned}$$

La importancia de la expresión (4.12) radica en que permite obtener un modelo del convertidor en DCM. Utilizando el método propuesto, el sistema de control diseñado para CCM sirve también para DCM, solamente debe sumarse el ángulo de compensación $\Delta\alpha$. Además, como la expresión analítica depende de L , permite

modificar los coeficientes para ajustarse a una nueva condición de carga. Esto podría realizarse incluso con el convertidor en operación, si se estima la inductancia de carga on-line.

La expresión (4.12) consta de dos operaciones simples (multiplicación y suma) y una compleja (raíz cúbica). En la implementación de la (4.12) en un dispositivo de cálculo, la raíz cúbica podría resolverse utilizando las librerías del dispositivo, pero a costa de un mayor consumo de recursos lógicos del dispositivo. A fin de reducir el costo computacional, se propone linealizar por tramos la función, como se observa en la figura 4.5(a). En dicha figura se observa la raíz cúbica exacta y linealizada, en función del parámetro $x = \frac{\hat{i}_L}{I_{LIM}}$. Los números sobre la curva identifican el tramo lineal correspondiente. En la figura 4.5(b) se muestra un zoom correspondiente a pequeños valores de x , donde debido a la pendiente de la función son necesarios varios tramos. La cantidad de tramos y rangos seleccionados han sido aceptables en cuestión de precisión.

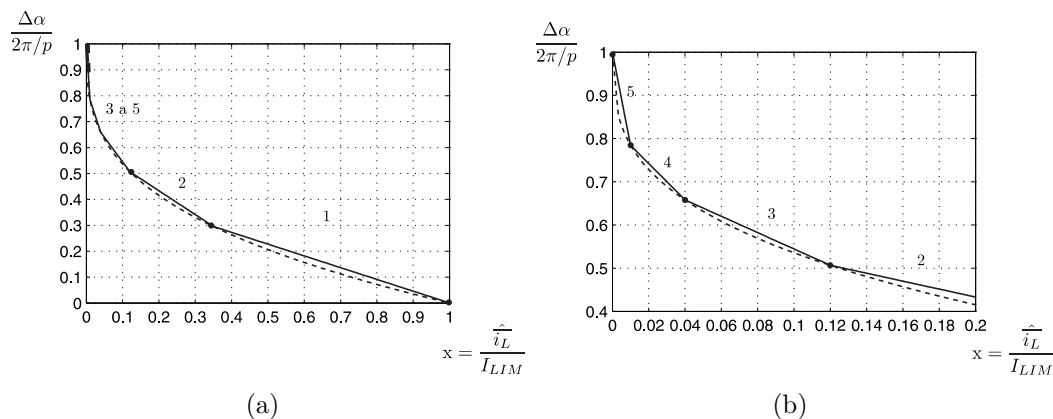


Figura 4.5: Linealización por tramos de la función raíz cúbica. Línea de puntos: función matemática. Línea completa: linealización. (a) General. (b) Zoom para pequeños valores de x .

4.3. Conclusiones del capítulo

A partir del análisis realizado en el capítulo anterior, se desarrolló un nuevo método de control de convertidores a tiristores en DCM basado en la corrección del ángulo de disparo mediante un ángulo de compensación, lo cual permite lograr en forma sencilla que la ganancia del convertidor sea aproximadamente la misma tanto en CCM como en DCM. Esto posibilita diseñar lazos de control robustos frente al modo de conducción. Para resolver las ecuaciones trascendentes que se derivan del modelo, se propuso realizar una linealización de la tensión de salida, lo cual determina que la relación entre la corriente de salida y el ángulo de compensación sea una función cúbica. El método propuesto permite la modificación de los coeficientes de la compensación de acuerdo al valor de L (inclusive en forma on-line). Adicionalmente, provee un criterio para discernir si el convertidor se encuentra en CCM o DCM a partir del valor de I_{LIM} , el cual es aproximadamente constante para condiciones de operación estándar. Finalmente, se propuso resolver en forma lineal por tramos la función necesaria para realizar la compensación, de forma de no perder precisión y de evitar la carga computacional de resolver una raíz cubica.

Capítulo 5

Simulaciones

En este capítulo se describen las simulaciones del método de compensación propuesto para DCM. El mismo fue aplicado a un sistema de control de una fuente de corriente basada en un rectificador a tiristores. Las características del sistema se detallan en el Apéndice B. La simulación del sistema fue diseñada para que refleje lo más fielmente posible la posterior implementación práctica.

5.1. Implementación en MATLAB/SIMULINK

El sistema completo se muestra en la figura 5.1. El control se compone de cuatro bloques principales: un controlador para el lazo interno que regula la tensión de salida del convertidor ($G_{c_{th}}$), un controlador para regular la tensión sobre la carga (G_{c_v}), un controlador para regular la corriente sobre la carga ($G_{c_{i_{bil}}}$) y un último bloque dedicado a linealizar la transferencia del convertidor y obtener el ángulo de compensación en DCM (*Correccion de alfa*). Otros bloques que componen el sistema son: el convertidor (*TGC+Puente*), el filtro LC y la carga (*Filtro+Carga*), el bloque de adquisición de señales (*Adquisicion*) y el generador de la corriente de referencia (I_{ref}). A continuación se describe cada bloque.

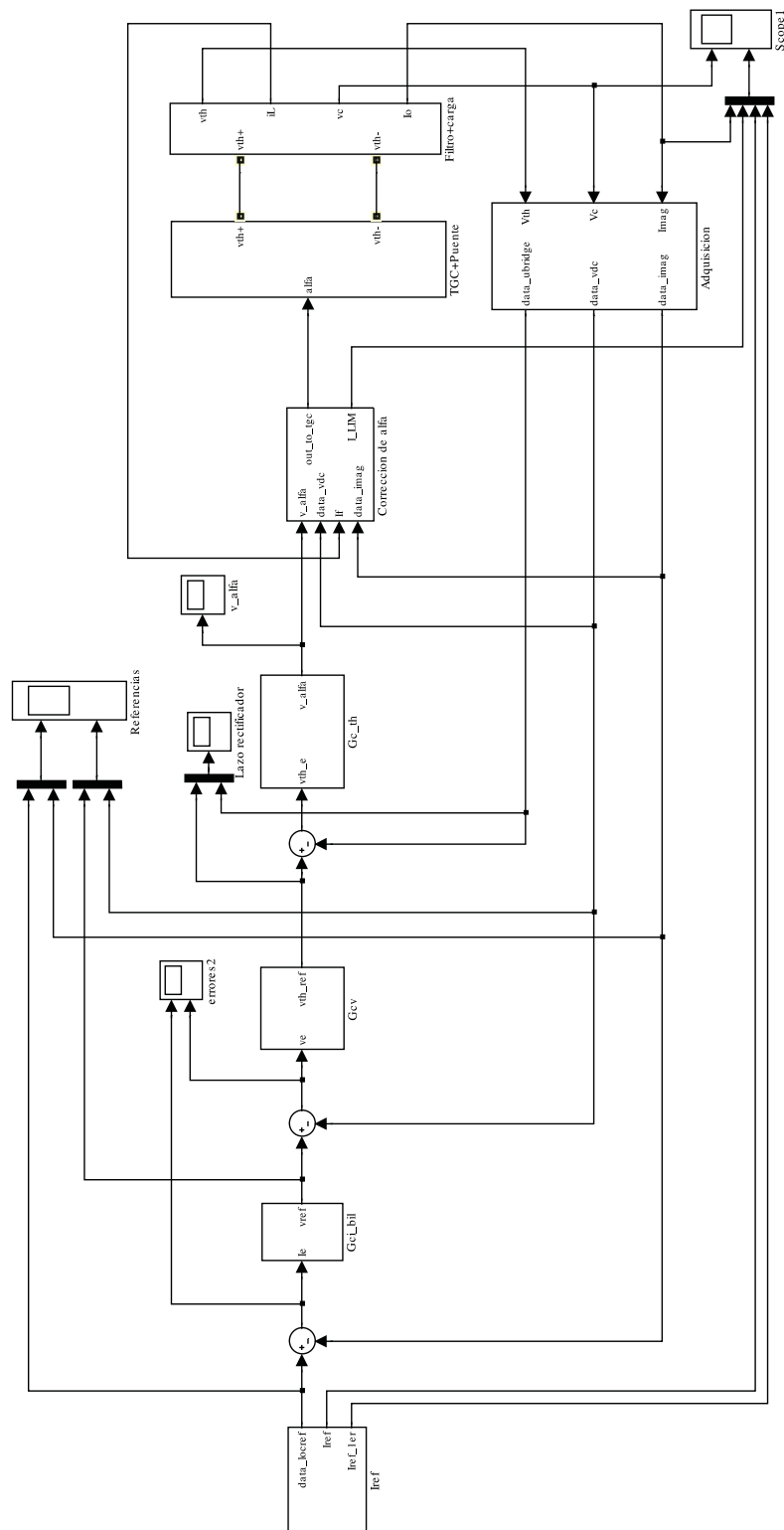


Figura 5.1: Sistema de control de corriente implementado en MATLAB/SIMULINK.

5.1.1. Etapa de potencia

La etapa de potencia está constituida por el bloque *TGC + Puente*. Se compone de un generador trifásico, un puente de tiristores de 6 pulsos y el generador de pulsos de disparo *TGC*, como se observa en la figura 5.2.

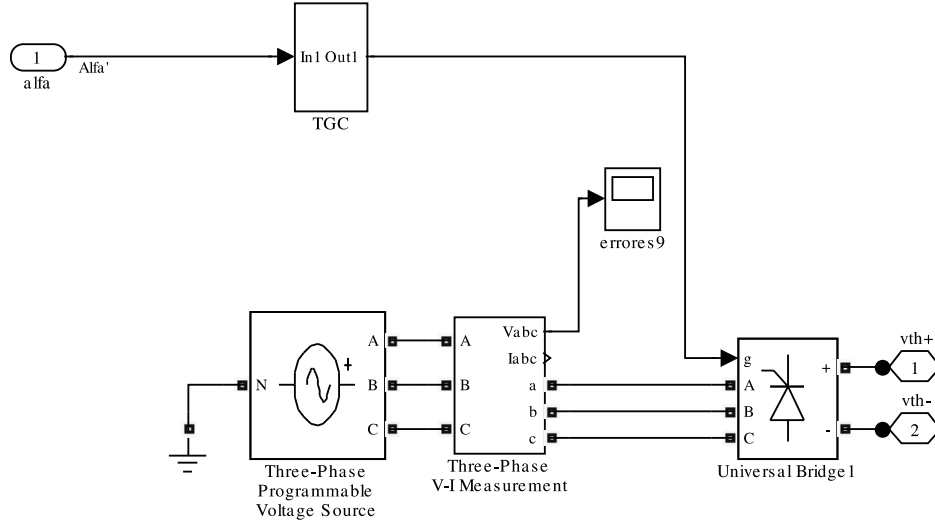


Figura 5.2: Bloque: TGC+Puente. Sistema de disparo de tiristores (TGC) y convertidor.

El bloque *Three Phase Programmable Voltage Source* provee 3 señales defasadas 120° que conforman la terna trifásica. El valor eficaz de cada generador es de $56V$, con lo cual la tensión máxima entre fases es $E_{MAX} = 56V\sqrt{3} = 97V$. El rectificador a tiristores se compone de un puente de 6 pulsos, existente en la librería de potencia de SIMULINK. El sistema de disparo, *TGC*, genera la secuencia de pulsos que se envía al convertidor, utilizando como entrada el ángulo de disparo α . El mismo fue realizado mediante la función MATLAB llamada *S-Function*, que permite implementar modelos de estado tanto continuos como discretos. Dentro del bloque *TGC* deberían generarse p rampas en sincronismo con la red, una para cada tiristor. En su lugar, se genera una sola rampa lineal sincronizada con la línea eléctrica, la cual disminuye su valor en $\frac{2\pi}{p}$ cada vez que se produce un disparo [24]. El disparo de los tiristores se produce cuando la señal

de control α es igual a la señal rampa. Mediante la misma función se generan los pulsos a enviarse a los tiristores.

5.1.2. Filtrado de ripple - Carga

El bloque *Filtro + Carga*, 5.3, está formado por una etapa LC con $L_f=15\text{mH}$ y $C_{f2}=330\mu\text{F}$ para atenuar el ripple. Para elevar el factor de amortiguamiento se agregó en paralelo con C_{f2} , una resistencia $R_f = 4,7\Omega$ en serie con un capacitor $C_{f1}=1.5\text{mF}$. La constante de tiempo de la carga es aproximadamente 350ms , y está constituida por el inductor $L_o=0.81\text{H}$ en serie con la resistencia $R_o=2.3\Omega$.

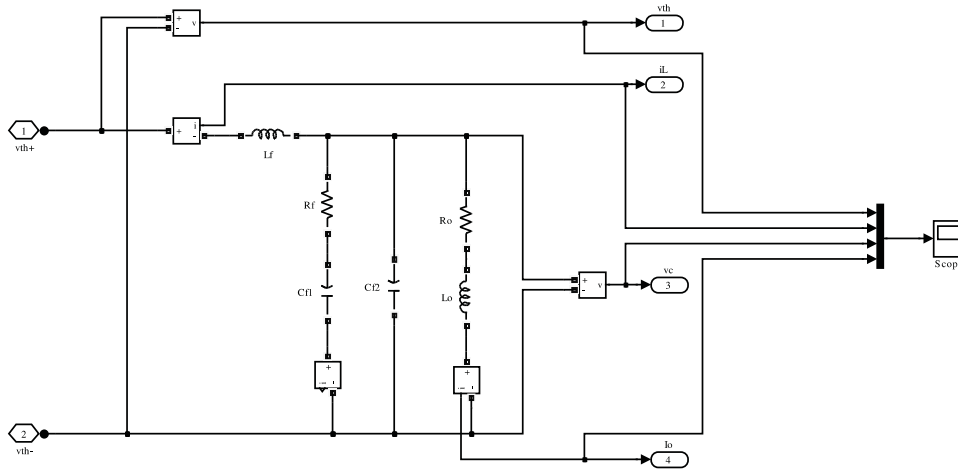


Figura 5.3: Bloque: Filtro+carga. Filtro LC y carga inductiva.

Una vez definidas las constantes del sistema, puede estimarse el límite entre CCM y DCM (I_{LIM}), utilizando la expresión (5.1).

$$I_{LIM} = \frac{p}{3\pi} \frac{E_{MAX}}{2\pi \cdot f_L \cdot L_f} \left[\frac{\pi}{p} \right]^3 = \frac{6}{3\pi} \frac{97\text{V}}{2\pi \cdot 50\text{Hz} \cdot 15\text{mH}} \left[\frac{\pi}{6} \right]^3 = 1,881\text{A} \quad (5.1)$$

5.1.3. Adquisición de señales

El bloque de adquisición se muestra en la figura 5.4. Cada canal está compuesto por un filtro antialiasing de primer orden con atenuación H_j , un retenedor

de orden cero y un cuantificador para imitar el proceso de adquisición real utilizado en el DSP. El ADC convierte señales de $\pm 10V$ al formato ± 1 . Por lo tanto, se agrega una ganancia en cascada $k_{adq} = 1/10$. La frecuencia de corte del filtro es de aproximadamente 1.5KHz, mientras que, como se utilizan $n = 16$ bits, el intervalo de cuantización es $2^{-n} = 15,259 \times 10^{-6}$. En cuanto a la atenuación H_j , ésta depende de la señal a adquirir:

$$H_{th} = \text{Constante de realimentación del lazo interno de tensión} = \frac{1}{25}$$

$$H_v = \text{Constante de realimentación del lazo externo de tensión} = \frac{1}{23}$$

$$H_i = \text{Constante de realimentación del lazo de corriente} = \frac{1}{1,346}$$

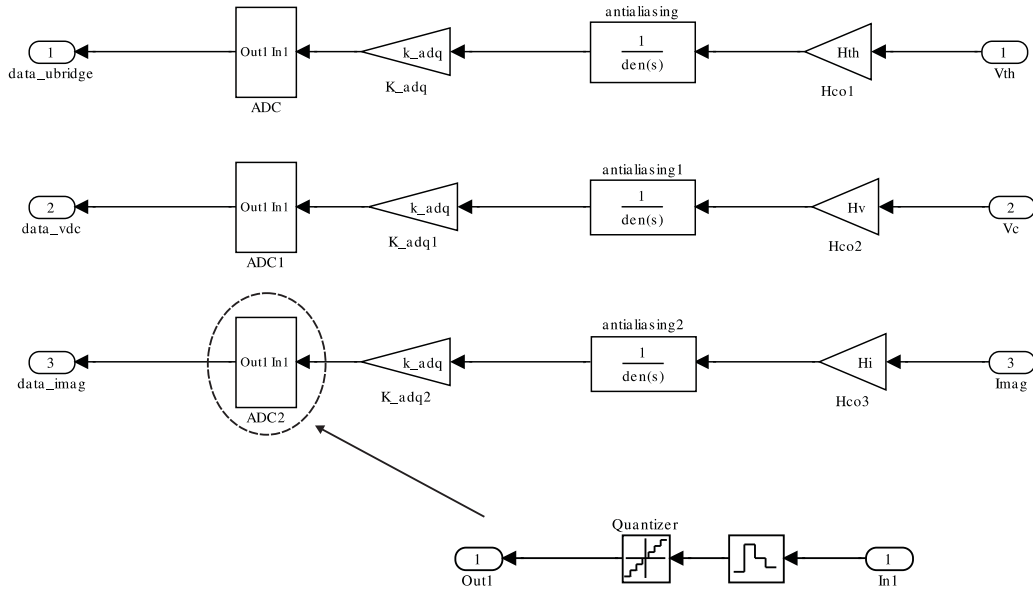


Figura 5.4: Bloque: Adquisición. Adquisición de señales y discretización.

5.1.4. Lazos de control

Los controladores del sistema se implementaron en forma digital mediante las correspondientes ecuaciones en diferencias (B). Como ejemplo, en la figura 5.5

se muestra el controlador del lazo de corriente ($G_{ci_{bil}}$), donde ha incluido una cuantificación a 24 bits, como la realizada por el DSP al guardar el resultado de cuentas intermedias.

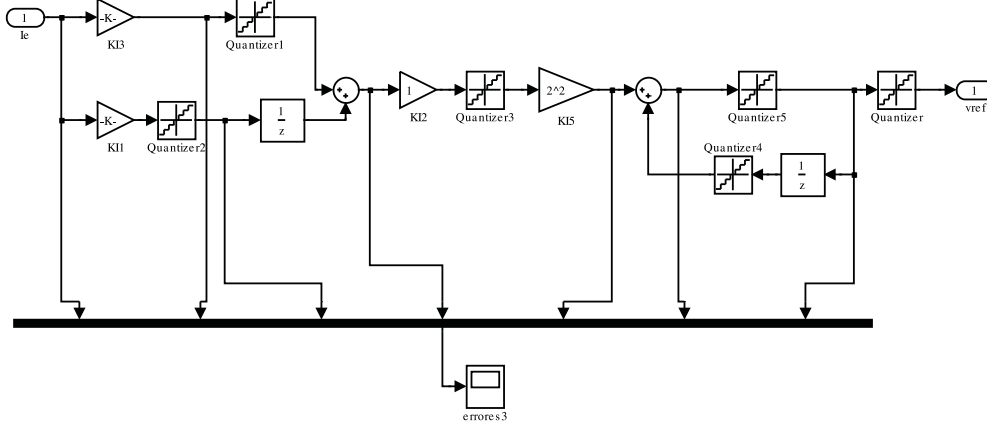


Figura 5.5: Bloque: Gci_bil. Implementación de la ecuación en diferencias correspondiente al controlador del lazo de corriente.

El lazo que regula la tensión de salida del convertidor tiene una frecuencia de corte de aproximadamente $\frac{pf_L}{4} \approx 75\text{Hz}$, mientras que el ancho de banda del lazo que regula la tensión sobre la carga es $\approx 20\text{Hz}$. El lazo de corriente se comporta como una transferencia de segundo orden con dos polos reales e iguales en $\approx 10\text{Hz}$. Debido a la diferencia de frecuencias de operación de cada lazo, se seleccionó una frecuencia de muestreo diferente para cada uno de ellos, como se observa en la expresión (5.2).

$$\begin{aligned} f_{sth} &= 19200\text{Hz} \\ f_{sv} &= 1200\text{Hz} \\ f_{si} &= 300\text{Hz} \end{aligned} \quad (5.2)$$

En la expresión (5.3) se muestra la transferencia de los compensadores en potencias de z^{-1} , junto con la ecuación en diferencias correspondiente.

$$\begin{aligned}
G_c(z) &= \frac{y(z)}{e(z)} = \frac{a_o + a_1 z^{-1} + a_2 z^{-2} + \dots + a_m z^{-m}}{1 + b_1 z^{-1} + b_2 z^{-2} + \dots + b_n z^{-n}} \\
y[k] &= a_o e[k] + a_1 e[k-1] + a_2 e[k-2] \dots + \dots \\
&\quad \dots + a_m e[k-m] - b_1 y[k-1] - b_2 y[k-2] \dots - b_n y[k-n]
\end{aligned} \tag{5.3}$$

siendo $e[k-m]$ y $y[k-n]$ los valores de la entrada y la salida del compensador en m y n muestras anteriores, respectivamente. En la Tabla 5.1 se muestran los coeficientes de cada uno de los compensadores implementados.

Coeficientes	G_{cth}	G_{cv}	G_{ci}
a_o	0.0330700195	0.3970627271	1.6132148722
a_1	0.0330700195	-0.3305027271	-1.5982388722
b_1	1	1	1

Tabla 5.1: Coeficientes de las ecuaciones en diferencias de los controladores.

5.1.5. Corrección del ángulo de disparo

El bloque de corrección del ángulo de disparo (*Correccion de alfa*), se implementó mediante el archivo *alfa_correct_dsp.m*, el cual se presenta en el Apéndice C. Las señales de entrada son *v_alfa*, *data_vdc*, y *data_imag*. Una de las funciones de este bloque es linealizar la transferencia del convertidor mediante la función *arco coseno*, asumiendo una relación lineal entre la entrada del bloque (*v_alfa*) y la tensión media de salida ($\overline{v_{th}}$). Por lo tanto, la relación entre *v_alfa* y el ángulo α_o (ángulo de disparo impuesto por los lazos de control suponiendo que la transferencia del convertidor sigue la ley $\cos \alpha$), está dada por (5.4).

$$\begin{aligned}
\overline{v_{th}} &= E_{DO} \cos \alpha_o = E_{DO} v_alfa \\
\alpha_o &= \arccos(v_alfa)
\end{aligned} \tag{5.4}$$

Las señales $data_vdc$ y $data_imag$ son las señales discretas que corresponden a la adquisición de la tensión y la corriente sobre la carga, respectivamente, como se muestra en (5.5).

$$\begin{aligned} data_vdc &= H_v k_{adq} v_c \\ data_imag &= H_i k_{adq} i_{mag} \end{aligned} \quad (5.5)$$

donde v_c e i_{mag} son la tensión y corriente sobre la carga.

Si no se realiza corrección para funcionar en DCM, el algoritmo recibe la señal v_alfa y la modifica por la función arc cos obteniendo el ángulo de disparo α_o . Al inicio, el convertidor se encuentra en condición de espera, con una referencia de corriente de salida nula. Está condición pertenece al rango DCM, por lo tanto debe agregarse un ángulo auxiliar fijo de $\Delta\alpha = \frac{\pi}{p}$ para mantener el convertidor sin operación. Una vez que la referencia es tal que la tensión de salida (y por lo tanto, la corriente) sea no nula, dicho ángulo auxiliar es eliminado.

Algoritmo de compensación en DCM

Cuando el convertidor opera utilizando la compensación propuesta, el algoritmo realiza el siguiente procedimiento. Con las señales v_alfa , $data_vdc$, y $data_imag$ se estima el cociente entre la corriente de salida $\hat{i}_L$ y la corriente límite entre CCM y DCM, I_{LIM} , $\left(x = \frac{\hat{i}_L}{I_{LIM}}\right)$. Para evitar la saturación de las cuentas intermedias al implementar el algoritmo en un DSP de punto fijo, los coeficientes son escalados por 2^4 :

$$\begin{aligned} x &= \left(\frac{1}{2^4}\right) \frac{\hat{i}_L}{I_{LIM}} = \left(\frac{1}{2^4}\right) \frac{\frac{\pi}{p} \frac{\overline{v_{th}} - v_c}{\omega L_f} + \overline{i_L(0)}}{I_{LIM}} \\ x &= x1 - x2 + x3 \end{aligned}$$

donde:

$$\begin{aligned} x1 &= \left(\frac{1}{2^4}\right) p \left[\frac{E_{DO}}{E_{MAX}}\right] v_alfa = 0,35809862195676 v_alfa \\ x2 &= \left(\frac{1}{2^4}\right) \left[\frac{p}{E_{MAX} H v k_adq}\right] data_vdc = 0,88922251281438 data_vdc \\ x3 &= \left(\frac{1}{2^4}\right) \frac{3\omega L_f}{E_{MAX} H i k_adq} \left(\frac{p}{\pi}\right)^2 data_imag = 0,46835855327951 data_imag \end{aligned}$$

En lugar de estimar la corriente media utilizando el valor anterior, $\overline{i_L(0)}$, se utiliza la corriente de salida i_{mag} , con lo cual se evita adquirir la corriente a través del inductor L_f y realizar una promediación. En régimen permanente ambas corrientes son iguales, con lo cual solamente se producirían errores en los cambios de pendiente de la corriente. Por otra parte, el coeficiente que multiplica a $data_imag$ depende de L_f . Aquí se observa que podría utilizarse un valor de L_f nominal y de ser necesario modificarlo mediante una estimación on-line.

Una vez obtenido el valor de x se multiplica por 2^4 , para obtener la relación entre la corriente media estimada y el límite entre CCM y DCM. Luego, el método propuesto indica que debe realizarse la operación dada por la expresión (5.6).

$$\Delta\alpha = \frac{\pi}{p} \left[1 - [x]^{1/3}\right] \quad (5.6)$$

Como se comentó en el capítulo 4, se propuso linealizar por tramos la función dada por la ecuación (5.6), implementándola en el archivo *lin_Dalfa.m*. El algoritmo en MATLAB se presenta en el apéndice C.

El cálculo dado por (5.6) se implementa en 5 tramos lineales, como se observa en (5.7). Los coeficientes m_i, b_i correspondientes a los i tramos se muestran en la Tabla 5.2.

$$\frac{\Delta\alpha}{\pi/p} = \begin{cases} m_1(x - 0,35) + b_1 & 0,35 < x \leq 1 \\ m_2(x - 0,12) + b_2 & 0,12 < x \leq 0,35 \\ m_3(x - 0,04) + b_3 & 0,04 < x \leq 0,12 \\ m_4(x - 0,01) + b_4 & 0,01 < x \leq 0,04 \\ m_5x + b_5 & 0 < x \leq 0,01 \end{cases} \quad (5.7)$$

Tramo	m_i	b_i
$0.35 < x \leq 1$	-0.45426173352848	0.29527013
$0.12 < x \leq 0.35$	-0.91951068843650	0.50675758513391
$0.04 < x \leq 0.12$	-1.89059031913443	0.65800481066466
$0.01 < x \leq 0.04$	-4.21839067773837	0.78455653099681
$0 < x \leq 0.01$	-21.54434690031883	1.00000000000000

Tabla 5.2: Coeficientes de las funciones lineales utilizadas para aproximar la raíz cúbica.

Una vez obtenido el ángulo de compensación, se adiciona al ángulo de disparo original α_o , el cual es el ángulo de disparo que se obtiene, producto de los lazos de control, suponiendo que el convertidor se comporta como un amplificador lineal. La expresión correspondiente al ángulo de disparo compensado se muestra en (5.8).

$$\alpha = \alpha_o + \Delta\alpha = \arccos(v_alfa) + \Delta\alpha \quad (5.8)$$

5.2. Resultados de simulaciones

A continuación se presentan los resultados de las simulaciones del sistema de control de corriente desarrollado. La corriente de referencia aplicada es trapezoidal. Los valores característicos del trapecio fueron seleccionados de modo de pasar de DCM a CCM y luego de CCM a DCM. Finalmente se aplicó un pequeño trapecoide que operaba íntegramente en DCM.

En la figura 5.6 se muestran la corriente de salida I_o y la corriente de referencia I_{REF} cuando no se utiliza el método de compensación propuesto. Se observa que el sistema degrada su funcionamiento en el modo DCM, llegando incluso a la inestabilidad en el caso de valores de corriente mucho menores que I_{LIM} .

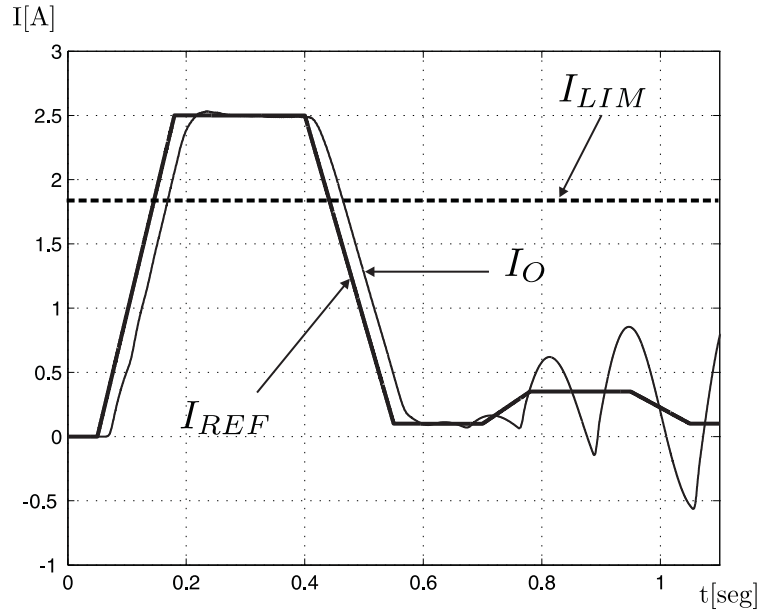


Figura 5.6: Simulación sin método de compensación: corriente de referencia y corriente en la carga.

La figura 5.7 muestra la tensión sobre la carga V_o , donde se observa el marcado deterioro en la zona DCM y oscilación entre el capacitor de filtro y la inductancia de carga L_o en la zona de más baja corriente.

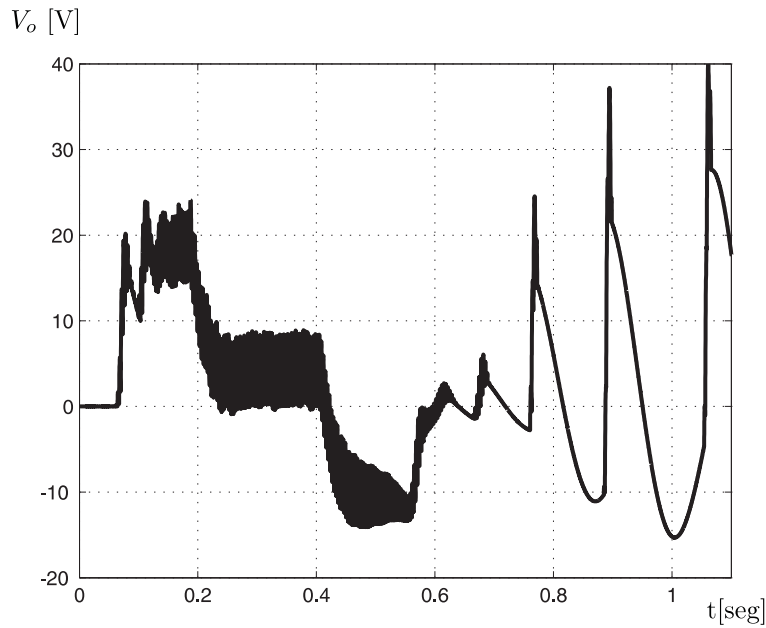


Figura 5.7: Simulación sin método de compensación: tensión en la carga.

En la figura 5.8 se muestra la corriente de salida y la corriente de referencia, utilizando el método de compensación propuesto. Se observa una importante mejora en la respuesta del sistema, el cual recupera la estabilidad y la respuesta dinámica que posee en CCM.

Finalmente, en la figura 5.9 se observa la tensión de salida utilizando el método de compensación propuesto. Se observa una mejora notable en dicha variable, notándose solamente ciertas perturbaciones en el paso de modo CCM a DCM y viceversa.

5.3. Conclusiones del capítulo

En este capítulo se validó el método propuesto a través de simulaciones en MATLAB/SIMULINK. Con el objeto de modelar lo más fielmente posible la posterior implementación práctica, en las simulaciones se tomaron en cuenta las

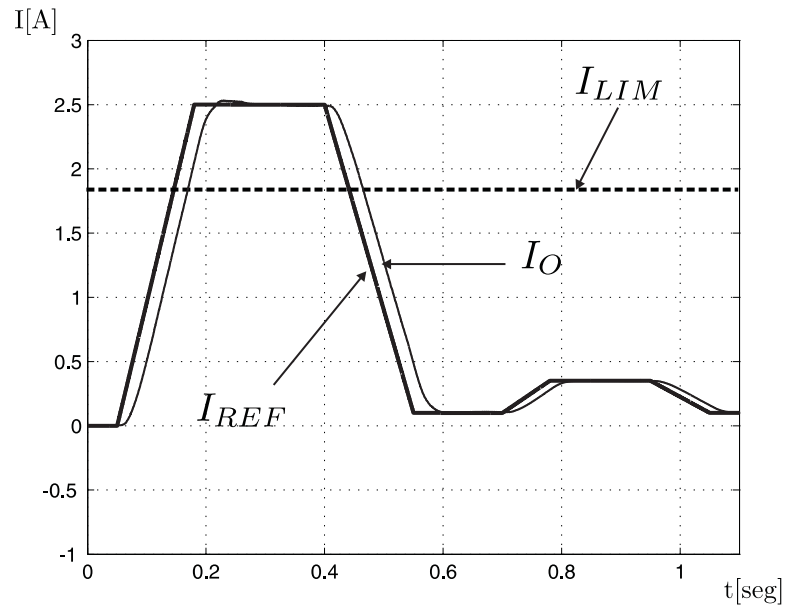


Figura 5.8: Simulación con método de compensación: corriente de referencia y corriente en la carga.

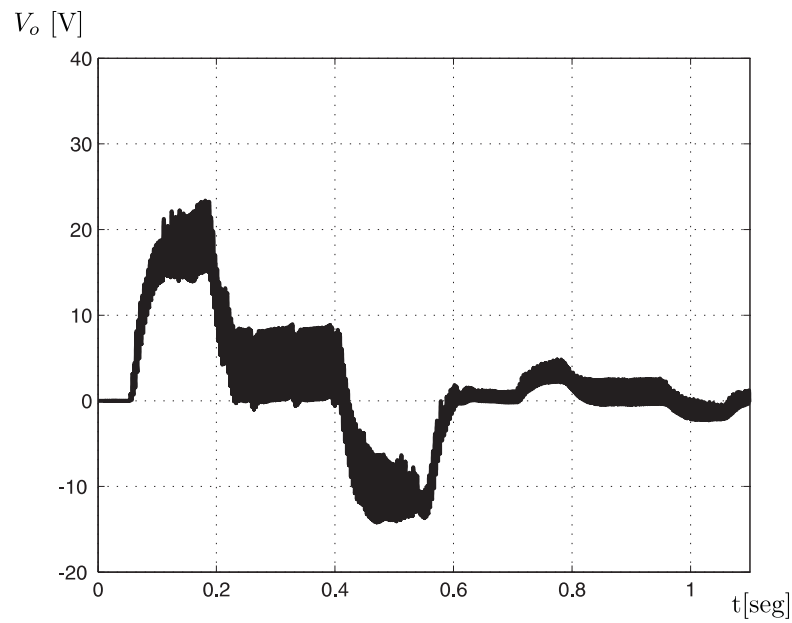


Figura 5.9: Simulación con método de compensación: tensión en la carga.

discretizaciones tanto en tiempo como en amplitud, el filtrado antialiasing, la saturación en cuentas intermedias y la linealización de la función raíz cúbica. Los

resultados obtenidos en las simulaciones verificaron la aplicabilidad del método.

Capítulo 6

Resultados Experimentales

En este capítulo se presentan los resultados experimentales del método de control propuesto para DCM. Primero se realiza una descripción del banco experimental constituido por la etapa de potencia utilizada, la placa de comando de los tiristores, el dispositivo de cálculo y el sistema de adquisición de las variables. Finalmente se comenta la implementación del método propuesto y se muestran los resultados obtenidos.

6.1. Etapa de potencia

En la figura 6.1 se muestra la etapa de potencia, que consta de 6 tiristores en configuración puente, un transformador trifásico, la etapa de filtrado LC y la carga inductiva. Las características de esta etapa son las siguientes:

- Transformador trifásico 380V/65V $\Rightarrow E_{MAX}=97V$
- Convertidor a tiristores: 97V/18A
 - 6 pulsos
 - Tiristores AEG TT18N1200KOC 1200V/18A

- Corriente de mantenimiento I_H : 50mA
- Etapa LC
 - $L_f=15\text{mH}$
 - $C_{f1}=1.5\text{mF}$
 - $R_f=4.7\Omega$
 - $C_{f2}=330\mu\text{F}$
- Carga inductiva
 - $L_o=0.81\text{H @ } 10\text{A}$
 - $R_o=2.25\Omega$

Con las constantes del sistema ya definidas, puede estimarse el límite entre CCM y DCM (I_{LIM}) utilizando la expresión (6.1).

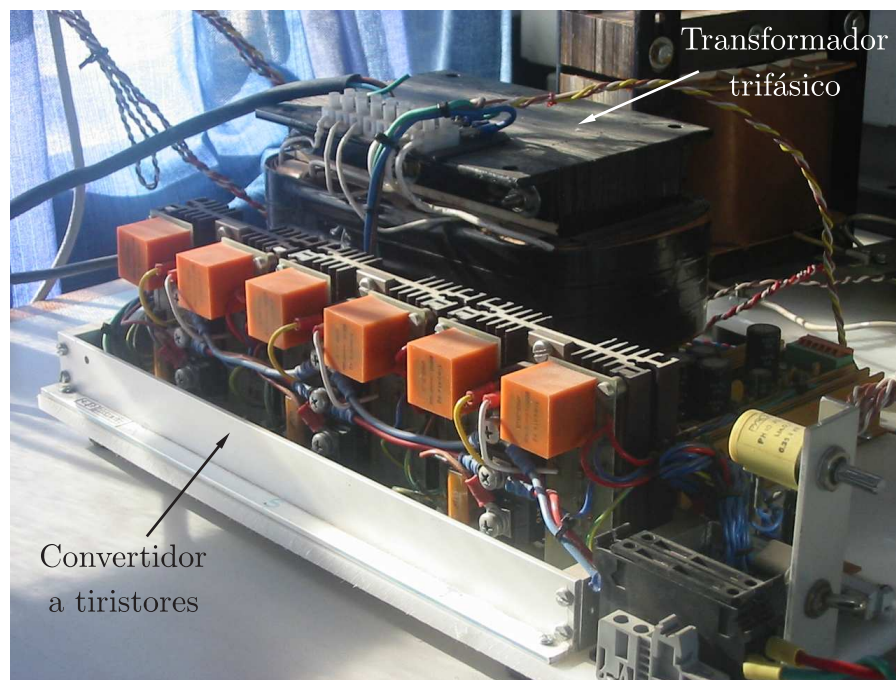
$$I_{LIM} = \frac{p}{3\pi} \frac{E_{MAX}}{2\pi \cdot f_L \cdot L_f} \left[\frac{\pi}{p} \right]^3 = \frac{6}{3\pi} \frac{97\text{V}}{2\pi \cdot 50\text{Hz} \cdot 15\text{mH}} \left[\frac{\pi}{6} \right]^3 = 1,881\text{A} \quad (6.1)$$

6.2. Placa de control de tiristores

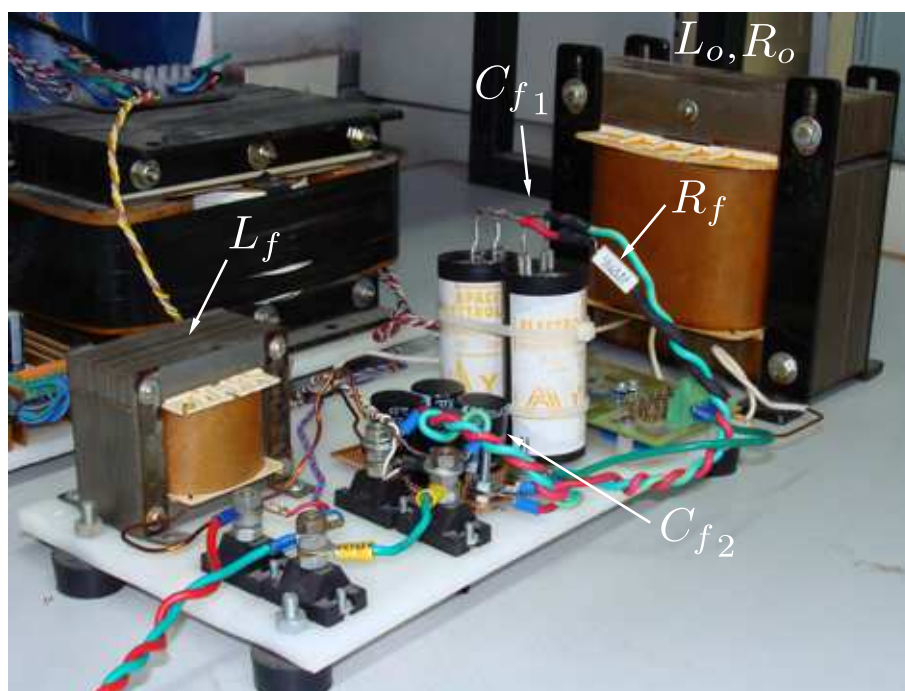
La función principal de la placa es recibir el valor digital del ángulo de disparo y generar los pulsos de disparo a los tiristores a partir de su comparación con una rampa que varía desde 0 hasta 2π , en sincronismo con la red eléctrica [24].

La placa genera los pulsos de disparo con las características necesarias (duración del pulso, número de pulsos, tiristor a ser disparado) para utilizarse en configuraciones de 6/12/24 pulsos.

La placa cuenta con una sección de sincronismo con la red eléctrica a través de un PLL analógico. La señal proveniente de la red es convenientemente filtrada



(a)



(b)

Figura 6.1: Resultados experimentales. Etapa de potencia utilizada. (a) Convertidor a tiristores y transformador trifásico. (b) Filtro LC y carga inductiva.

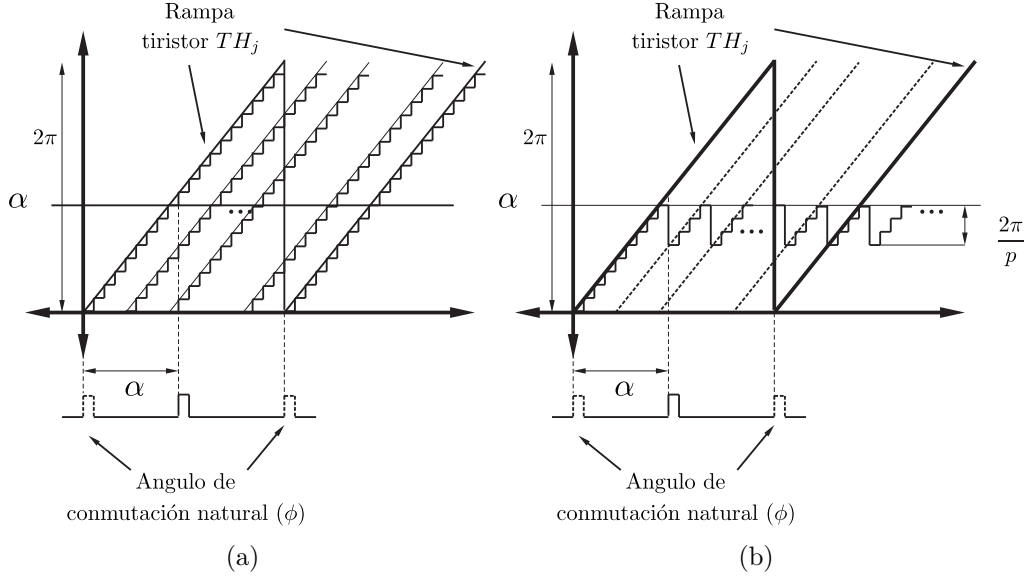


Figura 6.2: Rampa de comparación. (a) p rampas individuales. (b) Generación de p rampas a partir de una general.

para atenuar principalmente los efectos que producen sobre la red eléctrica las conmutaciones de los tiristores [7].

La comparación entre el ángulo de disparo y la rampa, en sincronismo con la red, se implementa dentro de una FPGA. La rampa se genera a partir de un contador desde 0 hasta $N = 2^n$, donde n es el número de bits, de forma tal que N corresponde a 2π . Para un convertidor de p pulsos deberían generarse p rampas equiespaciadas en $\frac{T_L}{p}$, siendo T_L el período de línea, como se observa en la figura 6.2(a). Para evitar esto, se genera solamente una rampa principal, la cual se sincroniza con el punto de conmutación natural de un determinado tiristor. Cuando se produce un disparo, dicha rampa se decrementa en $2\pi/p$, de forma que la rampa principal vuelva a cero luego de p impulsiones. De esta forma, se generan p rampas ficticias que se comparan con el ángulo de disparo. Cuando el valor del contador supera el correspondiente al ángulo de disparo, genera los pulsos correspondientes a cada tiristor. En la figura 6.2(b) se observa este procedimiento.

6.3. Dispositivo de cálculo

Como dispositivo de cálculo se utilizó un DSP de Motorola (DSP56303), el cual es de punto fijo y soporta una aritmética de 24/48/56 bits seleccionable por software. Admite direcciones tanto de 16 como de 24 bits (útil para guardar resultados de cuentas intermedias) y ejecuta una instrucción por ciclo de reloj, obteniendo 100 millones de operaciones por segundo (100MIPS) si se utiliza un clock de 100MHz.

6.4. Adquisición

El proceso de adquisición se centraliza en una placa que posee 6 canales diferenciales como el que se observa en la figura 6.3. Cada canal consta de un filtro de primer orden, cuya frecuencia de corte está dada por los valores de resistencias y capacitores, y ganancia unitaria, la cual puede disminuirse incorporando resistencias iguales entre el punto de medición y la placa de sensado. Además, cada uno posee su propio conversor analógico digital (ADC) de 16 bits, $\pm 10V$, lográndose una adquisición sincrónica a partir de una señal enviada desde el DSP. Adicionalmente, la placa posee un canal con un convertidor digital analógico (DAC) de 16 bits y $\pm 10V$ para visualizar señales provenientes desde el DSP.

6.4.1. Sensado de tensión

La función transferencia entre el punto de medición y la entrada del ADC del canal j se denomina $H_j(s)$. Las resistencias R_j entre el punto de medición y la placa de sensado determinan la ganancia del canal correspondiente, como se observa en la figura 6.4.

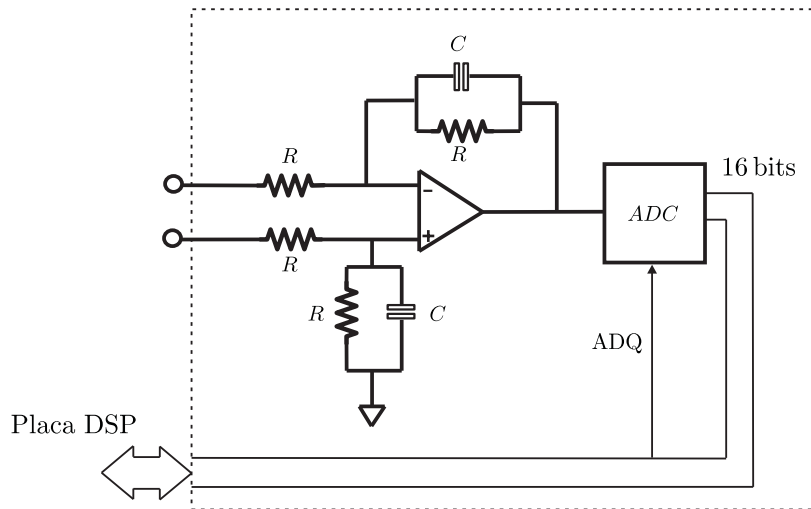


Figura 6.3: Diagrama funcional de la etapa de adquisición.

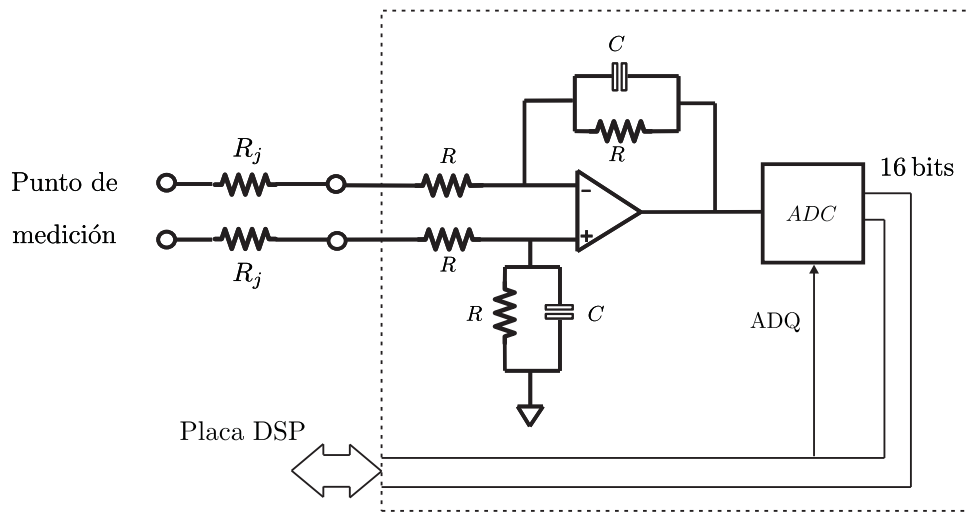


Figura 6.4: Diagrama funcional de la etapa de adquisición de tensiones.

En este caso, las tensiones a sensor corresponden a la tensión de salida del rectificador y la tensión sobre la carga, cuyas transferencias se denominan $H_{th}(s)$ y $H_v(s)$, respectivamente. La transferencia genérica del canal $H_j(s)$ se observa en la expresión (6.2), junto con las transferencias obtenidas para H_{th} y H_v .

$$\begin{aligned}
H_j(s) &= \left(\frac{R}{R + R_j} \right) \frac{1}{1 + s R C} \\
H_{th}(s) &= \left(\frac{10K\Omega}{10K\Omega + 220K\Omega} \right) \frac{1}{1 + s 10K\Omega 10nF} = \frac{1/23}{1 + \frac{s}{2\pi 1591Hz}} \\
H_v(s) &= \left(\frac{5K\Omega}{5K\Omega + 120K\Omega} \right) \frac{1}{1 + s 5K\Omega 22nF} = \frac{1/25}{1 + \frac{s}{2\pi 1450Hz}} \quad (6.2)
\end{aligned}$$

6.4.2. Sensado de corriente

La corriente sobre la carga se mide utilizando un sensor de efecto Hall LA25NP del fabricante LEM. Dicho sensor puede medir corrientes en el rango $\pm I_{MAX}$, cuyo valor se determina mediante la conexión de sus terminales. Para una corriente igual a I_{MAX} en el primario, se obtiene una corriente en el secundario (I_{SEC}) igual a 25mA. En cuanto a su respuesta en frecuencia, posee un ancho de banda desde DC hasta aproximadamente 100KHz.

En este caso, se realizó la conexión de forma de obtener una I_{MAX} de 12A. La medición en corriente se transforma en tensión a través de la resistencia de medición R_M , como se muestra en la figura 6.5. En dicha figura se observa que entre la entrada de medición de corriente del chasis y la placa de adquisición se halla una resistencia de 499Ω , con lo cual la ganancia no es unitaria. El valor de H_i obtenido se muestra en la expresión (6.3).

$$\begin{aligned}
H_i(s) &= \left(\frac{I_{SEC}}{I_{MAX}} R_M \right) \left(\frac{10K\Omega}{10K\Omega + 499\Omega} \right) \frac{1}{1 + s 10K\Omega 22nF} \\
H_i(s) &= \left(\frac{24mA}{12A} 390\Omega \right) \left(\frac{10}{10,499} \right) \frac{1}{1 + \frac{s}{2\pi 725Hz}} \\
H_i(s) &\approx \left(\frac{1}{1,346} \right) \frac{1}{1 + \frac{s}{2\pi 725Hz}} \quad (6.3)
\end{aligned}$$

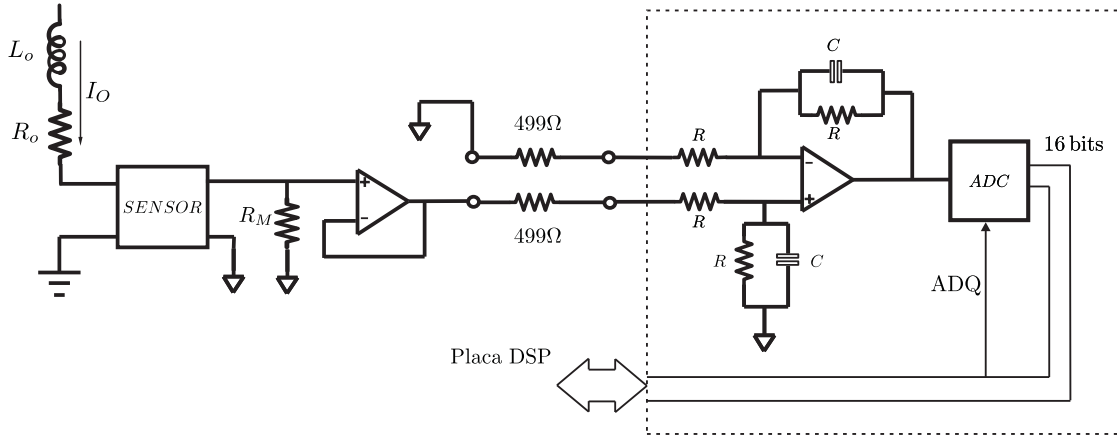


Figura 6.5: Diagrama funcional de la etapa de adquisición de corriente.

6.5. Implementación del método propuesto

En la figura 6.6 se muestra un diagrama de flujo que representa funcionalmente la operación del algoritmo. Cuando se produce la interrupción correspondiente a un nuevo instante de muestreo, se adquieren las señales pertinentes (corriente de referencia, tensión y corriente sobre la carga, tensión de salida del convertidor) y se ejecuta el algoritmo de control. Una vez realizadas las ecuaciones en diferencias correspondientes a los lazos de control, se realiza la linealización del convertidor a través de la función arco coseno. De no existir compensación para operar en DCM, el valor obtenido hasta aquí sería el ángulo de disparo a enviarse a la placa TGC. Para poder operar en DCM, se ejecuta la función que calcula el ángulo de compensación y se obtiene el ángulo de disparo modificado. En el Apéndice D se listan los programas utilizados.

6.5.1. Algoritmo de compensación en DCM

La función encargada de obtener el ángulo de compensación se implementó de la misma manera que en el entorno MATLAB. A partir de la información de la variable de control se obtiene la relación entre la corriente estimada y la corriente límite, como se observa en (6.4).

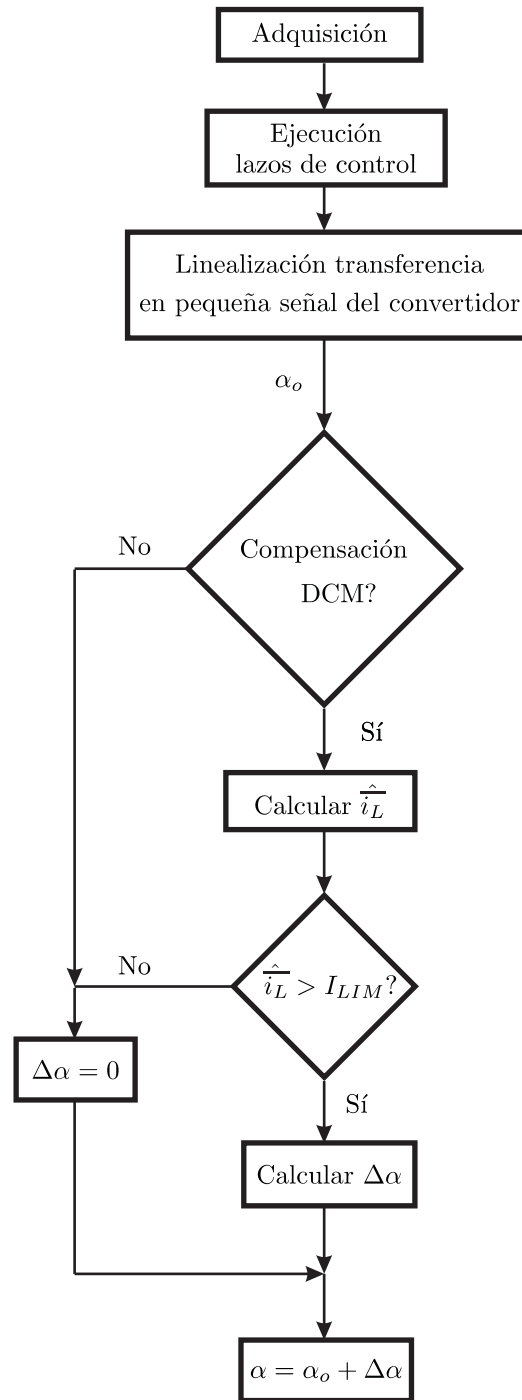


Figura 6.6: Diagrama de flujo. Tareas realizadas durante la interrupción.

$$\begin{aligned}
 \text{tmp_longfract_int} &= 0.35809862195676 * \text{v_alfa}; \\
 \text{tmp_longfract_int} &-= 0.88922251281438 * \text{data_vdc}; \\
 \text{tmp_longfract_int} &+= \text{ka}[9] * \text{data_imag};
 \end{aligned} \tag{6.4}$$

donde dicha relación se almacena en la variable temporal `tmp_longfract_int`. El único coeficiente que depende del valor de inductancia del filtro es el que afecta el valor de `data_imag`, como se observa en (6.5).

$$\left(\frac{1}{2^4}\right) \frac{3\omega L_f}{E_{MAX} H_i k_{adq}} \left(\frac{p}{\pi}\right)^2 data_imag \quad (6.5)$$

En la implementación realizada, dicho coeficiente (representado por la variable `ka[9]`), se ingresa desde el teclado del chasis de control, con lo cual el método permite ajustar la compensación de acuerdo al valor de carga.

Posteriormente, se calcula el ángulo de compensación implementando la función raíz cúbica en forma lineal por tramos, utilizando los mismos tramos y rangos que en las simulaciones en MATLAB. En el Apéndice D se encuentra el código utilizado.

6.6. Resultados experimentales

A continuación se presentan los resultados experimentales obtenidos. Los ensayos realizados se dividieron en tres partes. En la primera, se verificó experimentalmente el desempeño computacional del algoritmo propuesto. En la segunda, se implementó un trapecio de corriente que incluyó diferentes condiciones de funcionamiento entre CCM y DCM. En la tercera parte, se generaron diferentes trapecios variando la corriente máxima y el tiempo de crecimiento, para evaluar el desenvolvimiento del método en diferentes condiciones de funcionamiento.

6.6.1. Desempeño computacional

Los algoritmos de regulación y de compensación fueron realizados en lenguaje C utilizando el software TASKING EDE (www.tasking.com), el cual permite

realizar las tareas de programación y *debugging* en una interfaz *Windows*. El período de muestreo seleccionado para esta aplicación fue de $52\mu\text{s}$. En cuanto al desempeño del algoritmo de compensación en DCM, éste sólo requirió $3\mu\text{s}$.

6.6.2. Desempeño general

En la figura 6.7 se muestra el perfil de corriente requerido, cuyos valores característicos se muestran en la Tabla [6,1]. Los valores del primer trapecio fueron seleccionados de modo de pasar de DCM a CCM y luego de CCM a DCM. Luego se aplicó un segundo trapecio que operaba íntegramente en DCM, con valores de corriente comparables a la corriente de mantenimiento de los tiristores utilizados. Las características de los lazos de control implementados se presentan en el Apéndice B.

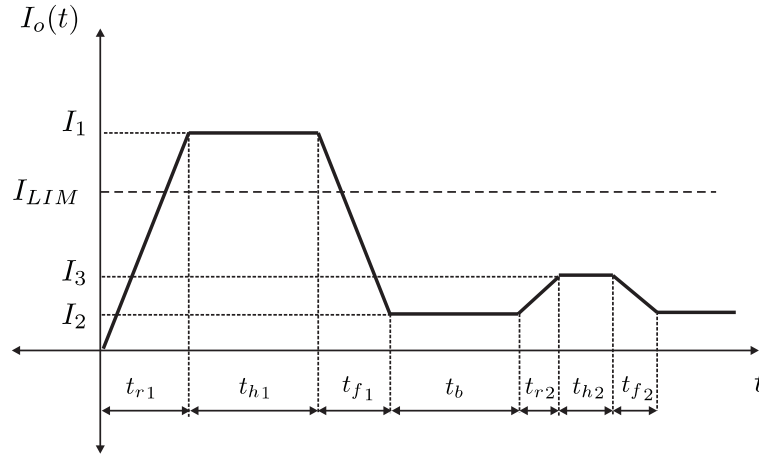


Figura 6.7: Corriente de referencia.

En primer lugar se realizaron ensayos con el perfil mencionado sin aplicar el método de compensación. En la figura 6.8 se observa la corriente de salida, la corriente de referencia y la corriente límite I_{LIM} para este caso. Al igual que en las simulaciones, se observa una marcada degradación en la performance del sistema

Características del perfil de corriente		
Parámetro	Definición	Valor
I_1	Corriente de <i>plateau</i> en el primer trapecio	2.5 A
I_2	Corriente de reposo entre trapecios	0.1 A
I_3	Corriente de <i>plateau</i> en el segundo trapecio	0.35 A
t_{r1}	tiempo de crecimiento del primer trapecio	0.18 s
t_{h1}	tiempo de <i>plateau</i> del primer trapecio	0.25 s
t_{f1}	tiempo de caída del primer trapecio	0.13 s
t_b	tiempo de reposo entre trapecios	0.1 s
t_{r2}	tiempo de crecimiento del segundo trapecio	0.1 s
t_{h2}	tiempo de <i>plateau</i> del segundo trapecio	0.16 s
t_{f2}	tiempo de caída del segundo trapecio	0.1 s

Tabla 6.1: Valores del perfil de corriente.

en DCM. Durante la pendiente de subida del primer trapecio (t_{r1}), el sistema opera en DCM aproximadamente la mitad del tiempo, sin embargo la respuesta en corriente es relativamente aceptable. Por otra parte, cuando la corriente de referencia disminuye a I_3 (luego de t_{f1}), el sistema pierde el control. Esto se debe a la imposibilidad del convertidor de seguir el cambio de pendiente de la referencia con la velocidad impuesta por los lazos de control, característica que se hace más evidente en la corriente de salida durante el segundo trapecio, donde el desempeño del convertidor produce la inestabilidad del sistema.

La figura 6.9 muestra la tensión sobre la carga. Nuevamente se observa un marcado deterioro en la zona DCM y la oscilación entre el capacitor de filtro y la inductancia de carga L_o en la zona de más baja corriente. Como se comentó, la pendiente positiva de corriente de salida del primer trapecio se realiza en forma cualitativamente aceptable, lo cual podría inferirse por inspección de la tensión de salida en dicho tramo. Sin embargo, se observa que la pendiente de dicha tensión es abrupta, debido a que los primeros pulsos están en DCM, con lo cual la tensión

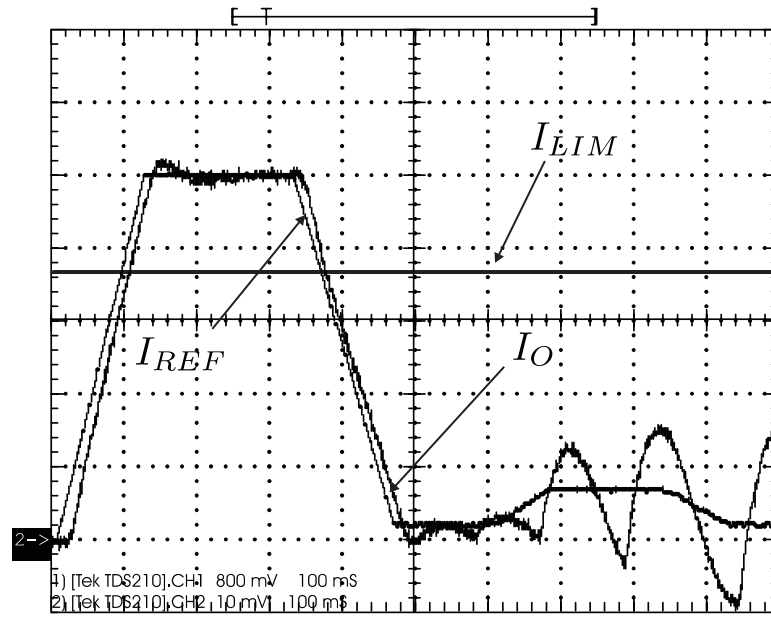


Figura 6.8: Resultados experimentales. Sin método de compensación: I_{LIM} , corriente de referencia y corriente en la carga.

de salida es mayor que la prevista.

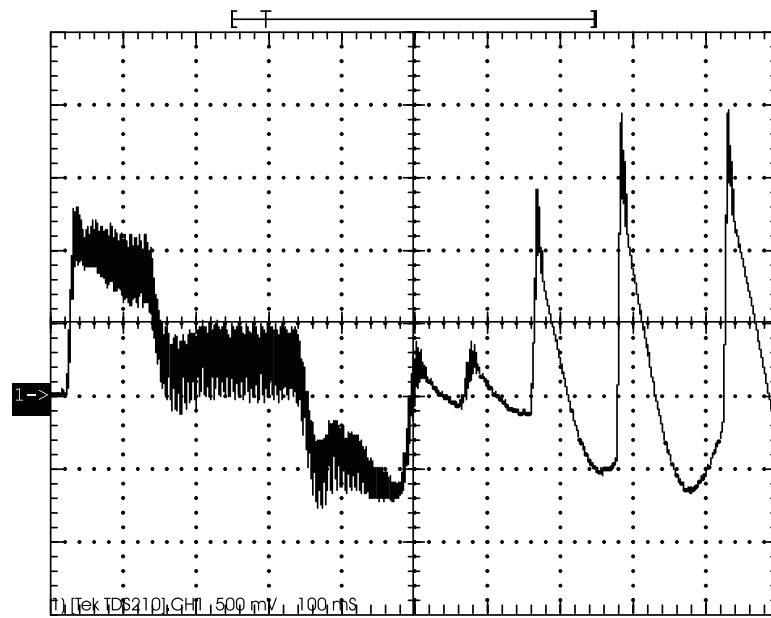


Figura 6.9: Resultados experimentales. Sin método de compensación: tensión en la carga.

A continuación se realizaron los ensayos de desempeño general sobre el sistema

utilizando el método de compensación propuesto. En la figura 6.10 se muestra la corriente de salida, la corriente de referencia y la corriente límite I_{LIM} . No se observan diferencias significativas en el primer trapecio, sin embargo se observa una marcada mejora en la respuesta general del sistema, el cual recupera la estabilidad y la respuesta dinámica que posee en CCM. Sobre el final del primer trapecio se observa que el método permite regular un valor de corriente menor a I_{LIM} con la misma dinámica que en CCM, produciéndose solamente un pequeño transitorio. De hecho, el valor de corriente de salida (100mA) es del orden de la corriente de mantenimiento de los tiristores utilizados, lo cual no impacta negativamente en la respuesta obtenida. Asumiendo que utilizando una estrategia convencional el límite de funcionamiento del convertidor se halla en el valor de I_{LIM} , se observa que el método permite extender el rango de operación a una corriente 5 veces menor.

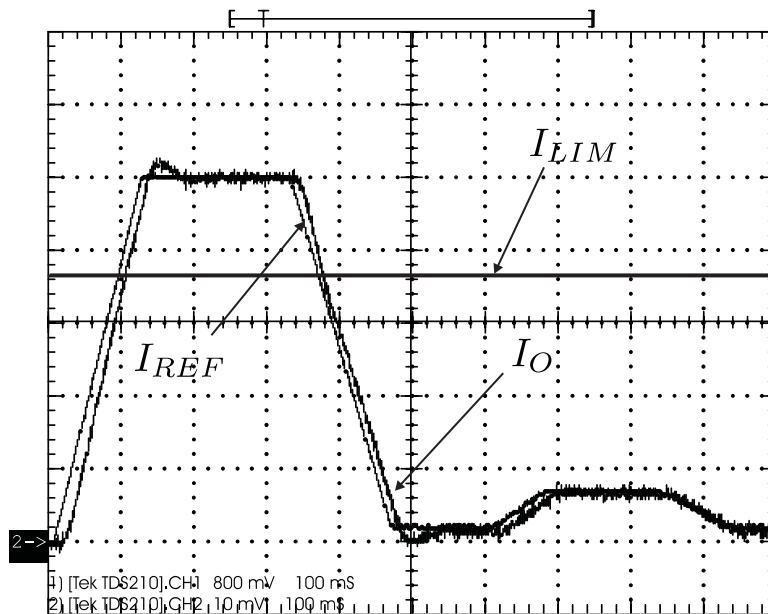


Figura 6.10: Resultados experimentales. Con método de compensación: I_{LIM} , corriente de referencia y corriente en la carga.

Finalmente, en la figura 6.11 se muestra la tensión de salida. Se observa una

mejora notoria en dicha variable, incluso durante t_{r1} . Utilizando el método propuesto, la tensión de salida en este tramo varía en forma controlada, debido a que la tensión obtenida es similar a la prevista por los lazos de control. En cuanto a la tensión cuando se desarrolla el trapecio de menor corriente, ésta denota que el convertidor ha recuperado la dinámica que posee en CCM. Solamente se observan ciertas perturbaciones en el paso de modo CCM a DCM y viceversa.

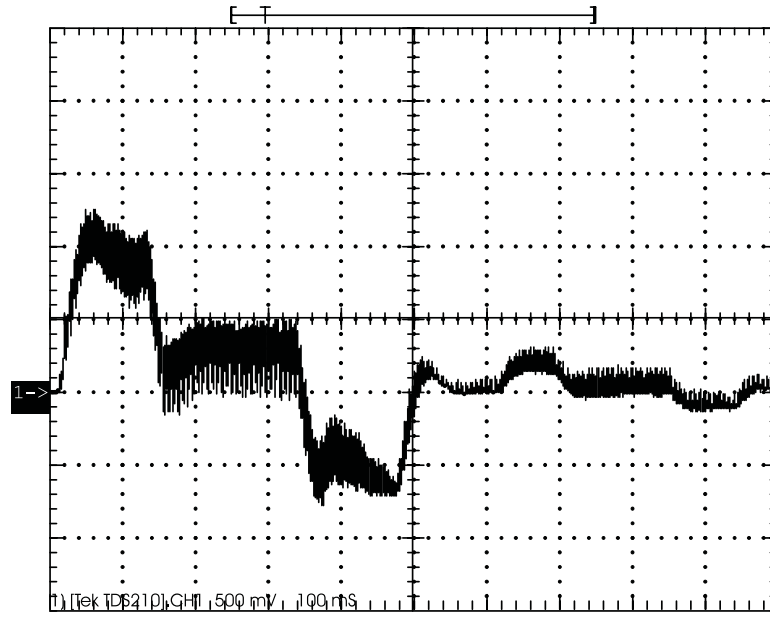


Figura 6.11: Resultados experimentales. Con método de compensación: tensión en la carga.

6.6.3. Desempeño del método para diferentes puntos de operación

Se realizaron ensayos para obtener el desempeño del método en diferentes condiciones de operación. En la figura 6.12 se observa el perfil de corriente de referencia. Las pruebas se realizaron para diferentes corrientes de *plateau* (I_P) y diferentes tiempos de crecimiento (t_r). Los ensayos se dividieron en dos grupos, el primero contempló la performance para diferentes valores de I_P manteniendo

t_r constante, mientras que en el segundo se varió el valor de t_r manteniendo fijo el valor de I_P .

Para cuantificar el desempeño se utilizaron dos índices de comportamiento. El primero fue el error temporal entre la referencia y la salida, medido en $I_o(t) = I_P/2$, que denominamos T_d . Como valor de comparación, el T_d obtenido para un trapecio en CCM fue $T_{dCCM} = 18\text{mseg}$. El segundo índice utilizado fue el error relativo δ , definido como:

$$\delta = \frac{e_{RMS}}{I_P} \quad (6.6)$$

donde e_{RMS} es el valor eficaz del error entre la salida y la referencia.

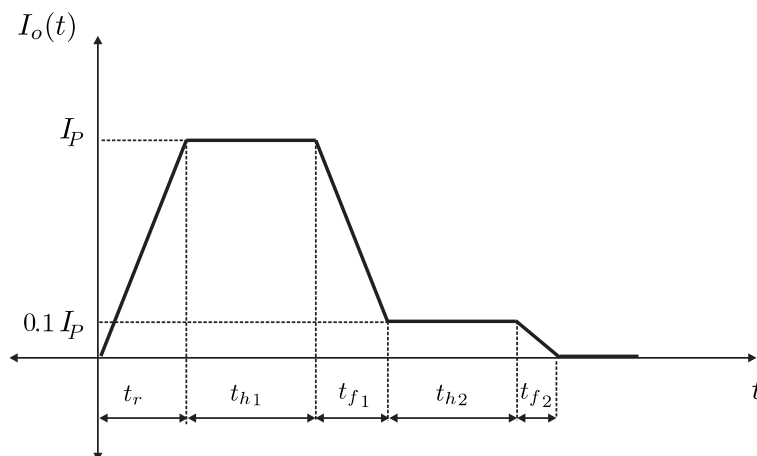


Figura 6.12: Corriente de referencia.

Ensayos para distintos I_P

En estos experimentos t_r se mantuvo constante e igual a 0.5seg, para diferentes valores de I_P . En primer instancia no se aplicó el método de compensación. En la figura 6.13 se muestran los resultados obtenidos para $I_P = 1,5\text{A}$ (80 % I_{LIM}). En la figura 6.13(a) se muestran la corriente de referencia I_{REF} y la corriente de salida

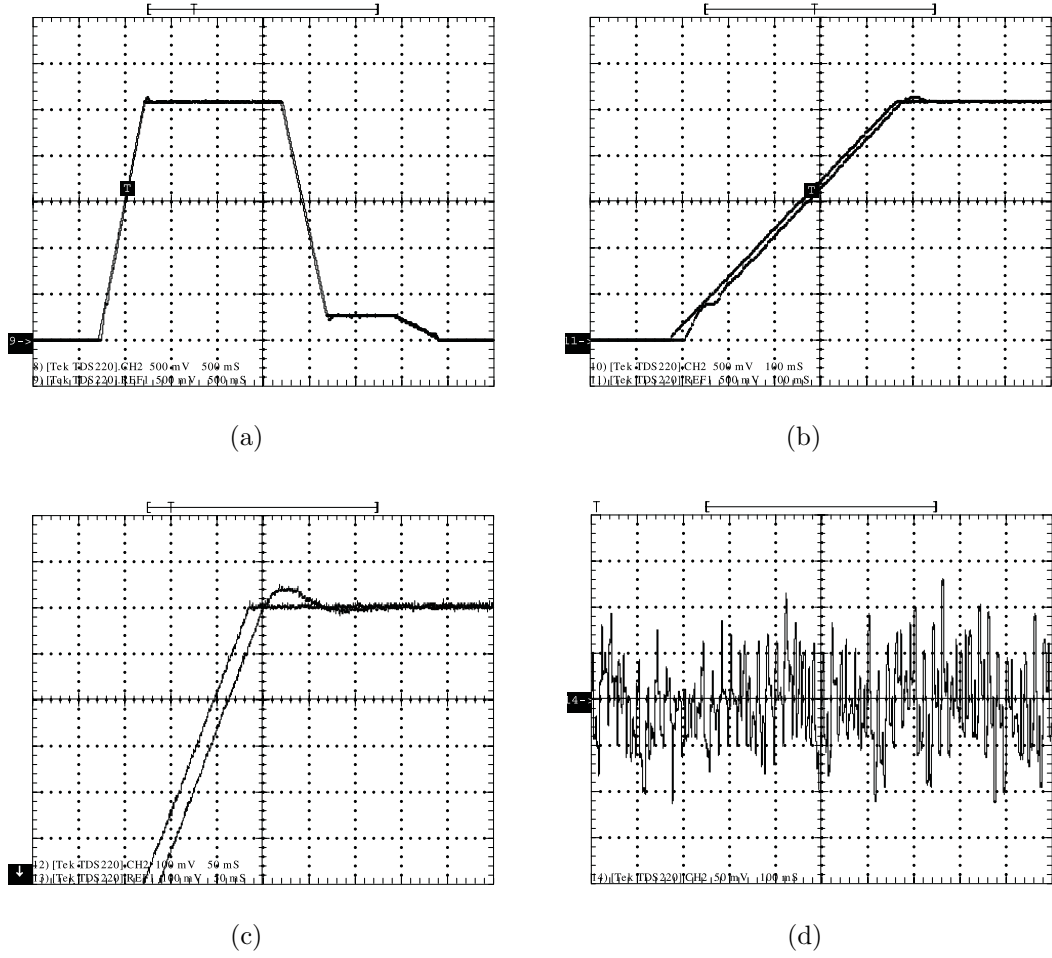


Figura 6.13: Resultados sin aplicar el método de compensación para $I_P = 1,5A$ (80% I_{LIM}). (a) I_o , I_{REF} . (b) I_o , I_{REF} (zoom del tiempo de crecimiento). (c) I_o , I_{REF} (zoom de la llegada al *plateau*). (d) Error en régimen permanente.

I_o , donde se observa un funcionamiento aparentemente correcto. En 6.13(b) se muestra un zoom en la zona correspondiente a t_r , observándose que en el principio del trapezio (correspondiente a la zona de menor corriente), se producen errores en el seguimiento a la rampa. Por otra parte, en 6.13(c) se muestra un zoom de la zona de llegada al *plateau*, sin observarse problemas significativos. Se midió el error temporal entre la referencia y la salida, obteniéndose un $T_d = 16\text{mseg}$. Finalmente, en la figura 6.13(d) se muestra la diferencia entre la referencia y la salida en el *plateau* en régimen permanente, de donde se calculó un valor de

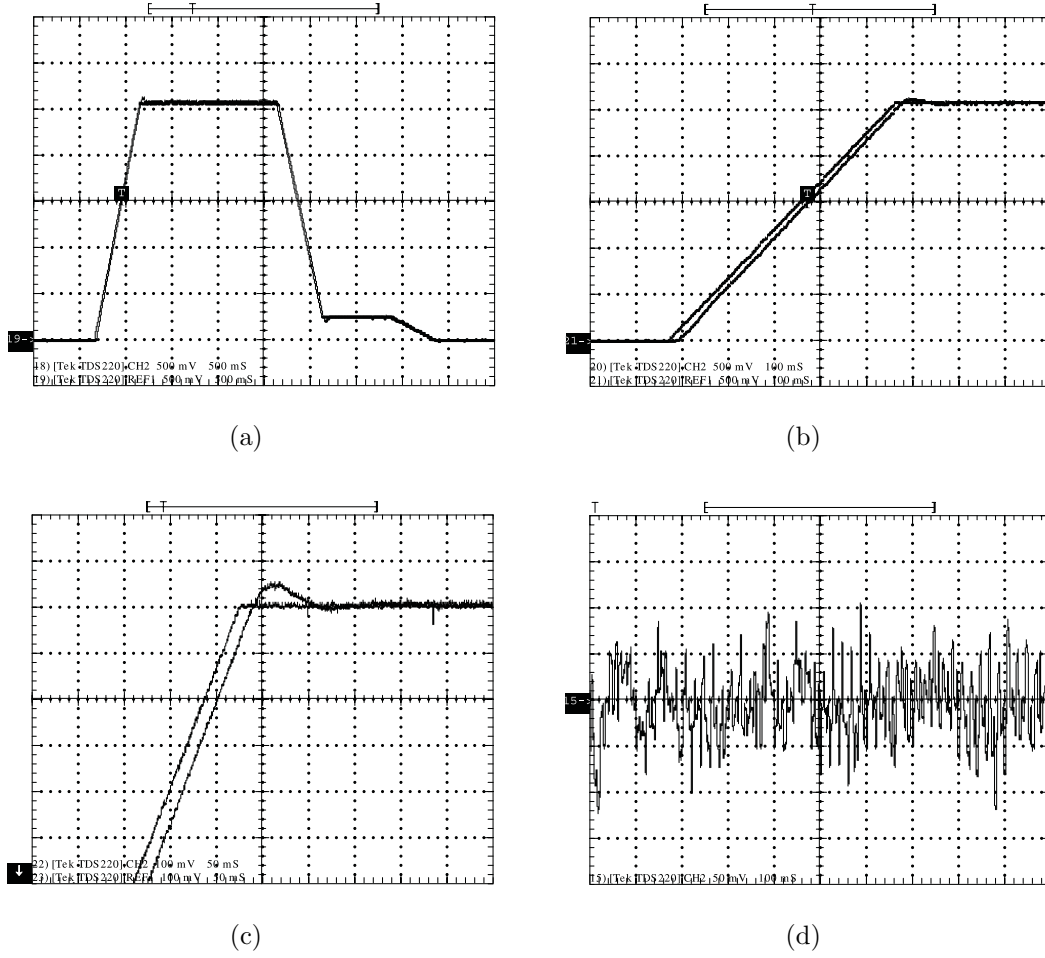


Figura 6.14: Resultados aplicando el método de compensación para $I_P = 1,5A$ ($80\% I_{LIM}$). (a) I_o , I_{REF} . (b) I_o , I_{REF} (zoom del tiempo de crecimiento). (c) I_o , I_{REF} (zoom de la llegada al plateau). (d) Error en régimen permanente.

$$\delta = 5,73 \cdot 10^{-4}.$$

En la figura 6.14 se muestran los resultados obtenidos cuando se utiliza el método de compensación. En la figura 6.14(a) se muestran I_{REF} e I_o , observándose un funcionamiento correcto. En 6.14(b) se muestra un zoom en la zona correspondiente a t_r , notándose una mejora importante respecto al caso sin compensación. En 6.14(c) se observa que la zona de llegada al *plateau* es similar al caso sin compensación, midiéndose un $T_d = 16\text{mseg}$. Finalmente, en la figura 6.14(d) se

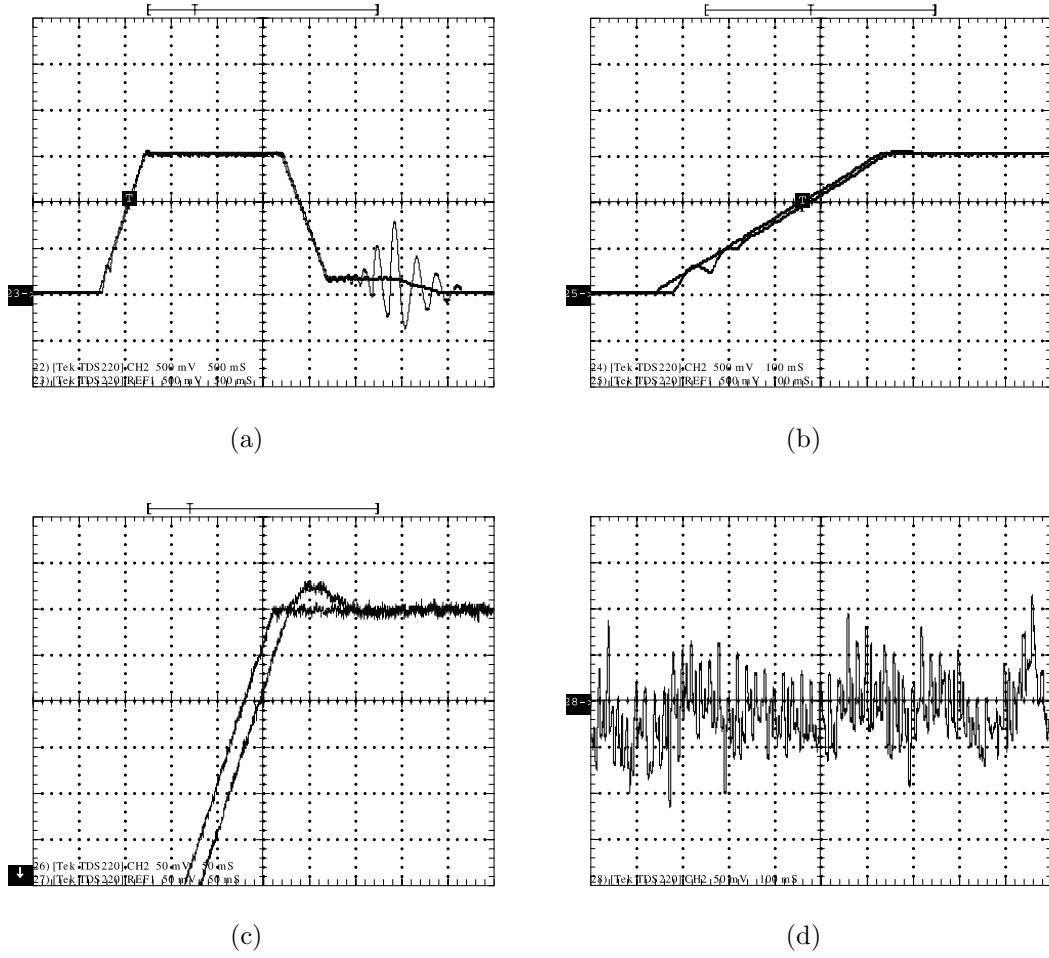


Figura 6.15: Resultados sin aplicar el método de compensación para $I_P = 0,9A$ (50% I_{LIM}). (a) I_o , I_{REF} . (b) I_o , I_{REF} (zoom del tiempo de crecimiento). (c) I_o , I_{REF} (zoom de la llegada al *plateau*). (d) Error en régimen permanente.

muestra la diferencia entre la referencia y la salida en el *plateau* en régimen permanente. Se calculó un valor de $\delta = 4,97 \cdot 10^{-4}$.

En la figura 6.15 se muestran los resultados obtenidos para $I_P = 0,9A$ (50% de I_{LIM}), cuando no se utiliza compensación. Nuevamente, en la figura 6.15(a) se observa que el primer trapecio parece correcto, pero se producen oscilaciones en el segundo *plateau*. El zoom de la zona correspondiente al tiempo de crecimiento, figura 6.15(b), muestra nuevamente errores importantes al comienzo del trapecio.

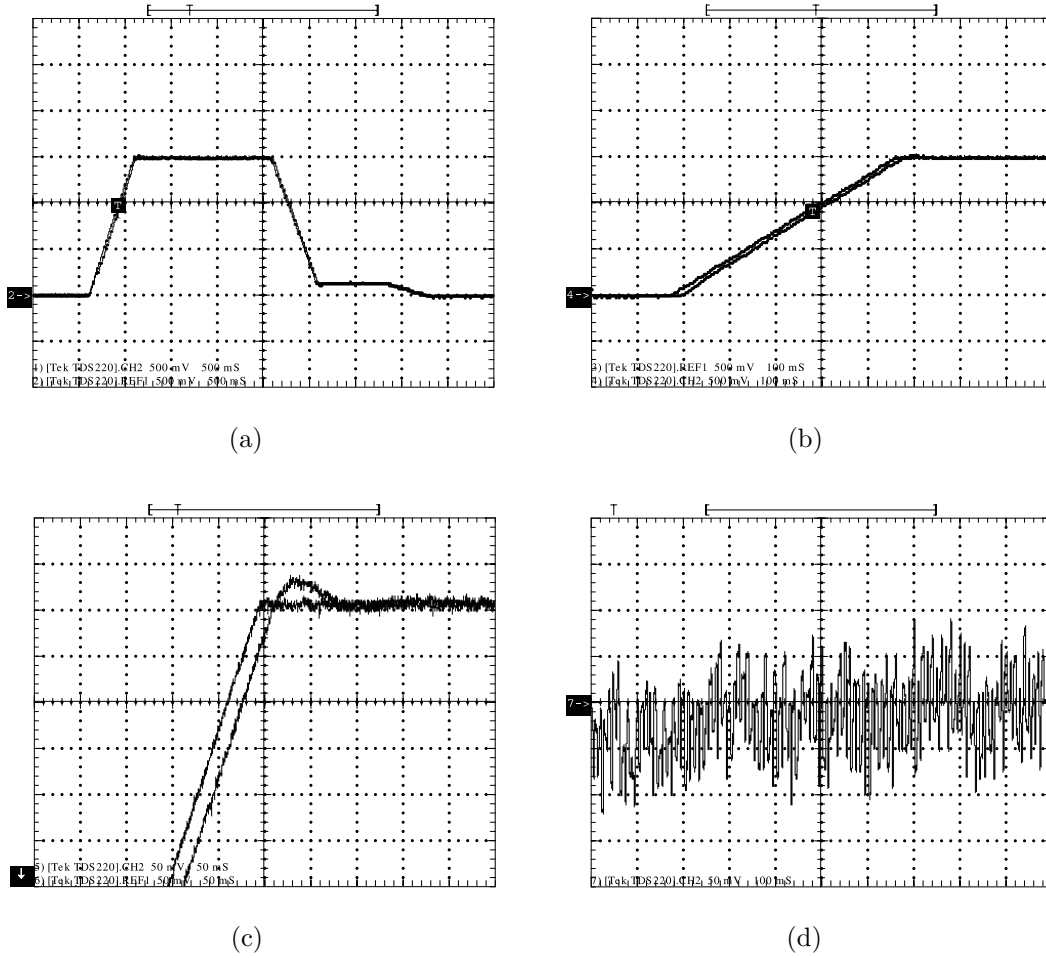


Figura 6.16: Resultados aplicando el método de compensación para $I_P = 0,9A$ ($50\% I_{LIM}$). (a) I_o , I_{REF} . (b) I_o , I_{REF} (zoom del tiempo de crecimiento). (c) I_o , I_{REF} (zoom de la llegada al *plateau*). (d) Error en régimen permanente.

En la figura 6.15(c) se observa la llegada de I_o al *plateau*, sin mayores inconvenientes, con un $T_d=17\text{mseg}$. En la figura 6.15(d) se observa el error en régimen permanente, de donde se calculó un valor de $\delta = 9,89 \cdot 10^{-4}$.

La figura 6.16 muestran los resultados obtenidos utilizando el método de compensación propuesto. En 6.16(a) y 6.16(b) se observan la ausencia de oscilaciones en el *plateau* de menor corriente y durante el inicio del trapecio, respectivamente. Por otra parte, no se observan mejoras en la llegada al *plateau*, figura 6.16(c), midiéndose un $T_d = 17\text{mseg}$. En la figura 6.16(d) se muestra el error en régimen

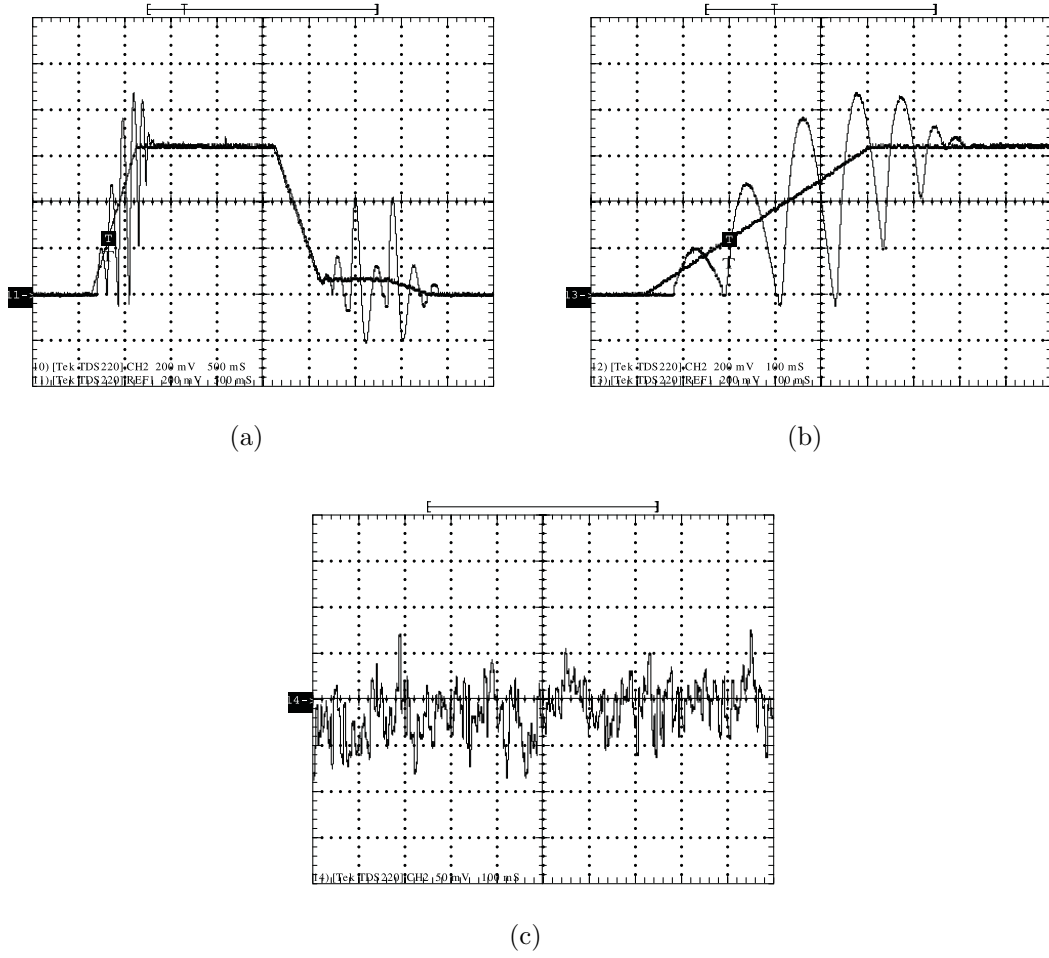


Figura 6.17: Resultados sin aplicar el método de compensación para $I_P = 0,38\text{A}$ ($20\% I_{LIM}$). (a) I_o , I_{REF} . (b) I_o , I_{REF} (zoom del tiempo de crecimiento). (c) Error en régimen permanente.

permanente, de donde se calculó un $\delta = 7,89 \cdot 10^{-4}$.

La figura 6.17 muestra los resultados sin método de compensación, cuando $I_P = 0,38\text{A}$ ($20\% I_{LIM}$). En 6.17(a) se muestra el trapecio en forma completa, donde se observa inestabilidad en la zona correspondiente al tiempo de crecimiento y al *plateau* de menor valor. Por otra parte, el sistema parece converger a la referencia en el *plateau* de mayor valor. El zoom durante t_r , figura 6.17(b) permite observar que el sistema se halla fuera de control, con lo cual no puede definirse el valor de T_d . Finalmente, en la figura 6.17(c) se muestra el error en régimen permanente, de donde se obtuvo un valor de $\delta = 15,11 \cdot 10^{-4}$.

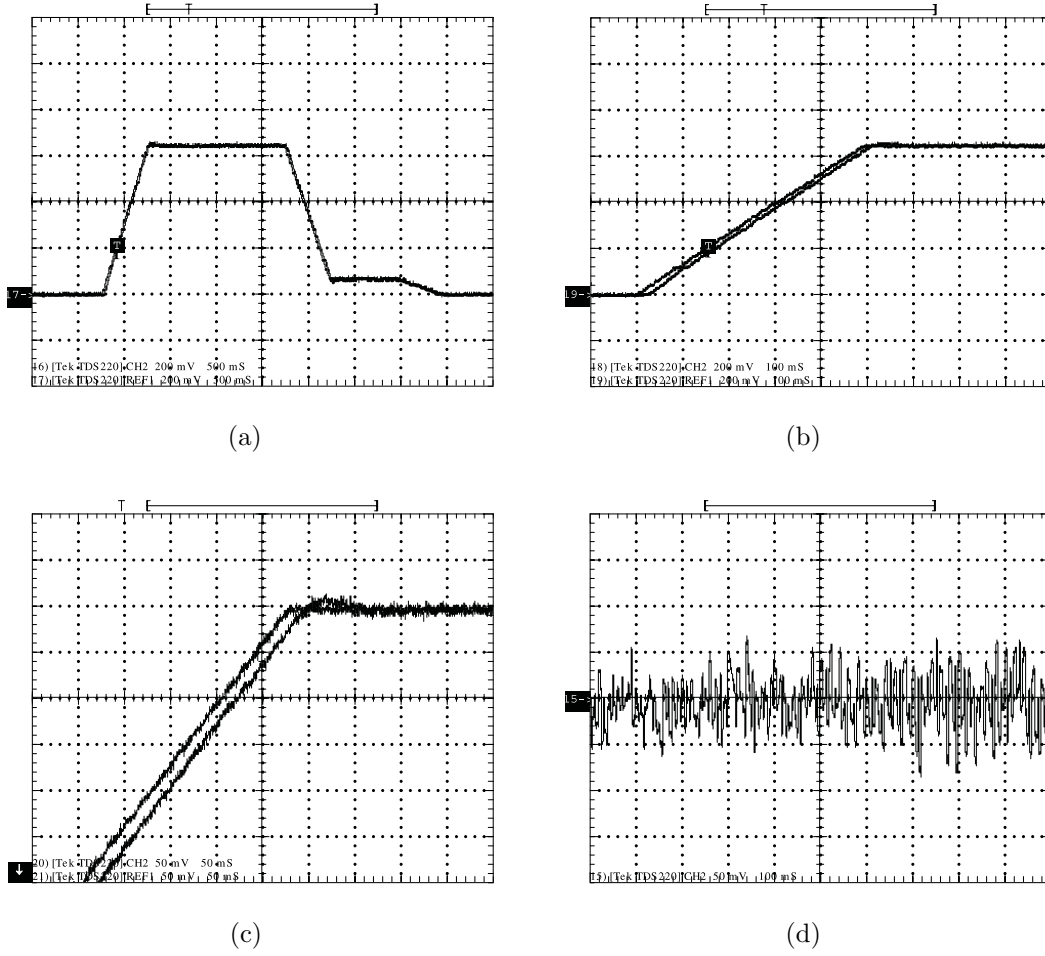


Figura 6.18: Resultados aplicando el método de compensación para $I_P = 0,38\text{A}$ ($20\% I_{LIM}$). (a) I_O , I_{REF} . (b) I_O , I_{REF} (zoom del tiempo de crecimiento). (c) I_O , I_{REF} (zoom de la llegada al *plateau*). (d) Error en régimen permanente.

Los resultados aplicando el método de compensación se muestran en la figura 6.18. En 6.18(a) se observa que el método permite recuperar la estabilidad, obteniéndose una respuesta mejor que en el caso sin compensación. Las figuras 6.18(b) y (c) muestran que tanto el seguimiento a la rampa como la llegada al *plateau* mejoran notablemente, midiéndose un valor de $T_d = 17,2\text{mseg}$. Finalmente, en 6.18(d) se muestra el error en régimen permanente, donde se calculó un valor de $\delta = 14,52 \cdot 10^{-4}$.

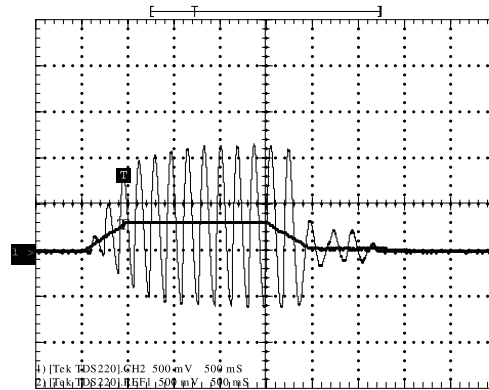


Figura 6.19: Resultados sin aplicar el método de compensación para $I_P = 0,19A$ ($10\% I_{LIM}$). I_o , I_{REF} .

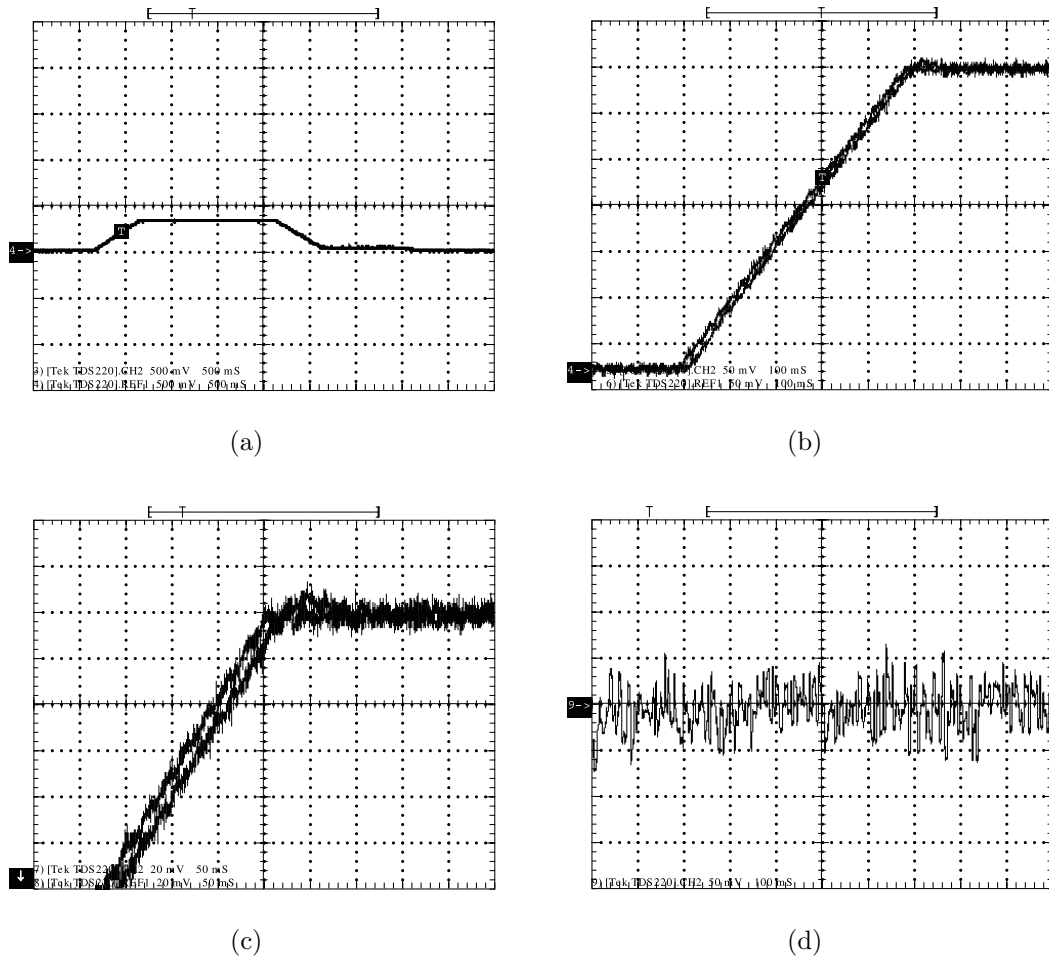


Figura 6.20: Resultados aplicando el método de compensación para $I_P = 0,19A$ ($10\% I_{LIM}$). (a) I_o , I_{REF} . (b) I_o , I_{REF} (zoom del tiempo de crecimiento). (c) I_o , I_{REF} (zoom de la llegada a plateau). (d) Error en régimen permanente.

Por último, se seleccionó $I_P = 0,19A$, que representa una corriente aproximadamente igual al 10 % de I_{LIM} . En la figura 6.19 se muestra el trapecio obtenido para el caso sin utilizar el método propuesto. Se observa que el sistema es inestable, por lo cual no pueden definirse los índices de comportamiento. Por otra parte, en 6.20 se muestran los resultados obtenidos con el método propuesto. Como se observa en 6.20(a), las mejoras son notables, observándose que el sistema es estable. En la figura 6.20(b) se observa que durante t_r no se presentan inconvenientes, mientras que en 6.20(c) se observa que la llegada al *plateau* se desarrolla en forma correcta. El T_d medido en este caso fue de 17mseg. En la 6.20(d) se muestra el error en régimen permanente, de donde se obtuvo un valor de $\delta = 29,04 \cdot 10^{-4}$.

En la Tabla (6.2) se resumen los resultados obtenidos.

$I_P[A]$	$\delta [10^{-4}]$		$T_d[mseg]$	
	Sin método	Con método	Sin método	Con método
1.5	5.73	4.97	16	16
0.9	9.89	7.89	17	17
0.38	15.11	14.52	-	17.2
0.19	-	29.04	-	17

Tabla 6.2: Resultados obtenidos para t_r constante.

Como se comentó anteriormente, para algunos valores de I_P el sistema sin método de compensación es inestable, y no se pueden obtener algunos de los índices de performance. Para otros valores de I_P el comportamiento fue estable y los índices de desempeño fueron similares al caso en el que se utiliza la compensación, aunque siempre peores que con el método propuesto, especialmente en la zona de menor corriente. Las mejoras provistas por el método son más significativas cuanto menor es la corriente, debido a que la pérdida de ganancia es más

importante en esa zona. Por otra parte, bajo las condiciones de funcionamiento testeadas, la respuesta dinámica del sistema utilizando el método propuesto es prácticamente independiente del nivel de corriente. En todos los casos se obtienen mejoras en la zona correspondiente al inicio del trapecio.

Los ensayos realizados para distintos valores de I_P demostraron que el método de compensación se comporta adecuadamente en toda la zona DCM, independientemente del valor de I_P .

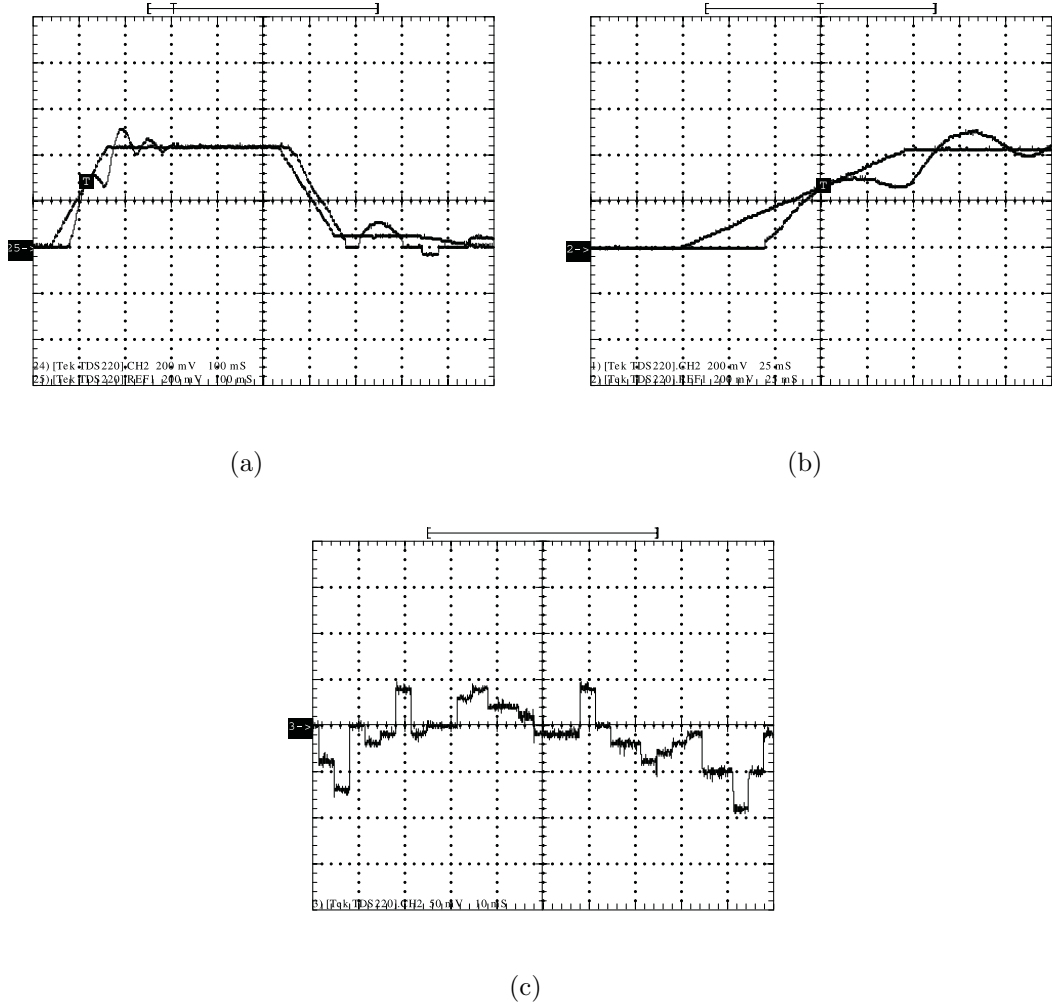


Figura 6.21: Resultados sin aplicar el método de compensación para $t_r = 0,125s$. (a) I_o , I_{REF} . (b) I_o , I_{REF} (zoom del tiempo de crecimiento). (c) Error en régimen permanente.

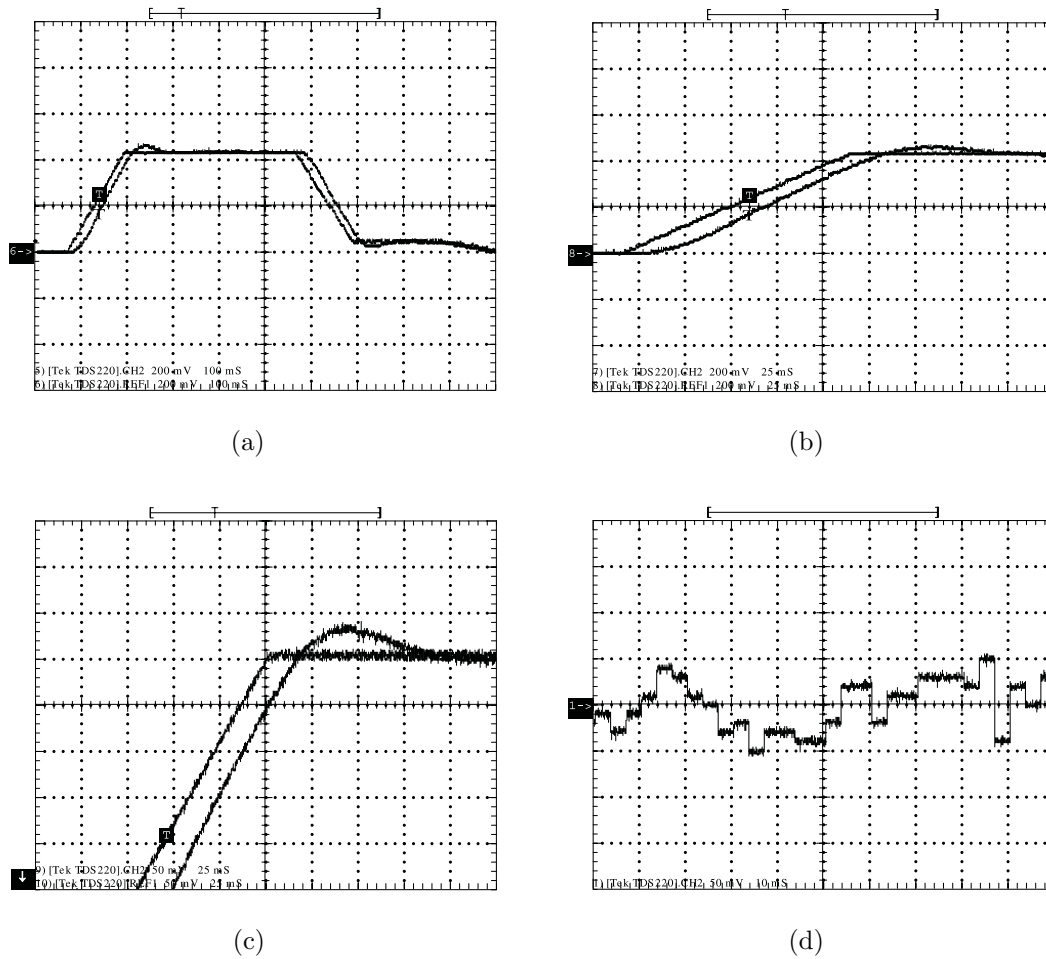


Figura 6.22: Resultados aplicando el método de compensación para $t_r = 0,125$ s. (a) I_o , I_{REF} . (b) I_o , I_{REF} (zoom del tiempo de crecimiento). (c) I_o , I_{REF} (zoom de la llegada al *plateau*). (d) Error en régimen permanente.

Ensayos para distintos t_r

El segundo ensayo contempló la variación del tiempo de crecimiento, manteniendo constante $I_P = 0,25$ A (15% I_{LIM}). En la figura 6.21 se muestran los resultados obtenidos cuando no se utilizó el método de compensación, para $t_r = 0,125$ seg. En forma general, a pesar de las oscilaciones, aún puede distinguirse el trapecio de corriente. En 6.21(a) se observan oscilaciones tanto en la zona correspondiente a t_r como en el plateau de menor valor. Sin embargo, el valor de la corriente en el plateau parece converger a la referencia. En la figura 6.21(b) se

observa que durante t_r la respuesta es oscilatoria, con lo cual no puede definirse el valor de T_d . Finalmente, en 6.21(c) se muestra el error en régimen permanente, de donde se obtiene un $\delta = 25 \cdot 10^{-4}$.

En la figura 6.22 se observan los resultados utilizando el método de compensación propuesto. En 6.22(a) se muestra el trapecio general, donde se observa que el comportamiento oscilatorio ha desaparecido. En la figura 6.22(b) se muestra la zona correspondiente a t_r , observándose una mejora significativa con respecto al caso sin compensación. En 6.22(c) se muestra la llegada al plateau, la cual se realiza en forma correcta, midiéndose un $T_d = 16\text{mseg}$. En 6.22(d) se muestra el error en régimen permanente, de donde se calculó un $\delta = 21 \cdot 10^{-4}$.

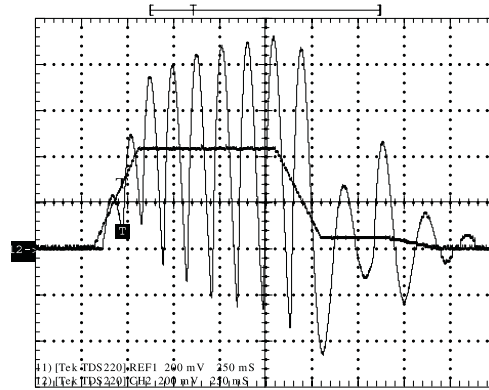


Figura 6.23: Resultados sin aplicar el método de compensación para $t_r = 0,25\text{s}$. I_o , I_{REF} .

La figura 6.23 muestra los resultados para $t_r = 0,25\text{mseg}$. En este caso el sistema es inestable, con lo cual no pueden calcularse los índices de performance. La figura 6.24 muestra los resultados obtenidos utilizando el método propuesto. En 6.24(a) se muestra el trapecio general, donde se observa que el sistema ha recuperado la estabilidad. Con respecto a la zona correspondiente a t_r , figura 6.24(b), se observa que la subida de la corriente se realiza en forma correcta. En 6.24(c) se muestra la llegada al *plateau*, sin observarse errores significativos. El T_d

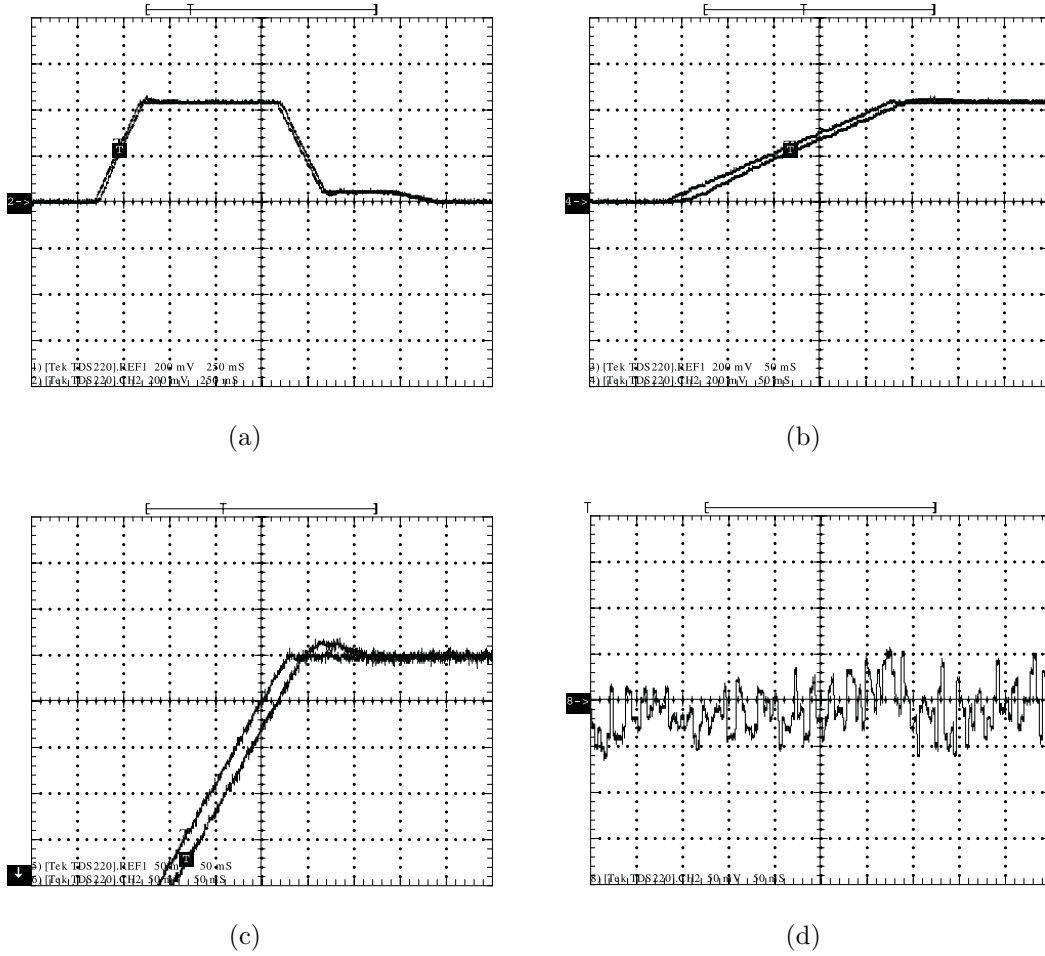
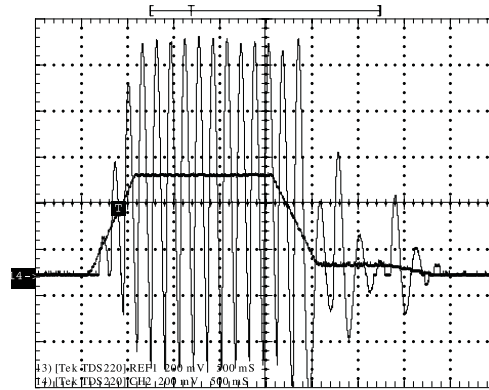
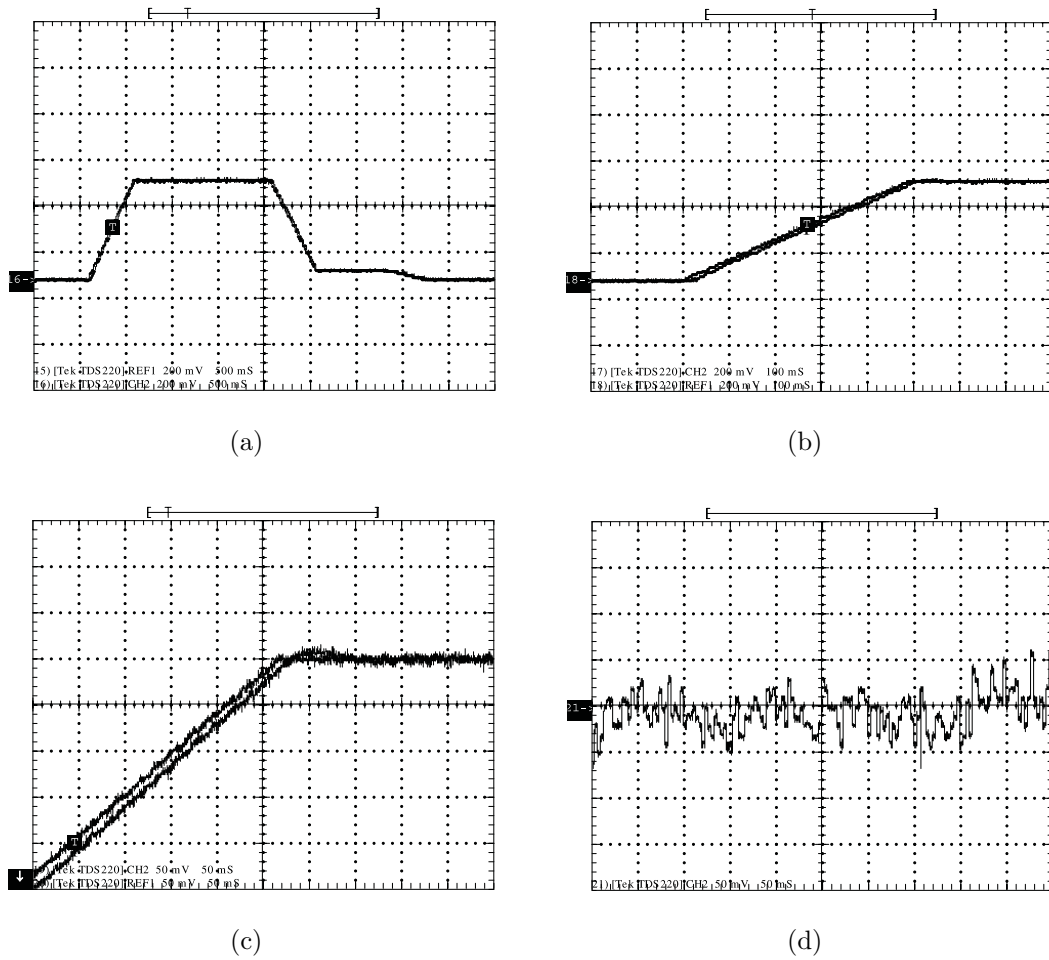


Figura 6.24: Resultados aplicando el método de compensación para $t_r = 0,25s$. (a) I_o , I_{REF} . (b) I_o , I_{REF} (zoom del tiempo de crecimiento). (c) I_o , I_{REF} (zoom de la llegada al *plateau*). (d) Error en régimen permanente.

medido fue de 17.4mseg. Finalmente, en 6.24(d) se muestra el error en régimen permanente, de donde se obtuvo un $\delta = 21 \cdot 10^{-4}$.

El último test se realizó utilizando un $t_r = 0,5seg$. Los resultados para el caso sin compensación se muestran en la figura 6.25, donde se observa que al igual que en el caso anterior el sistema es inestable. Los resultados para el caso con compensación se muestran en la figura 6.26. En 6.26(a) se muestra el trapecio en forma general, donde se observa que nuevamente el método permitió estabilizar el sistema. La zona correspondiente a t_r se muestra en 6.26(b), donde no se


 Figura 6.25: Resultados sin aplicar el método de compensación para $t_r = 0,5s$. I_O , I_{REF} .

 Figura 6.26: Resultados aplicando el método de compensación para $t_r = 0,5s$. (a) I_O , I_{REF} . (b) I_O , I_{REF} (zoom del tiempo de crecimiento). (c) I_O , I_{REF} (zoom de la llegada al *plateau*). (d) Error en régimen permanente.

observan errores significativos. En 6.26(c) se muestra la llegada al *plateau*, la cual se desarrolla en forma correcta. El valor de T_d medido fue de 16mseg. Finalmente, en 6.26(d) se muestra el error en régimen permanente, de donde se calculó un $\delta = 17 \cdot 10^{-4}$.

En la tabla (6.3) se resumen los resultados obtenidos en el segundo ensayo. De los resultados obtenidos, se desprende que la mejora introducida por el método propuesto se hace más evidente a medida que aumenta el valor de t_r . Para determinados valores de t_r el sistema se vuelve inestable. El desempeño del método propuesto permite asegurar la estabilidad del sistema, obteniéndose una dinámica prácticamente independientemente de t_r . Los valores de T_d y δ obtenidos se encuentran dentro de límites aceptables.

t_r [mseg]	$\delta [10^{-4}]$		T_d [mseg]	
	Sin método	Con método	Sin método	Con método
0.125	25	21	-	16
0.25	-	21	-	17.4
0.5	-	17	-	16

Tabla 6.3: Resultados obtenidos para I_P constante.

6.7. Conclusiones del capítulo

En este capítulo se presentó la implementación experimental del método de compensación propuesto, obteniéndose resultados comparables a las simulaciones. Por lo tanto, se corroboró la validez del método de compensación, así como la del modelo implementado en la simulación en MATLAB.

El método propuesto permite ampliar en forma sencilla el rango de operación del convertidor al modo DCM. Utilizando el método propuesto, el convertidor

recupera en DCM la ganancia que poseía en CCM, lo que se refleja en la recuperación de la dinámica del sistema de control de corriente.

Por otra parte, se realizaron ensayos en diferentes condiciones de operación. Los ensayos mostraron que el desempeño del sistema mejora notablemente con el método propuesto, especialmente en la zona de baja corriente y tiempos de crecimiento elevados.

Capítulo 7

Conclusiones

Las conclusiones de esta tesis son las siguientes:

1. Se analizaron los métodos de control de convertidores a tiristores en DCM existentes en la literatura y se concluyó que las soluciones adoptadas en aplicaciones de precisión presentan una elevada complejidad computacional.
2. Se realizaron desarrollos analíticos del comportamiento de las variables de salida para las cargas típicas operando en DCM, obteniéndose una formulación original para el caso de cargas *RLE*, *LC* y *LC* con aproximación lineal de la tensión en el capacitor. Se concluyó que, de acuerdo a las características de operación estándar, todos los casos pueden simplificarse a un inductor y una fuente de tensión en serie.
3. Se propuso un método de control basado en la simplificación de la carga y en la estimación de la corriente media de salida del convertidor.
4. Se validó el método de compensación propuesto mediante simulaciones en entorno Matlab/Simulink.

5. Se verificó experimentalmente el modelo de planta simulado en Matlab/Simulink, obteniéndose respuestas similares en el modelo en software y experimental.
6. Se verificó experimentalmente el método de compensación propuesto, aplicado a una fuente de corriente de precisión.
7. Se realizaron publicaciones en Congresos y revistas especializadas.

Estas conclusiones se desarrollan con más detalle a continuación.

Métodos de control en conducción discontinua

Se analizaron cualitativamente los diferentes métodos de control de convertidores en DCM existentes en la literatura. Se observó que dichos métodos poseen diferentes limitaciones, por ejemplo la reducida precisión de las variables a controlar, la gran complejidad computacional y la poca flexibilidad ante variaciones de la carga. Por otra parte, en aplicaciones de altas prestaciones, si bien el método más conveniente era propuesto en [21], sus elevados requisitos de procesamiento hacen poco conveniente su implementación.

Análisis de cargas típicas operando en conducción discontinua

Entre las cargas típicas, pueden citarse los motores de continua, las etapas de filtrado de ripple y la carga inductiva en sistemas de elevadas prestaciones. Se analizaron modelos con este tipo de cargas funcionando en DCM, obteniéndose las curvas características de tensión-corriente para cada uno de ellos. Se concluyó que para cargas con características estándar, las mismas pueden simplificarse a un inductor en serie con una fuente de tensión, lo cual permite diseñar un método de control en DCM apto para unidades de cálculo como DSP.

Método de compensación propuesto

Se desarrolló un método de compensación para poder operar en el modo DCM. Teniendo en cuenta características de operación estándar, se obtuvo un sencillo método de corrección. El método se basa en la linealización de la tensión de salida del convertidor, con lo cual se obtiene el ángulo de compensación a partir de una función cúbica. Dicha función se implementó a partir de un conjunto de tramos lineales para disminuir la carga computacional y permitir su aplicación en un DSP de moderadas prestaciones.

Implementación en Matlab/Simulink del método de compensación propuesto

El método de compensación propuesto se implementó en Matlab/Simulink. Se observó que el método permite recuperar en DCM la ganancia que el convertidor poseía en CCM, con lo cual se pueden diseñar los lazos de control independientemente del modo de operación.

Validación del modelo simulado mediante test experimental

Se construyó un prototipo experimental para validar el método de corrección propuesto. Previo a la implementación del método, se validó el sistema modelado mediante Matlab/Simulink, obteniéndose una respuesta de similares características en simulación y test experimental. Se concluyó que el modelo implementado en Matlab/Simulink correspondiente al DSP y puente de tiristores se comporta en forma idéntica al prototipo implementado. Este punto es de suma importancia, ya que permitió realizar pruebas en software bajo la premisa de que el sistema real se comportaría en forma similar.

Resultados experimentales del método de compensación propuesto

Sobre el prototipo implementado experimentalmente se implementó el método de control propuesto. Se obtuvo una marcada mejora en la performance del convertidor en DCM, permitiendo el control del convertidor aún en zonas de operación de muy baja corriente comparada con la nominal. Se concluyó que el método propuesto permite recuperar en DCM la ganancia del convertidor que poseía en CCM, a partir de la mejora evidenciada en la dinámica de la corriente de salida. Los resultados experimentales obtenidos concordaron perfectamente con los obtenidos mediante simulación.

Publicaciones

- “Method for Discontinuous Current Mode Compensation of Line-Commutated Converters”, IEEE Transactions on Power Electronics, Vol 24 N° 3, ISSN 0885-8993, pp.869-872, Marzo 2009.
- “Implementación Digital de Control de Convertidores Conmutados por Linea en Modo de Conducción Discontinua”, XXI Congreso Argentino de Control Automático (AADECA 2008), Septiembre 2008, Buenos Aires.
- “Digital closed-loop high-speed thyristor firing system for line-commutated converters”, European Conference on Power Electronics and Applications ISBN 978-92-75815-10-8 Septiembre 2007, Aalborg (Dinamarca).
- “Phase-controlled line-commutated converter control in discontinuous conduction mode”, European Conference on Power Electronics and Applications ISBN 978-92-75815-10-8 Septiembre 2007, Aalborg (Dinamarca).

- “Control de Convertidores Controlados por Fase en Conducción Discontinua”, XX Congreso Argentino de Control Automático (AADECA 2006) ISBN 978-950-99994-4-2, Agosto 2006, Buenos Aires.

7.0.1. Trabajos futuros

A partir de los resultados obtenidos en la presente tesis, se vislumbran diferentes líneas de investigación.

De forma de obtener un sistema de control de disparo de altas prestaciones, sería deseable contar con una placa que integre un sistema de sincronismo capaz de proveer una referencia de fase confiable ante perturbaciones en la red, junto con una etapa que modifique el ángulo de disparo para permitir la operación en el rango de corrientes en DCM.

Por otra parte, en ciertas aplicaciones, tanto en la física de partículas [21] como en el control de velocidad con motores de continua, se utilizan corrientes de polaridad tanto positiva como negativa. La topología utilizada en estos casos es el convertidor de cuatro cuadrantes, que consiste en dos puentes conectados en anti-paralelo. El cruce por cero de la corriente es un punto crítico del control cuando se utiliza la topología denominada sin corriente circulante. Se estima que el método propuesto puede ser modificado para permitir la operación en dichas aplicaciones.

Finalmente, el método de compensación obtenido depende del valor de inductancia L_f . Bajo determinadas circunstancias (temperatura, valor de corriente, reemplazo) el valor de dicha inductancia puede presentar variaciones, lo cual degradaría la performance del método. Sería deseable contar con un método de estimación de la inductancia que no represente una excesiva carga computacional, de modo de obtener un sistema de control adaptivo.

Bibliografía

- [1] B.-M. Yang, C. Kim, G. Jung, and Y. Moon, “Verification of hybrid real time hvdc simulator in cheju-haenam hvdc system,” *Journal of Electrical Engineering & Technology*, vol. 1, no. 1, pp. 23–27, 2006.
- [2] J. Rodriguez, J. Pontt, C. Silva, E. Wiechmann, P. Hammond, F. Santucci, R. Ivaréz, R. Musalem, S. Kouro, and P. Lezana, “Large current rectifiers: State of the art and future trends,” *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 52, no. 3, pp. 738–746, June 2005.
- [3] C. Goldemberg, W. Kaiser, W. Komatsu, S. Copeliovitch, and M. Leite, “Thyristor controlled rectifiers for subway substations,” in *IEEE 36th Conference on Power Electronics Specialists*, 2005.
- [4] Q. Shutong, J. Jianguo, Z. Dongsheng, and W. Xiaojie, “A novel control scheme of 230ka dc power source using thyristor, phase-shifting rectifier transformer and on-load tap changer,” in *Power Electronics and Motion Control Conference, 2006. IPENC ’06. CES/IEEE 5th International*, vol. 1, 14-16 Aug. 2006, pp. 1–5.
- [5] G. Uicich, M. Benedetti, and J. Rovira, “A novel synchronism method for thyristor power converters using the space vector approach,” *Nuclear Science, IEEE Transactions on*, vol. 53, no. 3, pp. 1522–1529, June 2006.
- [6] M. Veenstra, “Network synchronization for high-performance power-converter control,” CERN (Centre Européenne pour la Recherche Nucleaire), Tech. Rep., 2008.
- [7] B.R.Pelly, *Thyristor Phase-Controlled Converters and Cycloconverters*, Wiley, Ed. Krieger Pub. Co., 1971.
- [8] E. Parrish and E. McVey, “A theoretical model for single-phase silicon-controlled rectifier systems,” *Automatic Control, IEEE Transactions on*, vol. 12, no. 5, pp. 577–579, Oct 1967.
- [9] W. McMurray, “The closed-loop stability of power converters with an integrated controller,” *Industry Applications, IEEE Transactions on*, vol. 18, no. 5, pp. 521–531, September-October 1982.

- [10] R. Hill and F. Luo, "Stability analysis of thyristor current controllers," *Industry Applications, IEEE Transactions on*, vol. IA-23, no. 1, pp. 49–56, Jan 1987, iSSN: 0093-9994.
- [11] P. Marty, *Commutateurs de Courant*. Institut National Polytechnique de Toulouse, 1982, ch. Fonctionnement Compte Tenu de la Structure du circuit Cte Continu, pp. 77–94.
- [12] G. Joos and E. D. Goodman, "Modeling the discontinuous conduction mode in converter-fed drives," *Industry Applications, IEEE Transactions on*, vol. IA-21, no. 1, pp. 274–278, Jan. 1985.
- [13] A. Buxbaum, "Automatic changeover equipment for static convertor drives in anti-parallel connection without circulating current," *AEG-TELEFUNKEN PROGRESS*, vol. 4, pp. 119–123, 1973.
- [14] G. Joos and T. Barton, "Four-quadrant dc variable-speed drives&esign considerations," *Proceedings of the IEEE*, vol. 63, no. 12, pp. 1660–1668, Dec. 1975.
- [15] S. Maestri, M. Benedetti, R. Petrocelli, and G. Uicich, "Phase-controlled line-commutated converter control in discontinuous conduction mode," in *Power Electronics and Applications, 2007 European Conference on*, 2-5 Sept. 2007, pp. 1–9.
- [16] P. C. Sen, *Thyristor DC Drives*, J. Wiley, Ed. Wiley-Interscience, 1981.
- [17] J. Mapes and B. Bose, "Linearization of the transfer characteristic of a phase-controlled converter under discontinuous conduction," *Industry Applications, IEEE Transactions on*, vol. IA-14, no. 6, pp. 559–564, November-December 1978.
- [18] W. Ray and A. Potamianos, "Microprocessor control of a dc motor drive," in *IEE Conf. Publ.*, 1984, pp. 206–209.
- [19] M. Er, M. Rahman, and K. Lim, "A fast-response digital current controller for a thyristor converter fed dc drive," in *Proceedings of TENCON, IEEE Region 10 Conference Computer and Communication Technology Toward 2000*, 1987, pp. 985–989.
- [20] W. Ray and A. Moussi, "Optimal-current control of convertor-fed dc motors. ii. general case," in *Electric Power Applications, IEE Proceedings-*, vol. 141, no. 5, Sept. 1994, pp. 249–258.
- [21] S.-J. Jeong and S.-H. Song, "Current control of 12-pulse regenerative converter for 20 ka magnetic power supply," *Applied Power Electronics Conference and Exposition, 2003. APEC '03. Eighteenth Annual IEEE*, vol. 1, pp. 256–260 vol.1, Feb. 2003.

- [22] S. Song, "Current control of 12-pulse regenerative converter for high current magnetic power supply," *Electric Power Components & Systems*, vol. 34, no. 8, pp. 917–926, August 2006.
- [23] S. Jeong and S. Song, "Improvement of predictive current control performance using online parameter estimation in phase controlled rectifier," *Power Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 22, no. 5, pp. 1820–1825, September 2007.
- [24] M. Benedetti and G. Uicich, "New high-performance thyristor gate control set for line-commutated converters," *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 46, no. 5, pp. 972–978, Oct. 1999.
- [25] L. Schlabach, "Conduction limits of a three-phase controlled converter in inversion," *Industry Applications, IEEE Transactions on*, vol. 22, no. 2, pp. 298–303, March-April 1986.
- [26] S. Maestri, M. Benedetti, G. Uicich, and M. Funes, "Digital closed-loop high-speed thyristor firing system for line-commutated converters," in *Power Electronics and Applications, 2007 European Conference on*, 2-5 Sept. 2007, pp. 1–9.
- [27] O. Entgen, M. Groenenboom, J. Lisser, and S. van der Meer, "Some aspects of the mains rectifiers for the isr magnets," CERN, Internal Report 71-9 ISR Division, 1971.
- [28] H. Appelo and S. van der Meer, "The sps auxiliary magnet power supplies,," CERN, Internal Report 77-12 SPS Division, 1977.
- [29] P. Hazell and J. Flower, "Stability properties of certain thyristor-bridge control systems," in *Proceedings of the IEE*, IEEE, Ed., vol. 117, no. 7. IEE, July 1970, pp. 1405–1412.
- [30] B. Wittenmark and K. Astrom, *Computer Controlled Systems*, 3rd ed., E. Cliffs, Ed. Prentice Hall, 1997, ISBN 0-13-314899-8.
- [31] P. Proudlock, "Achieving high performance," in *Power Converters for Particle Accelerators*, ser. CERN Accelerator School, S.Turner, Ed., no. 07. Geneva 23: Organisation Europeenne pour la Recherche Nucleaire, July 1990, pp. 55–79.
- [32] A. Beuret, "Power converter feedback control," in *Power Converters for Particle Accelerators*, ser. CERN Accelerator School, S.Turner, Ed., no. 07. Geneva 23: Organisation Europeenne pour la Recherche Nucleaire, July 1990, pp. 80–102.
- [33] E. Ozturk and M. Royer, "The novel control loops of the pulsed power converters for the cern sps machine," CERN, Tech. Rep., 1998.

- [34] M. Benedetti and J. Guillet, “Etude et realisation de un nouveau filtre passif,” CERN, PS-SM Note 78-7, 1978.
- [35] M. Incurvati, S. Sanelli, and I. De Cesaris, “Feasibility study of high-precision power supply for ramping dipoles of a carbon/proton medical synchrotron,” *Applied Superconductivity, IEEE Transactions on*, vol. 16, no. 2, pp. 1634–1637, June 2006.

Apéndice

Apéndice A

Expresiones matemáticas utilizadas

En este apéndice se resumen los principales desarrollos matemáticos utilizados en esta Tesis.

Relaciones trigonométricas.

$$\theta_o = \alpha + \phi \quad \phi = \frac{\pi}{2} - \frac{\pi}{p} \quad \theta_e = \theta_o + \gamma$$

$$\xi = \alpha + \frac{\gamma}{2} - \frac{\pi}{p} \quad \alpha = \arccos\left(\frac{K V_\alpha}{E_{DO}}\right)$$

$$\cos(\theta_o) = \cos\left(\alpha - \frac{\pi}{p} + \frac{\pi}{2}\right) = -\sin\left(\alpha - \frac{\pi}{p}\right) = -\sin\left(\xi - \frac{\gamma}{2}\right)$$

$$\sin(\theta_o) = \sin\left(\alpha - \frac{\pi}{p} + \frac{\pi}{2}\right) = \cos\left(\alpha - \frac{\pi}{p}\right) = \cos\left(\xi - \frac{\gamma}{2}\right)$$

$$\cos(\theta_e) = \cos(\theta_o + \gamma) = \cos(\alpha + \phi + \gamma) = \cos\left(\alpha - \frac{\pi}{p} + \frac{\gamma}{2} + \frac{\gamma}{2} + \frac{\pi}{2}\right) = -\sin\left(\xi + \frac{\gamma}{2}\right)$$

$$\sin(\theta_e) = \sin(\theta_o + \gamma) = \sin(\alpha + \phi + \gamma) = \sin\left(\alpha - \frac{\pi}{p} + \frac{\gamma}{2} + \frac{\gamma}{2} + \frac{\pi}{2}\right) = \cos\left(\xi + \frac{\gamma}{2}\right)$$

$$\cos(\theta_o) - \cos(\theta_e) = \cos(\alpha + \phi) - \cos(\alpha + \phi + \gamma) = -2 \sin\left(\alpha + \phi + \frac{\gamma}{2}\right) \sin\left(-\frac{\gamma}{2}\right)$$

$$= 2 \sin\left(\frac{\gamma}{2}\right) \sin\left(\alpha + \frac{\gamma}{2} - \frac{\pi}{p} + \frac{\pi}{2}\right) = 2 \sin\left(\frac{\gamma}{2}\right) \cos(\xi)$$

$$\sin(\theta_o) - \sin(\theta_e) = \sin(\alpha + \phi) - \sin(\alpha + \phi + \gamma) = 2 \cos\left(\alpha + \phi + \frac{\gamma}{2}\right) \sin\left(-\frac{\gamma}{2}\right)$$

$$= -2 \sin\left(\frac{\gamma}{2}\right) \cos\left(\alpha + \frac{\gamma}{2} - \frac{\pi}{p} + \frac{\pi}{2}\right) = 2 \sin\left(\frac{\gamma}{2}\right) \sin(\xi)$$

Apéndice B

Diseño de un sistema de control de corriente digital

En este apéndice se desarrolla un sistema de control digital para una fuente de corriente de altas prestaciones. Primero se diseña el sistema de control en forma continua, y luego se discretizan los controladores obtenidos utilizando el método de discretización *bilineal*.

B.1. Topología

En aplicaciones de fuentes de corriente de alta precisión, el sistema se compone de una etapa de potencia, un filtro LC en cascada para atenuar el ripple inherente del sistema, y una carga de tipo inductiva, como se muestra en la figura B.1(a). En general, la constante de tiempo de la carga es mucho mayor que la constante de tiempo del filtro y el período de ripple, con lo cual se asume que la corriente I_o es constante entre impulsiones. Por otra parte, como se comentó en el capítulo 3, el capacitor C_f en el modelo puede reemplazarse por una fuente de tensión constante si el filtro es convenientemente diseñado. Teniendo en cuenta esta última consideración, la fuente de corriente I_o quedaría en paralelo con una fuente de tensión, con lo cual podría eliminarse del modelo. En la figura B.1(b) se observa el esquema circuital resultante.

En cuanto al convertidor, en aplicaciones de este tipo es deseable obtener máximo ancho de banda y gran rechazo a perturbaciones. Por lo tanto, se requiere que la ganancia entre la variable

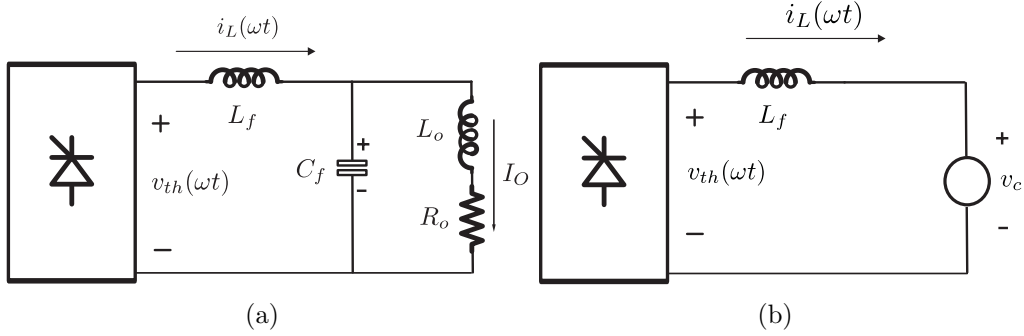


Figura B.1: Fuente de corriente de alta precisión. (a) Topología. (b) Modelo simplificado.

de control de entrada V_α y la tensión promedio de salida $\overline{v_{th}}$ sea constante, independiente de α como idealmente como se muestra en la ecuación (B.1).

$$\alpha = f(V_\alpha) \quad \text{tal que} \quad \overline{v_{th}} = K V_\alpha \Rightarrow \frac{\partial \overline{v_{th}}}{\partial V_\alpha} = K \quad (\text{B.1})$$

A continuación se desarrolla el diseño una fuente de corriente de precisión con las características previamente mencionadas.

B.2. Diseño

La etapa de potencia se implementa con un rectificador a tiristores de p pulsos. La carga está representada por un RL cuya constante de tiempo es elevada comparada con el período de ripple, por lo cual se obtiene un importante rechazo a dicha frecuencia. Sin embargo, en general el error relativo $\frac{\Delta I_o}{I_o}$ a obtener hace necesaria una etapa LC entre el convertidor y la carga. La figura B.2 (a) muestra el convertidor junto con la etapa de filtrado LC y la carga. La referencia de corriente es del tipo trapezoidal, como se muestra en la figura B.2(b).

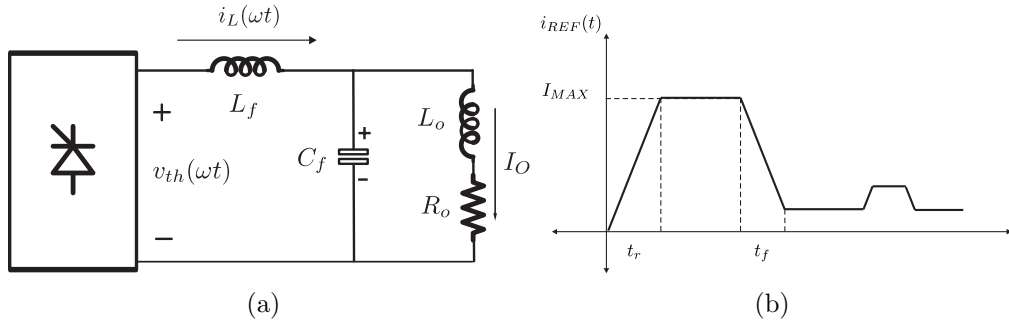


Figura B.2: Sistema de control de corriente. (a) Etapa de potencia. (b) Referencia de corriente.

La estrategia de control comprende 3 lazos: uno que regula la tensión de salida del convertidor, uno que regula la tensión sobre la carga, y un tercero que regula la corriente sobre la carga. En la figura B.3 se muestra el diagrama en bloques correspondiente.

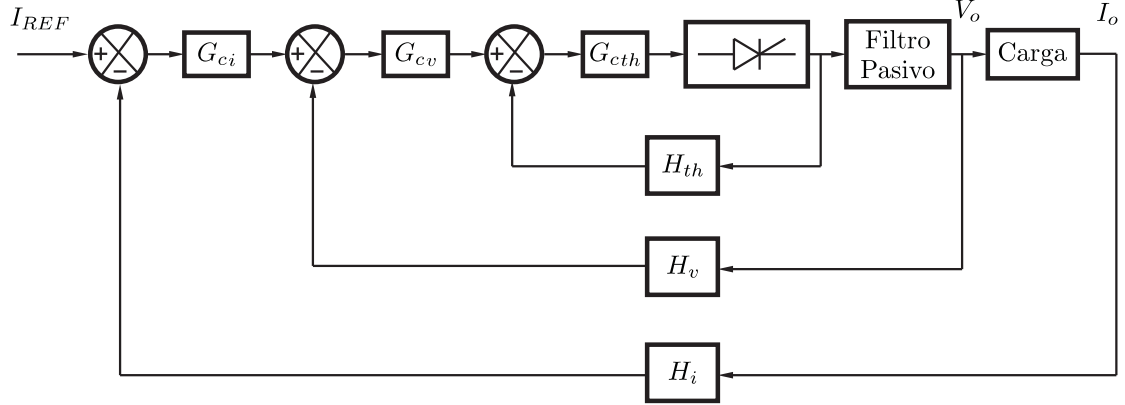


Figura B.3: Diagrama en bloques del sistema de control de corriente.

A partir de estas especificaciones, se espera obtener un sistema de control de corriente lo más rápido posible, que presente elevado rechazo a perturbaciones de baja frecuencia, y sin error ni sobrepaso en la respuesta a un escalón de entrada.

B.3. Estrategia de control elegida

Como se comentó anteriormente, se elige controlar mediante tres lazos. El primer lazo regula la tensión de salida del convertidor, y se encarga de corregir las perturbaciones que podrían ocurrir en la línea eléctrica, como desbalances o variaciones en frecuencia. En general, se prefiere controlar la tensión de salida porque se obtiene la corrección más rápida a dichas perturbaciones [31]. Como se comentó en el Capítulo 2, la característica discreta del convertidor limita la frecuencia de operación de dicho lazo a $\frac{pfL}{4}$.

El segundo lazo de tensión se encuentra por motivos de monitoreo de la tensión en la carga, así como para atenuar perturbaciones en la misma. Finalmente, el lazo de corriente se encarga de atenuar los efectos de variaciones de la inductancia y resistencia que componen la carga [32].

El criterio más conservador para estrategias multilazo se basa en separar los efectos de cada uno de ellos, de forma tal que el lazo bajo análisis vea a los más internos como simples ganancias. En general, separar las frecuencias de corte de cada lazo una década suele ser suficiente. Por

otra parte, se prefiere que la transferencia a lazo abierto cruce por 0dB con una sola pendiente, de forma que la respuesta a lazo cerrado sea de primer orden para que no presente sobrepaso al escalón [32]. En el caso bajo análisis, para $p=6$ la frecuencia de corte del lazo más interno sería $\approx 75\text{Hz}$. Por lo tanto, si los tres lazos se separan una década respectivamente, la frecuencia de corte del de corriente sería muy baja ($\approx 1\text{Hz}$). Para aumentar dicha frecuencia con esta estrategia, debería implementarse sólo uno de los lazos de tensión, con lo cual la frecuencia de corte del de corriente podría aumentarse hasta $\approx 7\text{Hz}$.

La transferencia a lazo cerrado correspondiente a la corriente de salida, asumiendo que el lazo tiene un comportamiento de primer orden, se observa en (B.2).

$$TLC_{i1} = \frac{1/H_i}{1 + \frac{s}{2\pi f_{c1}}} \quad (\text{B.2})$$

donde H_i es la realimentación del lazo de corriente y f_{c1} es la frecuencia de corte del lazo (igual al cruce por 0 dB de la transferencia a lazo abierto). El valor de f_{c1} determina en forma inversamente proporcional el error a la rampa en régimen permanente y tiempo de establecimiento. En determinadas aplicaciones, suele requerirse que el sistema alcance el valor de régimen permanente más rápidamente. Siguiendo el esquema de control de corriente convencional, para disminuir el tiempo de establecimiento sería necesario aumentar la frecuencia de corte del lazo de corriente. Sin embargo, la frecuencia de corte del lazo interno de tensión se asume constante, ya que está limitada por la frecuencia de operación del convertidor. Por lo tanto, el aumento de la frecuencia de corte del lazo de corriente provocaría conflictos con el lazo de tensión.

Para evitar lo mencionado anteriormente, puede diseñarse el lazo de control para que la transferencia a lazo cerrado presente dos polos reales e iguales, como se observa en la expresión (B.3) [33].

$$TLC_{i2} = \frac{1/H_i}{1 + \frac{2\xi}{2\pi f_{c2}}s + \frac{s^2}{(2\pi f_{c2})^2}} \quad (\text{B.3})$$

donde f_{c2} es el ancho de banda de la transferencia y ξ es el factor de amortiguamiento. Para evitar sobrepaso en la respuesta al escalón, el factor de amortiguamiento ξ debe ser igual a 1. Una transferencia de este tipo, presenta la característica de que para una determinada f_{c2} , el error a la rampa es el mismo que el de un sistema de primer orden con $f_{c1} = \frac{f_{c2}}{2}$, pero el tiempo de establecimiento es sensiblemente menor. Esto permite disminuir el tiempo de establecimiento manteniendo la frecuencia de operación del lazo, con lo cual la exigencia dinámica sobre el

convertidor es similar.

En la figura B.4(a) se observa la respuesta al trapecioide de ambos sistemas, donde se ve que poseen el mismo error a la rampa, pero el de segundo orden posee un tiempo de establecimiento menor. En la figura B.4(b) se observa la tensión sobre la carga y su derivada con respecto al tiempo, donde se puede ver que la exigencia dinámica sobre el convertidor es similar.

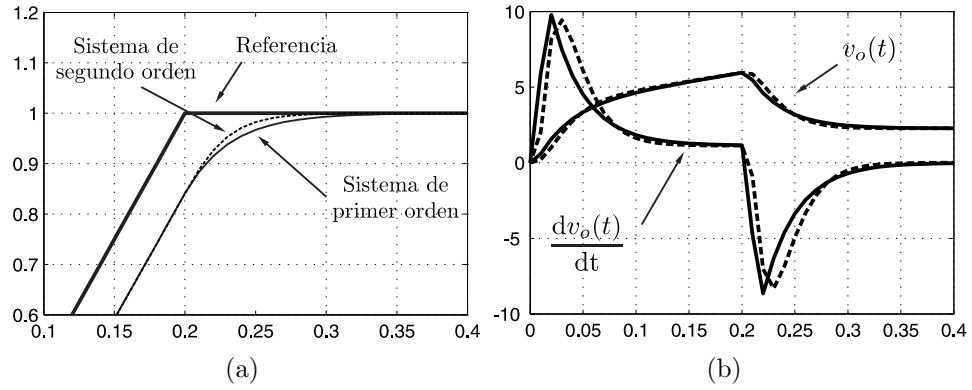


Figura B.4: Respuestas de sistemas de primer y segundo orden. (a) Respuesta al trapecioide. Línea completa: sistema de primer orden. Línea de puntos: sistema de segundo orden. (b) Tensión sobre la carga $v_o(t)$ y $\frac{dv_o(t)}{dt}$. Línea completa: sistema de primer orden. Línea de puntos: sistema de segundo orden.

Para obtener una transferencia a lazo cerrado de segundo orden, se plantea aprovechar la interacción del lazo de corriente con el de tensión. Para que un sistema de control a lazo cerrado se comporte como una transferencia con dos polos reales e iguales en la posición ω_n , la transferencia a lazo abierto en el entorno del cruce por 0 dB debe cumplir con la relación que se observa en (B.4).

$$GH \approx \frac{1}{\frac{s}{\omega_n/2} \left(1 + \frac{s}{2\omega_n}\right)} \quad (\text{B.4})$$

Teniendo esto en consideración, se diseña el lazo de corriente para que la transferencia a lazo abierto cruce por 0dB en f_{c1} . En cuanto al lazo que regula la tensión sobre la carga, se diseña para que posea un polo dominante en una frecuencia cercana a $4f_{c1}$, de forma tal que la transferencia a lazo cerrado de corriente posea dos polos reales e iguales en $f_{c2} = 2f_{c1}$ [33]. Finalmente, el lazo del rectificador controlado se diseña para que se comporte como un sistema de primer orden con una frecuencia de corte de $\frac{pf_L}{4}$ Hz.

A continuación se comentan las características de los lazos de control diseñados.

B.4. Lazos de control

B.4.1. Lazo de corriente

El diagrama en bloques del lazo de corriente se observa en la figura B.5, mientras que las características de la carga están dadas en (B.5).

$$\begin{aligned}\tau_o &= \frac{L_o}{R_o} \\ Y_o(s) &= \frac{1}{Z_o(s)} = \frac{1/R_o}{1 + s\tau_o}\end{aligned}\tag{B.5}$$

donde L_o , R_o , τ_o e $Y_o(s)$ son la inductancia, resistencia, constante de tiempo y transformada de Laplace de la admitancia de la carga, respectivamente.

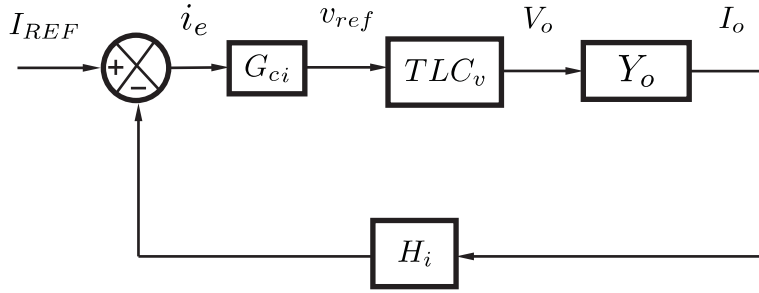


Figura B.5: Diagrama en bloques del lazo de corriente.

La transformada de Laplace de la transferencia a lazo abierto está dada por (B.6).

$$GH_i(s) = G_{ci}(s) TLC_v(s) Y_o(s) H_i\tag{B.6}$$

donde G_{ci} es el controlador del lazo de corriente y TLC_v es la transferencia a lazo cerrado del lazo que regula la tensión sobre la carga. Se asume que la TLC_v se comporta como un sistema con un polo dominante en una frecuencia f_{cv} y ganancia en bajas frecuencias $1/H_v$, obteniéndose (B.7).

$$GH_i(s) \approx G_{ci} \frac{1}{1 + \frac{s}{2\pi f_{cv}}} \frac{1/R_o}{1 + s\tau_o} \frac{H_i}{H_v}\tag{B.7}$$

Para obtener elevado rechazo a perturbaciones de baja frecuencia, se diseña el controlador para que tenga un polo en el origen. Además, para poder ampliar el ancho de banda y ganar

velocidad de respuesta, se compensa el polo que introduce la carga. En la expresión (B.8) se observa la estructura del compensador y la transferencia a lazo abierto obtenida.

$$\begin{aligned} G_{ci} &= K_i \frac{1 + s\tau_o}{s} \\ GH_i &= \frac{K_i}{s} \frac{1}{1 + \frac{s}{2\pi f_{cv}}} \frac{1}{R_o} \frac{H_i}{H_v} \end{aligned} \quad (\text{B.8})$$

Mediante la ganancia K_i se asignan los polos a lazo cerrado. Para obtener dos polos reales e iguales en f_{ci} , el valor de K_i está dado por (B.9).

$$\begin{aligned} \xi_i &= \frac{f_{cv}}{2 f_{ci}} = 1 \Rightarrow f_{ci} = \frac{f_{cv}}{2} \\ K_i &= 2\pi \left(\frac{f_{ci}}{2} \right) R_o \frac{H_v}{H_i} \end{aligned} \quad (\text{B.9})$$

B.4.2. Lazo de tensión

La salida del compensador del lazo de corriente es la referencia del lazo interno de tensión. El diagrama en bloques correspondiente a este lazo se observa en la figura B.6, mientras que la transferencia a lazo abierto está dada por (B.10).

$$GH_v(s) = G_{cv}(s) TLC_{th}(s) G_f(s) H_v \quad (\text{B.10})$$

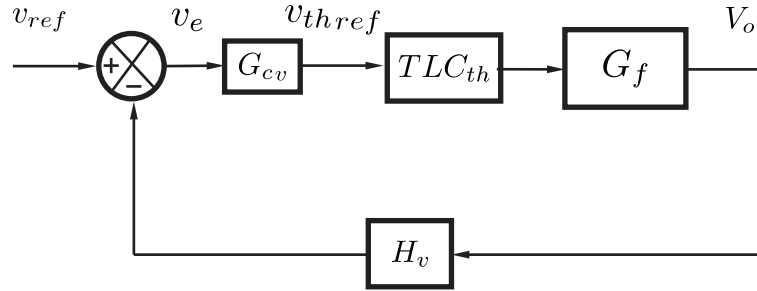


Figura B.6: Diagrama en bloques del lazo que controla la tensión sobre la carga.

Se asume que el lazo correspondiente al rectificador controlado se comporta como una transferencia de primer orden con una frecuencia de corte de $f_{cth} = \frac{pf_L}{4}$, como se observa en (B.11).

$$TLC_{th} \approx \frac{1/H_{th}}{1 + \frac{s}{2\pi f_{cth}}} \quad (\text{B.11})$$

La etapa LC , de ser implementada como se observa en la figura B.2(a), tendría un factor de amortiguamiento bajo, lo cual complica las acciones de control debido a que la frecuencia natural del filtro es del orden de la frecuencia de operación del lazo. Existen diferentes técnicas para mejorar el factor de amortiguamiento. Las dos más utilizadas en aplicaciones de este tipo son la adición de una rama RC en paralelo con el capacitor, o la modificación de las raíces de la transferencia a través de realimentación de estados [31–35]. La ventaja de la realimentación de estados es que no existe componente resistiva en el filtro, por lo tanto no hay potencia de pérdidas. Por otro lado, la realimentación debe incluir a la etapa de potencia. Si el convertidor falla, el filtro puede comenzar a oscilar con un amortiguamiento muy bajo, dado solamente por sus componentes de pérdidas. En esta aplicación, se prefiere incorporar la rama RC en paralelo, debido a que es una solución más robusta en caso de que la etapa de potencia falle. El filtro implementado se muestra en la figura B.7, mientras que su transformada de Laplace está dada por (B.12).

$$G_f(s) = \frac{1 + sRC_{f1}}{1 + sRC_{f1} + s^2L_fC_f + s^3L_fC_{f1}C_{f2}R} \quad (\text{B.12})$$

donde $C_f = C_{f1} + C_{f2}$. El filtro se diseña de forma tal que su respuesta en las frecuencias de interés pueda aproximarse por una transferencia de segundo orden.

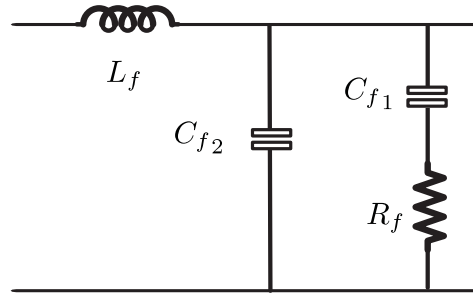


Figura B.7: Etapa de filtrado LC.

En cuanto al compensador, se diseña de forma tal que la transferencia a lazo cerrado TLC_v posea un polo dominante a una frecuencia f_{cv} . Como se desea elevado rechazo a perturbaciones de baja frecuencia, el compensador debe poseer un polo en el origen. Se agrega un cero cercano a la frecuencia natural del filtro LC, de forma de atenuar su pérdida de fase. Teniendo esto en consideración, la transferencia a lazo abierto puede aproximarse por (B.13).

$$GH_v \approx K_v \frac{1 + c_1 s}{s} \frac{1/H_{th}}{1 + \frac{s}{2\pi f_{cth}}} \frac{1 + a_1 s}{1 + b_1 s + b_2 s^2} H_v \quad (\text{B.13})$$

donde c_1 es el coeficiente del cero correspondiente al compensador, y a_1 , b_1 y b_2 son los coeficientes de las singularidades dominantes del filtro LC . Asumiendo que el efecto de los ceros dados por c_1 y a_1 compensan aproximadamente el efecto de los polos del filtro LC en el entorno de f_{cv} , la transferencia GH_v puede ser aproximada por (B.14).

$$GH_v \approx \frac{K_v}{s} \frac{1/H_{th}}{1 + \frac{s}{2\pi f_{cth}}} H_v \quad (\text{B.14})$$

El valor de K_v se calcula de forma tal que la transferencia a lazo abierto cruce por 0dB en aproximadamente f_{cv} , para que la TLC_v posea un polo dominante en el entorno de dicha frecuencia. Asumiendo que el efecto en amplitud del polo en f_{cth} es despreciable en f_{cv} , el valor de K_v está dado por B.15.

$$\begin{aligned} GH_v(s = 2\pi f_{cv}) &\approx \frac{K_v}{2\pi f_{cv}} \frac{H_v}{H_{th}} = 1 \\ K_v &\approx \frac{2\pi f_{cv}}{H_v/H_{th}} \end{aligned} \quad (\text{B.15})$$

Diseño de la etapa LC

El filtro LC es diseñado para obtener un determinado rechazo a la frecuencia de ripple. La transferencia del filtro a dicha frecuencia puede aproximarse por (B.16).

$$G_f(s) \approx \frac{1}{s^2 L_f C_{f2}} \quad (\text{B.16})$$

La atenuación a la frecuencia de ripple está dada por (B.17).

$$A_{[dB]} \approx 20 \log \left[\frac{1}{(2\pi f_r)^2 L_f C_{f2}} \right] \quad (\text{B.17})$$

Dado un valor requerido de atenuación de ripple y adoptando L_f , la expresión (B.17) es una ecuación de diseño para C_{f2} .

La impedancia formada por C_{f1} , C_{f2} , y R_f esta dada por (B.18).

$$Z_p(s) = \frac{1}{s C_f} \frac{1 + s C_{f1} R_f}{1 + s C_p R_f} \quad (\text{B.18})$$

donde $C_p = \frac{C_{f1}C_{f2}}{C_{f1}+C_{f2}}$. La red es diseñada de forma de presentar un comportamiento resistivo en frecuencias cercanas a la de resonancia dada por L_f y C_{f2} para aumentar el factor de amortiguamiento, y capacitivo en bajas y altas frecuencias, para evitar pérdidas y obtener la atenuación al ripple deseada, respectivamente. El cero dado por R_f y C_{f1} debe ubicarse lo suficientemente por debajo de la frecuencia natural del filtro dada por L_f y C_{f2} para tener un comportamiento resistivo a dicha frecuencia. Además, el valor de C_{f1} debe ser mayor que el de C_{f2} para que la red agregada tenga el efecto deseado. Si se diseña al revés, $C_p \approx C_{f1}$, con lo cual el par polo-cero agregado tiene frecuencias similares y se compensan los efectos. Si $C_{f1} \gg C_{f2}$, se obtiene (B.19).

$$Z_p(s) \approx \frac{1}{sC_{f1}} \frac{1 + sC_{f1}R_f}{1 + sC_{f2}R_f} \quad (\text{B.19})$$

Por otra parte, el valor de R_f determina el factor de amortiguamiento ξ_2 de la transferencia obtenida para frecuencias cercanas a la de resonancia dada por L_f y C_{f2} . Para dichas frecuencias, la transferencia del filtro puede aproximarse por la expresión (B.20).

$$G_f(s) \approx \frac{1}{1 + s\frac{L_f}{R_f} + s^2L_fC_{f2}} \quad (\text{B.20})$$

El valor de R_f se obtiene a partir de (B.21).

$$\begin{aligned} \frac{L_f}{R_f} &= \frac{2\xi_2}{\omega_{n2}} & \omega_{n2} &= \frac{1}{\sqrt{L_fC_{f2}}} \\ R_f &= \frac{1}{2\xi_2} \sqrt{\frac{L_f}{C_{f2}}} \end{aligned} \quad (\text{B.21})$$

Debido a que $C_{f1} \gg C_{f2}$, L_f y C_{f1} presentan resonancia a una frecuencia menor a la obtenida mediante L_f y C_{f2} . Para bajas frecuencias, la impedancia dada por C_{f2} es mucho mayor que la que presentan R_f y C_{f1} , con lo cual la transferencia del filtro puede aproximarse por (B.22).

$$\begin{aligned} G_f(s) &\approx \frac{1 + sRC_{f1}}{1 + sRC_{f1} + s^2L_fC_f} \approx \frac{1 + sRC_{f1}}{1 + sRC_{f1} + s^2L_fC_{f1}} \\ G_f(s) &= \frac{1 + \frac{s}{\omega_z}}{1 + \frac{2\xi_1}{\omega_n}s + \frac{s^2}{\omega_n^2}} = \frac{1 + \frac{2\xi_1}{\omega_n}s}{1 + \frac{2\xi_1}{\omega_n}s + \frac{s^2}{\omega_n^2}} \\ \omega_n &= \frac{1}{\sqrt{L_fC_{f1}}} & \frac{2\xi_1}{\omega_n} &= RC_{f1} \end{aligned} \quad (\text{B.22})$$

La posición del cero ω_z aumenta a medida que disminuye el factor de amortiguamiento ξ_1

de los polos de la transferencia. Por lo tanto, el valor de C_{f1} debe elegirse como una relación de compromiso entre sobrepaso en amplitud y respuesta en frecuencia de la fase. En la expresión (B.23), se obtiene una relación entre R_f y C_{f1} .

$$\begin{aligned} R_f C_{f1} &= \frac{2\xi_1}{\omega_n} = 2\xi_1 \sqrt{L_f C_{f1}} \\ C_{f1} &\approx L_f \left(\frac{2\xi_1}{R_f} \right)^2 \end{aligned} \quad (\text{B.23})$$

En la figura B.8 se muestra el diagrama de Bode de la transferencia $G_f(s)$ con y sin la rama dada por R_f y C_{f1} , donde se observa lo planteado anteriormente. En bajas frecuencias Z_p se comporta capacitivamente (C_{f1}), mientras que en frecuencias medias se comporta resistivamente. Finalmente, en alta frecuencia predomina el efecto de C_{f2} . En [34] se presenta un criterio de selección de componentes basado en la atenuación al ripple y sobrepaso a la frecuencia natural deseados.

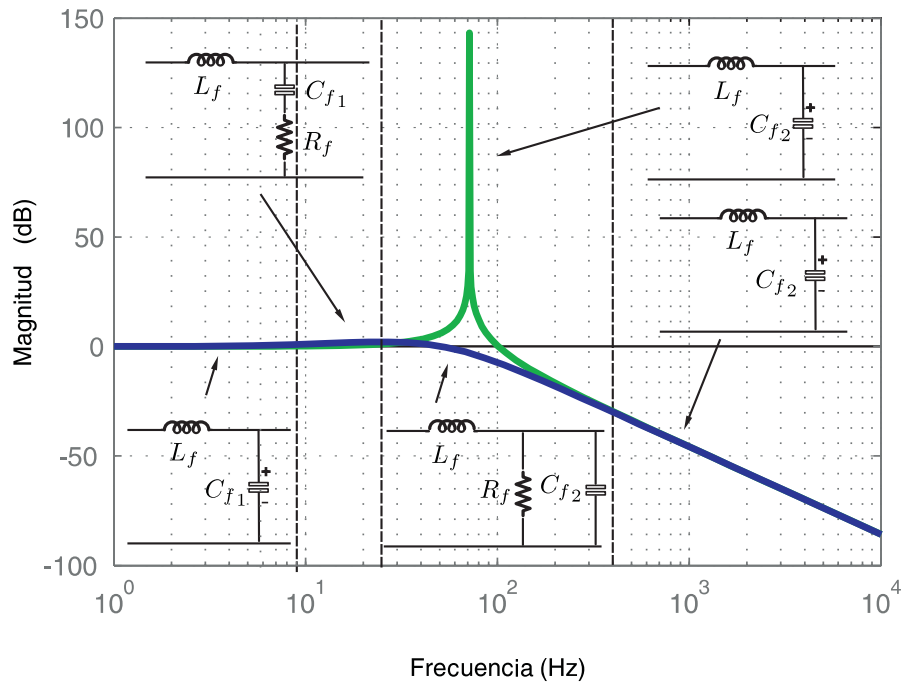


Figura B.8: Diagrama de Bode de $G_f(s)$, con y sin la rama dada por $R_f C_{f1}$ (azul y verde, respectivamente).

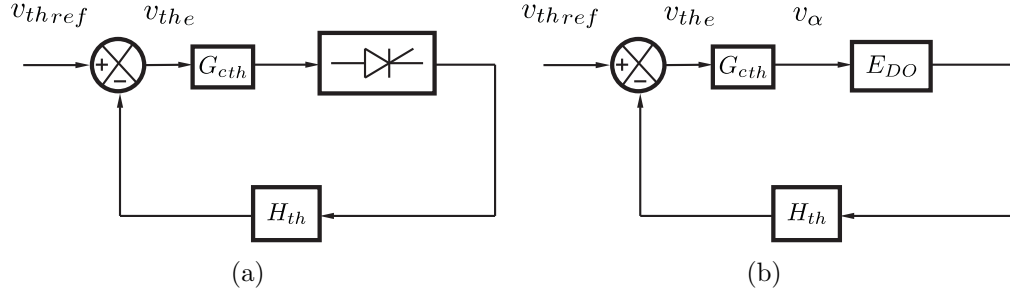


Figura B.9: Lazo de control de la tensión de salida del convertidor.(a) Diagrama en bloques. (b) Modelo simplificado.

B.4.3. Lazo rectificador controlado

El diagrama en bloques correspondiente al lazo que incluye al rectificador controlado se muestra en la figura B.9(a).

Como se comentó en el capítulo 2, el modelo del rectificador controlado incluye una ganancia que depende del ángulo de disparo, y un ROC cuyo período de muestreo equivalente está dado por la mitad del período de ripple. Esto determina que la máxima frecuencia de corte de un lazo que incluya al convertidor junto con un compensador tipo integral es de $f_{cth} = \frac{p f_L}{4}$. Para obtener un ancho de banda independiente del punto de operación, se linealiza la transferencia del convertidor modificando la variable de control por la función arco coseno. El modelo resultante en pequeña señal está dado por la figura B.9(b), donde no se ha incluido el ROC, y la transferencia a lazo abierto está dada por (B.24).

$$GH_{th}(s) = G_{cth}(s) G_{th}(s) H_{th} = G_{cth} E_{DO} H_{th} \quad (B.24)$$

donde G_{cth} es el controlador del lazo, G_{th} es la transferencia del convertidor, y H_{th} es la constante de realimentación de la tensión de salida. Se diseña el compensador con un término integral y una ganancia K_{th} tal que la transferencia a lazo abierto cruce por 0dB en f_{cth} con una pendiente, como se observa en la ecuación (B.25)

$$\begin{aligned} GH_{th}(s) &= \frac{K_{th}}{s} E_{DO} H_{th} \\ GH_{th}(s = 2\pi f_{cth}) &= \frac{K_{th}}{2\pi f_{cth}} E_{DO} H_{th} = 1 \\ K_{th} &= \frac{2\pi f_{cth}}{E_{DO} H_{th}} \end{aligned} \quad (B.25)$$

B.5. Parámetros del sistema discreto

Hasta aquí se ha diseñado el sistema en forma continua. Debido a que el sistema de control a utilizar será digital, es necesario obtener la ecuación en diferencias a implementar a partir de la discretización de los compensadores obtenidos. Para esto, deben seleccionarse tres parámetros principales: la frecuencia de muestreo, el número de bits con los cuales se discretizarán las señales analógicas y la longitud de palabra del dispositivo de procesamiento.

En [26] se desarrollan las ecuaciones de diseño para obtener un sistema digital con una determinada precisión. En cuanto a la frecuencia de muestreo f_S , se asume que, como máximo, debe disminuir el margen de fase en 5° . Esto determina que f_S debe ser mayor a 36 veces el ancho de banda del lazo en cuestión, denominado f_c . Por motivos de implementación, se selecciona la relación que se muestra en la ecuación (B.26).

$$f_S = 64f_c \quad (\text{B.26})$$

En cuanto al número de bits n para representar a las variables analógicas, estará relacionado con la precisión requerida P en la variable de salida. Si la señal de control varía desde 1 a -1 para obtener ángulos de disparo entre 0 y π , la relación entre la precisión y el número de bits está dada por la expresión (B.27).

$$\frac{\Delta I_o}{I_o} = P > \frac{2}{2^n} = \frac{1}{2^{n-1}} \quad (\text{B.27})$$

Finalmente, la longitud de palabra del dispositivo de cálculo n_{DSP} produce diferentes efectos que deben ser tenidos en consideración. Un efecto general es que a medida que aumenta la frecuencia de muestreo las singularidades en el plano z se aproximan al círculo unitario, necesitándose un número mayor de bits para poder discernir entre ellos. En cuanto a la operación en un lazo cerrado de control, hay dos efectos importantes. El primero involucra el redondeo de los coeficientes de la transferencia a implementar producto de la utilización de un número finito de bits, lo cual puede provocar la inestabilidad del sistema ya que alguno de los polos que estén cerca del círculo unitario puede moverse hacia afuera. El segundo efecto es que las cuentas (sumas y multiplicaciones) también se realizan con una aritmética finita, con lo cual se producirán errores en las cuentas intermedias. Debido a la complejidad presente en los sistemas realimentados, no existe una forma analítica de obtener el mínimo número de bits necesario para evitar los problemas anteriormente mencionados. Un método práctico para obtener un

valor de n_{DSP} podría ser implementar el método de control digital, ya sea mediante algún tipo de software o experimentalmente, utilizando diferentes longitudes de palabra, y evaluar la performance obtenida en cada caso.

Una vez seleccionados los parámetros de la implementación digital, se utiliza la aproximación bilineal para discretizar los controladores obtenidos en el campo de la transformada de Laplace. Dicha aproximación se observa en la expresión (B.28).

$$\frac{1}{s} \approx \frac{T_s}{2} \frac{1+z^{-1}}{1-z^{-1}} \quad (\text{B.28})$$

donde T_s es el período de muestreo. Las transferencias discretas correspondientes a los controladores se obtienen reemplazando la variable continua s por la variable discreta z utilizando la relación dada por (B.28). En (B.29) se observa la expresión general de la transferencia discretizada del compensador junto con la ecuación en diferencias implementada.

$$\begin{aligned} G_{c(z)} &= \frac{y(z)}{e(z)} = \frac{a_o + a_1 z^{-1} + a_2 z^{-2} + \dots + a_m z^{-m}}{1 + b_1 z^{-1} + b_2 z^{-2} + \dots + b_n z^{-n}} \\ y[k] &= a_o e[k] + a_1 e[k-1] + a_2 e[k-2] \dots + \dots \\ &\quad \dots + a_m e[k-m] - b_1 y[k-1] - b_2 y[k-2] \dots - b_n y[k-n] \end{aligned} \quad (\text{B.29})$$

siendo $e[k-m]$ y $y[k-n]$ los valores de la entrada y la salida del compensador en m y n muestras anteriores, respectivamente.

B.6. Ejemplo de aplicación

A continuación se obtendrá un ejemplo numérico a partir de las ecuaciones de diseño presentadas en las secciones anteriores. Se asume que la etapa de potencia se implementa con un convertidor a tiristores de 6 pulsos. A continuación se resumen las características de operación deseadas.

- Control digital sobre tensión de salida del rectificador, tensión y corriente sobre la carga.
- Precisión en la corriente de carga $\frac{\Delta I_o}{I_o}$ del orden de $5 \cdot 10^{-5}$.
- Error nulo al escalón en cada lazo.
- Respuesta al escalón sin sobrepaso.
- Máximo ancho de banda.

La etapa de potencia se implementa a partir de un convertidor a tiristores de 6 pulsos, conectado a la red eléctrica de 50Hz a través de un transformador, obteniéndose en el convertidor una tensión máxima de salida instantánea E_{MAX} igual a 97V. La carga inductiva Z_o se encuentra formada por la asociación serie de un inductor $L_o = 0,81\text{H}$ y un resistor $R_o = 2,3\Omega$. La transferencia correspondiente se muestra en (B.30).

$$Y_o(s) = \frac{1}{Z_o(s)} = \frac{1}{R_o + sL_o} \quad (\text{B.30})$$

La atenuación al ripple de 300Hz obtenida mediante la carga está dada por la expresión (B.31).

$$At[Z_o]_{(\omega=2\pi 300)} = \frac{1}{\sqrt{R_o^2 + (2\pi 300 L_o)^2}} \approx 6,5 \cdot 10^{-4} \quad (\text{B.31})$$

Se desea obtener una atenuación relativa $\frac{\Delta I_o}{I_o}$ del orden de $5 \cdot 10^{-5}$, con lo cual se debe agregar entre el convertidor y la carga una etapa LC. De la expresión (B.17), se obtiene una relación entre el valor de L_f y C_{f2} .

$$\begin{aligned} \frac{1}{(2\pi 300)^2 L_f C_{f2}} &< \frac{5 \cdot 10^{-5}}{6,5 \cdot 10^{-4}} \\ C_{f2} &> \frac{1}{(2\pi 300)^2 L_f 7,7 \cdot 10^{-3}} \end{aligned}$$

Se adopta $L_f = 15\text{mH}$, con lo cual $C_{f2} > 250\mu\text{F}$. Se selecciona $C_{f2} = 330\mu\text{F}$. En [34], se obtienen ecuaciones de diseño para los elementos del filtro de acuerdo a la atenuación del ripple y factor de amortiguamiento deseados. Para $\frac{C_{f2}}{C_{f1}} \approx 0,2$ se obtienen resultados aceptables en cuanto a dimensión de componentes y factor de amortiguamiento. Teniendo esto en consideración, se selecciona $C_{f1} = 1,5\text{mF}$.

En cuanto al valor de la resistencia, se selecciona a partir de la ecuación (B.21), adoptando un factor de amortiguamiento ξ_2 aproximadamente igual a 0.7, con lo cual $R_f = 4,7\Omega$. Por otra parte, la transferencia $G_f(s)$ obtenida en el entorno de la frecuencia dada por L_f y C_{f1} se muestra en (B.32).

$$\begin{aligned} \omega_{n1} &= 2\pi 35\text{Hz} \quad \xi_1 \approx 0,75 \\ G_f(s) &= \frac{1 + \frac{s}{2\pi 22\text{Hz}}}{1 + \frac{2 \cdot 0,75}{2\pi 35} s + \frac{s^2}{(2\pi 35)^2}} \end{aligned} \quad (\text{B.32})$$

Las constantes de realimentación de los lazos se muestran en la expresión (B.33).

$$\begin{aligned}
H_{th} &= \text{Constante de realimentación del lazo interno de tensión} = \frac{1}{25} \\
H_v &= \text{Constante de realimentación del lazo externo de tensión} = \frac{1}{23} \\
H_i &= \text{Constante de realimentación del lazo de corriente} = \frac{1}{1,346}
\end{aligned} \tag{B.33}$$

Para que el efecto de discretización del ángulo de disparo no afecte la performance de la corriente en la carga, se pretende una resolución en el ángulo de disparo del orden de $100 \cdot 10^{-6}$. El número de bits necesario para representar el valor de α se obtiene a partir de la expresión (B.27), y se muestra en (B.34).

$$\begin{aligned}
\frac{1}{2^{n-1}} &< P = 100 \cdot 10^{-6} \\
n > 14 &\Rightarrow n = 16
\end{aligned} \tag{B.34}$$

Se decide adquirir todas las señales analógicas con una resolución de 16 bits, mientras que la longitud de palabra n_{DSP} se selecciona a partir de ensayos, obteniéndose resultados aceptables en cuestión de precisión para $n_{DSP}=24$ bits. Por otra parte, se utilizarán convertidores analógico digitales con un rango de operación de $\pm 10V$, con lo cual se obtiene una ganancia extra en dicha etapa dada por $k_{adq} = \frac{1}{10}$.

A partir de los datos anteriores, se obtendrán las expresiones correspondientes a los diferentes controladores.

B.6.1. Lazo rectificador controlado

Con respecto al lazo interno de tensión, se selecciona la ganancia K_{th} de forma de obtener el máximo ancho de banda que permite el convertidor, el cual está dado por $\frac{pf_L}{4} = 75\text{Hz}$. La transferencia correspondiente a dicho controlador se muestra en (B.35).

$$\begin{aligned}
G_{cth}(s) &= \frac{v_\alpha(s)}{v_{the}(s)} = \frac{K_{th}}{s} \\
K_{th} &= \frac{2\pi f_{cth}}{E_{DO} H_{th} k_{adq}} = 1270,19
\end{aligned} \tag{B.35}$$

donde v_{the} es el error entre la tensión de referencia del lazo y la tensión de salida del convertidor. Aplicando la transformación bilineal, se obtiene el compensador discreto y la ecuación en

diferencias dadas por la expresión (B.36).

$$\begin{aligned} G_{cth}(z) &= \frac{v_\alpha(z)}{v_{the}(z)} = K_{th} \frac{2}{T_s} \frac{1+z^{-1}}{1-z^{-1}} \\ v_\alpha[k] &= \frac{K_{th} T_s}{2} (v_{the}[k] + v_{the}[k-1]) + v_\alpha[k-1] \end{aligned} \quad (B.36)$$

Por motivos de precisión en el ángulo de disparo, se asume que la señal más rápida que debe seguir el lazo es la de ripple. Por lo tanto, se selecciona $T_s = \frac{1}{64 \cdot 300\text{Hz}} \approx 52\mu\text{s}$. La ecuación en diferencias implementada se observa en (B.37).

$$v_\alpha[k] = 0,033 (v_{the}[k] + v_{the}[k-1]) + v_\alpha[k-1] \quad (B.37)$$

B.6.2. Lazo tensión sobre la carga

El lazo se diseña para que posea un polo dominante en una frecuencia aproximadamente igual a 20Hz. La transferencia a lazo abierto sin incluir un compensador se observa en (B.38), mientras que el diagrama de Bode de magnitud y fase correspondiente se observa en la figura B.10.

$$GH_v \approx \frac{1/H_{th}}{1 + \frac{s}{2\pi \cdot 75\text{Hz}}} \frac{1 + \frac{s}{2\pi \cdot 22\text{Hz}}}{1 + \frac{2 \cdot 0,75}{2\pi \cdot 35} s + \frac{s^2}{(2\pi \cdot 35)^2}} H_v \quad (B.38)$$

El compensador posee un polo en el origen y un cero en 35Hz para compensar el efecto de la fase del filtro LC en el entorno de la frecuencia de corte. Finalmente, se selecciona la ganancia del controlador para que la transferencia a lazo abierto cruce por 0dB en $f_{cv} = 20\text{Hz}$. El diagrama de Bode de magnitud y fase obtenido se muestra en B.11.

En la expresión (B.42) se observa la transformada de Laplace del controlador implementado.

$$\begin{aligned} G_{cv}(s) &= \frac{v_{thref}(s)}{v_e(s)} = K_v \frac{1 + \frac{s}{2\pi \cdot 35}}{s} \\ K_v &\approx 80 \end{aligned} \quad (B.39)$$

donde la salida del controlador v_{thref} es la referencia del lazo del rectificador controlado, y la entrada del controlador v_e es la tensión de error entre la referencia del lazo de tensión y la tensión sobre la carga.

Aplicando la transformación bilineal, se obtiene el compensador discreto y la ecuación en diferencias dadas por la expresión (B.40).

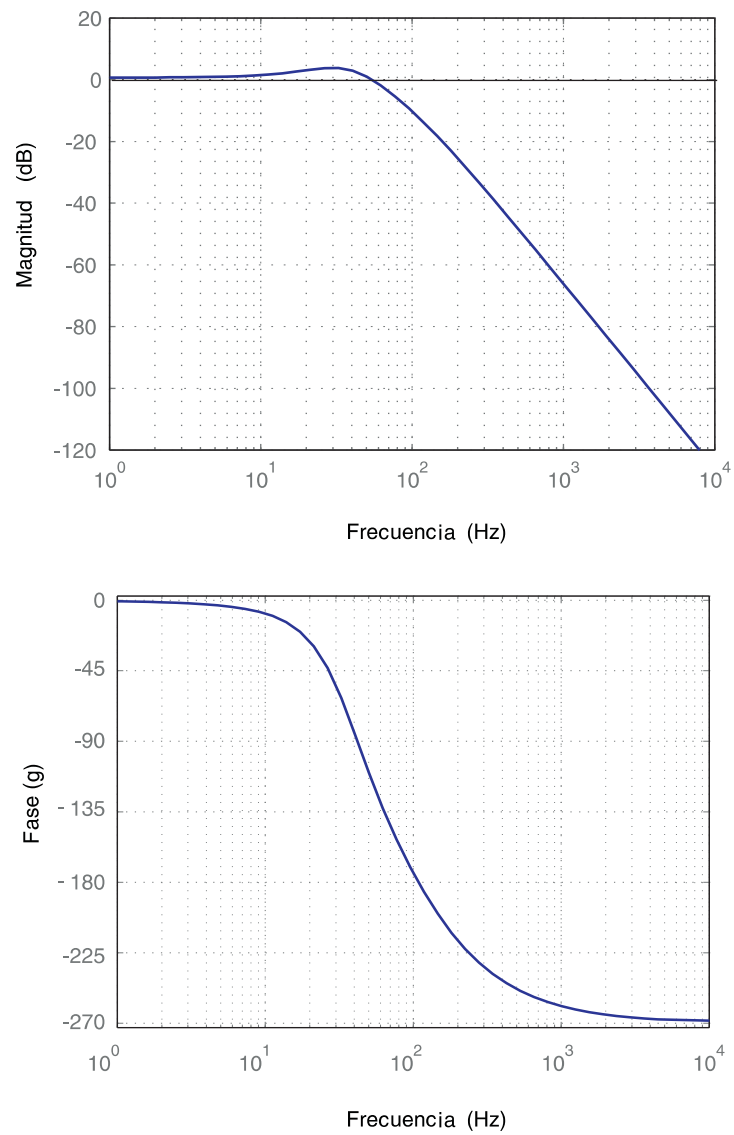


Figura B.10: Diagrama de Bode de magnitud y fase de GH_v sin compensador.

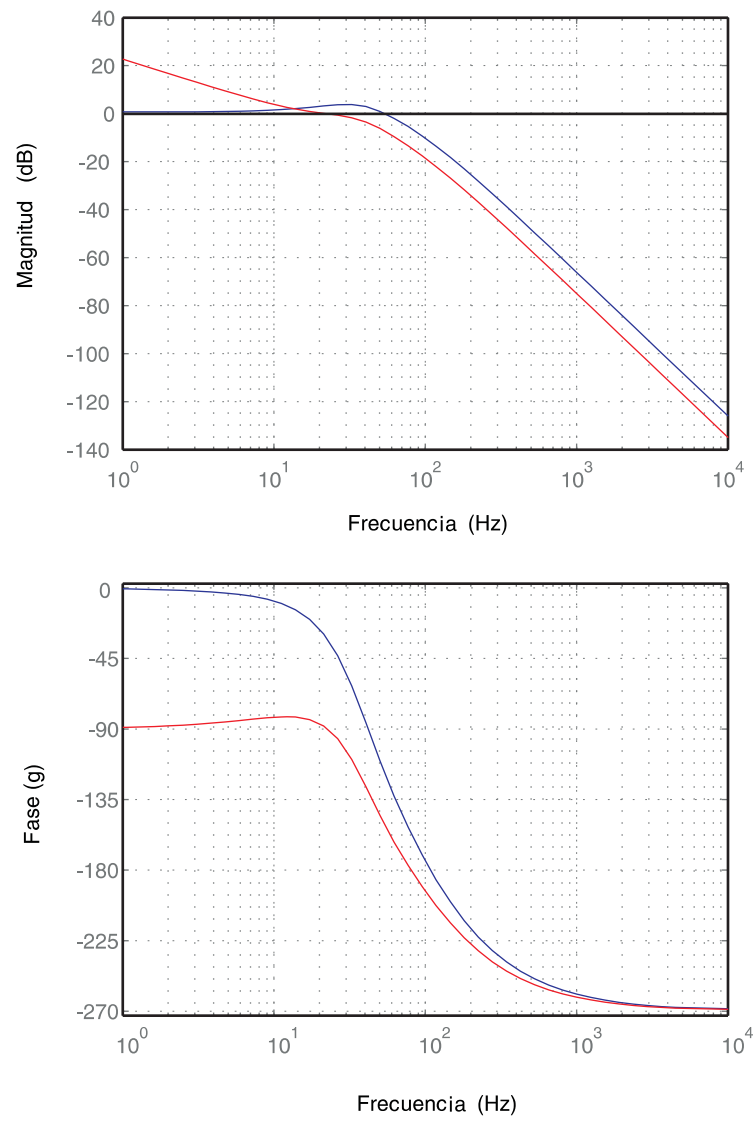


Figura B.11: Diagrama de Bode de magnitud y fase de GH_v compensado.

$$\begin{aligned}
G_{cv}(z) &= \frac{v_{thref}(z)}{v_e(z)} = K_{vz} \frac{1 - a_1 z^{-1}}{1 - z^{-1}} \\
K_{vz} &= K_v \frac{T_{sv}}{2} \left(1 + \frac{2}{2\pi 35 T_{sv}} \right) \quad a_1 = \frac{1 - \frac{2}{2\pi 35 T_{sv}}}{1 + \frac{2}{2\pi 35 T_{sv}}} \\
v_{thref}[k] &= K_{vz} v_e[k] + K_{vz} a_1 v_e[k-1] + v_{thref}[k-1]
\end{aligned} \tag{B.40}$$

donde T_{sv} es el período de muestreo del lazo de tensión. El valor de T_{sv} y la ecuación en diferencias implementada se muestran en (B.41).

$$\begin{aligned}
T_{sv} &< \frac{1}{60 \cdot f_{cv}} \rightarrow T_{sv} = 833 \mu\text{seg} \\
v_{thref}[k] &= 0,3970627271 v_e[k] - 0,3305027271 v_e[k-1] + v_{thref}[k-1]
\end{aligned} \tag{B.41}$$

B.6.3. Lazo corriente sobre la carga

Asumiendo que la transferencia a lazo cerrado del lazo de tensión se comporta como un polo dominante en $f_{cv} \approx 20\text{Hz}$, se diseña el lazo de corriente para que su transferencia a lazo cerrado posea dos polos en $f_{ci} \approx 10\text{Hz}$. El compensador necesario para obtener esto se obtiene a partir de las expresiones (B.8) y (B.9), y se muestra en la expresión (B.42).

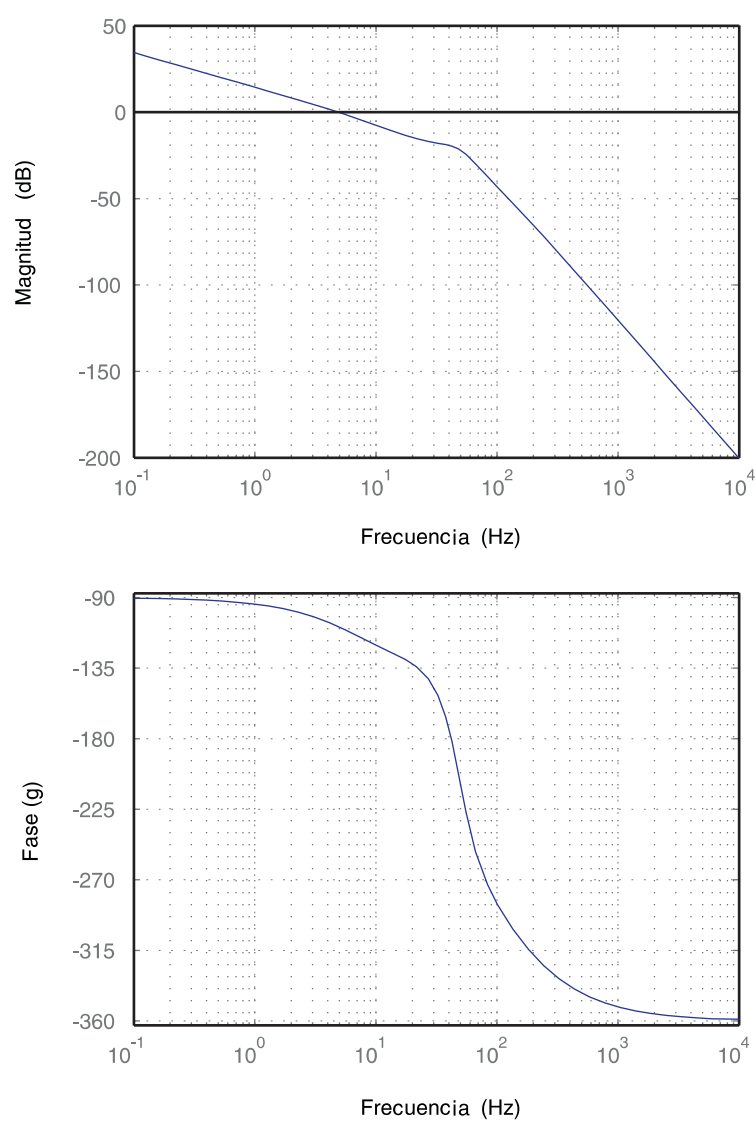
$$\begin{aligned}
G_{ci} &= K_i \frac{1 + s\tau_o}{s} \\
K_i &= 2\pi \left(\frac{f_{ci}}{2} \right) R_o \frac{H_v}{H_i} = 4,1735
\end{aligned} \tag{B.42}$$

El diagrama de Bode de magnitud y fase del sistema compensado se muestra en la figura B.12.

Aplicando la transformación bilineal, se obtiene el compensador discreto y la ecuación en diferencias dadas por la expresión (B.43).

$$\begin{aligned}
G_{ci}(z) &= \frac{v_{ref}(z)}{i_e(z)} = K_{iz} \frac{1 - b_1 z^{-1}}{1 - z^{-1}} \\
K_{iz} &= K_i \frac{T_{si}}{2} \left(1 + \frac{2\tau_o}{T_{si}} \right) \quad b_1 = \frac{1 - \frac{2\tau_o}{T_{si}}}{1 + \frac{2\tau_o}{T_{si}}} \\
v_{ref}[k] &= K_{iz} i_e[k] + K_{iz} b_1 i_e[k-1] + v_{ref}[k-1]
\end{aligned} \tag{B.43}$$

donde T_{si} es el período de muestreo del lazo de corriente. El valor de T_{si} y la ecuación en diferencias correspondiente se muestran en (B.44).


 Figura B.12: Diagrama de Bode de magnitud y fase de GH_i compensado.

$$\begin{aligned}
T_{s_i} &< \frac{1}{60 \cdot f_{c_i}} \rightarrow T_{s_i} = 3,33\text{mseg} \\
v_{ref}[k] &= 1,6132148722 i_e[k] - 1,5982388722 i_e[k-1] + v_{ref}[k-1] \quad (\text{B.44})
\end{aligned}$$

Debido a que se utilizará un DSP de punto fijo los números a representar se encuentran en el rango ± 1 . Por lo tanto, se escala los coeficientes en un factor 2^2 . La ecuación a implementar se observa en (B.45).

$$v_{ref}[k] = (0,4033037181 i_e[k] - 0,3995597181 i_e[k-1]) 2^2 + v_{ref}[k-1] \quad (\text{B.45})$$

Apéndice C

Programas de MATLAB

En este apéndice se listan los programas realizados en Matlab para utilizar en las simulaciones.

C.1. *alfa_correct_DSP.m*

Este programa se encarga de la modificación de la señal de control de forma de obtener tanto la linealización de la transferencia del convertidor como la compensación para poder operar en DCM. Las señales de entrada son *data_vth*, *data_vdc* y *data_imag*, las cuales son la señal de control, la tensión sobre la carga, y la corriente sobre la carga, respectivamente. La salida es el ángulo de disparo α .

```
function out=alfa_correct(u)

%*****
%
% Correccion del angulo de disparo
%
%*****

% entradas

% u(1) corriente promedio anterior
If_previa=u(1);
```

[illegible]

```
%delta_alfa=(pi/p)*((1-(x)^(1/3)));

%*****

% Calculo de x con el DSP:

% tmp_longfract_int = 0.35809862195676*v_alfa;
% tmp_longfract_int -= 0.88922251281438*data_vdc;
% tmp_longfract_int += 0.90549320300705*data_imag;
%
% tmp_longfract_int <=4; // Multiply by 16

%x1=(1/(2^4))*(p*Edo/Emax)*(v_alfa);
%x2=(1/(2^4))*(p/(Emax*Hv*k_adq))*data_vdc;
%x3=(1/(2^4))*((p^2)*Wi*Lf/(pi*Emax*Hi*k_adq))*data_imag;
%x=x1-x2+x3;

temp=0.35809862195676*v_alfa; temp=temp-0.88922251281438*data_vdc;
temp=temp+0.90549320300705*data_imag;%temp=temp+ka[9]*data_imag;

x=(2^4)*temp*(temp>=0); %Limitacion en 0 de la corriente

x=1*(x>1)+x*(x>=0)*(x<1);

% linealizacion:

%delta_alfa=1; % Sin correccion

delta_alfa=lin_Dalfa(x); % Esta funcion entrega un numero entre 0 y 1

alfa_ref=acos(v_alfa); % Entre 0 y pi
tgc_val=alfa_ref*(-2/pi)+1; % Entre -1 y 1

delta_max=0.4; %0.4 corresponde a aprox 36 grados

tgc_val_out=tgc_val-(delta_max)*delta_alfa;

%V_alfa es la se\~{n}al que va a la TGC
% Es un numero entre -1 y 1
% -1 => alfa = pi
```

```
% 1 => alfa = 0

out=[tgc_val_out,delta_alfa,x,I_LIM];
```

C.2. *lin_Dalfa.m*

En este programa se realiza la linealización de la raíz cúbica. La entrada es el cociente (x) entre la corriente estimada ($\hat{i}_L$) y la corriente límite (I_{LIM}), y la salida es el ángulo de compensación $\Delta\alpha$. Las operaciones se realizan del mismo modo que al implementarse en el DSP.

```
function out=lin_Dalfa(u)

%*****
%
% Linealizacion por tramos de la raiz cubica
%
%*****

x=u;

delta_max=pi/6;

% x es un numero entre 0 y 1

% Linealizacion:
% y=m*(x-x0)+b
% m = (y1-y0)/(x1-x0)    b=y0

% delta_alfa=pi/6;
delta_alfa=1;

if x>0.35
    delta_alfa=-0.45426173352848*(x-0.35)+0.29527013;
end

if ((x>0.12)&(x<=0.35))
    delta_alfa=-0.91951068843650*(x-0.12)+0.50675758513391;
```

C.3. *generador_pulsos.m*

[illegible]

```

% Generador de pulsos de disparo para los tiristores
%
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
%SFUNTMPL General M-file S-function template
%   With M-file S-functions, you can define you own ordinary differential
%   equations (ODEs), discrete system equations, and/or just about
%   any type of algorithm to be used within a Simulink block diagram.
%
%   The general form of an M-File S-function syntax is:
%       [SYS,X0,STR,TS] = SFUNC(T,X,U,FLAG,P1,...,Pn)
%
%   What is returned by SFUNC at a given point in time, T, depends on the
%   value of the FLAG, the current state vector, X, and the current
%   input vector, U.
%
%   FLAG      RESULT          DESCRIPTION
%   -----
%   0          [SIZES,X0,STR,TS] Initialization, return system sizes in SYS,
%                                     initial state in X0, state ordering strings
%                                     in STR, and sample times in TS.
%   1          DX              Return continuous state derivatives in SYS.
%   2          DS              Update discrete states SYS = X(n+1)
%   3          Y               Return outputs in SYS.
%   4          TNEXT           Return next time hit for variable step sample
%                                     time in SYS.
%   5                                     Reserved for future (root finding).
%   9          []              Termination, perform any cleanup SYS=[].
%
%
%   The state vectors, X and X0 consists of continuous states followed
%   by discrete states.
%
%   Optional parameters, P1,...,Pn can be provided to the S-function and
%   used during any FLAG operation.
%
%   When SFUNC is called with FLAG = 0, the following information
%   should be returned:
%
%       SYS(1) = Number of continuous states.
%       SYS(2) = Number of discrete states.

```

```
%
%   SYS(3) = Number of outputs.
%
%   SYS(4) = Number of inputs.
%
%           Any of the first four elements in SYS can be specified
%           as -1 indicating that they are dynamically sized. The
%           actual length for all other flags will be equal to the
%           length of the input, U.
%
%   SYS(5) = Reserved for root finding. Must be zero.
%
%   SYS(6) = Direct feedthrough flag (1=yes, 0=no). The s-function
%           has direct feedthrough if U is used during the FLAG=3
%           call. Setting this to 0 is akin to making a promise that
%           U will not be used during FLAG=3. If you break the promise
%           then unpredictable results will occur.
%
%   SYS(7) = Number of sample times. This is the number of rows in TS.
%
%
%
%   X0      = Initial state conditions or [] if no states.
%
%
%   STR      = State ordering strings which is generally specified as [].
%
%
%   TS       = An m-by-2 matrix containing the sample time
%           (period, offset) information. Where m = number of sample
%           times. The ordering of the sample times must be:
%
%
%           TS = [0      0,      : Continuous sample time.
%                 0      1,      : Continuous, but fixed in minor step
%                               sample time.
%                 PERIOD OFFSET, : Discrete sample time where
%                               PERIOD > 0 & OFFSET < PERIOD.
%                 -2      0];    : Variable step discrete sample time
%                               were FLAG=4 is used to get time of
%                               next hit.
%
%
%           There can be more than one sample time providing
%           they are ordered such that they are monotonically
%           increasing. Only the needed sample times should be
%           specified in TS. When specifying than one
%           sample time, you must check for sample hits explicitly by
%           seeing if
%
%           abs(round((T-OFFSET)/PERIOD) - (T-OFFSET)/PERIOD)
%           is within a specified tolerance, generally 1e-8. This
```

```

%           tolerance is dependent upon your model's sampling times
%           and simulation time.
%
%           You can also specify that the sample time of the S-function
%           is inherited from the driving block. For functions which
%           change during minor steps, this is done by
%           specifying SYS(7) = 1 and TS = [-1 0]. For functions which
%           are held during minor steps, this is done by specifying
%           SYS(7) = 1 and TS = [-1 0].

%   Copyright (c) 1990-97 by The MathWorks, Inc.
%   $Revision: 1.9 $

%
% The following outlines the general structure of an S-function.
%

switch flag,

    %%%%%%%%%%%%%%%
    % Initialization %
    %%%%%%%%%%%%%%%
case 0,

    [sys,x0,str,ts]=pepe(t,x,u);

    %%%%%%%%%%%%%%%
    % Derivatives %
    %%%%%%%%%%%%%%%
case 1,
    sys=mdlDerivatives(t,x,u);

    %%%%%%%%%%%%%%%
    % Update %
    %%%%%%%%%%%%%%%
case 2,
    sys=mdlUpdate(t,x,u);

```

```

%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
% Outputs %
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%

case 3,
    sys=mdlOutputs(t,x,u);

%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
% GetTimeOfNextVarHit %
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%

case 4,
    sys=mdlGetTimeOfNextVarHit(t,x,u);

%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
% Terminate %
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%

case 9,
    sys=mdlTerminate(t,x,u);

%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
% Unexpected flags %
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%

otherwise
    error(['Unhandled flag = ',num2str(flag)]);

end

% end sfuntmpl

%
%=====
% mdlInitializeSizes
% Return the sizes, initial conditions, and sample times for the S-function.
%=====
%
function [sys,x0,str,ts]=pepe(t,x,u)
function [sys,x0,str,ts]=mdlInitializeSizes
% call simsizes for a sizes structure, fill it in and convert it to a
% sizes array.
%
% Note that in this example, the values are hard coded. This is not a

```

```

% recommended practice as the characteristics of the block are typically
% defined by the S-function parameters.
%
sizes = simsizes;

sizes.NumContStates = 0; sizes.NumDiscStates = 4; sizes.NumOutputs = 7; sizes.NumInputs
= 1; sizes.DirFeedthrough = 0;
sizes.NumSampleTimes = 1;    % at least one sample time is needed

sys = simsizes(sizes); sys(7)=1;

%
% initialize the initial conditions
%
x0 = [0 0 6 0];

%
% str is always an empty matrix
%
str = [];

%
% initialize the array of sample times
%

ts = [-1      0] ;

% end mdlInitializeSizes

%
%=====
% mdlDerivatives
% Return the derivatives for the continuous states.
%=====
%
function sys=mdlDerivatives(t,x,u)

```

```

sys=[];

% end mdlDerivatives
%
%=====
% mdlUpdate
% Handle discrete state updates, sample time hits, and major time step
% requirements.
%=====
%

function sys=mdlUpdate(t,x,u)

inc=isequal(x(2),0)&isequal(u(1),1)&~isequal(t,0); x(1)=x(1)+(20e-3*inc/6); x(2)=u;

% direcciono los tiristores

x(3)=x(3)+inc;
    if x(3)>6
        x(3)=1;
    end

% guardo el instante de muestreo para poder dar el ancho de pulso

if isequal(inc,1)
    x(4)=t;
end

sys=[x];
% end mdlUpdate

```

```

%
%=====
% mdlOutputs
% Return the block outputs.
%=====
%
function sys=mdlOutputs(t,x,u)

on=(t < x(4)+100e-6)&~isequal(x(1),0);

y(1)=(x(3)==1)*on;

y(2)=(x(3)==2)*on;

y(3)=(x(3)==3)*on;

y(4)=(x(3)==4)*on;

y(5)=(x(3)==5)*on;

y(6)=(x(3)==6)*on;

y(7)=x(1);

sys = y;

% end mdlOutputs

%
%=====
% mdlGetTimeOfNextVarHit
% Return the time of the next hit for this block. Note that the result is
% absolute time. Note that this function is only used when you specify a
% variable discrete-time sample time [-2 0] in the sample time array in
% mdlInitializeSizes.

```

```
%=====
%
function sys=mdlGetTimeOfNextVarHit(t,x,u)

% end mdlGetTimeOfNextVarHit

%
%=====
% mdlTerminate
% Perform any end of simulation tasks.
%=====
%
function sys=mdlTerminate(t,x,u)

sys = [];

% end mdlTerminate
```


Apéndice D

Programas implementados en DSP

En este apéndice se listan los programas implementados en el DSP 56303 de Motorola.

D.1. *Main.c*

Aquí se presenta el código principal. El programa consta de un bucle infinito, esperando por una interrupción para ejecutar los lazos de control.

```
//*****  
//   DSP Control program for Testing Discontinuous Continuous Mode algorithms  
  
//   Hardware:  
//   - Crate: GREG EDA-00494  
//   - DSP Card: DSP AB P0 EDA-00609 / 40 Mhz  
//   - Multi-analogue card: EDA-00329-exec1  
//   - TGC card: EDA-00436  
//  
//   Compilation:  
//   - C Optimization: No code rearranging  
  
// *****  
//   Test Pulses:
```

```

// PE0: Execution of All Functions in Interrupt Routine
// PE1: Regulation algorithm execution
// PE2: Interruption via IRQ-A source

// TP10: (H1) Output to DAC
// TP11: (H0) ACQ + CPU
// TP12: CLKOUT
// TP13: GND

// *****
// Timers:
// Timer 0: ADC conversion delay
// Timer 1: DSP Sampling time

// *****/

// *****/

// For version description, see Version.h file

// *****/
// *****/
// Program Name, Version and Compilation Date
//                                "012345678"
#define PROGRAM_NAME              "DISCONT"

#define PROGRAM_VARIATION         "DU-Test"

#define PROGRAM_VERSION "v1.22"

#define PROGRAM_DATE "01-04-08"

#define PROGRAM_FREQUENCY "DiscCurr"

#define PROGRAM_MAIN

#include <Main.h>

//-----

```

```

/* All Low Level Configurations of the DSP board are defined in two
files
- DSP_ABPO_reg.asm
- cstartDSP_PO_REG.inc
*/

void main(void) {

//-----
// Configure CPU Ports
PortsConfiguration();

//-----
// Send TGC to Inversion
//tgc_alfamax = ALFA_MAX;
//tgc_alfamin = ALFA_MIN;
//tgc_val = TGC_INVERSION;
//tgc_val_out_1 = ALFA_MAX;
//tgc_val_prev = TGC_INVERSION;

//tgc_val_tgc = ALFA_MAX * 0.75 - 0.25;

tgc_val=-0.4;                // -0.34 corresponde a
// aprox 120 grados

tgc_val_out_1=0.4;          // para ir
// a la TGC hay que cambiar de signo

tgc_val_prev =-0.4;

tgc_val_tgc = 0.4 * 0.75 - 0.25;    // 0.34 corresponde a
// aprox 120 grados

TGC_DATA = _fract2int(tgc_val_tgc);    // Send data to TGC (Xilinx
// MUST invert sign).

// Data should be in Higher 16 bits

//-----
data_input = 0x000000;

```

```

dsp_fault = NO_FAULT;           // no faults MDSP_FAULTDESCRIPTION =
~(dsp_fault);

dsp_warning = NO_WARNING;       // no warnings
MDSP_WARNINGDESCRIPTION = ~(dsp_warning); warning = FALSE;

dsp_status = 0;                 // No interruptions generated by DSP
MDSP_STATUS = ~(dsp_status);

G64INT_REGISTER = G64_NO_INT;   // Clear G64 Interruption bit
int_gen = FALSE;               // No interrupts to be generated

//-----
// Initialise DSP sampling frequency
dsp_sampling = T_DSP_US;       // Sampling period in usec

//-----
// Initialise Algorithm sampling frequency
count_algorithm = COUNT_DSP_ALGORITHM; // number of DSP ticks to
// count to obtain the desired Algorithm Sampling frequency

delta_u_val = DELTA_U;

//-----
// General initialisations
conv_status = CONV_OFF;        // Converter starts in OFF cbal_enabled
cbal_enabled = FALSE;          // No current Balance

keep_off = TRUE;               // Keep working message OFF till
// Supervision CPU acknowledges sending Message OFF

working_message = MSG_CTRL_OFF; // Send to Inverction cpu_message
// =MSG_CTRL_OFF;

//dac_sel = DAC_GFAS;          // Output to DAC is GFAS signal
dac_sel = DAC_UBRIDGE;         // Output to DAC is UBRIDGE signal
dac_gain = 0;                  // Mult. for signals to DAC by 2^0 = 1

data_iacq = 0.0;               // No acquisition pulse received yet,

```

```

start in zero

mode_start_exec = TRUE;      // Acquire and execute algorithm
//-----
// Special initializations

//-----
// DSP Interrupt control

IPRP.B.TOL=2;                // Set interrupt priority level of the
Timer to 1 IPRC.B.IAL=0;      // IRQ-A Disabled

//-----
// Interruption Timer
Timer1_Start(dsp_sampling);    // Load timer with DSP main
//                               sampling frequency in usec

_enable_interrupts();          // Set interrupt mask in status register
                                // 'SR' to enable all interrupts I1=I0=0.
                                // SR is divided into 3 registers
                                // the one to modify is MR

//-----

// Counter for current loop sampling frequency

count_iloop = COUNTER_ILOOP;

flag_iloop = 0.8;

count_vloop = COUNTER_VLOOP;

//-----

// Initial delay
tmp_back = SAMPLES_ALGORITHM_1S;

do{

```

```

    if(execute_regulation)
    {
        execute_regulation = FALSE;
        --tmp_back;
    }
} while(tmp_back);

// Initialice Multi-analogue
init_multianalogue();

// Initialize algorithms
// tgc_val y tgc_val_previous empiezan en cero
// cassel_out y cassel_out_1 empiezan en cero

clear_algorithm_var();

// tgc_val_tgc es la variable que va a la TGC, tiene incluida la correccion del
// angulo de disparo para DCM

tgc_val_tgc = 0.4 * 0.75 - 0.25;           // 0.34 corresponde a
                                           // aprox 120 grados

TGC_DATA = _fract2int(tgc_val_tgc);        // Send data to TGC (Xilinx
                                           // MUST invert sign).
                                           // Data should be in Higher 16 bits

//-----

// Getting output current offset

count_ioffset = COUNTER_IOFFSET; i_offset = 0.0;

do{
    if(execute_regulation)
    {
        execute_regulation = FALSE;
        i_offset +=data_imag;
        --count_ioffset;
    }
} while(count_ioffset);

```

```

i_offset *=0.1;
// -----

//-----
// Main Background Program
execute_regulation = FALSE; while(TRUE)
{
    //-----
    // Execution of Regulation algorithms
    if(execute_regulation)
    {
        execute_regulation = FALSE;
    }
}
}

```

D.2. *TH_int.c*

En esta sección de código se implementan las tareas a desarrollar durante la interrupción. Entre ellas, se destacan la adquisición de las variables analógicas de interés, ejecución de lazos de control, y compensación del ángulo de disparo para operar en conducción discontinua.

```

//*****
// Interrupt routine: It is called by the Timer 1
//
// Executes:
//      - Acquisition of analogue signals
//      - acquisition of GFAS
//      - Acquisition of synchronisation pulses
//      - Supervision CPU I/O
//      - Filtering of analogue signals
//      - Output of signals to DAC
//      - output to TGC
//
//*****
//*****

```

```

// -----
// Version 1:
// First Version

// Sampling frequency = as selected From Supervision CPU
// Coeficient Byte_0: Sampling Period in usec.
//-----

#include <Main.h>

//-----

/* All Low Level Configurations of the DSP board are defined in two
files
- DSP_ABPO_reg.asm
- cstartDSP_PO_REG.inc
*/

//-----
// Execution of Regulation when controlled by Timer

void _long_interrupt(IRQ_TM1CMP) Timer1_Interrupt(void) {

// Call execution of Regulation functions
regulation();

}

//-----
// Execution of Regulation when controlled by IRQA: TGC-SYNC

void _long_interrupt(IRQ_A) IRQA_Interrupt(void) { SET_PE2;

// Restart Timer 1
Timer1_Start(T_TIMER_IRQ);           // set Backup Interruption
// to (26usec*2 + 13usec): 65usec

// Call execution of Regulation functions
regulation();

```

```

}

//-----
// Routine called by Interruption functions to execute the regulation functions

void regulation(void) {

SET_PEO;

SET_TP11;

//-----
// Access Multianalogue and Supervision CPU
// Acces to Supervision CPU is done while waiting for the ADC to Convert

BCR.I = AAO_SLOW; _nop();           // to avoid pipe-line
// problems

if(mode_start_exec)
{
    // Start acquisition, Get data and execute algorithm
    MA_COMMAND_REGISTER = MA_COMMAND_ACQUISITION;    // Start acquisition

    // Delay for ADC conversion
    /* Counter counts every CLK/2 cycles */
    TLRO=0;           // Starting value of counter
    TCPR0=ADC_CONV_TIME; // Value to compare to counter, generates
                        //interruption when reached
    TCSR0.I=TIMER_GPIO_NO_INT; // Timer 0 start

    //-----
    // Functions executed while waiting for the ADC to Convert
    // those tasks do not need analogue acquired values to be executed
    Supervision_CPU();

    while (TCSR0.B.TCF == 0) {_nop();}           // wait till Conversion time finished
    // Timer 0 stop
    TCSR0.B.TEN=0;           // Timer disable

```

```

TCSR0.B.TCF = 1;           // clear compare Flag

CLEAR_TP11;

// Set Interruption Source

// Access to Multi-analogue
// Convert analog acquired values to Fractional (Fixed Point)
data_imag = _int2fract( MA_ADC0_REGISTER & 0xffff00);
data_icurbal = _int2fract( MA_ADC1_REGISTER & 0xffff00);
data_vdc = _int2fract( MA_ADC2_REGISTER & 0xffff00);
data_lpf_current = _int2fract( MA_ADC3_REGISTER & 0xffff00);
data_ubridge = _int2fract( MA_ADC4_REGISTER & 0xffff00);
data_locref = _int2fract( MA_ADC5_REGISTER & 0xffff00);

}
else
{
    // Get data and execute algorithm then start acquisition
    // Access to Multi-analogue
    // Convert analog acquired values to Fractional (Fixed Point)
    data_imag = _int2fract( MA_ADC0_REGISTER & 0xffff00);
    data_icurbal = _int2fract( MA_ADC1_REGISTER & 0xffff00);
    data_vdc = _int2fract( MA_ADC2_REGISTER & 0xffff00);
    data_lpf_current = _int2fract( MA_ADC3_REGISTER & 0xffff00);
    data_ubridge = _int2fract( MA_ADC4_REGISTER & 0xffff00);
    data_locref = _int2fract( MA_ADC5_REGISTER & 0xffff00);

    // Start acquisition

    MA_COMMAND_REGISTER = MA_COMMAND_ACQUISITION;    // Start acquisition

    delay_gen();

    Supervision_CPU();
    CLEAR_TP11;
}

MA_COMMAND_REGISTER = MA_COMMAND_NOCOMMAND;

```

```

BCR.I = AAO_FAST; _nop();                // to avoid pipe-line
problems

//-----
// SPECIAL TEST

if (!(count_ioffset)) {data_imag -=i_offset;}

if (conv_status == CONV_OFF) {clear_algorithm_var();} // Si el
// convertidor esta OFF/STD BY o FAULT limpio las variables

// execute the selected working message
#include "Inc_Regulation_Dispatch.c"

//-----
// Send value to TGC
tgc_out();

//-----
// Send Selected signal to DAC
#include "Inc_DAC_selection.c"

//-----
// Execution of Regulation algorithms
if(!(--count_algorithm))
{
    execute_regulation = TRUE;           // execute Regulation algorithms
    count_algorithm = COUNT_DSP_ALGORITHM;
}

//-----
CLEAR_PEO; CLEAR_PE2; CLEAR_TP10;

}

```

D.3. *TH_control.c*

En esta sección de código se listan las funciones encargadas de realizar las ecuaciones en diferencias correspondientes a los lazos de control, la linealización del convertidor mediante la función arco coseno, y la corrección del ángulo de disparo para poder operar en DCM.

```

/*****
DCM Algorithm and Regulation Loops.

Conversion: Bilinear

output = ka[2] * [Error(k) + Error(k-1)] + output_previous;
error(i) = (reference - Ubridge)

ka[2] = K1 * Ts / 2

ka[3] = DELTA_U_VAL      Maxima variacion del angulo de disparo alfa

Regulation Loops

Current loop

vref[k] = (ka[10]*ierror[k]-ka[11]*ierror[k-1])*4+vref[k-1]

ka[10] = Ki*(0.5*Tsi+tau_o)/4
Kadq = 1/10  porque el ADC interpreta los valores entre +-10 como +-1
ka[11] = Ki*(0.5*Tsi-tau_o)/4
tau_o = Lo/Ro
Tsi = frecuencia de muestreo del lazo de corriente

Voltage loop

vth_ref[k] = ka[6]*verror[k]-ka[7]*verror[k-1]+vth_ref[k-1]

Input:

data_locref: Local Reference
data_imag: Magnet current
vref: Voltage loop reference

```

```

    data_vdc:output voltage
    vth_ref: reference for thyristor bridge loop
    data_ubridge: Bridge output

Output:
    tgc_val: data to TGC

Interrupts: not modified
*****/

/*****
//-----
// Version 1:
// First Version

//*****/

/*****
/*****

#include <Main.h> #include <math.h>

//-----
// Regulation Loops (Algorithm Bilinear)

void regulation_loops_bilinear(void) {

if (data_locref < 0.003) { data_locref = 0.0; clear_algorithm_var();
}

if ((data_imag < 0.003)&(data_imag > -0.003)) {data_imag = 0.0;}

// Current loop
// La salida del lazo de corriente es v_ref

if (!(--count_iloop)) {
    flag_iloop = -flag_iloop;
    count_iloop = COUNTER_ILOOP;
}

```

```

// COUNTER_ILOOP = 64

// Actualizo vref, porque la necesito en los lazos siguientes:

v_ref_1 = v_ref;

//Scaling: 1/4

i_error = data_locref - data_imag;
tmp_longfract_int = ka[10]*i_error;

tmp_longfract_int -= ka[11]*i_error_1;

tmp_longfract_int <=< 2;    // Multiply by 4

tmp_longfract_int += v_ref_1;

v_ref=tmp_longfract_int;

// Actualizo las variables de ILOOP

i_error_1 = i_error;

}

// Voltage loop
if (!(--count_vloop)) {
    count_vloop = COUNTER_VLOOP;
// COUNTER_VLOOP = 16

// Actualizo vcassel_ref, porque la necesito en los lazos siguientes:
vth_ref_1 = vcassel_ref;

tmp_longfract_int = v_ref;
tmp_longfract_int -= data_vdc;
v_error = tmp_longfract_int;

tmp_longfract_int *=ka[6];

```

```

    tmp_longfract_int -= ka[7]*v_error_1;

    tmp_longfract_int += vth_ref_1;

    vth_ref = tmp_longfract_int;

// Actualizo las variables

    v_error_1 = v_error;
}

// Thyristor bridge loop

// Update previous values
    v_alfa_1=v_alfa;
    vth_e_1=vth_e;

    tmp_longfract_int = vth_ref;
    tmp_longfract_int -= data_ubridge;
    vth_e = tmp_longfract_int;

    tmp_longfract_int -=vth_e_1;

    tmp_longfract_int *=ka[2];

    tmp_longfract_int += v_alfa_1;

    v_alfa = tmp_longfract_int; // En v_alfa esta el valor de [cos(alfa)]

//-----

//-----

// Cosine linearization (floating point)

    alfa=acos(tmp_longfract_int); // alfa range [0:pi] (double)

// Aca tengo que modificar alfa para llevarlo a -1,+1
// Calculo primero dividido por 2

    alfa *=- (ONE_PI);

```

```

    tmp_longfract_int=alfa;
    tmp_longfract_int +=0.5;

    tmp_longfract_int <<=1; // Multiply by 2

// Guardo el resultado en _fract (punto fijo)
    alfa_ref=tmp_longfract_int; // En alfa_ref esta el valor de alfa

//-----

// Test Memories
#ifdef TEST_MEMORIES

test_flag = TRUE; #endif // end TEST_MEMORIES

}

//-----

```

D.4. *discont_correction*

En esta función se realiza la linealización de la raíz cúbica. La entrada es el cociente (x) entre la corriente estimada ($\hat{i}_L$) y la corriente límite (I_{LIM}), y la salida es el ángulo de compensación $\Delta\alpha$.

```

//-----
//-----
//-----
// Discontinuous current correction
//-----
//-----

void discont_correction(void) {

// Obtengo la relacion Ides/ILIM
// Los coeficientes podria ingresarlos por teclado.
// Ides/Icrit = x = a1 * cassel_out - a2 * data_vdc + a3 * data_imag
// a1 = (1/(2^4))*(p*Edo/Emax)

```

```

// a2 = (1/(2^4))*(p/(Emax*Hv*k_adq))
// a3 = (1/(2^4))*((p^2)*Wi*Lf/(pi*Emax*Hi*k_adq))

tmp_longfract_int = 0.35809862195676*v_alfa;

tmp_longfract_int -= 0.88922251281438*data_vdc;
//tmp_longfract_int += 0.90549320300705*data_imag;
tmp_longfract_int += ka[9]*data_imag;

tmp_longfract_int <=4; // Multiply by 16

// Limitacion en el rango [0,1]

if (tmp_longfract_int <= 0.0) {tmp_longfract_int = 0.0;}

ides_icrit = tmp_longfract_int;

// Aca van todos los IF para linealizar por tramos
// Voy a obtener un valor en [0,1] correspondiente a [0,pi]
// delta_alfa=pi/p

// Debo entrar solamente a un IF
// En tmp_longfract_int guardo el valor de delta_alfa

// Tramo 1

if (ides_icrit > 0.35)

{ //tmp_longfract_int=ides_crit;

tmp_longfract_int -=0.35; tmp_longfract_int *= -0.45426173352848;
tmp_longfract_int += 0.29527013;
//delta_alfa=-0.45426173352848*(x-0.35)+0.29527013;
}

// Tramo 2
if ((ides_icrit > 0.12)&(ides_icrit <= 0.35)) {
//tmp_longfract_int=ides_crit;

tmp_longfract_int -=0.12; tmp_longfract_int *= -0.91951068843650;

```

```

tmp_longfract_int += 0.50675758513391;    //
delta_alfa=-0.91951068843650*(x-0.12)+0.50675758513391;

}
// Tramo 3
if ((ides_icrit > 0.04)&(ides_icrit <= 0.12))

{ //tmp_longfract_int=ides_crit;

tmp_longfract_int -=0.04;

tmp_longfract_int *= -0.94529515956721;

tmp_longfract_int <=<1; // Multiply by 2

tmp_longfract_int += 0.65800481066466;
//delta_alfa=-1.89059031913443*(x-0.04)+0.65800481066466;

}
// Tramo 4
if ((ides_icrit > 0.01)&(ides_icrit <= 0.04))

{ tmp_longfract_int -=0.01;

tmp_longfract_int *= -0.52729883471730;

tmp_longfract_int <=<3; // Multiply by 8

tmp_longfract_int +=0.78455653099681;

//delta_alfa=-4.21839067773837*(x-0.01)+0.78455653099681;
}

// Tramo 5
if ((ides_icrit >= 0.0)&(ides_icrit <= 0.01))

{tmp_longfract_int *= -0.67326084063496;

tmp_longfract_int <=<4; // Multiply by 16 tmp_longfract_int += 0.5;
tmp_longfract_int <=<1; // Multiply by 2

```

```

// delta_alfa=-21.54434690031883*(x-0.00)+1;

}

//tmp_longfract_int=0.999999999999;
//tmp_longfract_int*=-ONE_THREE;

tmp_longfract_int*=-ka[8];

// En ka[8] se encuentra el valor correspondiente a pi/p

// En tmp esta delta_alfa, le sumo el valor de alfa que esta guardado en
alfa_ref

tmp_longfract_int +=alfa_ref;

// Guardo el valor del angulo de disparo corregido en tgc_val

tgc_val=tmp_longfract_int;

// Test Memories
#ifdef TEST_MEMORIES

test_flag = TRUE; #endif // end TEST_MEMORIES

}

```

D.5. *Inc_Regulation_Dispatch.c*

En esta sección de código se determina el modo de operación del convertidor.

```

/*****
// Dispatcher of Regulation Algorithms

//Note: sending values to TGC is done in MAIN loop (Main.c)
// and not in Regulation Loop functions
*****/

/*****

```

```

-----

Version 1:
    First Version

-----*/

/*****
/*****
/*****

//-----

/* All the initial Data configuration of the DSP board are defined
in two files
*   DSP_ABPO_reg.asm and cstartDSP_PO_REG.inc
*/

//void regulation_dispatch(void)
{
//-----
// Execution of Regulation algorithms

if(keep_off)    working_message = MSG_CTRL_OFF;           // Keep Mode
//OFF until demanded Mode OFF by CPU

switch (working_message)
{
    default:
    case MSG_CTRL_OFF:
        // TGC to INVERTION
        conv_status = CONV_OFF;      // Converter to OFF

        // Test Memories
#ifdef TEST_MEMORIES
            test_counter = 0;
            test_flag = FALSE;
#endif

            clear_algorithm_var();

```

```
// set data to TGC
tgc_val = TGC_INVERSION;

// Initialisations for algorithms
tgc_val_previous = tgc_val;

//data_locref_1 = data_locref;
//data_ubridge_1 = data_ubridge;
break;

case MSG_CTRL_I_FALL:
    // set data to TGC directly to Inversion
    tgc_val = TGC_INVERSION;
    break;

case MSG_CTRL_ALFA_CONTROL:
    // Reference to TGC comes from Local Reference
    // Local Reference:
    //      -10v -> Maximum firing angle
    //      +10v -> Minimum firing angle
    tgc_val = data_locref;
    break;

case MSG_CTRL_TEST_2:
    // Current and voltage regulation (bilinear), without DCM correction
    SET_PE1;

    regulation_loops_bilinear();

    tgc_val -=ka[8];
    break;

case MSG_CTRL_TEST_3:
    // Current and voltage regulation (bilinear) with DCM correction
    SET_PE1;
```

```
    regulation_loops_bilineal();

    discount_correction();

    break;

}

CLEAR_PE1; }
```

Apéndice E

Publicaciones

Los trabajos que se presentan a continuación resumen la investigación realizada durante el trabajo de Tesis.

En el siguiente trabajo se presentan las características de la operación en conducción discontinua así como una primera aproximación al método de compensación, implementándose en forma continua a través de simulaciones en MATLAB:

S.Maestri, M.Benedetti, R.Petrocelli, G.Uicich, “Control de Convertidores Controlados por Fase en Conducción Discontinua”, XX Congreso Argentino de Control Automático, ISBN 978-950-99994-4-2, Buenos Aires, 2006.

Un aspecto que se analizó durante la ejecución de la tesis fue el sistema de disparo de tiristores, ya que su performance está directamente relacionada con la precisión del método de compensación en DCM. En este trabajo se desarrolló un sistema de disparo de tiristores de altas prestaciones totalmente digital, presentando elevado rechazo a diferentes perturbaciones presentes en la línea eléctrica:

S.Maestri, M.Benedetti, G.Uicich, M.Funes, “Digital closed-loop high-speed thyristor firing system for line-commutated converters”, European Conference on Power Electronics and Applications, ISBN 978-92-75815-10-8, Aalborg (Dinamarca), 2007.

En el siguiente trabajo se abordaron diferentes temáticas concernientes a la futura implementación experimental, como por ejemplo la operación discreta.

S.Maestri, M.Benedetti, R.Petrocelli, G.Uicich, "Phase-controlled line-commutated converter control in discontinuous conduction mode", European Conference on Power Electronics and Applications, ISBN 978-92-75815-10-8, Aalborg (Dinamarca), 2007.

En los siguientes trabajos, se presentaron diferentes aspectos relacionados con la implementación experimental del método, comprobándose que el mismo puede ser implementado sin problemas en un microprocesador.

S.Maestri, M.Benedetti, G.Uicich, R.Petrocelli, "Implementación Digital de Control de Convertidores Conmutados por Línea en Modo de Conducción Discontinua", XXI Congreso Argentino de Control Automático, Buenos Aires, Agosto 2008.

S.Maestri, G.Uicich, M.Benedetti, R.Petrocelli, "Method for Discontinuous Current Mode Compensation of Line-Commutated Converters", IEEE Transactions on Power Electronics, Vol 24 N 3, ISSN 0885-8993, pp.869-872, Marzo 2009.

CONTROL DE CONVERTIDORES CONTROLADOS POR FASE EN CONDUCCIÓN DISCONTINUA

Maestri, Seastian* Uicich, Gustavo*,**
Petrocelli, Roberto* Benedetti, Mario*,***

* *L.I.C., Universidad Nacional de Mar del Plata*

** *guicich@fi.mdp.edu.ar*

*** *CONICET*

Abstract: Se presenta un método para la linealización de convertidores controlados por fase en conducción discontinua (DCM). La solución propuesta se basa en la modificación del ángulo de disparo mediante una ley de estimación a partir del valor de corriente media de salida del convertidor. Esto permite que el algoritmo pueda ser implementado mediante un microprocesador de moderadas prestaciones. Se realizaron simulaciones de un sistema de control de corriente en conducción discontinua con y sin compensación mediante Matlab. Se presentan resultados de estas simulaciones.

Keywords: convertidores controlados por fase, conducción discontinua, tiristores, rectificador controlado.

1. INTRODUCCIÓN

Los rectificadores controlados a tiristores (RC) comenzaron a utilizarse hace más de 40 años en las primeras aplicaciones estructuradas de conversión de potencia. Como consecuencia de la evolución en la tecnología de fabricación de semiconductores se hizo progresivamente posible la implementación de novedosas topologías de conversión, por cuanto la aplicación de los RC quedó reservada al rango de potencias elevadas -superiores a las centenas de kilowatts- en las cuales la inherente confiabilidad de la estructura de conversión y la notable capacidad de sobrecarga de los tiristores constituyen razones fundamentales para su utilización. Estas aplicaciones incluyen entre otras, alimentación de grandes motores, fuentes de alimentación ininterrumpida, cargadores de grupos de baterías y alimentación de electroimanes para aceleradores de partículas.

A los efectos de su control, los RC son preferentemente utilizados en situaciones de conducción continua (CCM) -esto es con circulación permanente de corriente a través del rectificador- debido a la sencillez del modelo de planta cuya tensión media de salida como función del ángulo de disparo es independiente de la corriente de salida con una ley de variación que es fácilmente linealizable. En estas últimas condiciones, el módulo de la función de transferencia en bajas frecuencias (i.e. la relación de conversión definida como la tensión media de salida referida al ángulo de disparo respecto del punto de conmutación natural) es constante y no depende de la carga.

En el modo de operación de conducción discontinua (DCM) la corriente a través del RC se interrumpe entre eventos de disparo y la relación de conversión se vuelve dependiente de la corriente de salida. Esta dependencia de la ganancia de la planta con la corriente de carga produce las consiguientes variaciones en la dinámica del

sistema en lazo cerrado y a los efectos de asegurar estabilidad para todo punto de operación se deben resignar típicamente ancho de banda y velocidad de respuesta.

En aplicaciones donde se requiere mantener control de la corriente hasta niveles cercanos a cero, los efectos de la conducción discontinua deben ser corregidos a fin de conservar las prestaciones del lazo de control en términos de velocidad y precisión. Los primeros trabajos sobre control de RC's en DCM datan de mediados de 1960. Con este propósito se utilizaron diferentes métodos, como el análisis en el dominio de la frecuencia, proponiéndose modificar la ganancia de los parámetros del controlador del convertidor (A.Buxbaum, 1973), o bien utilizar esquemas de realimentación auxiliar (L.F.Stringer, 1965), así como la introducción de controladores alineales (J.M.Lavallee and J.Merrett, 1970). A partir de la aparición de los microprocesadores se desarrollaron compensaciones basadas en análisis en el dominio temporal, con el fin de predecir el ángulo de disparo necesario para arribar a una consigna de corriente de salida. La principal dificultad en la implementación de estos métodos residía en la discriminación en tiempo real del modo de operación del RC en términos de conducción continua y discontinua (V.Torok and W.Hibner, 1979), proponiéndose como variables de evaluación valores picos de corriente, medios o instantáneos (V.Torok and W.Hibner, 1979)(P.Schwars, 1983)(W.F.Ray and A.Moussi, 1994). Esta familia de soluciones estuvo orientada a convertidores de baja precisión, sin filtrado adicional de ripple.

En aplicaciones de elevada precisión y potencia tales como la excitación de electroimanes de trayectoria en aceleradores de partículas, la necesidad de filtrado adicional del ripple inherente al convertidor aumenta el orden de la planta al tiempo que introduce limitaciones en su dinámica, dificultando la implementación de las soluciones antes mencionadas.

En el presente trabajo se propone un método de linealización de la ganancia de un RC en cascada con un filtro de ripple de segundo orden, con el objetivo de lograr elevada precisión en el control de corriente de salida, independientemente del modo de conducción del convertidor.

En el párrafo subsiguiente se enuncian los fundamentos teóricos que sustentan el método propuesto. A continuación se muestran simulaciones mediante MATLAB de un sistema en las condiciones de control enunciadas a efectos de validar el método.

2. FUNDAMENTOS CONCEPTUALES

2.1 Introducción

Como se mencionó en el párrafo anterior, el rectificador controlado operando en CCM se comporta como un generador de tensión cuyo valor promedio de salida integrado sobre un período de ripple $\overline{V_{th}}$ es función del ángulo de disparo α e independiente de la corriente de carga. (figura [1]):

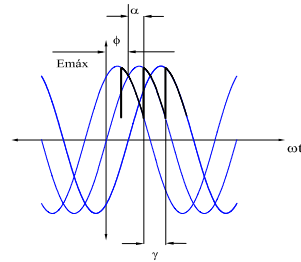


Fig. 1. Tensión de salida instantánea del convertidor en CCM

$$v_{th}(\omega t) = E_{máx} \sin(\omega t)$$

$$\phi = \frac{\pi}{2} - \frac{\pi}{p}$$

$$\overline{V_{th}} = \frac{p}{\pi} \sin \frac{\pi}{p} \cos \alpha = Edo \cos \alpha$$

$v_{th}(\omega t)$ es la tensión de salida instantánea del convertidor.

$\omega t = \phi$ respecto de la señal $v_{th}(\omega t)$, es el menor valor para el ángulo de disparo.

p es el número de pulsos del convertidor.

γ es el período de conducción. En CCM, igual a $2\pi/p$, el período de ripple.

Modificando la señal de comando V_α que se corresponde con un ángulo de disparo α puede obtenerse una relación lineal entre la tensión promedio de salida y la señal de control. Es decir:

$$\alpha = \arccos(K_o V_\alpha) \implies \overline{V_{th}} = Edo K_o V_\alpha = K_p V_\alpha$$

donde K_p es el valor de la ganancia linealizada del convertidor.

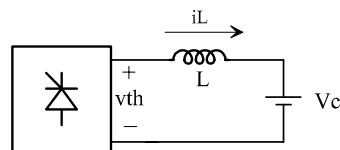


Fig. 2. Modelo de carga con inductor y tensión constante

En DCM las características de ganancia del convertidor se modifican dado que la corriente se

extingue en un tiempo inferior al período de ripple, observándose una degradación dependiente del ángulo de conducción γ el que a su vez es función de la corriente de carga. En la figura [3] se muestran los ángulos más significativos que intervienen en el cálculo.

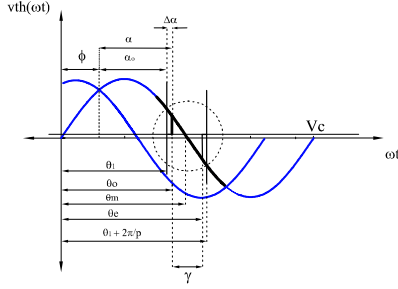


Fig. 3. Tensión instantánea de salida del convertidor en DCM

Resolviendo las expresiones correspondientes para el caso DCM del circuito mostrado en fig. [2] se obtiene:

$$i_L(\omega t) = \frac{1}{\omega L} \int_{\theta_o}^{\omega t} v_L.d(\omega t) + i_L(\theta_o)$$

$$v_L = v_{th}(\omega t) - V_c \quad (1)$$

$$i_L(\omega t) = \begin{cases} \frac{E_{m\acute{a}x}}{\omega L} (\cos \theta_o - \cos \omega t) + \frac{V_c}{\omega L} (\theta_o - \omega t) & \theta_o < \omega t < \theta_e \\ 0 & \theta_e < \omega t < \theta_o + \frac{2\pi}{p} \end{cases}$$

$$\overline{I_L} = \frac{p}{2\pi} \frac{E_{m\acute{a}x}}{\omega L} [\gamma \cos \theta_o + \sin \theta_o - \sin(\theta_o + \gamma) - \frac{V_c}{2E_{m\acute{a}x}} \gamma^2] \quad (2)$$

$$\begin{aligned} \theta_o &= \alpha + \phi \\ \theta_e &= \theta_o + \gamma \end{aligned} \quad (3)$$

siendo:

γ ángulo de conducción.

θ_e ángulo de extinción.

La tensión media de salida $\overline{V_{th}}$ resulta de integrar la tensión instantánea $v_{th}(\omega t)$ en la salida del rectificador controlado:

$$\overline{V_{th}} = \frac{p}{2\pi} \int_{\theta_o}^{\theta_o + 2\pi/p} v_{th}.d(\omega t)$$

$$\overline{V_{th}} = \frac{p \cdot E_{m\acute{a}x}}{2\pi} \left[2 \sin \frac{\gamma}{2} \cdot \sin \left(\theta_o + \frac{\gamma}{2} \right) + \frac{V_c}{E_{m\acute{a}x}} \left(\frac{2\pi}{p} - \gamma \right) \right]$$

De estas ecuaciones se obtiene la relación entre la tensión media de salida $\overline{V_{th}}$ y la corriente media del convertidor $\overline{I_L}$ para un dado valor de V_c y γ , como se representa en la figura [4]. En dicha figura la línea punteada establece el límite entre DCM y CCM. En lo subsiguiente se denotará $\overline{I_{Ldes}}$ como el valor de corriente a través del inductor

en condiciones DCM y promediado en el intervalo de ripple $2\pi/p$.

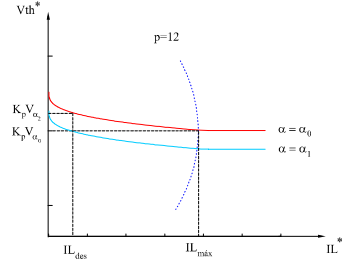


Fig. 4. Relación entre $\overline{V_{th}}$ e $\overline{I_L}$ para el caso DCM

Observando la zona de DCM en fig. [4], para obtener un cierto valor de tensión de salida deseado ($\overline{V_{th}}$, proporcional a V_{α_o}), con un dado valor $\overline{I_{Ldes}}$, el ángulo de disparo debe modificarse de α_o al valor α_1 . Esto significa que mediante la adición de un ángulo de compensación al disparo de valor $\Delta\alpha = \alpha_1 - \alpha_o$, es posible obtener en DCM el mismo valor de tensión promedio de salida que el que se obtendría en CCM, siendo posible recuperar convenientemente las características que tenía el rectificador en modo CCM. El inconveniente principal como se observa en ecs. [2] reside en que el ángulo adicional es una función trascendente que depende tanto de la corriente media $\overline{I_L}$ como de la carga a través del ángulo de extinción γ , cuyo cálculo en tiempo real en el sistema de disparo y con recursos de procesamiento razonables es dificultoso.

2.2 Linealización de v_{th} - Cálculo de $\Delta\alpha$

A los efectos de simplificar el cálculo de $\Delta\alpha$ con un menor costo de recursos se propone emplear una aproximación de primer orden respecto de la función $v_{th}(\omega t)$, asumiendo que $\omega t \approx \frac{\pi}{2}$, puesto que en DCM la corriente media tiene valores pequeños al igual que la tensión promedio de salida. En ese entorno $v_{th}(\omega t)$ es aproximadamente lineal (ver fig. [5]) con valor promedio V_c :

$$v_{th}(\omega t) \approx v_{th}(\theta_m) + \frac{\partial v_{th}}{\partial \omega t} \bigg|_{\omega t = \theta_m} (\omega t - \theta_m)$$

$$v_{th}(\theta_m) = E_{m\acute{a}x} \sin \theta_m = V_c$$

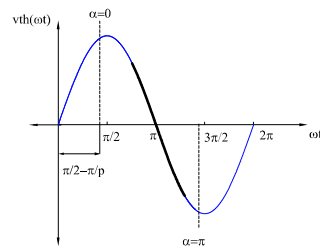


Fig. 5. Tensión de salida instantánea del convertidor (v_{th})

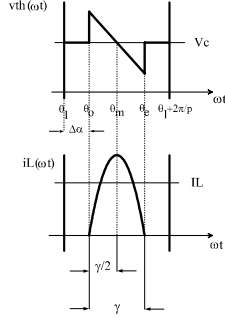


Fig. 6. Comportamiento de las variables dentro de un período de conducción

En consecuencia, la corriente de salida $i_L(\omega t)$ resulta:

$$i_L(\omega t) = \frac{1}{\omega L} \int_{\theta_o}^{\omega t} v_L d(\omega t) + i_L(\theta_o)$$

$$v_L(\omega t) = v_{th}(\omega t) - V_c$$

$$i_L(\omega t) = \frac{E_{m\acute{a}x} \cos \theta_m}{\omega L} \left(\frac{(\omega t)^2}{2} - \frac{(\theta_o)^2}{2} - \theta_m \omega t + \theta_m \theta_o \right)$$

Calculando el promedio de $i_L(\omega t)$ con las relaciones de simetría mostradas en la figura [6], puede derivarse una ecuación sencilla que permite determinar el valor de ángulo adicional $\Delta\alpha$ en función de $\overline{I_{Ldes}}$:

$$\overline{I_L} = \frac{p E_{m\acute{a}x}}{3\pi \omega L} \left(1 - \frac{V_c^2}{E_{m\acute{a}x}^2} \right)^{1/2} \left(\frac{\pi}{p} - \Delta\alpha \right)^3$$

$$\Delta\alpha = \frac{\pi}{p} \left[1 - \left(\frac{\overline{I_{Ldes}}}{\overline{I_{Lm\acute{a}x}}} \right)^{1/3} \right] \quad (4)$$

$$\overline{I_{Lm\acute{a}x}} = \frac{p E_{m\acute{a}x}}{3\pi \omega L} \left(1 - \frac{V_c^2}{E_{m\acute{a}x}^2} \right)^{1/2} \left(\frac{\pi}{p} \right)^3$$

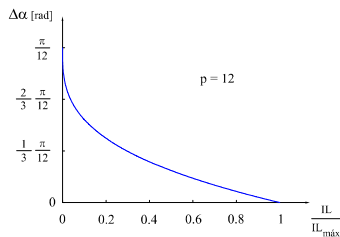


Fig. 7. $\Delta\alpha$ en función de $\overline{I_{Ldes}}$

Debe notarse que $\overline{I_{Lm\acute{a}x}}$, el valor promedio de corriente límite entre los modos DCM y CCM para $\Delta\alpha = 0$ con la aproximación empleada, depende de parámetros del sistema tales como $p, E_{m\acute{a}x}, \omega, L$ como así también del punto de operación definido por la tensión promedio rectificadora V_c , la cual puede adquirirse a los efectos del cálculo en tiempo real.

Dado que la determinación de $\Delta\alpha$ requiere disponer del valor de la corriente media de salida deseada

del convertidor ($\overline{I_{Ldes}}$) y a fin de evitar la adquisición de otra variable, puede efectuarse una estimación recursiva de primer orden para el sistema de la figura [2], asumiendo que el ripple del sistema sobre $v_{th}(\omega t)$ es despreciable para un cierto valor V_c :

$$i_L(\omega t) = \frac{1}{\omega L} (K_p V_\alpha - V_c) \omega t + i_L(0)$$

con lo cual:

$$\overline{I_{Ldes}(k+1)} = \frac{\pi}{p} \frac{(K_p V_{\alpha_o(k)} - V_{c(k)})}{\omega L} + \overline{I_L(k)}$$

En consecuencia, la determinación del ángulo de disparo corregido para el caso DCM se efectúa del siguiente modo:

- (1) Se halla $\overline{I_{Ldes}}$ mediante el procedimiento recursivo descrito anteriormente.
- (2) Dado $\overline{I_{Lm\acute{a}x}}$ se determina la condición de operación (DCM en caso que $\overline{I_{Ldes}} < \overline{I_{Lm\acute{a}x}}$ o CCM en caso opuesto).
- (3) Si el sistema se encuentra en DCM se determina $\Delta\alpha$ mediante ec. [4] y se suma este valor al ángulo α original, calculado para obtener una dada tensión en la salida del rectificador controlado.

3. IMPLEMENTACIÓN EN MATLAB

Para demostrar la validez del método propuesto se implementó un algoritmo de corrección ($\Delta\alpha$) sobre un RC realimentado en tensión y corriente (ver figura [8]) en un esquema de doble lazo.

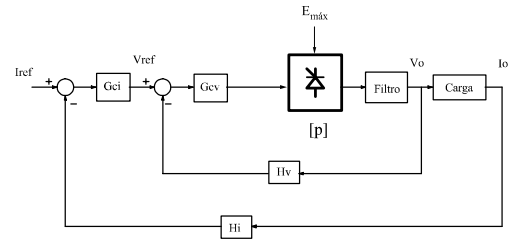


Fig. 8. Sistema de control de corriente

El lazo interno de tensión se ajusta a una frecuencia de corte máxima de $\frac{\omega_{ripple}}{4}$. Las variaciones en la ganancia del RC debido al punto de operación son corregidas por linealización de la transferencia cosenoidal, en tanto que se propone compensar la pérdida de ganancia ocasionada por la conmutación del modo CCM a DCM con la adición de $\Delta\alpha$ al ángulo de disparo programado por realimentación según el procedimiento descrito. Claramente, toda disminución en la ganancia de lazo conllevaría una reducción de ancho de banda y un aumento del error de seguimiento y degradación en la respuesta temporal.

La realimentación externa de corriente típicamente se ajusta con una frecuencia de corte GH un orden menor respecto del lazo de tensión para evitar la interacción.

Para lograr especificaciones requeridas en cuanto al ripple se utiliza un filtro pasivo LC. En este caso, el capacitor C cumple la misma función que el generador de tensión en el modelo empleado en la derivación de las ecuaciones simplificadas, asumiendo que las variaciones de tensión en sus bornes no producen errores significativos en el cálculo del ángulo de compensación.

El sistema fue concebido para el seguimiento de una corriente de referencia tipo trapezoidal, como la mostrada en la figura [9], y la transferencia de lazo cerrado se comporta como de primer orden.

A los efectos de la comparación, se creó un modelo ideal de referencia de planta con respuesta lineal y continua, graficándose las respuestas en lazo abierto y lazo cerrado. Las señales utilizadas como comparación para determinar el buen funcionamiento del sistema fueron los errores de los lazos de tensión y corriente.

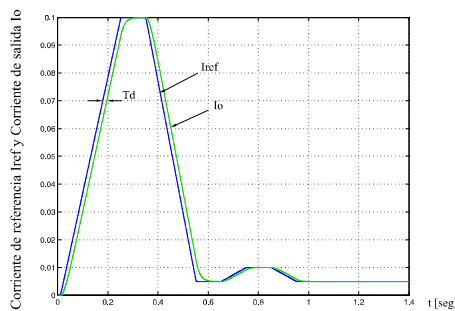


Fig. 9. Corriente de referencia I_{ref} y corriente de salida I_o

En la figura [10] vemos los errores de corriente del sistema sin compensar. Se observan oscilaciones en dicha respuesta, especialmente en la zona de menor corriente, donde los efectos de la DCM son más notorios. La disminución del margen de fase se hace evidente en la respuesta oscilatoria de esta señal.

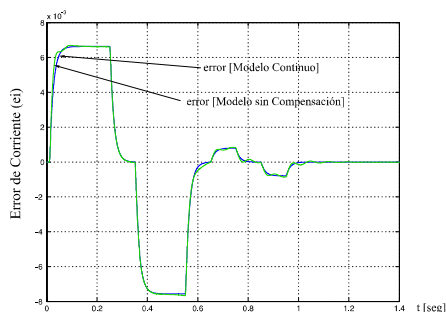


Fig. 10. Error de corriente (sin compensación)

En la figura [11], correspondiente a la señal de error del lazo de tensión, es donde mejor se observa el mal funcionamiento del sistema. La respuesta es oscilatoria, especialmente en las zonas de baja corriente.

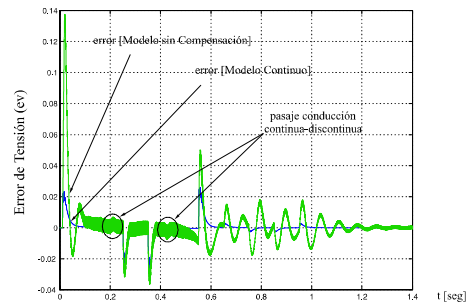


Fig. 11. Error de tensión (sin compensación)

La figura [12] muestra el error de corriente de este sistema, corregido mediante el algoritmo en contrado. El sistema responde sin oscilaciones, ya que el margen de fase fue recuperado. Los errores obtenidos se ajustan a los valores esperados, haciendo muy difícil diferenciar un sistema de otro.

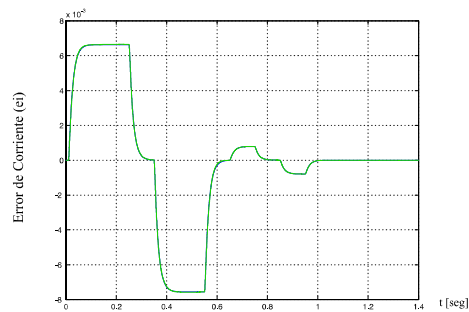


Fig. 12. Error de corriente (con compensación)

Finalmente en la figura [13] vemos los errores de tensión del modelo compensado. La respuesta mejora notablemente, observándose pequeños errores en los momentos correspondientes a la transición entre DCM y CCM, los cuales se encuentran dentro de la precisión exigida al sistema.

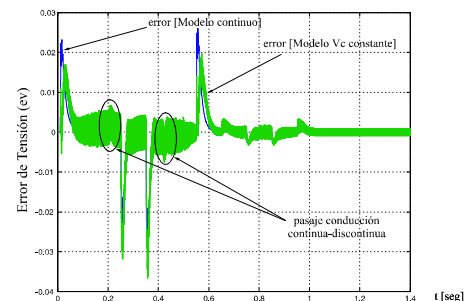


Fig. 13. Error de tensión (con compensación)

4. CONCLUSIONES

Se propuso un método sencillo para la corrección de la función de transferencia de rectificadores

controlados operando en modo DCM. El método propuesto produjo resultados notables a pesar de su simplicidad de implementación. La corrección propuesta teóricamente fue comprobada mediante simulaciones, siendo posible su programación en DSP.

REFERENCES

- A.Buxbaum (1973). Automatic changeover equipment for static converter drives in anti-parallel connection without circulating current. *AEG-Telefunken Prog.* pp. 119–123.
- J.M.Lavallee and J.Merrett (1970). The basis of a design for a reversible drive with regenerative braking. *Mullard Tech. Communications* pp. 113–120.
- L.F.Stringer (1965). Thyristor DC systems for a non-ferrous hot line. *IEEE Industrial Static Power Control* pp. 40–58.
- P.Schwars (1983). Digital current control of a six-pulse bridge converter. In: *Proceedings of Third IFAC Conference of Control in Power Electronics and Industrial Drives.* pp. 423–429.
- V.Torok and W.Hibner (1979). Time-optimal control of converter-fed DC drives. In: *Proceedings of Second IEE International Conference on Electrical Variable Speed-Drives.* pp. 131–135.
- W.F.Ray and A.Moussi (1994). Optimal-current control of convertor fed DC motors part 1. *IEE Proc. Electr. Power Appl., Vol.141, No5* pp. 240–248.

Digital Closed-Loop High-Speed Thyristor Firing System for Line-Commutated Converters

S. Maestri, M. Benedetti, G. Uicich, M. Funes
UNIVERSIDAD NACIONAL DE MAR DEL PLATA
J.B. Justo 4302
Mar del Plata, Argentina
Phone: +54 (223) 481-6600
Fax: +54 (223) 481-0046
Email: somaestri@fi.mdp.edu.ar
URL: <http://www.fi.mdp.edu.ar>

Acknowledgments

This work was supported by the Universidad Nacional de Mar del Plata (ING-15/G130), the Organisation Européenne pour la Recherche Nucléaire (CERN, AB section), the High Energy Physics Latinamerican-European Network (HELEN) and the Consejo Nacional de Investigaciones Científicas y Técnicas (CONICET), Argentina.

Keywords

<<Converter control>>, <<Power supply>>, <<Particle accelerator>>, <<Industrial applications>>, <<Thyristor>>

Abstract

In this manuscript, a novel all-digital high-speed closed-loop thyristor firing system is presented. Different aspects associated to digital implementations, like sampling frequency, synchronism and finite word-length are analyzed. Experimental results obtained on a test supply are discussed.

Introduction

Most of the high-precision high-power converters used in particle accelerator facilities are line-commutated phase-controlled thyristorized converters (PCTC) due to their intrinsic ruggedness, reliability and large overload tolerance. As the precision of the supplied output current in these applications is usually specified to be better than 100ppm, some key elements of its control system like the thyristor gate controller (TGC), must be carefully engineered.

Several types of TGC's have been conceived so far. Some TGC systems have been specifically devised to provide accurate time lags between a mains reference synchronism signal and each gating event regardless of any variable within the converter, whereas others generate the firing pulses precisely according to the evolution of a linear combination of representative magnitudes inside the PCTC. These techniques to build a TGC are known as open-loop and closed-loop topologies respectively. The former are best suited to be digitally implemented and the latter were originally analog wise. For high-precision converters, digital TGC structures are preferred over analog designs in order to avoid the burden imposed by lengthy calibration process, circuit tuning and component screening and matching. On the other hand, closed-loop techniques offer faster time response and feedforward mains disturbance compensation [5]. Hence, with the objective of obtaining the fast response of a closed-loop TGC with the advantages of a digital design, this work presents a novel gate controller based on the methodology proposed by Cassel-Ainsworth [6]. digital limitations due to DSP sequential operation and finite machine time are circumvented by concurrent use of FPGA parallel processing. Simulation results are provided along with measurements on a 6-pulses 1kW controlled rectifier prototype.

Topology

Firing systems operating in closed-loop define the firing events based on the time-integral of the voltage error, achieving the fastest time response when properly designed [5]. Considering this, a digital feedback gating controller following the scheme proposed by Cassel and Ainsworth was devised [5][6]. Fig. 1 shows the corresponding block diagram.

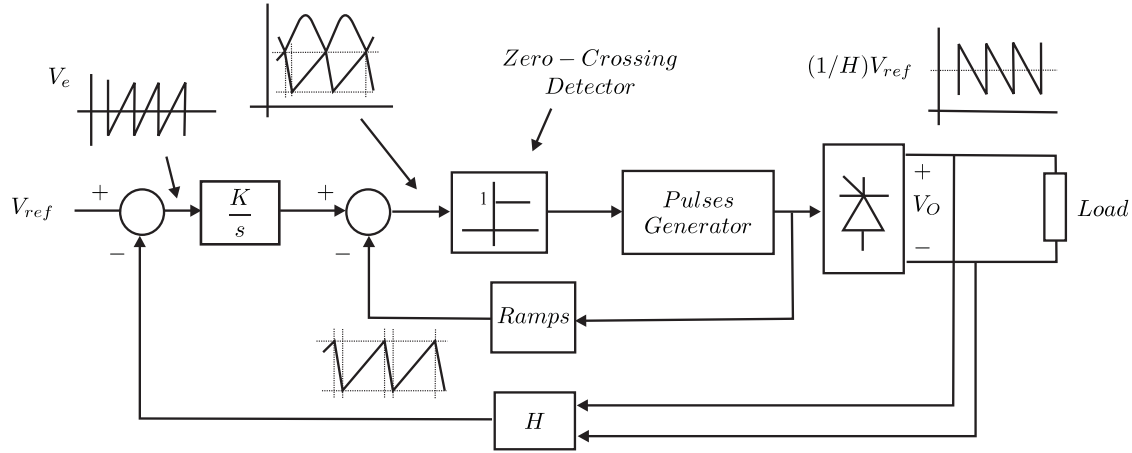


Figure 1: Analog firing system implementation.

The Cassel-Ainsworth firing system has a first-order closed-loop response. The main feature of this firing system is the integral controller with the highest possible gain K , compatible with loop stability, yielding the fastest time response to a line disturbance.

The voltage error V_e is defined as the difference between the reference V_{ref} and the rectified output voltage V_o multiplied by H , the feedback transfer. In steady state, the average feedback voltage $H \cdot V_o$ equals the reference input due to the integration action performed by the loop, and the error signal contains only the output ripple weighted by H , which is accomplished by generating a firing pulse each time the time-integral of the error crosses zero. This is equivalent to force the average value of the error to be zero between consecutive gating events.

Closed-loop TGC's for PCTC's with maximum gain in the in the integrating controller for theoretically stable operation according to the simplified small-signal model produce subharmonic oscillations [1],[2]. This oscillation is similar to the observed in pulse-by-pulse current mode controllers in switched-mode power supplies.

The standard solution to this problem is to introduce a compensating ramp in the comparison signal [5]. Hence, every time a firing pulse is produced, a constant value V_x is subtracted with the ramp as shown in Fig.2.

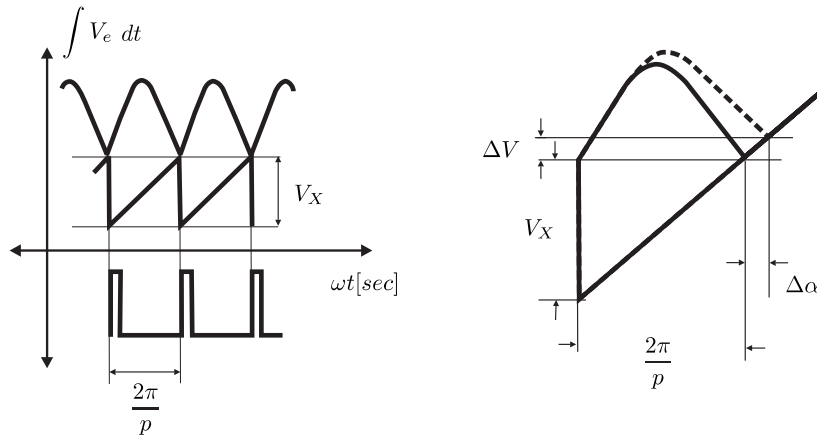


Figure 2: Left: Compensating ramp and firing pulses. Right: Time integral of the voltage error and compensating ramp.

The conduction period (γ) of one conducting set of thyristors is $\frac{2\pi}{p}$. Therefore, the ramp slope (m_r) is:

$$m_r = \frac{V_x}{\gamma} = \frac{V_x}{\frac{2\pi}{p}} \quad (1)$$

As can be seen in Fig.2, a change ΔV in the integrated voltage error will modify the firing angle in $\Delta\alpha$. Therefore, the comparison with the ramp implies that the gate controller has a gain equal to $\frac{\Delta V}{\Delta\alpha}$, or $\frac{1}{m_r}$, which has to be taken into account when the gain controller K is selected.

Regarding the PCTC small-signal transfer $G_{th}(s)$, it may be approximated by Eq.2 assuming that the closed-loop bandwidth has a maximum of $\frac{f_{ripple}}{4}$ [1].

$$G_{th}(s) = \frac{\partial[E_{MAX} \cdot \frac{p}{\pi} \cdot \sin \frac{\pi}{p} \cdot \cos \alpha]}{\partial \alpha} \cdot \frac{(1 - e^{-T_{ripple}s})}{T_{ripple}s} \quad (2)$$

where E_{MAX} is the maximum line voltage, p is the number of pulses, α is the firing angle and T_{ripple} is the output ripple period. According to Eq.2, the gain of the small-signal transfer K_{th} results:

$$K_{th} = \frac{\partial[E_{MAX} \cdot \frac{p}{\pi} \cdot \sin \frac{\pi}{p} \cdot \cos \alpha]}{\partial \alpha} = \frac{\partial[E_{d0} \cos \alpha]}{\partial \alpha} = -E_{d0} \sin \alpha \quad (3)$$

Fig.3 shows the complete small-signal model of the system.

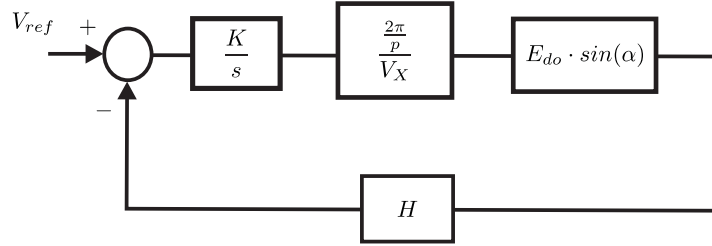


Figure 3: Small-signal model of power converter in closed-loop.

where H is the voltage divider.

The open-loop transfer $GH(s)$ of the system is:

$$GH(s) = \frac{K}{s} \cdot \frac{\frac{2\pi}{p}}{V_x} \cdot E_{do} \cdot \sin \alpha \cdot H \quad ; \alpha = \alpha_{op} \quad (4)$$

To avoid instability for all α , and assuming H constant, the gain K for a given cut-off frequency f_c results:

$$K = 2\pi f_c \left[\frac{\frac{V_x}{\frac{2\pi}{p}}}{E_{do} \cdot H} \right] = \frac{V_x p f_c}{E_{do} \cdot H} \quad (5)$$

Implementation

The gate controller conceived this way must include three well defined functional blocks:

- The time integral of the difference between the reference and the feedback voltage.
- A ramp generation and voltage comparator.
- A pulse distributor or multiplexer.

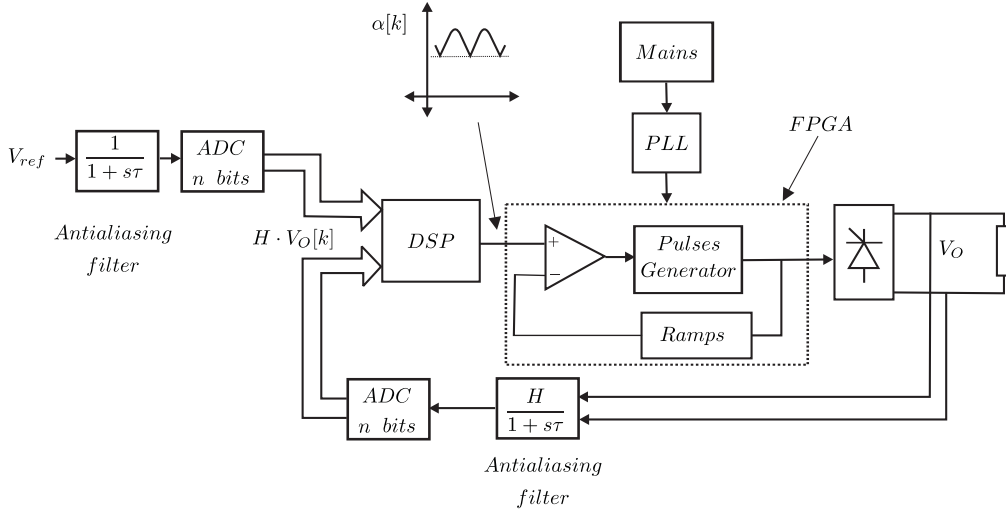


Figure 4: Digital firing system implementation.

Fig. 4 shows the proposed scheme for a p -pulse PCTC. The difference equation corresponding to the integral controller is structured on a 24-bit DSP. The DSP calculates the time-integral of the voltage error and the result is sent to a low cost FPGA. The ramp generation and threshold comparison is performed inside the FPGA. Due to the parallel processing performed in the FPGA, this task is accomplished without significant loss of precision and time. The pulse distribution is also solved inside the FPGA. The remaining blocks involve A-to-D voltage acquisition and antialiasing filtering.

The precision of the TGC developed depends on three key points: the sampling frequency, the digital resolution and the synchronism subsystem.

For the Cassel-Ainsworth technique it is particularly important the resolution on V_o measurement. Also, the firing instant is defined by the time integral of $V_e(t)$, which has an abrupt change at the gating event. So, if the sampling frequency is not synchronized with $V_e(t)$ there will not be an integer number of calculations over a ripple period, leading to oscillations whose frequency depends on the sampling periods necessary to obtain an integer number of ripple periods. When both frequencies (f_{ripple} and f_s) are synchronized, the ratio between them is a constant integer and the time-integral of the sampled error has no AC component. In a practical situation, there is a very low frequency beating, that can easily be filtered by the relatively high gain of the loop by making $f_s = 2^N f_{ripple}$.

The ramps required to adjust the gain and to prevent subharmonic instability are discrete in a digital implementation. They are obtained by means of digital counters synchronized to the mains with a PLL. Notice that the time resolution for these ramps must be consistent with the precision required for the output voltage. Therefore, an $M_{[ppm]}$ voltage precision at full scale will demand n -bit ramps. Lower resolution would produce dithering-like behavior between consecutive firing pulses. the resolution required could be determined as follows.

The ramp quantization produces an error $\Delta\alpha$ in the firing instant that produces an error in the output voltage V_o . In a small-signal approach:

$$\frac{\Delta V_o}{\Delta\alpha} = E_{do} \cdot \sin(\alpha_{op}) \Rightarrow \Delta V_o = E_{do} \cdot \sin(\alpha_{op}) \cdot \Delta\alpha \quad (6)$$

As the relevant precision for the system is usually specified for the current in steady state:

$$V_o = I_o \cdot R \rightarrow \Delta V_o = \Delta I_o \cdot R \Rightarrow \frac{\Delta V_o}{V_o} = \frac{\Delta I_o \cdot R}{I_o \cdot R} = \frac{\Delta I_o}{I_o} \quad (7)$$

Therefore, $M_{[ppm]}$ in the output voltage produces $M_{[ppm]}$ in the output current.

$$\frac{\Delta V_o}{V_o} = \frac{E_{do} \cdot \sin(\alpha_{op}) \cdot \Delta\alpha}{E_{do} \cdot \cos(\alpha_{op})} \leq M_{[ppm]} \Rightarrow \Delta\alpha \cdot \tan(\alpha_{op}) \leq M_{[ppm]} \quad (8)$$

The time resolution is the ratio between the line period and the modulus N of the ramp counter which is preferred to be expressed [4]:

$$f_{PLL} = N \cdot f_{LINE} \quad N = 2^r \cdot p \quad (9)$$

where r is an integer.

The N -modulus counter reaches 2π in synchronism with the line period. Every time a firing pulse is produced a fixed amount k is subtracted from the counter like in the analog system. There are N transitions in a line period, and $\frac{N}{p}$ transitions in a ripple period. Likewise the analog case, the gain of the thyristor gate controller is defined as the inverse of the slope ramp:

$$m_r = \frac{k}{\frac{N}{p}} \quad G_{TGC} = \frac{1}{m_r} = \frac{\frac{N}{p}}{k} \quad (10)$$

As α varies from 0 to π , it will be represented by only $\frac{N}{2}$ states of the counter. This implies that an n -bits ramp leads to $(n-1)$ -bits of resolution in α . The precision required $M_{[ppm]}$ will define the resolution of α :

$$\Delta\alpha = \frac{\pi}{\frac{N}{2}} \Rightarrow \Delta\alpha \leq M_{[ppm]} \Rightarrow \frac{\pi}{\frac{N}{2}} \leq M_{[ppm]} \Rightarrow N \geq \frac{2\pi}{M_{[ppm]}} \quad (11)$$

Experimental results

The proposed system was implemented at CERN on a 6-pulse 1kW 50Hz thyristorized power converter. The precision required in the output voltage was 100ppm. Therefore:

$$N \geq \frac{2\pi}{100ppm} \Rightarrow N = 98304 \quad (12)$$

$$N = 98304 = 2^n \Rightarrow n = 15.5 \quad f_{PLL} = N \cdot 50Hz = 4.9152Mhz \quad (13)$$

With $N = 98304$, the PLL frequency was 4.9152 MHz. As the resolution is close to 15 bits, a 15-bit word-length was selected.

The soft synchronization to the mains was carried out by software, polling the clock signal generated with the PLL connected to the mains. The sampling frequency f_s was selected assuming a loss in the phase margin of 5° due to the sampling process [9]:

$$f_{ripple} = 6 \cdot 50Hz = 300Hz \quad f_s \geq \frac{\pi f_{BW}}{\Delta\phi_{[RAD]}} = \frac{\pi f_{ripple}}{5^\circ \cdot (\frac{\pi}{180})} \rightarrow f_s = 64 \cdot f_{ripple} = 19200Hz \quad (14)$$

where f_{BW} is the bandwidth of the system and $\Delta\phi_{[RAD]}$ is the phase margin loss in radians.

16-bit A-to-D converters were used in the prototype with 1.5kHz antialiasing filtering. The performance of the digital design was compared to the performance of an existing Cassel-Ainsworth analog controller carefully adjusted on the same power converter. The analog controller has a theoretical cut-off frequency of 75Hz, which is nearly the maximum for a 6-pulse converter with $\frac{\pi}{4}$ phase margin in the control loop. The digital controller was implemented using a bilinear approximation:

$$\alpha[k] = K_z \cdot V_e[k] + \alpha[k-1] \quad (15)$$

where $\alpha[k]$ is the output of the algorithm, which is the integral of the voltage loop error, $V_e[k]$ is the voltage loop error, i.e., the difference between the loop reference and the output voltage filtered by the antialiasing filter, $\alpha[k-1]$ is the previous output of the algorithm and K_z is the constant used to choose the bandwidth of the system. It was selected to have the same bandwidth than the analog controller. Three key points were analyzed:

1. Steady state operation.
2. Rejection to mains frequency disturbances.
3. Rejection to mains voltage disturbances.

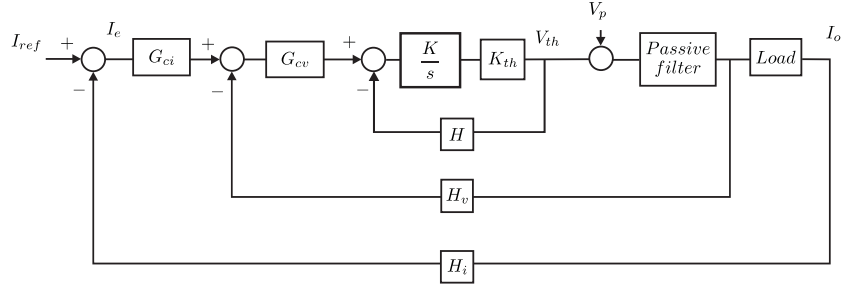


Figure 5: Current control system.

The performance of both controllers was compared as part of a current control system. Fig 5 shows a typical current feedback system for particle accelerator applications.

In Fig. 5 V_p signal represents all the disturbances outside the loop firing system (e.g., voltage ripple, frequency shift, etc.).

Instead of building the whole control system, the experiment was carried out using only the power converter and the firing system. The power converter was fed with a programmable mains source in order to perform the experiments named 1, 2 and 3, and it was set with a constant voltage reference V_{ref} using either an analog firing system or a digital firing system. The remaining transfer functions were simulated with MATLAB/SIMULINK. The actual output voltage V_{th} using both the analog and digital firing systems was acquired and processed off-line with this software. Fig.6 shows the complete system.

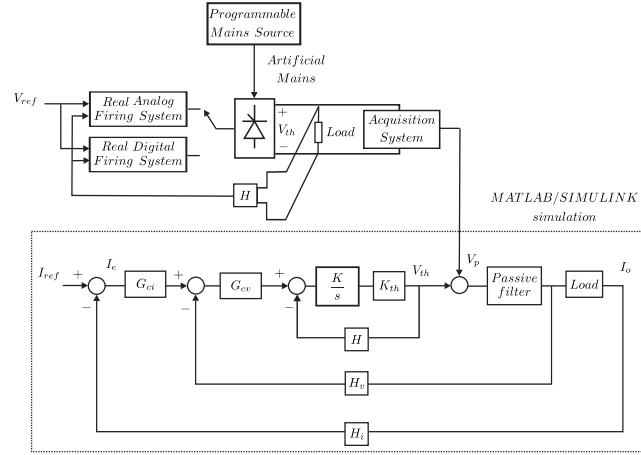


Figure 6: Current control system simulated with MATLAB.

In the SIMULINK model, the voltage loop was adjusted to have a cut-off frequency of 20Hz whereas the current controller cut-off frequency selected was 5Hz. The passive filter was modelled as -12dB/octave with cut-off frequency fixed at 30Hz and a damping factor of 1. The load parameters were selected to have a small time-constant in order to clearly see the disturbances produced by firing systems. So, $R = 1$ and $L = 0.1\text{Hy}$.

Regarding the parameter $\frac{\Delta I_o}{I_o}$, it could be expressed in terms of the current reference I_{ref} :

$$\frac{\Delta I_o}{I_o} = \frac{[\frac{1}{H_i} I_{ref} - I_o]}{\frac{1}{H_i} I_{ref}} = H_i \frac{[\frac{1}{H_i} I_{ref} - I_o]}{I_{ref}} \Rightarrow \frac{\Delta I_o}{I_o} = \frac{I_e}{I_{ref}} \quad (16)$$

where, I_{ref} is the reference for the current loop, $\frac{1}{H_i}$ is the closed loop gain of the current loop.

Then the merit figure $\frac{\Delta I_o}{I_o}$ is the ratio between the current loop error I_e and the current reference I_{ref} . If the acquired output voltage of the actual system is entered to the system like a disturbance V_p and I_{ref} is set to zero, then I_e is a measure of the $\frac{\Delta I_o}{I_o}$ due only to the disturbance signal. As I_{ref} is set to zero, I_e is used as a parameter for both analog and digital firing systems instead of $\frac{\Delta I_o}{I_o}$.

The method implemented for comparing both firing systems involved four steps:

- To measure V_{th} under conditions 1, 2 or 3.
- To enter v_{th} measured as a perturbation V_p in a current control system simulated using MATLAB/SIMULINK.
- To analyze the current error I_e .
- To compare the results of both firing systems.

Steady state operation

Fig. 7 shows the signal I_e with the analog and the digital controllers with a constant firing angle. Frequency line is 50Hz. In both figures can be seen the 300 Hz of the residual ripple voltage, and a low frequency signal due to disturbances on the mains. In Fig. 7(b) (corresponding to the digital case) it should be seen the influence of the digital operation (frequency sampling, finite word-length, etc) in the quality of the current. However, there are no remarkable differences, only a 50Hz component a bit higher because the PLL adjusts its reference every 20msec.

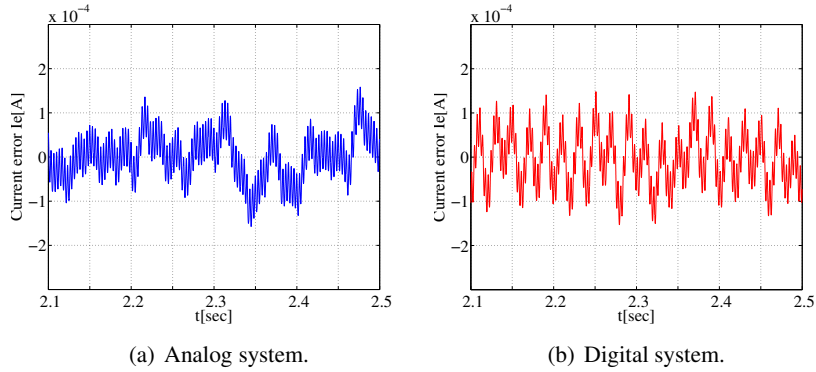


Figure 7: Current error in steady state @ $\alpha = 60$

Rejection to mains frequency disturbance

The firing systems were tested under certain frequency shift similar to the disturbance produced by the genset at PS-complex.

Therefore, both systems were tested using a ramp variation of the mains frequency from 48Hz to 52Hz in 2 seconds. Fig.8 shows the ramp case. The frequency line goes from 48 to 52Hz, starting its variation in $t = 1\text{sec}$ and reaching 52Hz in $t = 3\text{sec}$.

The second test applied was a frequency step of 2Hz. This situation is rather unrealistic, but it allows to evaluate the robustness of the firing system. Fig.9 shows the step case. The nominal frequency is 50Hz. In $t = 1\text{sec}$ the frequency goes to 48Hz and it is held until $t = 2.5\text{sec}$, when it goes to 50Hz.

In both tests, the discrete system shows the same dynamic response than the analog one. In the step case, instead of the severe disturbance, the digital system does not lose its reference and continues controlling.

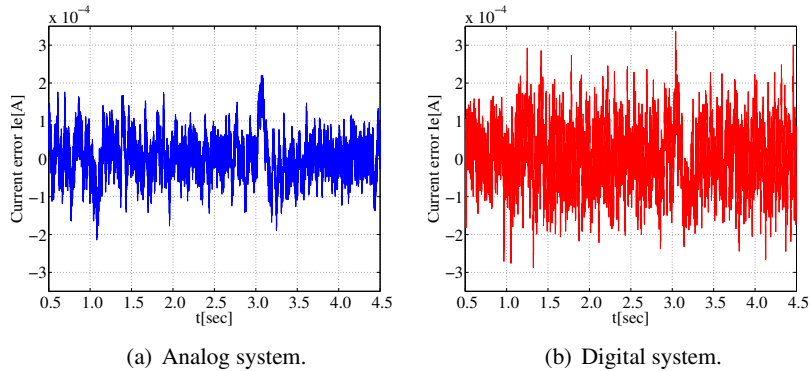


Figure 8: Current error @ $\alpha = 60$, frequency ramp from 48 to 52Hz

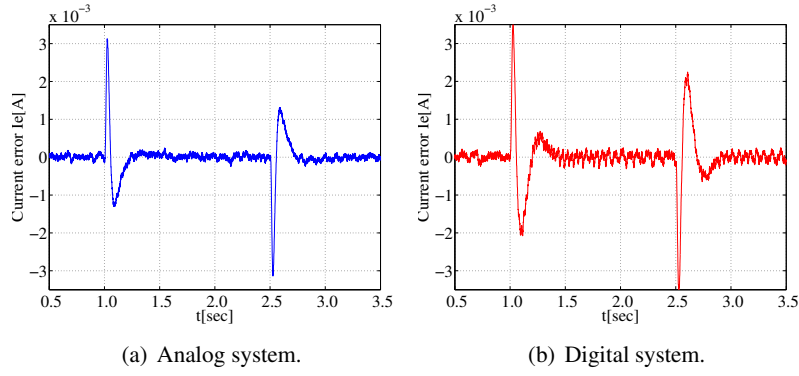


Figure 9: Current error @ $\alpha = 60$, frequency step from 50 to 48Hz

Rejection to mains voltage disturbances

The last test corresponds to possible variations of the mains voltages. The perturbation is applied in $t = 1\text{sec}$, and it is hold until $t = 3\text{sec}$. During the perturbation, the voltage of 1, 2 or 3 phases is increased 5%. Fig.10 and Fig.11 shows the increase in one phase and two phases, respectively. In both cases, the two systems have the same response. There is an increase in the amount of noise, because with these kind of disturbances there is a 100Hz component much stronger than in normal operation.

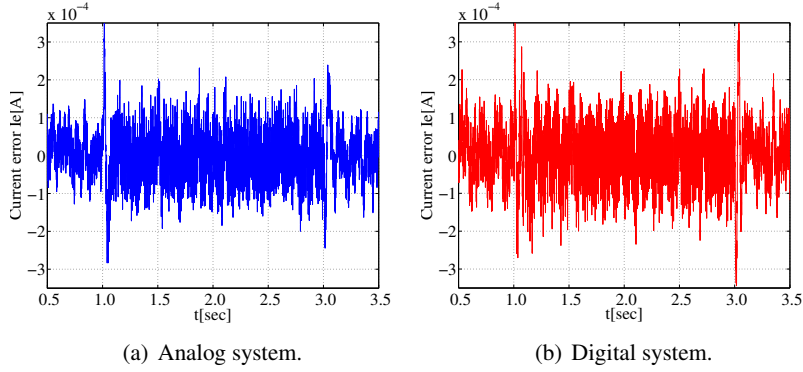


Figure 10: Current error @ $\alpha = 60$, 5% voltage step in 1 phase

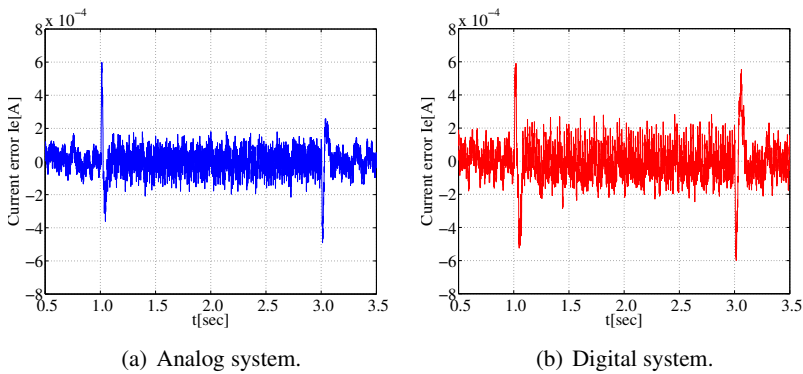


Figure 11: Current error @ $\alpha = 60$, 5% voltage step in 2 phase

Fig.12 shows I_e signal for three phases increasing. Both analog and digital controllers have the same response. In this case, the amplitude of I_e during the perturbation remains equal than the amplitude in normal operation, because there is 100Hz component.

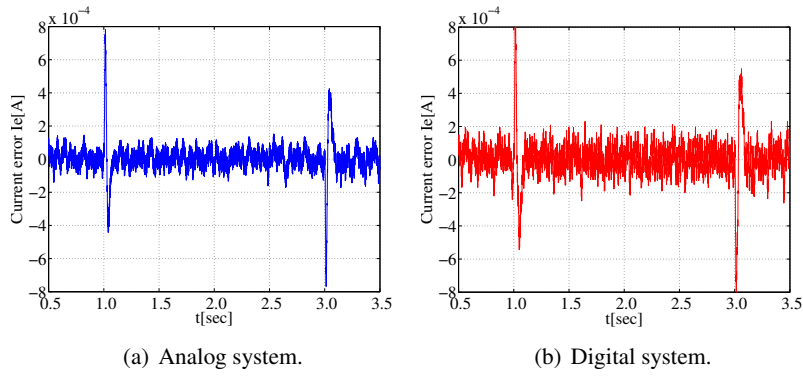


Figure 12: Current error @ $\alpha = 60$, 5% voltage step in 3 phase

Conclusion

The results of the tests performed (steady state, and both frequency and voltage disturbances), evidenced the same overall precision, bandwidth and disturbance rejection on both analog and digital systems for the Cassel-Ainsworth TGC technique. Besides, a more robust, compact and flexible controller was achieved with the digital implementation.

References

- [1] Hazell P.A. and Flower J.O.: Stability properties of certain thyristor-bridge control systems, Proc.IEEE Vol 117, pp. 1405-1412, July 1970.
- [2] McMurray W.: The closed-loop stability of power converters with an integrated controller, IEEE Trans.Ind.Applicat., Vol. IA-18, pp.521-531, Sept-Oct. 1982.
- [3] Dewan S.B. and Dunford W.G.: A microprocessor-based controller for a three phase controlled bridge, IEEE Trans.Ind.Applicat., Vol. IA-19, pp.113-119, Jan-Feb. 1983.
- [4] Benedetti M. and Uicich G.: New high-performance thyristor gate control set for line-commutated converters, IEEE Trans. On Ind. Electronics, Vol 46 No 5, pp.972-978, Oct.1999.
- [5] Entgen O., Groenenboom M., Lisser J. and van der Meer S.: Some aspects of the mains rectifiers for the ISR magnets, CERN, Geneva, Switzerland, Rep.CERN 71-9 ISR Division, 1971.
- [6] Appelo H.C. and van der Meer S.: The SPS auxiliary magnet power supplies, CERN, Geneva, Switzerland, Rep.CERN 77-12 SPS, 1977.
- [7] Luo F.L. and Hill R.J., Fast response and optimum regulation in digitally controlled thyristors converters, IEEE Trans Ind. Applicat., vol. IA-22, No 1, pp. 10-17, Jan-Feb 1986.
- [8] Tso S.K. and Ho P.T., Dedicated-microprocessor scheme for thyristor phase control of multiphase converters, Proc. IEEE, vol. 128, pp. 101-108, Mar 1981.
- [9] Wittenmark B. and Astrom K.J.: Computer Controlled Systems (Third edition), Prentice Hall, Englewood Cliffs, N.J., ISBN 0-13-314899-8, 1997.

Phase-Controlled Line-Commutated Converter Control in Discontinuous Conduction Mode

S. Maestri, M. Benedetti, R. Petrocelli, G. Uicich
UNIVERSIDAD NACIONAL DE MAR DEL PLATA
Juan B. Justo 4302
Mar del Plata, Argentina
Phone: +54 (0223) 481-6600
Fax: +54 (0223) 481-0046
Email: somaestri@fi.mdp.edu.ar
URL: <http://www.fi.mdp.edu.ar>

Acknowledgments

This work was supported by the Universidad Nacional de Mar del Plata (ING-15/G130), the Organisation Européenne pour la Recherche Nucléaire (CERN, AB section), the High Energy Physics Latinamerican-European Network (HELEN) and the Consejo Nacional de Investigaciones Científicas y Técnicas (CONICET), Argentina.

Keywords

<<Converter control>>, <<Particle accelerator>>, <<Thyristor>> <<Non-linear control>>, <<Estimation technique>>.

Abstract

A method for controlling line-commutated converters in discontinuous conduction mode is presented. The proposed strategy is based on the modification of the firing angle α in order to produce the same effects on the average output current regardless the conduction mode. The compensation is based in an on-line estimation of the rectifier average output current in order to achieve the compensation angle. Simulations on a high-precision current control system are presented.

Introduction

In high-power applications, like high-voltage transmission, large motor drives, current sources for particle accelerators, etc, the line-commutated Phase-Controlled Thyristor Converter (PCTC) is a natural

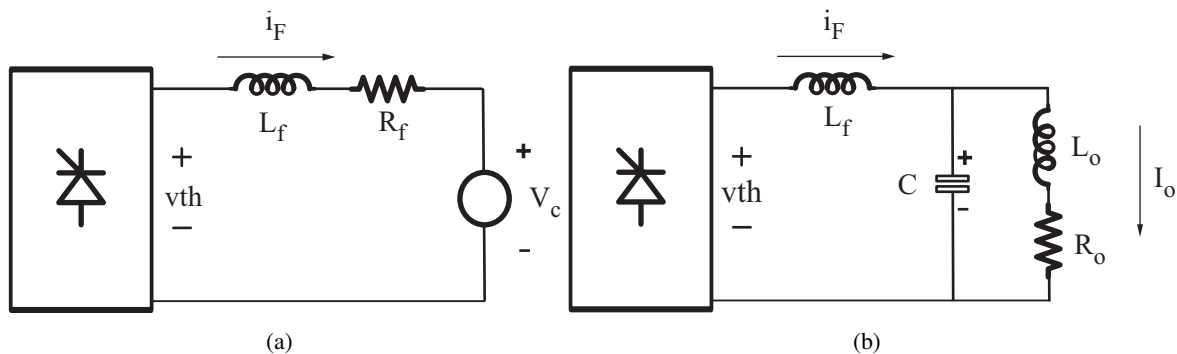


Figure 1: PCTC common applications (a) Motor Drive. (b) Current source for large magnets

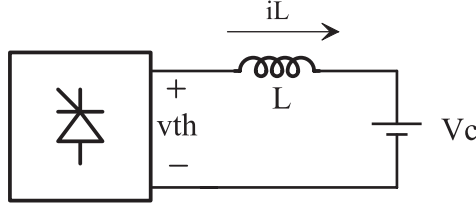


Figure 2: Model for PCTC and load

choice. Two of the most common applications of PCTC's are shown in Fig. 1. Fig. 1(a) represents a PCTC working as motor drive, where inductance L_f and resistance R_f represent the armature impedance and the voltage source V_C the back EMF. The configuration shown in Fig. 1(b) is used in low ripple current sources. L_f and C form a passive filter used for ripple rejection and the load is represented by L_O and R_O .

For the motor drive of Fig. 1(a), it is assumed that the armature resistance R_f is negligible and the back EMF does not vary within firing events. For the application of Fig. 1(b), it is assumed that the output current I_O and capacitor voltage V_C are constant within firing events. Taking in consideration the aforementioned, the model for these systems is shown in Fig. 2.

The average output voltage in a general case is calculated using the model of Fig. 2 and can be expressed by Eq. 1[1].

$$\overline{V_{th}} = \frac{p E_{MAX}}{2\pi} \left[2 \sin\left(\frac{\gamma}{2}\right) \left[\cos\left(\alpha + \frac{\gamma}{2} - \frac{\pi}{p}\right) \right] + \left(\frac{V_C}{E_{MAX}}\right) \left(\frac{2\pi}{p} - \gamma\right) \right] \quad (1)$$

where p is the number of pulses of the converter, E_{MAX} is the peak value of the line voltage, γ is the conduction interval and α is the firing angle.

The small-signal gain of the converter can be obtained by means of:

$$G_{TH} = \frac{\partial \overline{V_{th}}}{\partial \alpha} = \frac{p E_{max}}{\pi} \sin\left(\frac{\gamma}{2}\right) \left[\sin\left(\alpha + \frac{\gamma}{2} - \frac{\pi}{p}\right) \right] \quad (2)$$

PCTC's are preferably used in continuous conduction mode (CCM), i.e. with permanent circulating current through the rectifier and a conduction interval γ equal to $\frac{2\pi}{p}$. In CCM, a PCTC works like a low-impedance voltage source whose average output value ($\overline{V_{th}}$) depends only on the firing angle, regardless the output current[2]. The average output voltage is given by Eq. 3.

$$\overline{V_{th}} = E_{MAX} \frac{p}{\pi} \sin\left(\frac{\pi}{p}\right) \cos(\alpha) = E_{d0} \cos(\alpha) \quad (3)$$

The small signal transfer of the converter depends on the operating point as shown in Eq. 4

$$G_{TH} = \left. \frac{\partial \overline{V_{th}}}{\partial \alpha} \right|_{\alpha=\alpha_{op}} = E_{d0} \sin(\alpha_{op}) \quad (4)$$

In applications requiring the highest possible bandwidth and maximum disturbance rejection, the transfer function in CCM can be easily linearized achieving a constant gain K in digital implementations by using a look-up table (LUT)[2, 3]. Due to the voltage source characteristic of the PCTC in CCM, this table is independent of the load.

The input of the LUT is the digital value of the control voltage V_α and its output is the firing angle α that produces a linear relationship between V_α and the output voltage $\overline{V_{th}}$:

$$\alpha = f(V_\alpha) \Rightarrow \overline{V_{th}} = K V_\alpha \Rightarrow \frac{\partial \overline{V_{th}}}{\partial V_\alpha} = K. \quad (5)$$

Discontinuous conduction mode (DCM) is defined when output current becomes zero within firing events. In this condition, the conduction interval γ is no longer constant being $0 < \gamma < \frac{2\pi}{p}$. The converter does not work as a voltage source and its average output voltage depends on the load. This leads to a variation in the small signal gain and changes in the output impedance causing large changes in the closed-loop dynamics, and producing severe phase-margin losses or slower time response [4, 5].

The average output voltage in DCM having into account the linearization performed by Eq. 5 results:

$$\overline{V_{th}} = \frac{pE_{MAX}}{2\pi} \left[2 \sin\left(\frac{\gamma}{2}\right) \left[\cos\left(\arccos\left(\frac{KV_{\alpha}}{E_{d0}}\right) + \frac{\gamma}{2} - \frac{\pi}{p}\right) \right] + \left(\frac{V_C}{E_{MAX}}\right) \left(\frac{2\pi}{p} - \gamma\right) \right] \quad (6)$$

and the small-signal gain of the converter is given by:

$$G_{TH} = \frac{\partial \overline{V_{th}}}{\partial V_{\alpha}} = \frac{pE_{max}}{\pi} \sin\left(\frac{\gamma}{2}\right) \left[\cos\left(\frac{\gamma}{2} - \frac{\pi}{p}\right) \frac{K}{E_{d0}} + \sin\left(\frac{\gamma}{2} - \frac{\pi}{p}\right) \frac{\left(\frac{K}{E_{d0}}\right)^2}{\sqrt{1 - \left(\frac{KV_{\alpha}}{E_{d0}}\right)^2}} V_{\alpha} \right] \quad (7)$$

When the converter operates in DCM, its transfer function becomes a non-linear function of the conduction angle γ , producing problems in closed loop operation. As the bandwidth depends on the converter's gain, DCM operation seriously deteriorates the overall response. In addition, the PCTCs output impedance changes from nearly zero to infinite as γ becomes smaller[6].

Several methods were proposed to solve this problem. Many solutions are based on frequency response analysis proposing a change in the controllers's gain between CCM and DCM[5]. In [7], different PI controllers for the two operation modes are used, and in [8], an additional loop is introduced to provide an extra gain to the controller in DCM. Due to the dependency with the conduction interval, to properly adjust the controller's gain is a complex task[9].

Other methods like the proposed in [9], use a time-response approach. The information to compensate the system is taken from the instantaneous value of output currents and voltages. These algorithms involve the solution of transcendent equations which usually correspond to the intersection between exponential and trigonometric functions. Therefore, these methods are usually empirical involving testing the converter in steady state condition for different output voltage and current values and storing data in a two-dimensional (2-D) LUT which is used to obtain the firing angle α . The drawback of this method is that the LUT is valid only for steady state conditions and its size makes them impractical for high precision systems.

Other important issue is that an incorrect firing would be compensated after a ripple period producing errors in the controlled magnitudes which are unacceptable in high precision applications. So, this class of systems need a predictive on-line compensation, i.e., before the firing event.

The following section introduces a compensation method which performs an on-line estimation of the average output current and calculates the corrected firing angle α .

Proposed compensation method

The objective of the proposed method is to have the PCTC operating in DCM likewise in CCM, i.e. obtaining an average output voltage equivalent to KV_{α} .

Fig 3 shows typical voltages and currents waveforms of a PCTC which is fired with an fixed angle α .

The average output voltages ($\overline{V_{th1}}, \overline{V_{th2}}, \overline{V_{th3}}$) for each conduction interval are shown in solid lines in the upper plot and average output currents ($\overline{I_{L1}}, \overline{I_{L2}}, \overline{I_{L3}}$) are shown in solid lines in the lower plot. During the first two CCM conduction intervals, the average output voltages are equal to KV_{α} . The drop in the average output current due to the voltage difference $KV_{\alpha} - V_C$ is $\Delta IL = \overline{I_{L2}} - \overline{I_{L1}}$.

During the third interval, the output current reaches zero in θ_e , hence the thyristors open producing the DCM condition. From this point until the end of the conduction period the output current is null. The average output current drop ($\overline{I_{L3}} - \overline{I_{L2}}$) for a DCM conduction period is smaller than the CCM ones because the output current $\overline{I_{L3}}$ does not correspond to an output voltage equivalent to KV_{α} .

This can be compensated by delaying the firing angle as shown in Fig. 4. The delay angle $\Delta\alpha$ is calculated in order to produce an average output current $\overline{I_{L3}} = \overline{I_{L2}} + \Delta IL$ which is the average output current produced by an equivalent voltage KV_{α} . Therefore, the effect on the average output current is the same than it would be obtained in CCM.

The average output current has to be estimated before the firing event in order to calculate the correction angle $\Delta\alpha$. Under a constant voltage $KV_{\alpha} - V_C$ the current through the inductor is linear and the average current $\hat{I}_L$ can be estimated using Eq. 8.

$$\hat{I}_L = \overline{IL(0)} + \Delta IL = \overline{IL(0)} + \frac{2\pi(KV_{\alpha} - V_C)}{p\omega L} \quad (8)$$

where $\overline{IL(0)}$ is the average current in the previous conduction period.

In order to find the $\Delta\alpha$ required, the equation for the average output current under DCM is found. The general expression for the output current is given by the following equation:

$$i_L(\omega t) = i_L(0) + \frac{1}{L} \int_0^{\omega t} (v_{th}(\omega t) - V_C) d\omega t. \quad (9)$$

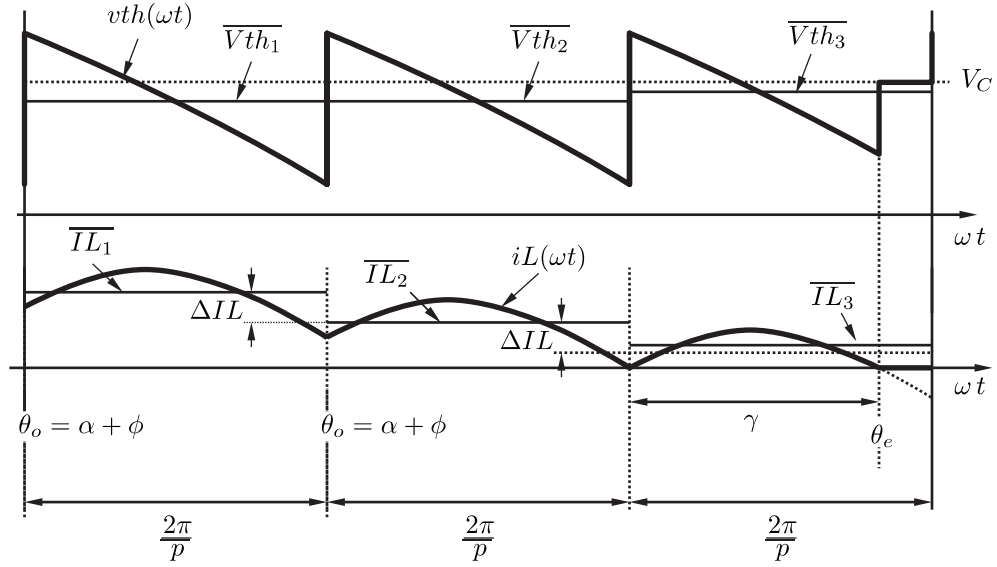


Figure 3: Output voltages and currents in DCM

Fig. 5 shows voltage and current during a $\frac{2\pi}{p}$ period in DCM. The effective voltage seen at the the output is given by the following equation.

$$vth(\omega t) = E_{MAX} \sin(\omega t + \alpha + \phi) \quad (10)$$

where: ϕ is the angle which the thyristor can be fired from and α is the firing angle. Replacing Eq. (10) in Eq. (9) the expression for the output current in DCM becomes:

$$i_L(\omega t) = \begin{cases} 0 & 0 < \omega t < \Delta\alpha \\ \frac{1}{L} \int_{\Delta\alpha}^{\omega t} (E_{MAX} \sin(\omega t + \alpha + \phi) - V_C) d\omega t & \Delta\alpha < \omega t < \phi_e \\ 0 & \phi_e < \omega t < \frac{2\pi}{p} \end{cases} \quad (11)$$

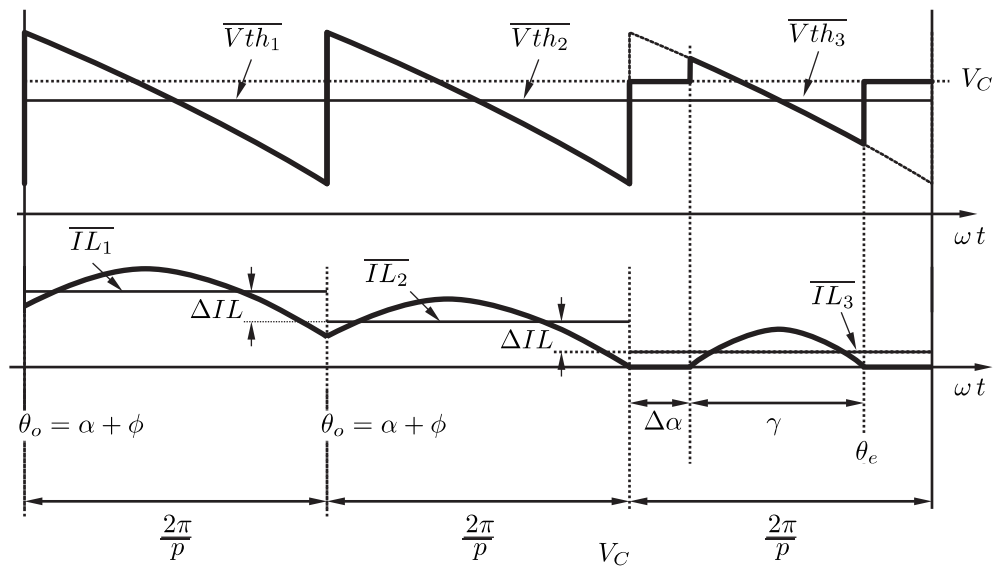


Figure 4: Output voltages and currents in DCM with the proposed compensation

The average output current for a conduction period is:

$$\overline{I_L} = \frac{p}{2\pi} \int_0^{\frac{2\pi}{p}} i_L(\omega t) d\omega t \quad (12)$$

The inclusion of Eq. 11 into Eq. 12 leads to trigonometric equations that have to be solved numerically to find the extinction angle ϕ_e and $\overline{I_L}$. The numerical solution is not suitable for real time implementations. For this reason the voltage $v_{th}(\omega t)$ is expressed in terms of Taylor expansion. For DCM, $v_{th}(\omega t)$ in Eq. (9) can be replaced by the first two terms of the Taylor expansion around ϕ_m without significant loss of precision. The voltage $v_{th}(\omega t)$ becomes:

$$v_{th}(\omega t) \simeq v_{th}(\theta_m) + \left. \frac{\partial[v_{th}(\omega t)]}{\partial[\omega t]} \right|_{\omega t=\theta_m} (\omega t - \theta_m) \quad (13)$$

Using this approximation, Eq.12 can be analytically solved.

$$\overline{I_L} = \frac{p}{2\pi} \frac{E_{MAX}}{\omega L} \left[1 - \left(\frac{V_c}{E_{max}} \right)^2 \right] \left[\frac{\pi}{p} - \Delta\alpha \right]^3 \quad (14)$$

The average output current in DCM is given by Eq.14 which is valid for $0 < \Delta\alpha < \frac{\pi}{p}$ noticing that the average current value is a function of the delay angle $\Delta\alpha$. Another approximation can be used because the ratio $\frac{V_c}{E_{MAX}}$ usually is negligible respect to 1. Using Eq. 14, an expression for the average current limit between CCM and DCM ($I_{L_{LIM}}$) can be found. The limit corresponds to the average output current given by $\Delta\alpha = 0$ and is shown in Eq. 15.

$$I_{L_{LIM}} = \frac{p}{2\pi} \frac{E_{MAX}}{\omega L} \left[\frac{\pi}{p} \right]^3 \quad (15)$$

Using Eqs. (14) and (15), an equation for the angle $\Delta\alpha$ that produces an average output current equal to $\overline{I_L}$ when the PCTC operates in DCM is found.

$$\Delta\alpha = \frac{\pi}{p} \left[1 - \left[\frac{\overline{I_L}}{I_{L_{LIM}}} \right]^{\frac{1}{3}} \right] \quad (16)$$

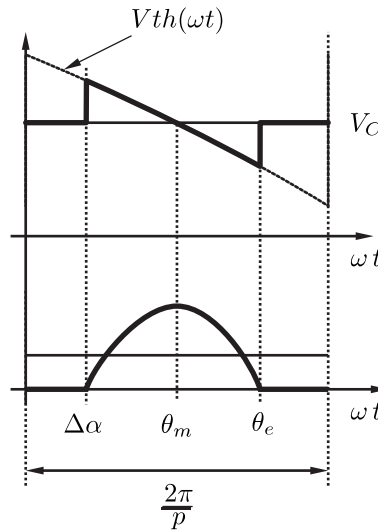


Figure 5: Output voltages and currents in DCM compensated using a $\Delta\alpha$

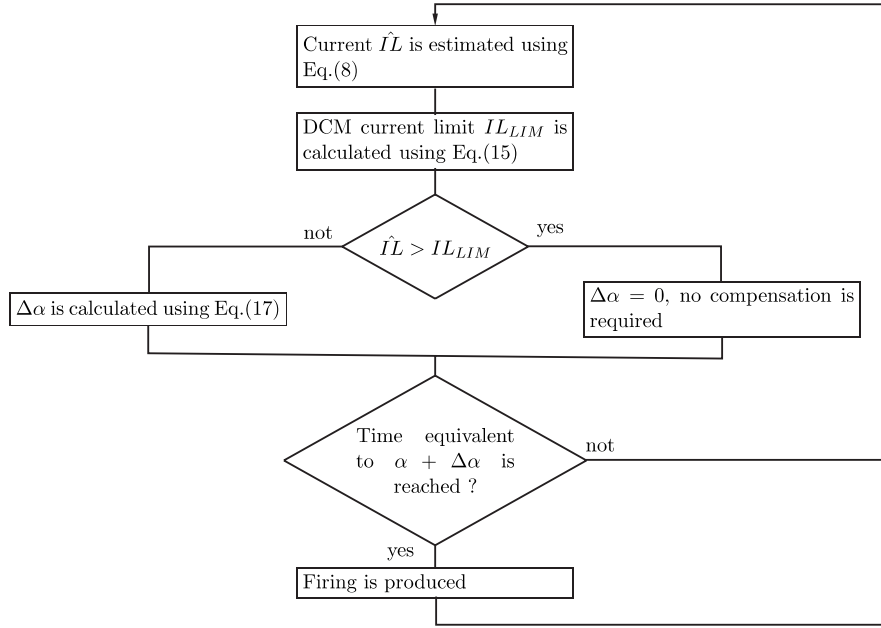


Figure 6: Flowchart of the compensation algorithm

Replacing Eq. 8 into Eq. 16, the equation for the delay angle $\Delta\alpha$ as a function of the required average current is obtained.

$$\Delta\alpha = \frac{\pi}{p} \left[1 - \left[\frac{\hat{I}_L}{I_{L_{LIM}}} \right]^{\frac{1}{3}} \right] \quad (17)$$

This equation can be easily calculated with a digital processing system. The algorithm to assess the firing angles is performed at every sampling instant carrying out the tasks showed in Fig 6. The compensation method was evaluated by simulations on a high-precision current control system which are presented in the following section.

Simulations

A complete high-precision current source for a particle accelerator application with a 6-pulse PCTC was simulated using MATLAB. The system can be seen in Fig 7. It comprises a PCTC, an LC filter, an RL load and control. The control system has two feedback loops. The inner one measures the load voltage, while the outer one measures the load current.

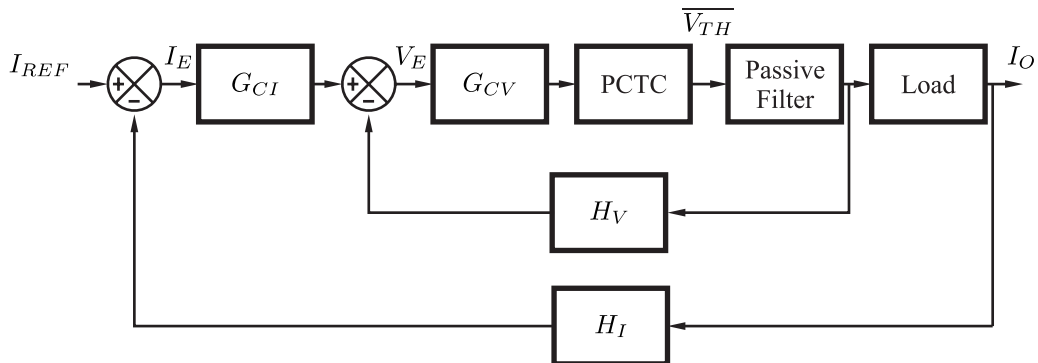


Figure 7: Implemented current source. G_{ci} : current loop compensator, G_{cv} : voltage loop compensator, H_i : current transducer, H_v : voltage divider

Due to its inherent discrete operation, the PCTC has frequency response limitations. A p-pulse power converter has a ripple frequency f_{ripple} equal to $p f_{line}$. In a small-signal approach, this can be modeled like an average time lag of $\frac{T_{ripple}}{2}$, being T_{ripple} the period of the ripple voltage. This situation typically limits the closed-loop bandwidth to maximum of approximately $\frac{f_{ripple}}{4}$ [2]. For a 6 pulse system and a line frequency of 50Hz:

$$f_{ripple} = p f_{line} = 6 \cdot 50Hz. = 300Hz. \Rightarrow f_{PCTC} = 75Hz. \quad (18)$$

The voltage loop was adjusted to have a cut-off frequency of 20Hz whereas the current controller cut-off frequency selected was 5Hz. Both loops have zero error to a step input and a constant error to a ramp input in steady state. The passive filter is an LC configuration with a cut off frequency at 30Hz and a damping factor of 1. The load parameters are $R = 8\Omega$ and $L = 0.1Hy$.

The current reference I_{ref} was selected as a trapezoid. Fig. 8 shows the reference current, the output current I_O and the value for which the current become discontinuous. From $t = 0$ to $t = t_1$, the current is discontinuous. When t is between t_1 and t_2 the system is in CCM, and for t higher than t_2 the system works in DCM.

As can be seen in Fig. 8(a), the quality of the output current is seriously deteriorated in the DCM intervals. The DCM effects are more important at low current, where it can be seen that the system has practically lost control.

Fig. 8(b) shows the reference and output currents using the proposed compensation. The system improves its performance for the whole range of operation.

The performance of the compensation can be better appreciated through the current and voltage error waveforms. Fig. 9 shows the current error for an uncorrected(a) and corrected system (b) for a reference equals to the one shown in Fig. 8. The uncorrected system can not follow the reference when operates in DCM due to the reduction of the phase margin. A clear improvement for the corrected system is shown in Fig. 9(b).

Similar improvement is produced in the voltage error signal which are shown in Fig. 10. The compensation controls the system even for the initial ramp ($0 < t < t_1$). The uncompensated system presents oscillations which are eliminated by the proposed correction method.

Conclusion

A novel correction method for DCM operation of current controlled line-commutated converters was presented. The simulations showed that the converter recovered its CCM behavior under DCM conditions. The closed-loop response for both voltage and current loops was independent of the conduction mode, achieving a stable system even at low current. The boundary between DCM and CCM can be analytically found depending on system parameters such as E_{max} , L , p , ω and V_c . In the range of interest, this limit can be assumed as constant. The proposed method does not represent a great computational effort being possible its implementation into a DSP.

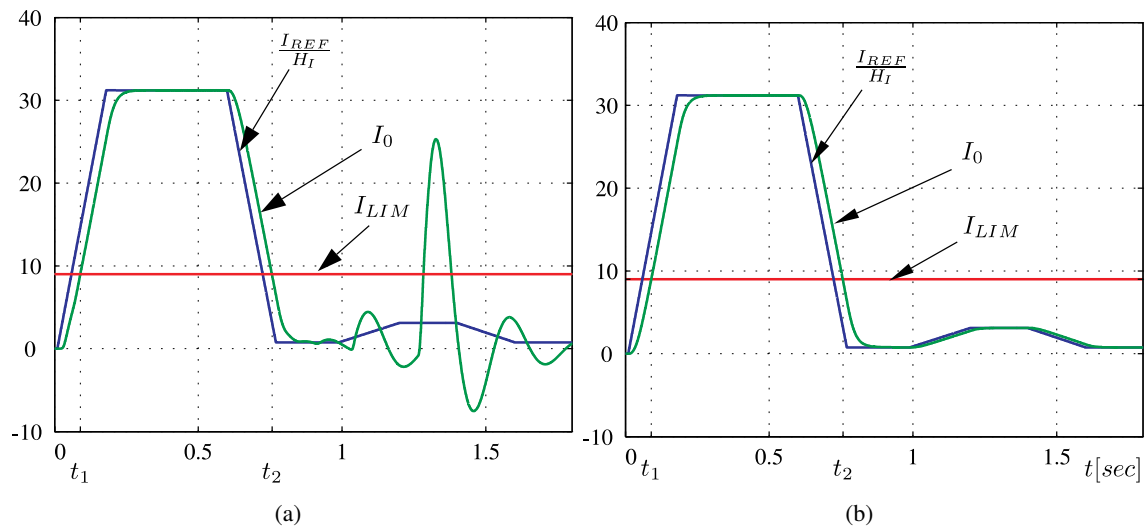


Figure 8: Reference and output currents. (a) without compensation (b) with compensation

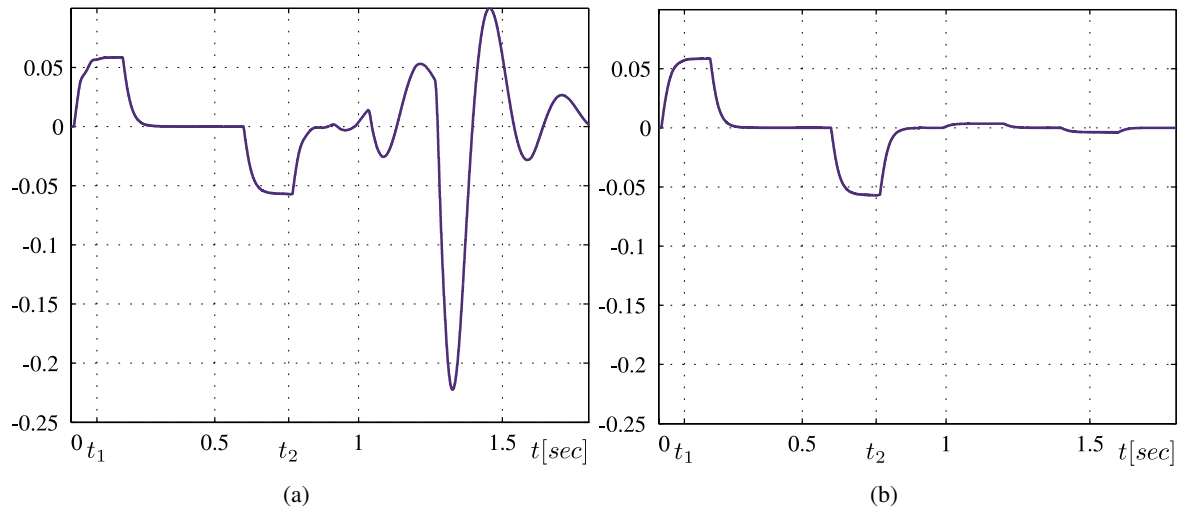


Figure 9: Current errors. (a) without compensation (b) with compensation

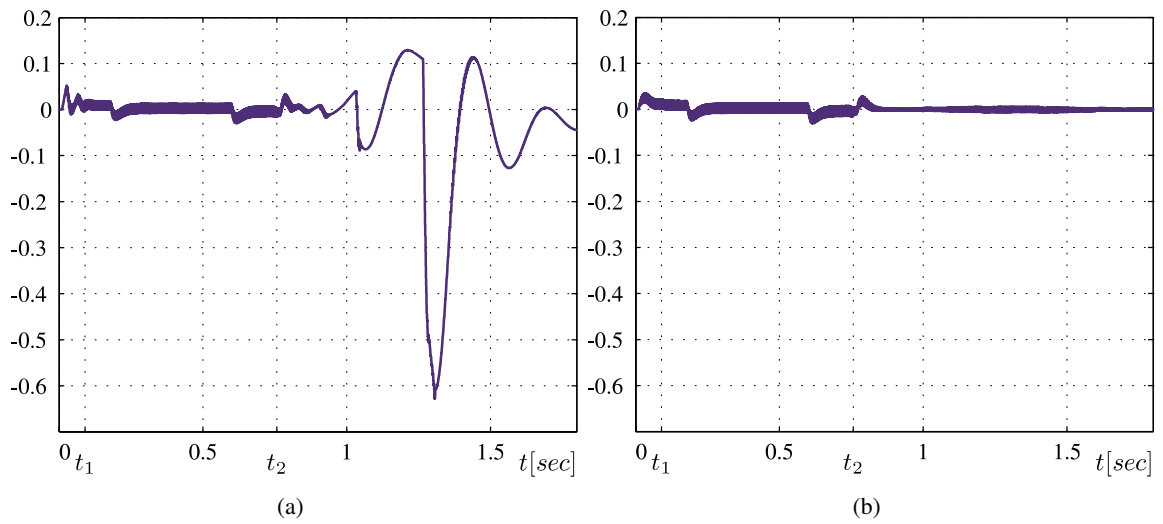


Figure 10: Voltage errors. (a) without compensation (b) with compensation

References

- [1] Marty, Pierre: *Commutateurs de Courant*, chapter Fonctionnement Compte Tenu de la Structure du circuit Côté Continu, pp. 77–94, Institut National Polytechnique de Toulouse, 1982.
- [2] Pelly, B.R.: *Thyristor Phase-Controlled Converters and Cycloconverters*, Krieger Pub. Co., 1971.
- [3] Benedetti, M. and Uicich G.: “New high-performance thyristor gate control set for line-commutated converters,” *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 46, no. 5, pp. 972–978, Oct. 1999.
- [4] Buxbaum Arne: “Automatic changeover equipment for static convertor drives in anti-parallel connection without circulating current,” *AEG-TELEFUNKEN PROGRESS*, vol. 4, pp. 119–123, 1973.
- [5] Joos G. and Barton, T.H.: “Four-quadrant dc variable-speed drives - design considerations,” *Proceedings of the IEEE*, vol. 63, no. 12, pp. 1660–1668, Dec. 1975.
- [6] Joos G. and Goodman, E.D.: “Modeling the discontinuous conduction mode in converter-fed drives,” *Industry Applications, IEEE Transactions on*, vol. IA-21, no. 1, pp. 274–278, Jan. 1985.
- [7] Ray W.F and Potamianos, A.G.: “Microprocessor control of a dc motor drive,” in *IEE Conf. Publ.*, 1984, pp. 206–209.
- [8] Er, M.J. and Rahman, M.F. and Lim, K.W: “A fast-response digital current controller for a thyristor converter fed dc drive,” in *Proceedings of TENCON, IEEE Region 10 Conference Computer and Communication Technology Toward 2000*, 1987, pp. 985–989.
- [9] Ray W.F. and Moussi, A.: “Optimal-current control of convertor-fed dc motors. i. special case for continuous current with negligible resistance,” in *Electric Power Applications, IEE Proceedings*, Sept. 1994, vol. 141, pp. 240–248.

IMPLEMENTACION DIGITAL DE CONTROL DE CONVERTIDORES CONMUTADOS POR LINEA EN MODO DE CONDUCCION DISCONTINUA

Maestri, Sebastian ^{*,**,*} Benedetti, Mario ^{*,**} Uicich, Gustavo ^{*}
Petrocelli, Roberto ^{*}

^{*} L.I.C., Universidad Nacional de Mar del Plata

^{**} CONICET, HELEN

^{***} somaestri@fi.mdp.edu.ar

Resumen: Se presenta un método general de control de convertidores controlados por fase que funciona indistintamente tanto en conducción discontinua como continua. La estrategia propuesta se basa en la modificación del ángulo de disparo α para que el modo de funcionamiento en conducción discontinua no modifique las condiciones de estabilidad y velocidad de respuesta de las que se obtendrían en conducción continua. Para la corrección de α se utiliza un método de estimación de la corriente media de salida del rectificador. Se presentan simulaciones y resultados experimentales en un sistema de control de corriente.

Palabras claves: Control de convertidores, Tiristores, Control no lineal.

1. INTRODUCCION

En aplicaciones de conversión de elevada potencia tales como transmisión en alta tensión, alimentación de grandes motores de DC, fuentes de corriente para aceleradores de partículas, etc, los Rectificadores Controlados a tiristores (RC) son ampliamente utilizados debido a la robustez intrínseca de la topología y a la capacidad de sobrecarga de los dispositivos semiconductores empleados. Dos de sus aplicaciones más frecuentes se muestran en las figuras [1] y [2]. La figura [1] representa un RC alimentando un motor de continua, con impedancia de armadura L_f/R_f y fuerza contraelectromotriz V_c , en tanto que la figura [2] modeliza una fuente de alta corriente y bajo ripple, en la que L_f/C y L_o/R_o constituyen un filtro pasivo y la carga, respectivamente.

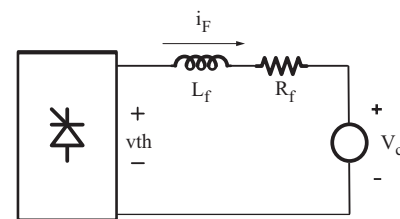


Figura 1. Control de motor.

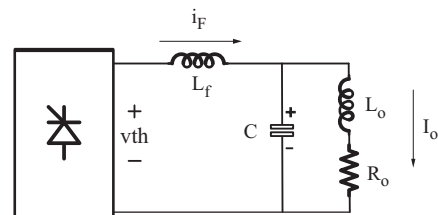


Figura 2. Fuente de corriente para grandes imanes.

⁰ Este trabajo fue subvencionado por la Universidad Nacional de Mar del Plata (ING-187/07), CONICET (PIP 6245/04), la Agencia Nacional de Promoción Científica y Tecnológica (PICT 11-473/04) y el proyecto HELEN. Los autores pertenecen al Departamento de Electrónica de la Universidad Nacional de Mar del Plata y CONICET.

Si se desprecia R_f en el caso de la figura [1], y se asume que la fuerza contraelectromotriz V_c y la tensión en el capacitor de la figura [2] no varían dentro del período de conducción de cada tiristor, el modelo

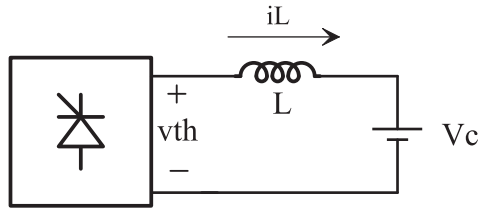


Figura 3. Modelo de RC y carga.

puede ser generalizado según se muestra en la figura [3].

Para el RC descrito en la figura [3] se distinguen dos modos posibles de operación según la corriente de salida del RC se extinga o no entre eventos de disparo de tiristores consecutivos, en modo de conducción continua (CCM) y modo de conducción discontinua (DCM). En el primero de los casos la tensión de salida promedio $\overline{V_{TH}}$ es independiente de la carga, no así en el segundo. Esta diferencia en el modo de operación tiene un gran impacto tanto en la dependencia del valor de tensión obtenido con respecto al ángulo de disparo, como en la ganancia de la planta y la respuesta temporal.

Para el caso DCM, la tensión de salida promedio se obtiene mediante la ecuación [1](Marty, 1982).

$$\overline{V_{th}} = \frac{pE_{MAX}}{2\pi} \left[2 \sin\left(\frac{\gamma}{2}\right) \left[\cos\left(\alpha + \frac{\gamma}{2} - \frac{\pi}{p}\right) \right] + \left(\frac{V_C}{E_{MAX}}\right) \left(\frac{2\pi}{p} - \gamma\right) \right] \quad (1)$$

donde p es el número de pulsos del convertidor, E_{MAX} es el módulo del fasor tensión de línea, γ es el intervalo de conducción y α es el ángulo de disparo. La ganancia en pequeña señal vale:

$$G_{TH} = \frac{\partial \overline{V_{th}}}{\partial \alpha} = \frac{pE_{max}}{\pi} \sin\left(\frac{\gamma}{2}\right) \left[\sin\left(\alpha + \frac{\gamma}{2} - \frac{\pi}{p}\right) \right] \quad (2)$$

Se observa en la ec.[2] la dependencia de la ganancia no solo con el ángulo de disparo α sino también con el de conducción γ , el cual a su vez es función de la corriente de carga.

Cuando el RC opera en DCM, su función transferencia se vuelve una función no lineal del ángulo de conducción γ , ocasionando variaciones en la ganancia en pequeña señal y cambios en la impedancia de salida, provocando grandes problemas en la operación a lazo cerrado tales como pérdida de margen de fase y degradación en la respuesta temporal (Buxbaum, 1973; Joos and Barton, 1975; Maestri *et al.*, 2007b). En cuanto a la impedancia de salida del RC, cambia desde cero hasta infinito a medida que γ se vuelve mas pequeño (Joos and Goodman, 1985).

En aplicaciones que exigen máximo ancho de banda y gran rechazo a perturbaciones, se requiere que la ganancia entre la variable de control de entrada V_α y la tensión promedio de salida V_{TH} sea constante, independiente de α y γ como idealmente como se muestra en la ec.[3].

$$\alpha = f(V_\alpha) \quad \text{tal que} \quad \overline{V_{th}} = KV_\alpha \Rightarrow \frac{\partial \overline{V_{th}}}{\partial V_\alpha} = K \quad (3)$$

Introduciendo [3] en [1] y [2], se obtienen [4] y [5], respectivamente la tensión de salida promedio y la ganancia linealizadas, dependientes de un parámetro ξ el cual a su vez es una función trascendente de la variable de control y del ángulo de conducción:

$$\overline{V_{th}} = \frac{pE_{MAX}}{2\pi} \left[2 \sin\left(\frac{\gamma}{2}\right) (\cos \xi) + \left(\frac{V_C}{E_{MAX}}\right) \left(\frac{2\pi}{p} - \gamma\right) \right] \quad (4)$$

donde $\xi = \arccos\left(\frac{KV_\alpha}{E_{d0}}\right) + \frac{\gamma}{2} - \frac{\pi}{p}$. E_{d0} es el valor de tensión media de salida del rectificador cuando $\alpha = 0$.

$$G_{TH} = \frac{\partial \overline{V_{th}}}{\partial V_\alpha} = \frac{pE_{max}}{\pi} \sin\left(\frac{\gamma}{2}\right) \left[\cos\left(\frac{\gamma}{2} - \frac{\pi}{p}\right) \frac{K}{E_{do}} + \sin\left(\frac{\gamma}{2} - \frac{\pi}{p}\right) \frac{\left(\frac{K}{E_{do}}\right)^2}{\sqrt{1 - \left(\frac{KV_\alpha}{E_{d0}}\right)^2}} V_\alpha \right] \quad (5)$$

La determinación on-line de ξ (y por lo tanto, de γ) representa un problema para cuya solución varios métodos han sido propuestos con diferentes grados de aplicabilidad.

Las primeras soluciones se encuentran basadas en análisis de la respuesta en frecuencia, proponiendo cambios en la ganancia de los controladores entre CCM y DCM (Joos and Barton, 1975). En (Ray and Potamianos, 1984), se utilizan diferentes controladores PI para los dos modos de operación, y en (Er *et al.*, 1987), un lazo adicional se introduce para proveer ganancia extra al controlador en DCM. Debido a la dependencia con el intervalo de conducción, es complicado ajustar la ganancia del controlador (Ray and Moussi, 1994).

Otros métodos como el propuesto en (Ray and Mousi, 1994), usan un enfoque basado en la respuesta temporal. La información para compensar el sistema se obtiene de los valores instantáneos de la tensión y corriente de salida. Estos algoritmos necesitan la solución de ecuaciones trascendentes las cuales corresponden en general a la intersección entre funciones trigonométricas y exponenciales. Por lo tanto, estos métodos son a menudo empíricos, y tienen asociados el testeo del convertidor en régimen permanente para

diferentes valores de tensión y corriente. Los resultados obtenidos son almacenados en una tabla de dos entradas (tensión y corriente), cuya salida es el ángulo de disparo. Una desventaja de este método es que los valores en la tabla son de régimen permanente. Además, los tests deben ser realizados nuevamente si se cambia la carga para generar una nueva tabla. En (Jeong and Song, 2007) se realiza un enfoque similar, con la diferencia de que se intenta encontrar la solución a la ecuación trascendente por métodos iterativos. En este caso la desventaja radica en la velocidad necesaria del dispositivo que realiza los cálculos. Esto puede solucionarse disminuyendo la frecuencia de muestreo, lo cual puede conducir a un deterioro de la respuesta del sistema.

Un aspecto importante de la problemática radica en que un disparo incorrecto sólo puede ser compensado después de un período de ripple, lo cual produce errores en las magnitudes a controlar que son inaceptables en aplicaciones de alta precisión. De este modo, esta clase de sistemas necesitan una compensación predictiva on-line, es decir, antes de producirse el disparo.

En (Maestri *et al.*, 2006) se presentó un método de control de RC en conducción discontinua válido para aplicaciones de alta precisión. Esta basado en la modificación del ángulo de disparo para obtener un valor de corriente media de salida independientemente del modo de conducción. En dicho trabajo se presentan solamente resultados de simulaciones en MATLAB. En este artículo se presentan resultados experimentales sobre un prototipo que verifican el método propuesto.

2. METODO DE COMPENSACION PROPUESTO

El objetivo del método propuesto es lograr que el RC funcione de la misma manera tanto en CCM como DCM, es decir, obtener una tensión media de salida equivalente a KV_α independientemente del modo de conducción.

La figura [4] muestra las formas de onda de tensiones y corrientes de un RC con un ángulo de disparo fijo α , que corresponde a una señal de control igual a V_α para el modelo de la figura [3]. Los eventos de disparo se encuentran angularmente equiespaciados en $\frac{2\pi}{p}$. Por lo tanto, la tensión media de salida V_{th} debería ser constante e igual a KV_α . La tensión media de salida ($V_{th1}, V_{th2}, V_{th3}$) para cada intervalo de conducción se muestra en línea completa en el gráfico superior, y la corriente media de salida ($\overline{IL}_1, \overline{IL}_2, \overline{IL}_3$) se muestra en línea completa en el gráfico inferior. Durante los dos primeros intervalos de conducción, las tensiones medias de salida son iguales a KV_α . Aproximando la tensión sobre el inductor serie de salida L por incrementos discretos:

$$\overline{V}_L = \overline{V}_{TH} - \overline{V}_C \approx L \frac{\Delta I_L}{T_{ripple}}. \quad (6)$$

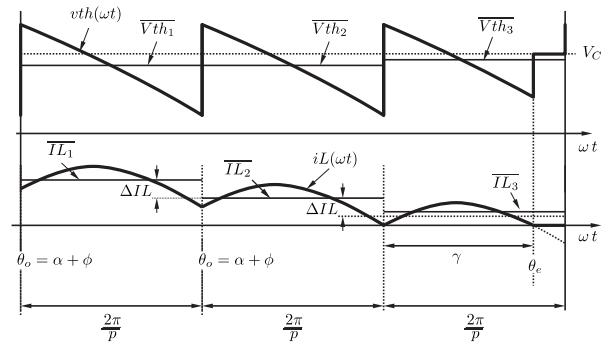


Figura 4. Tensiones y corrientes de salida en DCM.

donde $T_{ripple} = \frac{2\pi}{\omega p}$ es el período de ripple del convertidor.

La diferencia de corriente de salida media debida a la diferencia de tensión $KV_\alpha - V_C$ resulta $\Delta I_L = \overline{IL}_2 - \overline{IL}_1$. Como convención, se define la variación de corriente media en el intervalo k como la diferencia entre la corriente media en los intervalos k y $k-1$, o sea $\Delta I_L_k = \overline{IL}_k - \overline{IL}_{k-1}$.

Durante el tercer intervalo, la corriente de salida se hace cero en θ_e , por lo tanto los tiristores se abren produciendo la condición de DCM. Desde este instante hasta el final del intervalo la corriente de salida es nula. La diferencia de corriente media de salida ($\overline{IL}_3 - \overline{IL}_2$) para este intervalo en situación de DCM es menor que para los intervalos en CCM.

Esto puede ser compensado retardando el instante de disparo convenientemente un ángulo $\Delta\alpha$ como se muestra en la figura [5], de modo de producir una corriente de salida media en el tercer intervalo igual a $\overline{IL}_3 = \overline{IL}_2 + \Delta I_L$.

Por tanto, el efecto de este cambio sobre la corriente media de salida es el mismo que el que se habría obtenido si el RC se hubiese mantenido operando en CCM como en los intervalos precedentes.

Para obtener una compensación on-line, la corriente media de salida tiene que ser estimada antes de producirse un disparo ya que este valor esta estrechamente relacionado con el ángulo de compen-

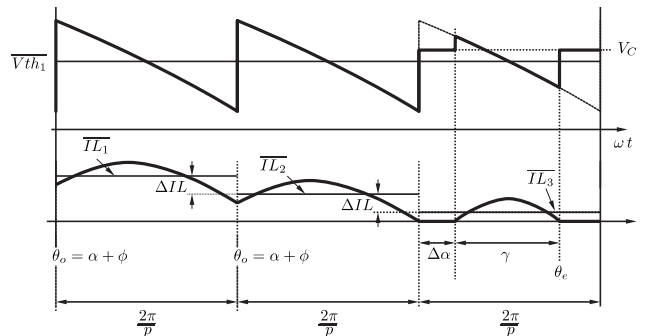


Figura 5. Tensiones y corrientes de salida en DCM con la compensación propuesta.

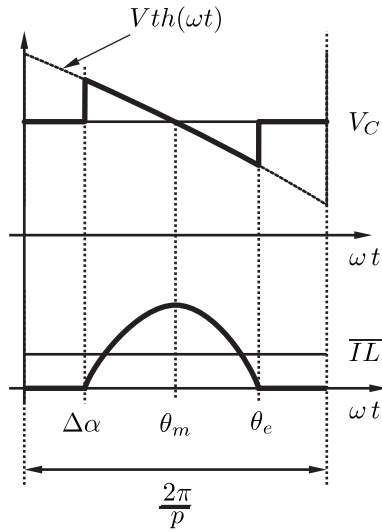


Figura 6. Tensiones y corrientes de salida del RC en DCM en un periodo de $\frac{2\pi}{p}$.

sación $\Delta\alpha$. Si la diferencia de tensiones sobre el inductor es constante ($KV_\alpha - V_C$), la corriente media a través del inductor $\hat{I}_L$ varía linealmente y puede ser estimada usando la ecuación [7].

$$\hat{I}_L = \overline{IL(0)} + \Delta IL = \overline{IL(0)} + \frac{2\pi(KV_\alpha - V_C)}{p\omega L} \quad (7)$$

donde $\overline{IL(0)}$ es la corriente media de salida del RC en el período de conducción previo y ω es la pulsación de línea.

Para relacionar $\Delta\alpha$ con la corriente media de salida puede emplearse:

$$i_L(\omega t) = i_L(0) + \frac{1}{\omega L} \int_0^{\omega t} (v_{th}(\omega t) - V_C) d\omega t \quad (8)$$

Considerando la figura [6] en donde se muestra la tensión y la corriente durante un intervalo angular $\frac{2\pi}{p}$ en DCM, la tensión efectiva vista a la salida del rectificador está dada por:

$$v_{th}(\omega t) = E_{MAX} \sin(\omega t + \alpha + \phi) \quad (9)$$

siendo ϕ el ángulo de conmutación natural y α el ángulo de disparo.

Reemplazando la ec. [9] en la ec. [8] y asumiendo que $i_L(0) = 0$, la expresión para la corriente de salida en DCM es:

$$i_L(\omega t) = \begin{cases} 0 & 0 < \omega t < \Delta\alpha \\ \frac{1}{\omega L} \int_{\Delta\alpha}^{\omega t} v_L d\omega t & \Delta\alpha < \omega t < \theta_e \\ 0 & \theta_e < \omega t < \frac{2\pi}{p} \end{cases} \quad (10)$$

donde $v_L(\omega t) = E_{MAX} \sin(\omega t + \alpha + \phi) - V_C$.

Si la corriente media de salida para un período de conducción es:

$$\overline{IL} = \frac{p}{2\pi} \int_0^{\frac{2\pi}{p}} i_L(\omega t) d\omega t \quad (11)$$

la inclusión de la ec. [10] en la ec. [11] lleva a ecuaciones trigonométricas que deben ser resueltas numéricamente para poder encontrar el ángulo de extinción θ_e e $\overline{IL}$. Esto no es sencillo de realizar en aplicaciones de tiempo real debido al tiempo de cálculo requerido. A fin de simplificar la carga computacional puede recurrirse a tomar los dos primeros términos en el desarrollo en serie de Taylor para $v_{th}(\omega t)$ en la ec.[9] en el entorno del punto de operación θ_m , sin una pérdida significativa de precisión, resultando:

$$v_{th}(\omega t) \simeq v_{th}(\theta_m) + \left. \frac{\partial[v_{th}(\omega t)]}{\partial[\omega t]} \right|_{\omega t=\theta_m} (\omega t - \theta_m)$$

Si la condición de DCM se obtiene para valores de V_C pequeños comparados con E_{MAX} , se puede aproximar el valor de corriente media de salida mediante ec. [12]. En las aplicaciones en las cuales esto no se pudiese asumir, se demuestra que la expresión de la corriente media se ve multiplicada por un factor $\left[1 - \left(\frac{V_C}{E_{MAX}}\right)^2\right]^{1/2}$.

$$\overline{IL} = \frac{p}{3\pi} \frac{E_{MAX}}{\omega L} \left[\frac{\pi}{p} - \Delta\alpha \right]^3 \quad (12)$$

La corriente frontera (IL_{LIM}) entre los casos DCM y CCM se obtiene para el caso en que el ángulo de compensación vale cero:

$$IL_{LIM} = \frac{p}{3\pi} \frac{E_{MAX}}{\omega L} \left[\frac{\pi}{p} \right]^3 \quad (13)$$

Usando las ecuaciones [12] y [13], se obtiene $\Delta\alpha$:

$$\Delta\alpha = \frac{\pi}{p} \left[1 - \left[\frac{\overline{IL}}{IL_{LIM}} \right]^{\frac{1}{3}} \right] \quad (14)$$

Sin embargo, dado que el valor de $\overline{IL}$ para el intervalo considerado es ignorado al inicio, es necesario recurrir a una estimación del mismo para poder hacer una compensación on-line. Entonces, la corriente media

es estimada usando la ec.[7], y este valor es utilizado para calcular el ángulo de compensación mediante la ec.[14]. La ecuación que resume este procedimiento se presenta en la ec.[15]:

$$\Delta\alpha = \frac{\pi}{p} \left[1 - \left[\frac{\hat{I}L}{IL_{LIM}} \right]^{\frac{1}{3}} \right] \quad (15)$$

La ec. [15] expresa que para un determinado valor de corriente media de salida deseada $\hat{I}L$ (al cual, si no existiese diferencias entre los modos CCM y DCM, le correspondería un ángulo de disparo igual a α), en DCM debe modificarse el ángulo de disparo sumándose una cantidad igual a $\Delta\alpha$. Obsérvese que para valores de $\hat{I}L$ mayores que IL_{LIM} , el ángulo de compensación es nulo.

3. SIMULACIONES

Se simuló mediante MATLAB un sistema de control de una fuente de corriente de precisión con un RC de 6 pulsos. El rectificador se conectó a un generador trifásico con $E_{MAX} = 92V$ como se muestra en la figura [7], empleando un doble lazo de control.

Debido a la imposibilidad de controlar el apagado de los tiristores, un modelo conservador de pequeña señal generalmente aceptado para la planta incluye una retención de orden cero (ROC) con una constante de valor $\frac{1}{p\omega}$, siendo ω la frecuencia de red y p el número de pulsos (Parrish and McVey, 1967). Esta característica limita el ancho de banda obtenible del lazo de tensión a un máximo de $\frac{p\omega}{4} = 2\pi 75Hz$ (para el caso de $p = 6$ y $\omega = 2\pi 50Hz$), toda vez que se emplea un controlador integral, para un objetivo de margen de fase de 45° .

A los efectos de simulación se ajustaron los lazos de tensión y de corriente para obtener unas frecuencias de corte de 20Hz y 5Hz, respectivamente, con un polo al origen. El filtro pasivo LC de segundo orden con una frecuencia natural de 25Hz implementado con un inductor $L_f = 15mHy$ y un capacitor $C_f = 1mF$. El amortiguamiento del filtro es obtenido electrónicamente con un lazo de realimentación y tiene un valor de aproximadamente 1. Los parámetros de la carga empleados fueron $R_o = 2,5\Omega$ y $L_o = 0,81Hy$. Para comparar la simulación con la implementación experimental, reduciendo el tiempo de cálculo de la raíz cúbica correspondiente, la ecuación del ángulo de compensación es linealizada por tramos.

La figura [8] muestra la corriente de salida obtenida ante una referencia típicamente trapezoidal. El límite de conducción discontinua se encuentra utilizando la ecuación [13]:

$$IL_{LIM} = \frac{6}{3\pi} \frac{92V}{2\pi \cdot 50Hz \cdot 15mHy} \left[\frac{\pi}{6} \right]^3 = 1,785A$$

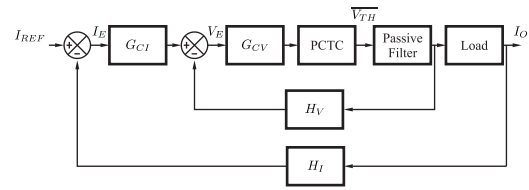


Figura 7. Fuente de corriente implementada. G_{CI} : compensador de lazo de corriente, G_{CV} : compensador del lazo de tensión, H_I : transductor de corriente, H_V : transductor de tensión.

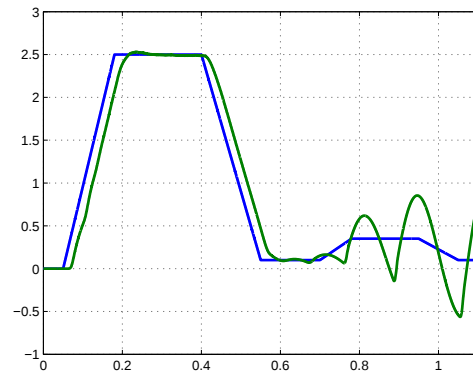


Figura 8. Sistema sin compensación. Corriente sobre la carga.

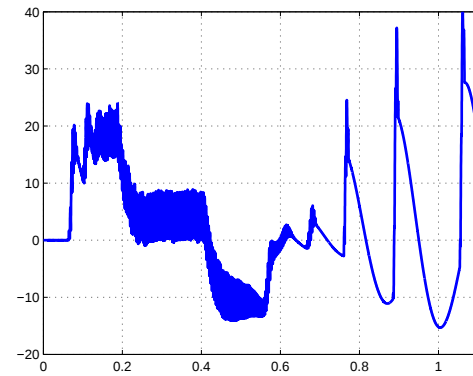


Figura 9. Sistema sin compensación. Tensión sobre la carga.

Como puede verse en la figura [8], la calidad de la corriente de salida se ve seriamente deteriorada en los intervalos de DCM. Los efectos de DCM son más notorios a baja corriente, donde puede verse que el sistema ha perdido el control.

La figura [9] muestra la tensión sobre la carga para el sistema sin compensar. Se puede observar las oscilaciones en el primer tramo y la pérdida del control en la sección final debido a la reducción del margen de fase.

La figura [10] muestra la referencia y la corriente de salida usando la compensación propuesta. El sistema funciona correctamente en todo el rango de operación de corriente.

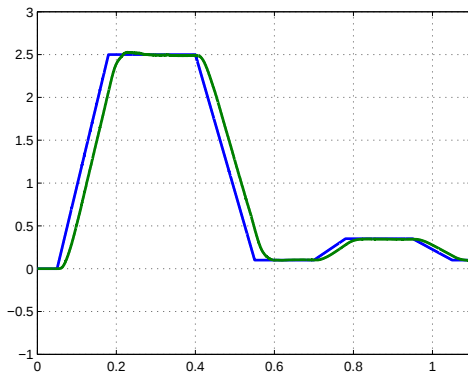


Figura 10. Sistema con compensación. Corriente sobre la carga.

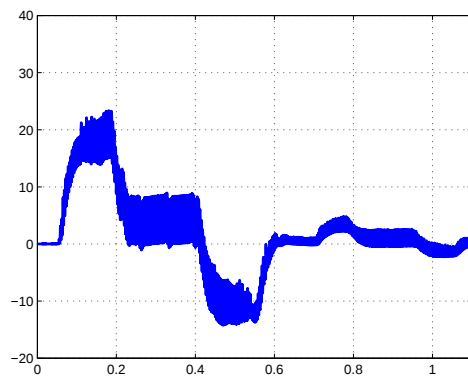


Figura 11. Sistema con compensación. Tensión sobre la carga.

La figura [11] muestra la tensión sobre la carga para el sistema compensado. Nuevamente, puede observarse que el sistema opera normalmente en todo el rango, sin registrarse oscilaciones.

4. RESULTADOS EXPERIMENTALES

Un prototipo del sistema de control de corriente simulado se implementó experimentalmente.

Las señales a realimentar (V_{TH} , V_C , I_o) se adquirieron con resolución de 16 bits y filtradas con una etapa antialiasing a 1500Hz. La etapa de control se implementó en un DSP Motorola 56303, de 24 bits en punto fijo. El DSP ejecutó el cálculo de los algoritmos de los tres lazos (tensión, corriente y amortiguamiento electrónico), la linealización de la transferencia del convertidor y la linealización por tramos de la raíz cúbica. La frecuencia de muestreo utilizada se tomó convenientemente como un múltiplo de la frecuencia de ripple para evitar batidos (Maestri *et al.*, 2007a). En este caso se adoptó una frecuencia de muestreo de 19200Hz.

En la figura [12] se observa la corriente de salida I_o y la referencia de corriente I_{REF} . La línea sólida horizontal marca el límite entre conducción continua y

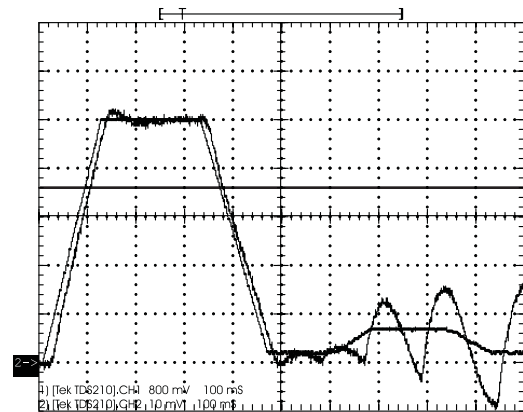


Figura 12. Sistema sin compensación: corriente de referencia y corriente sobre la carga. La línea sólida es el valor de I_{LIM} .

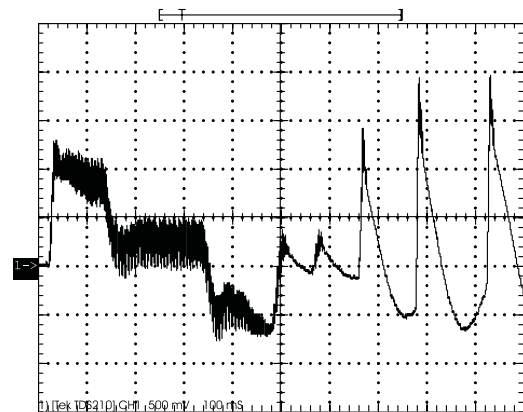


Figura 13. Sistema sin compensación: tensión sobre la carga.

discontinua (I_{LIM}). Se evidencia la pérdida de control en baja corriente cuando los efectos de la operación en DCM son más evidentes. En la figura [13] se observa la tensión sobre la carga, presentándose el mismo fenómeno en los tramos en que el sistema intenta retomar el control en baja corriente.

Las figuras [14] y [15] muestran la corriente y la tensión sobre la carga utilizando el método de compensación propuesto. El sistema mantuvo el control en todas las condiciones de operación, aún en los tramos de muy baja corriente.

5. CONCLUSIONES

Se presentaron simulaciones y resultados experimentales de un método de control de convertidores conmutados por línea en conducción discontinua. Los resultados experimentales concuerdan con los previstos por las simulaciones, mostrando la validez del método propuesto. El sistema compensado en DCM recupera las características de la operación en CCM. La respuesta del sistema a lazo cerrado es independiente del modo de conducción, obteniéndose buenos resultados aún a bajas corrientes. El límite entre DCM y CCM puede ser analíticamente encontrado a través de

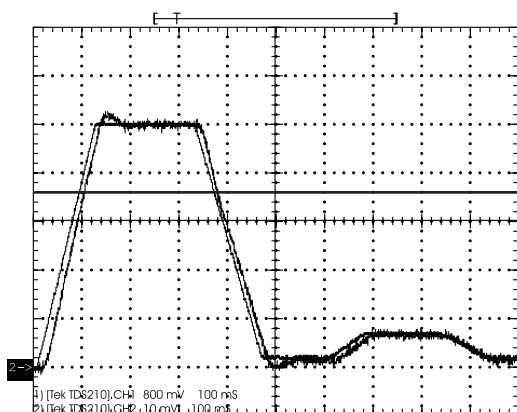


Figura 14. Sistema con compensación: corriente de referencia y corriente sobre la carga. La línea solida es el valor de I_{L_LIM} .

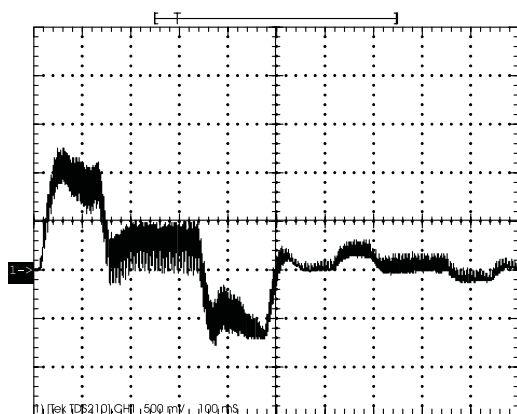


Figura 15. Sistema con compensación: tensión sobre la carga.

parámetros del sistema como E_{MAX} , L , p , ω y V_C . En el rango de interés, este límite puede asumirse como constante. El núcleo de la compensación es una raíz cúbica, la cual es linealizada por tramos e implementada en un DSP sin mayores requerimientos de tiempo de procesamiento.

6. BIBLIOGRAFIA

- Buxbaum, Arne (1973). Automatic changeover equipment for static convertor drives in anti-parallel connection without circulating current. *AEG-TELEFUNKEN PROGRESS* 4, 119–123.
- Er, M.J., M.F. Rahman and K.W Lim (1987). A fast-response digital current controller for a thyristor converter fed dc drive. In: *Proceedings of TENCON, IEEE Region 10 Conference Computer and Communication Technology Toward 2000*. pp. 985–989.
- Jeong, S. and S. Song (2007). Improvement of predictive current control performance using online parameter estimation in phase controlled rectifier. *Power Electronics, IEEE Transactions on* 22(5), 1820–1825.

- Joos, G. and T.H. Barton (1975). Four-quadrant dc variable-speed drives&esign considerations. *Proceedings of the IEEE* 63(12), 1660–1668.
- Joos, Geeza and Edward D. Goodman (1985). Modeling the discontinuous conduction mode in converter-fed drives. *Industry Applications, IEEE Transactions on IA-21*(1), 274–278.
- Maestri, S., M. Benedetti, G. Uicich and M. Funes (2007a). Digital closed-loop high-speed thyristor firing system for line-commutated converters. In: *Power Electronics and Applications, 2007 European Conference on*. pp. 1–9.
- Maestri, S., M. Benedetti, R. Petrocelli and G. Uicich (2007b). Phase-controlled line-commutated converter control in discontinuous conduction mode. In: *Power Electronics and Applications, 2007 European Conference on*. pp. 1–9.
- Maestri, S., R. Petrocelli, G. Uicich and M. Benedetti (2006). Control de convertidores controlados por fase en conduccion discontinua. In: *XX Congreso de Control Automatico AADECA 2006*.
- Marty, Pierre (1982). *Commutateurs de Courant*. Chap. Fonctionnement Compte Tenu de la Structure du circuit Cte Continu, pp. 77–94. Institut National Polytechnique de Toulouse.
- Parrish, E. and E. McVey (1967). A theoretical model for single-phase silicon-controlled rectifier systems. *Automatic Control, IEEE Transactions on* 12(5), 577–579.
- Ray, W.F. and A. Moussi (1994). Optimal-current control of convertor-fed dc motors. i. special case for continuous current with negligible resistance. In: *Electric Power Applications, IEE Proceedings*. Vol. 141. pp. 240–248.
- Ray, W.F. and A.G. Potamianos (1984). Microprocessor control of a dc motor drive. In: *IEE Conf. Publ.* pp. 206–209.

Method for Discontinuous Current Mode Compensation of Line-Commutated Converters

Sebastian Maestri, Gustavo Uicich, Mario Benedetti, and Roberto Petrocelli

Abstract—The implementation of a new method to control line-commutated converters in discontinuous conduction mode is presented. The method is based on the modification of the thyristor's firing angle α using a linear approximation, yielding nearly the same dynamic performance as in continuous conduction mode. The firing angle is corrected by adding a supplementary angle $\Delta\alpha$, calculated by estimating the average output current. The proposed technique significantly reduces computational burden, thus being suitable for online calculation. Both simulations and experimental results are presented on a 1-kW laboratory prototype.

Index Terms—Estimation, nonlinear control, power supplies, thyristors.

I. INTRODUCTION

LINE-COMMUTATED rectifiers for large power conversion are preferably used in continuous conduction mode (CCM) due to their better dynamic response. Under such condition, the converter has a well-known small-signal behavior, which, along with its intrinsic robustness, makes it a natural choice for a specific range of applications, including large dc motor drives, HVdc power transmission, and high-power high-precision current sources, among others [1]–[5].

In controlled rectifiers under CCM, the current conduction angle interval γ is constant and equal to $2\pi/p$, p being the number of topological states of the converter per line period. In this mode, the converter behaves as a voltage source whose mean output voltage depends only on the firing angle α [6].

The discontinuous conduction mode (DCM) is achieved when the output current decays to zero within firing events, such that the conduction angle γ is no longer constant ($0 < \gamma < 2\pi/p$), and the output voltage becomes nonlinearly dependent on the load current. Also, in this mode, the small-signal gain, and hence, its stability, bandwidth, and time response in closed-loop operation, result in a function of the load current [7]–[9]. Furthermore, the output impedance increases as the conduction angle γ decreases [10].

Several methods have been proposed to overcome the problem of online dealing by solving the nonlinear equations that model the converter in DCM. The first attempts relied on frequency response analysis, proposing a change in the controllers'

gain between CCM and DCM [8]. Later on [11], different PI controllers for both operating modes were used. An additional loop was introduced in [12] to provide extra gain to the controller while in DCM. However, the dependency of the loop gain on the conduction interval turned the adjustment into a complex task.

To compensate the system, other methods, like the one proposed in [13], make use of a time-response approach and the information obtained from the instantaneous value of the output current and voltage. This method involves commissioning the converter for different output voltage and current values in steady state. Afterward, such data are stored in a 2-D lookup table (LUT), which is used to obtain the proper firing angle α during normal operation. The drawbacks this method has are, on the one hand, that the LUT is just valid for steady-state conditions and, on the other, its large size is hardly practical for high-precision control systems.

Intensive processing methods proposed in [3], [14], and [15] use iterative algorithms to solve the transcendent equations required to assess the proper firing angle for a given reference voltage and output current in DCM mode. This implies a computational burden that could turn out excessive for fast, high-precision applications.

This letter brings forward a simple technique to modify the gating angle based on a linear estimation of the output voltage as a function of the output current, suitable for online calculations, thereby enabling working in DCM mode with nearly the same dynamics as would be obtained in CCM operation.

The next section introduces a first-order model for the loaded converter. Since the output voltage in DCM is higher than in CCM for a given angle α , the gating event must undoubtedly be delayed by a correcting angle $\Delta\alpha$ when DCM occurs, so that the output voltage remains unaltered regardless of the operating mode. The following analysis aims to derive simple equations to obtain $\Delta\alpha$, which is a function of the output current defining the conduction angle γ . In the following sections, simulations and experimental results compare the dynamic performance achieved in closed-loop and DCM mode with and without the proposed method. Finally, conclusions are drawn.

II. PROPOSED METHOD

Fig. 1 models the most common application for this kind of converter. The inductance L_f and voltage source v_c could, respectively, represent the armature inductance and back electromotive force (EMF) in a dc motor control, or the inductance

Manuscript received July 2, 2008; revised October 24, 2008. First published March 10, 2009; current version published April 8, 2009. This work was supported by the University of Mar del Plata and by the Consejo Nacional de Investigación en Ciencia y Técnica (CONICET), Argentina. Recommended for publication by Associate Editor D. Aliprantis.

The authors are with the Laboratorio de Instrumentación y Control, Universidad Nacional de Mar del Plata, Mar del Plata 7600, Argentina (e-mail: somaestri@fi.mdp.edu.ar; guicich@fi.mdp.edu.ar; mbenedet@fi.mdp.edu.ar; rpetroce@fi.mdp.edu.ar).

Digital Object Identifier 10.1109/TPEL.2008.2011905

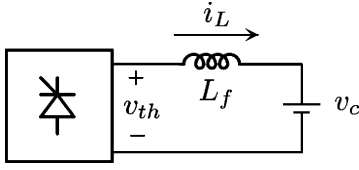


Fig. 1. Model.

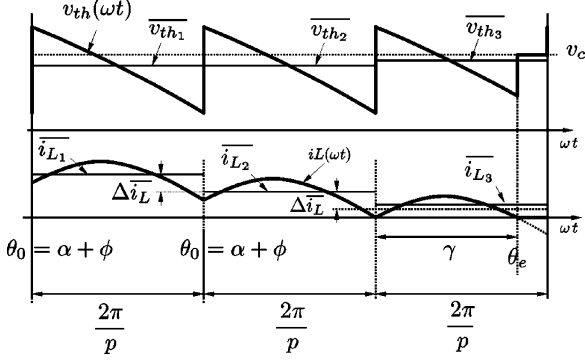


Fig. 2. Output voltage and current in DCM.

and capacitor voltage of the filtering stage in a high-precision current source. In the dc motor application, the dynamics of the back EMF is very slow when compared to the ripple period of the power converter due to the mechanical time constant of the plant. With respect to the case of the precision current source, the cutoff frequency of the filter stage is more than ten times smaller than the ripple frequency. Therefore, both the back EMF of the motor and the capacitor voltage in the filter can be considered constant between firing events.

Fig. 2 shows the rectifier output voltage $v_{th}(\omega t)$ and current $i_L(\omega t)$ in a line-commutated converter. An average output voltage ($\overline{v_{th1}}, \overline{v_{th2}}, \overline{v_{th3}}$) and a decreasing output current ($\overline{i_{L1}}, \overline{i_{L2}}, \overline{i_{L3}}$) are also illustrated by solid lines. Let us assume that the small-signal gain of the converter could ideally be linearized, achieving [16]

$$\overline{v_{th}} = KV_\alpha \quad (1)$$

where V_α is a control signal and $\overline{v_{th}}$ is the average output voltage. Assuming that both V_α and voltage v_c remain constant, the average output current can be approximated as follows:

$$\hat{i}_L = \overline{i_L(0)} + \Delta \overline{i_L} = \overline{i_L(0)} + \frac{\pi(KV_\alpha - v_c)}{p\omega L} \quad (2)$$

where p is the number of pulses per line cycle and ω is the mains angular frequency. In this context, averaged magnitudes are the time integral over the ripple period $2\pi/p$.

As shown in Fig. 2, during the first and second intervals, the converter operates in CCM, whereas in the third interval, the output current reaches zero at θ_e , such that the converter falls in DCM. As the effective average output voltage is no longer equal to KV_α , the decrement in the average output current will be different from that in previous intervals. In closed-loop operation, this usually results in a disturbance that can lead to transient instability.

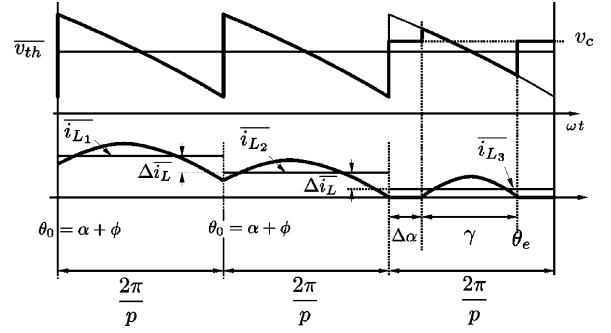


Fig. 3. Output voltage and current in DCM with the proposed compensation.

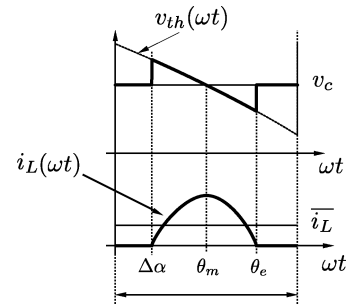


Fig. 4. Output voltage and current during a DCM interval.

Fig. 3 depicts the effect of the proposed compensation. Once in DCM, by delaying the firing event in $\Delta\alpha$, it is possible to obtain the same output current decrement in the third interval as in previous CCM intervals, so that the transient behavior could remain unaltered.

Fig. 4 shows the voltage and current during a single time interval in DCM. As can be seen, the compensation angle $\Delta\alpha$ is a function of the programmed average output current. In order to assess $\Delta\alpha$, a first step is to calculate the average output current resulting from $v_{th}(\omega t)$. The expression for the rectifier output voltage when the current is nonzero is

$$v_{th}(\omega t) = E_{MAX} \sin(\omega t + \alpha + \phi) \quad (3)$$

where E_{MAX} is the peak output voltage and $\phi = (\pi/2) - (\pi/p)$ is the natural commutation angle.

The output current is given by

$$i_L(\omega t) = \begin{cases} \frac{1}{\omega L} \int_{\Delta\alpha}^{\omega t} v_L d\omega t, & \Delta\alpha < \omega t < \theta_e \\ 0, & \text{otherwise} \end{cases} \quad (4)$$

where $v_L(\omega t) = E_{MAX} \sin(\omega t + \alpha + \phi) - v_c$.

By averaging (4), we get

$$\overline{i_L} = \frac{p}{2\pi} \int_0^{2\pi/p} i_L(\omega t) d\omega t. \quad (5)$$

If (3) were included in (5), trigonometric equations requiring numerical solution would result. Nevertheless, the voltage $v_{th}(\omega t)$ throughout a ripple period could be considered linear for a relatively wide range of firing angles α . Therefore, the expression $v_{th}(\omega t)$ could be replaced by the Taylor's expansion in (3) without a significant lack of precision

$$v_{th}(\omega t) \approx v_{th}(\theta_m) + \left. \frac{\partial[v_{th}(\omega t)]}{\partial[\omega t]} \right|_{\omega t=\theta_m} (\omega t - \theta_m). \quad (6)$$

Using (6), the expression for the average output current can be solved easily

$$\bar{i}_L = \frac{p}{3\pi} \frac{E_{MAX}}{\omega L} \left[1 - \left(\frac{v_c}{E_{MAX}} \right)^2 \right] \left[\frac{\pi}{p} - \Delta\alpha \right]^3. \quad (7)$$

Defining I_{LIM} as the boundary between CCM and DCM modes, it can be calculated by setting $\Delta\alpha$ to zero in (7). In steady state, DCM condition is usually reached for values of v_c considerably lower than E_{MAX} . Therefore, assuming that $v_c/E_{MAX} \ll 1$, a further approximation can be made as stated in (8). Otherwise, I_{LIM} will be a function of v_c

$$I_{LIM} = \frac{p}{3\pi} \frac{E_{MAX}}{\omega L} \left[\frac{\pi}{p} \right]^3. \quad (8)$$

By combining (7) and (8), it is possible to obtain a simpler expression for the compensation angle $\Delta\alpha$ that could be calculated online

$$\Delta\alpha = \frac{\pi}{p} \left[1 - \left[\frac{\bar{i}_L}{I_{LIM}} \right]^{1/3} \right]. \quad (9)$$

Equation (9) relates $\Delta\alpha$ to the average output current $\bar{i}_L$ in a given slot. So, for an online compensation, $\bar{i}_L$ needs to be estimated by using (2), thus obtaining $\hat{\bar{i}}_L$. Therefore, the final expression for the compensation angle is

$$\hat{\bar{i}}_L = \bar{i}_L(0) + \frac{\pi(KV_\alpha - v_c)}{p\omega L} \quad (10)$$

$$\Delta\alpha = \frac{\pi}{p} \left[1 - \left[\frac{\hat{\bar{i}}_L}{I_{LIM}} \right]^{1/3} \right].$$

In operation, the output current $\hat{\bar{i}}_L$ is calculated by means of (2) and is compared to I_{LIM} in order to check if the converter will operate in CCM or in DCM before the firing event. If $\hat{\bar{i}}_L \geq I_{LIM}$, the compensation angle is set to zero; otherwise, $\Delta\alpha$ is calculated with (10) and added to the firing angle α .

III. SIMULATIONS AND EXPERIMENTAL RESULTS

The proposed method was implemented in a six-pulse thyristorized precision current source. As depicted in Fig. 5, the system comprises an inner voltage and an outer current loop, a filter to reduce the ripple, and the inductive load. The filter is composed of $L_f = 15$ mH and $C_f = 1.7$ mF, whereas the load is a series combination of $R = 2.25 \Omega$ and $L = 0.81$ H. Other magnitudes are: $f_{LINE} = 50$ Hz and $E_{MAX} = 92$ V. The limit between CCM and DCM is mainly determined by L_f and is

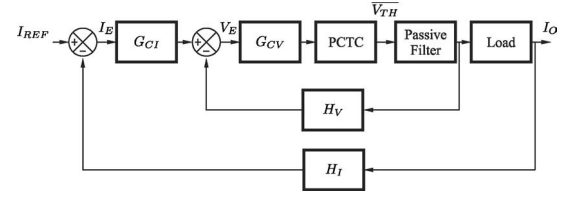


Fig. 5. Implemented current source. G_{ci} : current loop compensator; G_{cv} : voltage loop compensator; H_i : current transducer; H_v : voltage measurement; PCTC: phase-controlled thyristorized converter.

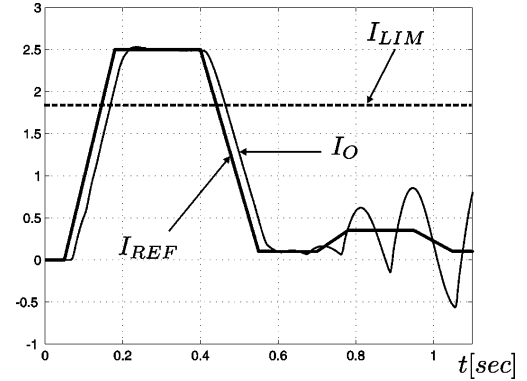


Fig. 6. Simulation: I_{LIM} , reference, and load current for uncompensated system.

obtained using (8)

$$I_{LIM} = \frac{6}{3\pi} \frac{92 \text{ V}}{2\pi \times 50 \text{ Hz} \times 15 \text{ mH}} \left[\frac{\pi}{6} \right]^3 = 1.785 \text{ A}.$$

The voltage and current loop cutoff frequencies were set to 20 and 5 Hz, respectively. The cubic root required to obtain the compensation angle was replaced by a linear piecewise approximation.

The system was simulated in MATLAB/SIMULINK environment. The maximum output current for the tests was selected close to the boundary between CCM and DCM to evidence the benefits of the method. Fig. 6 shows the output current with a trapezoidal current reference, where the degradation in the transient response can be observed, becoming worse for lower current values.

Fig. 7 illustrates the output current using the proposed online compensation. The improvement in the transient response obtained is noticeable, even for the minimum current zone.

The simulated system was also experimentally tested on a 1-kW laboratory prototype using a Motorola's DSP56303 platform. Both control algorithms, voltage and current, cubic root linear piecewise approximation, and firing angle calculation according to (10) were programmed in the same DSP. The angle compensation algorithm only required $3 \mu\text{s}$, which was remarkably less than the time involved in intensive processing methods on the same DSP. As a reference, the time involved in running the Newton-Raphson routine described in [14] and [15] was assessed. The equation to be solved is derived from the model in Fig. 1 and is given by

$$i_L(\omega t = \theta_e) = 0 \quad (11)$$

$$I_1 \gamma + I_2 [\cos(\alpha + \phi) - \cos(\alpha + \phi + \gamma)] = 0$$

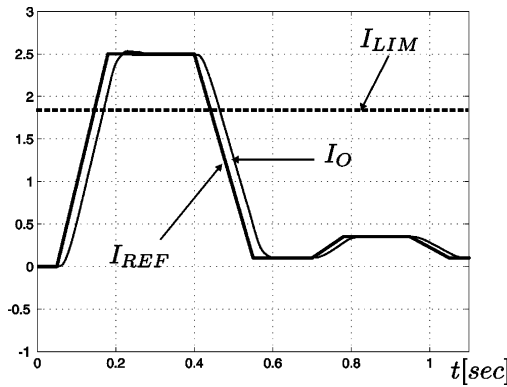


Fig. 7. Simulation: I_{LIM} , reference, and load current with proposed compensation method.

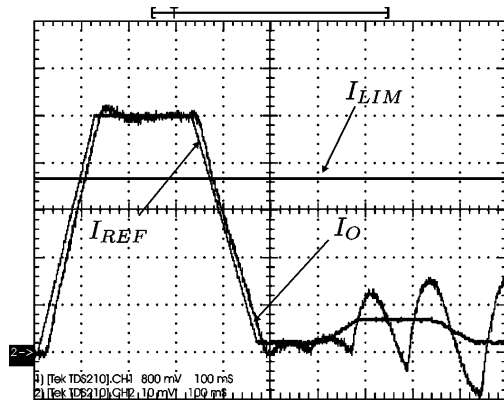


Fig. 8. Experimental results: I_{LIM} , reference, and load current for uncompensated system.

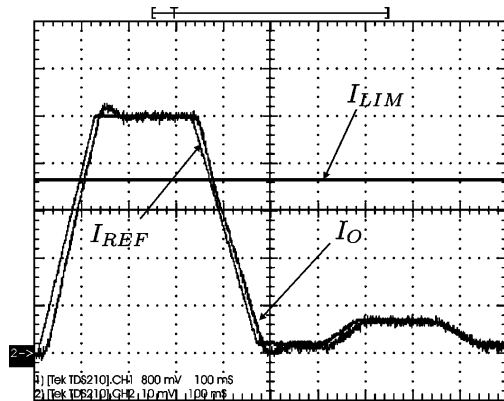


Fig. 9. Experimental results: I_{LIM} , reference, and load current with proposed compensation method.

where

$$I_1 = -\frac{v_c}{\omega L}$$

$$I_2 = \frac{E_{MAX}}{\omega L}$$

θ_e : extinction angle

γ : conduction angle.

Each iteration has approximately the same computational burden as the complete proposed algorithm. The number of itera-

tions required was assessed, yielding between 5 and 10, depending on the algorithm initial guess and operating point. Therefore, the improvement obtained with the proposed method is noticeable.

Fig. 8 shows the measured output current without the proposed compensation. The system behaves unstably when it operates below I_{LIM} , as predicted by the simulations, showing poor performance for low currents.

Fig. 9 shows the output current using the proposed method, recovering the proper transient response.

IV. CONCLUSION

The implementation of a simple compensation method for line-commutated converters in DCM condition was presented. The experimental results for a precision current source are in agreement with the simulations, evidencing a remarkable improvement in transient behavior for DCM operation.

REFERENCES

- [1] J. Rodriguez, J. Pontt, C. Silva, E. Wiechmann, P. Hammond, F. Santucci, R. Álvarez, R. Musalem, S. Kouro, and P. Lezana, "Large current rectifiers: State of the art and future trends," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 52, no. 3, pp. 738–746, Jun. 2005.
- [2] B.-M. Yang, C. Kim, G. Jung, and Y. Moon, "Verification of hybrid real time hvdc simulator in Cheju-Haenam hvdc system," *J. Electr. Eng. Technol.*, vol. 1, no. 1, pp. 23–27, 2006.
- [3] S. Song, "Current control of 12-pulse regenerative converter for high current magnetic power supply," *Electr. Power Compon. Syst.*, vol. 34, no. 8, pp. 917–926, Aug. 2006.
- [4] G. Uicich, M. Benedetti, and J. Rovira, "A novel synchronism method for thyristor power converters using the space vector approach," *IEEE Trans. Nucl. Sci.*, vol. 53, no. 3, pp. 1522–1529, Jun. 2006.
- [5] B. Singh, S. Gairola, B. N. Singh, A. Chandra, and K. Al Haddad, "Multipulse ac-dc converters for improving power quality: A review," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 23, no. 1, pp. 260–281, Jan. 2008.
- [6] B. R. Pelly, *Thyristor Phase-Controlled Converters and Cycloconverters*. New York/Melbourne, FL: Wiley/ Krieger, 1971.
- [7] A. Buxbaum, "Automatic changeover equipment for static converter drives in anti-parallel connection without circulating current," *AEG-Telefunken Prog.*, vol. 4, pp. 119–123, 1973.
- [8] G. Joos and T. Barton, "Four-quadrant dc variable-speed drives design considerations," *Proc. IEEE*, vol. 63, no. 12, pp. 1660–1668, Dec. 1975.
- [9] S. Maestri, M. Benedetti, R. Petrocelli, and G. Uicich, "Phase-controlled line-commutated converter control in discontinuous conduction mode," in *Proc. 2007 Eur. Conf. Power Electron. Appl.*, Sep. 2–5, pp. 1–9.
- [10] G. Joos and E. D. Goodman, "Modeling the discontinuous conduction mode in converter-fed drives," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. IA-21, no. 1, pp. 274–278, Jan. 1985.
- [11] W. Ray and A. Potamianos, "Microprocessor control of a dc motor drive," in *Proc. Inst. Electr. Eng. Conf. Publ.*, 1984, pp. 206–209.
- [12] M. Er, M. Rahman, and K. Lim, "A fast-response digital current controller for a thyristor converter fed dc drive," in *Proc. IEEE Region 10th Conf. Comput. Commun. Technol. Toward 2000 (TENCON)*, 1987, pp. 985–989.
- [13] W. Ray and A. Moussi, "Optimal-current control of converter-fed dc motors. I. Special case for continuous current with negligible resistance," *Inst. Electr. Eng. Proc.—Electr. Power Appl.*, vol. 141, no. 5, pp. 240–248, Sep. 1994.
- [14] S.-J. Jeong and S.-H. Song, "Current control of 12-pulse regenerative converter for 20 ka magnetic power supply," in *Proc. 18th Annu. IEEE Appl. Power Electron. Conf. Expo. (APEC 2003)*, Feb., vol. 1, pp. 256–260.
- [15] S. Jeong and S. Song, "Improvement of predictive current control performance using online parameter estimation in phase controlled rectifier," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 22, no. 5, pp. 1820–1825, Sep. 2007.
- [16] M. Benedetti and G. Uicich, "New high-performance thyristor gate control set for line-commutated converters," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 46, no. 5, pp. 972–978, Oct. 1999.