



UNIVERSIDAD NACIONAL DE LA PLATA

FACULTAD DE INGENIERÍA

TESINA DE GRADO DE INGENIERÍA
ELECTRÓNICA

**Desarrollo e implementación de
controladores por modos deslizantes
para sistemas de conversión de energía
basados en pilas de combustible**

Alumno:

Mateo Zappettini

Director:

Ing. Jorge Anderson

Codirector:

Ing. Paul Puleston

Agradecimientos

Este trabajo fue posible gracias al apoyo de la Universidad Nacional de La Plata (UNLP), el Instituto de Investigación en Electrónica, Control y Procesamiento de Señales (LEICI) y la Comisión de Investigaciones Científicas (CIC) de la Provincia de Buenos Aires.

Quiero expresar mi profundo agradecimiento a mi director, Dr. Ing. Jorge Anderson, y a mi codirector, Dr. Ing. Paul Puleston, por su constante guía, compromiso y generosidad a lo largo del desarrollo de esta tesina. Su experiencia y orientación fueron fundamentales para abordar los desafíos técnicos y enriquecer mi formación profesional.

Finalmente, extiendo mi gratitud a mi familia y amigos, cuyo acompañamiento fue clave en cada etapa de este recorrido académico.

Índice general

Introducción	1
1. Pilas de Combustible: una alternativa sostenible para la transición energética	3
1.1. Fundamentos y Principios de Operación	3
1.2. Modelo Eléctrico y Curva de Polarización	4
1.3. Desafíos y Perspectivas de las PCMIP	5
2. Electrónica de Potencia: clave para la Integración de Energías Renovables	7
2.1. Sistemas Híbridos de Energía: Definición, Ventajas y Desafíos	7
2.2. Sistema de acondicionamiento de potencia	9
2.3. Convertidores CC/CC	9
3. Descripción de la plataforma experimental de evaluación de PCH	14
3.1. Emulador de pilas de combustible	15
3.2. Convertidor CC/CC conmutado	16
3.3. Sistema de control	18
3.3.1. Tareas del DSC en la plataforma experimental	19
3.4. Carga electrónica variable	21
4. Modelado dinámico del sistema experimental	22
4.1. Modelo dinámico del sistema con carga resistiva	23
4.1.1. Ensayos con carga resistiva	24
4.2. Modelado dinámico del sistema con carga de tensión constante	26
4.2.1. Ensayos con carga de tensión constante	27
4.3. Modelos para la simulación	31
5. Diseño y simulación de los controladores	33
5.1. Control PI	33
5.2. Control por Modos Deslizantes (MD)	37
5.2.1. Bases del Control por Modos Deslizantes de Primer Orden	38
5.2.2. Diseño del controlador por MD de Primer Orden	39
5.2.3. Análisis de robustez	41
5.2.4. Análisis de estabilidad de la dinámica cero	42
5.2.5. Otras técnicas de primer orden	44
5.2.6. Control por modos deslizantes de segundo orden	49
5.2.7. Comparación de los controladores por modos deslizantes	51

6. Evaluación experimental de los controladores	53
6.1. Evaluación experimental de los controladores PI	53
6.2. Evaluación experimental de los controladores MD	55
6.3. Evaluación integral de los controladores	59
Conclusiones	62
Anexos	63
Contratiempos en el procesamiento de la corriente	63
Revisión y ajustes del sistema de control	64
Implementación del control por MD en el DSC	67
Bibliografía	69

Resumen

El presente trabajo aborda la implementación y validación de estrategias de control para un convertidor CC/CC tipo puente completo, integrado en una plataforma experimental destinada a ensayar sistemas híbridos de energía que emplean pilas de combustible de hidrógeno (PCH). Se desarrollaron algoritmos proporcionales-integrales (PI) y controladores por modos deslizantes (MD) de primer y segundo orden, orientados a regular la corriente media de salida y garantizar un desempeño robusto frente a perturbaciones externas e incertidumbres en los parámetros del sistema. La elección de estrategias basadas en MD responde a la necesidad de optimizar el desempeño de las PCH y facilitar su integración en sistemas energéticos híbridos, abordando sus desafíos operativos y contribuyendo a su viabilidad en la transición hacia fuentes de energía sostenibles. Mientras que la implementación del control PI sirve como referencia para analizar y comparar el desempeño de los métodos de control por MD desarrollados.

El proyecto incluyó el modelado dinámico del convertidor, que permitió describir matemáticamente su comportamiento bajo diferentes condiciones operativas, y el desarrollo de un sistema de control basado en un controlador digital de señales. Este sistema posibilitó la implementación de las estrategias de control diseñadas y el procesamiento en tiempo real de las señales del convertidor. Los resultados obtenidos muestran correlación con los modelos descritos y la efectividad de las estrategias de control empleadas, destacando su potencial para futuras aplicaciones en sistemas híbridos de energía con pilas de combustible.

Introducción

El cambio climático se ha consolidado como uno de los mayores desafíos de nuestra era, con consecuencias devastadoras que incluyen el aumento de la temperatura global, la intensificación de fenómenos meteorológicos extremos y la pérdida de biodiversidad. Según informes recientes, el sector energético es responsable de más del 70 % de las emisiones globales de gases de efecto invernadero (GEI), posicionándose como el principal contribuyente a este fenómeno [1]. Este panorama se agrava debido a una creciente demanda energética impulsada por el aumento poblacional y el desarrollo industrial [2].

En Argentina, el sector energético no es la excepción, siendo el principal responsable de las emisiones de GEI a nivel nacional. La Fig. 1 muestra la distribución sectorial de estas emisiones y su evolución en el tiempo, destacando la necesidad de una transformación estructural en la matriz energética del país para mitigar su impacto ambiental.

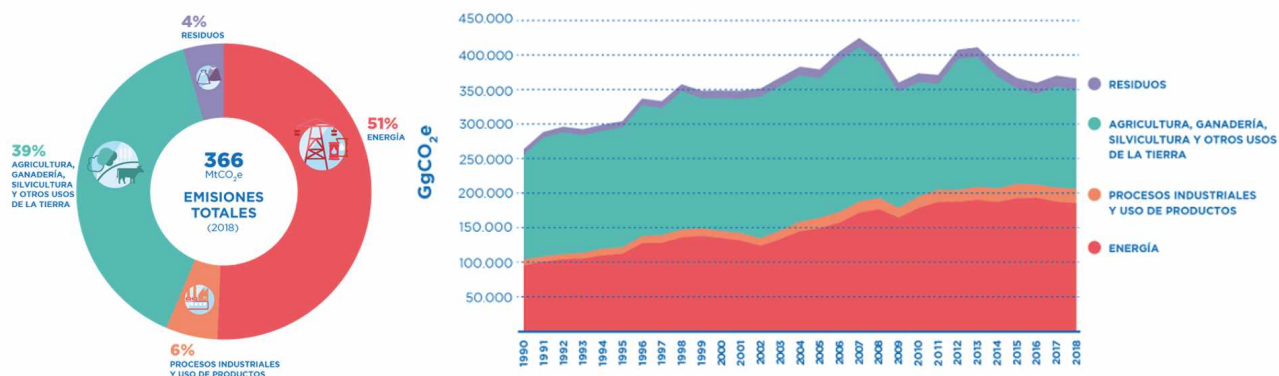


Figura 1: Distribución sectorial y tendencia de las emisiones de GEI en Argentina. Fuente: Cuarto Informe Bienal de Actualización de la República Argentina a la CMNUCC (2021).

Frente a esta problemática, las energías renovables han emergido como una solución esencial. A nivel global, entre 2013 y 2023, la participación de los combustibles fósiles en la matriz energética disminuyó del 82 % al 80 %, mientras que la demanda energética aumentó un 15 %, de los cuales el 40 % fue cubierto por energías renovables [2]. En el ámbito nacional, Argentina ha mostrado avances significativos: en abril de 2024, el 18,6 % de la demanda eléctrica fue cubierta por energías renovables, superando el objetivo fijado para este año y acercándose a la meta del 20 % proyectada para 2025 [3]. Este logro, impulsado principalmente por la generación eólica, se evidencia en la Fig. 2, que muestra la evolución temporal de la potencia instalada por tecnología en el país.

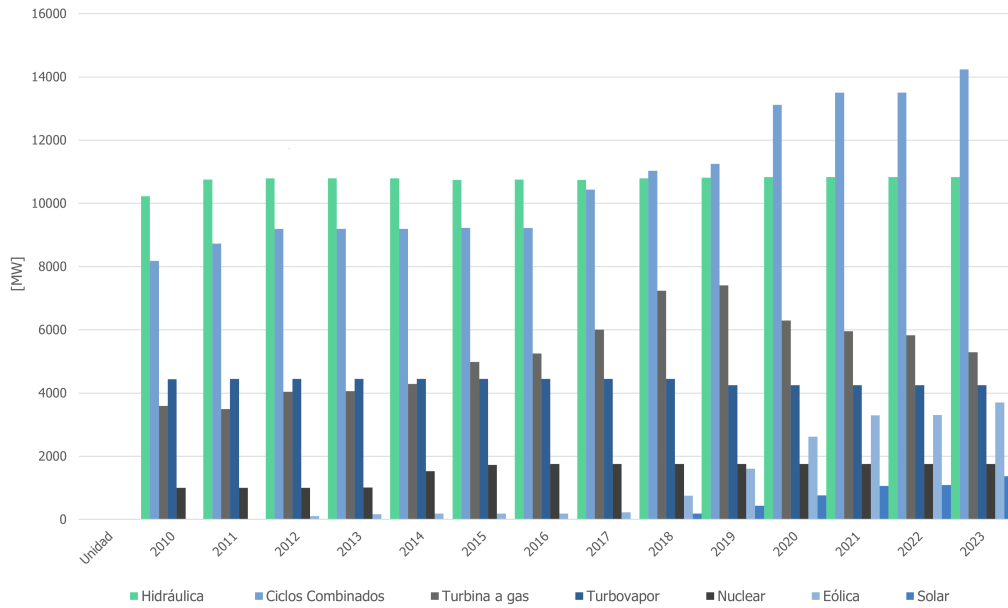


Figura 2: Potencia instalada por tecnología en Argentina. Fuente: CAMMESA.

No obstante, la integración de energías renovables enfrenta desafíos técnicos y operativos. Su carácter intermitente, sumado a las limitaciones de infraestructura, de almacenamiento y transmisión, plantea obstáculos significativos para garantizar un suministro energético confiable y resiliente [4].

En este escenario, las pilas de combustible de hidrógeno (PCH) surgen como una alternativa tecnológica prometedora. Estas destacan por su alta eficiencia, operación libre de emisiones locales y capacidad para integrarse en sistemas de energía híbridos (SEH) [5]. Además, al utilizar hidrógeno, un recurso ampliamente disponible y que se puede obtener de fuentes renovables, las PCH ofrecen una solución atractiva para reducir la dependencia de los combustibles fósiles. Sin embargo, la concreción de una “economía del hidrógeno” enfrenta desafíos tecnológicos relacionados con su fiabilidad, durabilidad y costos [6, 7]. La mejora continua de los materiales y componentes resulta esencial, pero no suficiente. La incorporación de estrategias avanzadas de control se presenta como un desafío tecnológico clave, indispensable para optimizar el desempeño de las PCH, aumentar su eficiencia y garantizar su integración confiable en SEH [6].

La presente tesina tiene como objetivo contribuir a la implementación y validación de estrategias avanzadas de control que permitan superar estas barreras técnicas, promoviendo la integración efectiva de las PCH en redes híbridas de energía y consolidándolas como una herramienta clave en la transición hacia un modelo energético más limpio y sostenible.

Capítulo 1

Pilas de Combustible: una alternativa sostenible para la transición energética

La energía basada en hidrógeno ha ganado protagonismo en los últimos años gracias a sus múltiples ventajas y su versatilidad para diversas aplicaciones. En sectores como el transporte, el hidrógeno es una alternativa ampliamente considerada como combustible, aunque enfrenta desafíos significativos relacionados con su distribución y almacenamiento. Una generación eficiente a base de PCH requiere una comprensión profunda de sus componentes, su comportamiento dinámico y estacionario, y su interacción con las cargas conectadas. Además, estas tecnologías deben cumplir con estrictos requisitos regulatorios, como normas específicas de puesta a tierra[8].

Este capítulo aborda los fundamentos del funcionamiento de las PCH y su potencial para contribuir a la descarbonización del sector energético. Se analizan los aspectos técnicos de su modelado eléctrico y los principales desafíos que enfrentan, especialmente en términos de control automático, donde se destaca la necesidad de incorporar estrategias avanzadas para mejorar su rendimiento y facilitar su integración en sistemas híbridos de energía.

1.1. Fundamentos y Principios de Operación

Las PCH tienen una historia que se remonta a casi dos siglos, durante los cuales su evolución las ha consolidado como una tecnología prometedora para enfrentar los desafíos actuales en la transición hacia sistemas energéticos sostenibles [9]. Estos dispositivos electroquímicos generan energía eléctrica a partir de la reacción entre hidrógeno y oxígeno, produciendo únicamente agua y calor como subproductos, como se describe en la ecuación balanceada:



La estructura básica de una PCH consta de un ánodo (electrodo negativo), un cátodo (electrodo positivo) y un electrolito sólido que separa ambos electrodos. Este electrolito permite el paso de protones (H^+) mientras bloquea el flujo de electrones (e^-), garantizando la generación de una corriente eléctrica externa. En la Fig. 1.1 se presenta un esquema ilustrativo de una PCH.

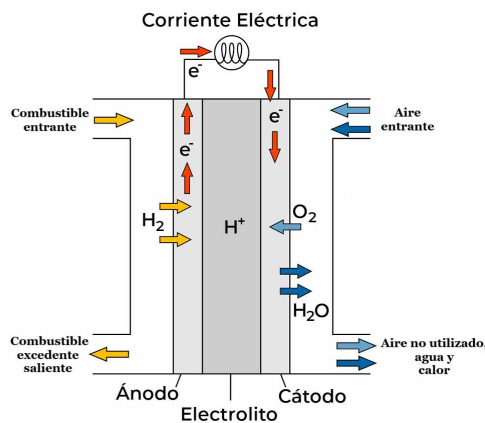


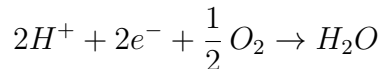
Figura 1.1: Esquema ilustrativo de una PCH.

El proceso electroquímico en una PCH se puede descomponer en dos reacciones parciales:

- En el ánodo, el hidrógeno se disocia en protones y electrones:



- En el cátodo, los protones y electrones reaccionan con oxígeno para formar agua:



Estas reacciones generan una corriente externa de electrones que fluye desde el ánodo al cátodo a través de una carga externa, produciendo energía eléctrica. A diferencia de las baterías, que almacenan energía químicamente en su interior, las PCH son dispositivos de conversión de energía que pueden operar de manera continua mientras se les suministre combustible y un agente oxidante [8]. Además, al no depender de un ciclo de Carnot, las pilas de combustible pueden alcanzar eficiencias energéticas de hasta un 80 %, superando a los sistemas de generación convencionales [6].

Entre los diferentes tipos de PCH, las Pilsas de Combustible de Membrana de Intercambio de Protones (PCMIP) son especialmente atractivas por su baja temperatura de operación, bajo peso, reducido volumen, escalabilidad, alta eficiencia y alta densidad de energía, lo que las convierte en una solución ideal diversas aplicaciones tanto estacionarias como móviles [5].

1.2. Modelo Eléctrico y Curva de Polarización

Desde el punto de vista eléctrico, la pila puede modelarse como una fuente de tensión cuya impedancia de salida depende de manera no lineal con respecto a las condiciones operativas, tales como la temperatura, la corriente eléctrica, las presiones parciales y los niveles de humedad de los gases reactivos. Asimismo, la tensión de salida varía con la carga eléctrica debido a las pérdidas asociadas, clasificadas como de activación, óhmicas y de difusión [6]. Este comportamiento se refleja en la curva de polarización típica mostrada en la Fig. 1.2, donde también se

evidencia el efecto *crossover*. Este fenómeno provoca una caída de tensión incluso en ausencia de corriente, resultado del consumo de combustible sin generación de trabajo útil [10].

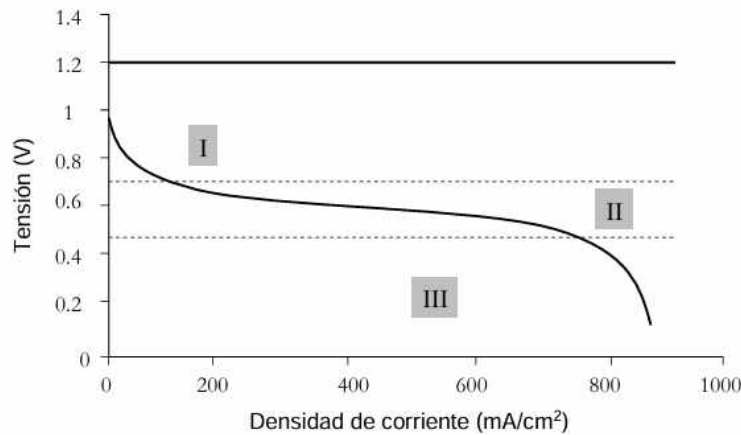


Figura 1.2: Curva de polarización típica de una PCH tipo PEM.

- **Pérdidas de activación (Región I):** Reflejan la energía requerida para iniciar la circulación de electrones y las reacciones químicas en el ánodo y el cátodo. Predominan a bajas densidades de corriente.
- **Pérdidas óhmicas (Región II):** Asociadas a la resistencia del electrolito a la conducción de protones y a la resistencia eléctrica de los electrodos. Crecen proporcionalmente con la corriente.
- **Pérdidas de difusión (Región III):** Ocurren a altas densidades de corriente debido a la limitación en la concentración de reactivos, generando una caída abrupta en la tensión.

1.3. Desafíos y Perspectivas de las PCMIP

Las PCMIP presentan importantes desafíos en términos de control y diseño, lo que ha limitado su adopción masiva en aplicaciones energéticas. Estos dispositivos electroquímicos, que combinan fenómenos químicos, térmicos y eléctricos, presentan un comportamiento altamente no lineal y sensible a variaciones en parámetros como la temperatura, la humedad y las presiones de los gases reactivos. Estas características dificultan la aplicación de técnicas de control lineal convencionales y exigen el desarrollo de estrategias avanzadas para garantizar un desempeño robusto y confiable [6].

Dado que una pila individual genera una tensión aproximada de 1V, es necesario combinar múltiples unidades en módulos, o *stacks*, configurados en serie o en paralelo para satisfacer con los requerimientos de tensión y potencia de salida. Sin embargo, esta configuración apilada introduce desafíos adicionales significativos. Entre estos se encuentran la distribución uniforme de gases, la gestión del calor generado y la humidificación adecuada de las membranas, factores críticos que, sin un control adecuado, pueden afectar tanto el rendimiento como la durabilidad del sistema. Por ejemplo, el calor generado por la reacción electroquímica en los *stacks* puede

elevar excesivamente la temperatura de las pilas, ablandando e incluso destruyendo la membrana si no se disipa adecuadamente [11].

Por otra parte, las amplias variaciones de tensión en el *stack*, provocadas por la polarización, refuerzan la necesidad de incorporar un sistema de gestión de energía. Este sistema debe cumplir con múltiples funciones esenciales: adaptar la tensión del *stack* a las necesidades de la carga, prevenir demandas transitorias que podrían dañar el sistema, y regular de manera eficiente la tensión de salida para garantizar un funcionamiento confiable bajo diversas condiciones operativas [8]. Asimismo, la respuesta lenta de las PCMIP, junto con su incapacidad para recuperar la energía excedente, representan limitaciones técnicas significativas. Estas características han impulsado su integración con dispositivos de almacenamiento eléctrico en SEH como una solución para mejorar su desempeño global [12].

En este contexto, el desarrollo de estrategias avanzadas de control no solo optimiza el desempeño de las PCMIP, sino que también facilita su integración efectiva en sistemas energéticos híbridos. Estas estrategias permiten abordar los desafíos inherentes de las PCH, potenciando su viabilidad como tecnología clave en la transición hacia sistemas energéticos sostenibles.

Capítulo 2

Electrónica de Potencia: clave para la Integración de Energías Renovables

Las PCMIP han demostrado ser una tecnología prometedora para abordar la transición hacia sistemas energéticos sostenibles. Sin embargo, como se analizó en el capítulo anterior, enfrentan limitaciones técnicas significativas que dificultan su adopción masiva y su integración en aplicaciones prácticas. Para superar estas barreras, la electrónica de potencia desempeña un papel crucial al facilitar la interacción eficiente entre las PCMIP, dispositivos de almacenamiento de energía (como baterías y supercapacitores) y las cargas conectadas. En particular, los sistemas híbridos de energía y los sistemas de acondicionamiento de potencia son fundamentales para garantizar un suministro de energía estable, confiable y eficiente. Asimismo, los convertidores, como componentes esenciales de estos sistemas, permiten regular y adaptar la tensión, maximizando el rendimiento del sistema y prolongando la vida útil de los dispositivos.

Este capítulo proporciona una visión general de los sistemas híbridos de energía, los sistemas de acondicionamiento de potencia y los convertidores CC/CC. El objetivo es destacar su relevancia en la operación conjunta de las PCMIP con otras fuentes de energía, consolidando su utilidad en redes energéticas modernas.

2.1. Sistemas Híbridos de Energía: Definición, Ventajas y Desafíos

Los sistemas híbridos de energía renovable combinan diversas fuentes de energía, como solar, eólica y sistemas de almacenamiento, con el objetivo de proporcionar un suministro estable y confiable. Esta configuración permite mitigar la variabilidad e intermitencia propias de las fuentes renovables individuales, lo que resulta en una generación de energía más constante y robusta. Los SEH son fundamentales en el desarrollo de soluciones energéticas sostenibles, ofreciendo una alternativa viable para reducir la dependencia de los combustibles fósiles, disminuir las emisiones de gases de efecto invernadero y satisfacer la creciente demanda de energía limpia, aprovechando las fortalezas complementarias de diversas fuentes renovables [13].

A pesar de sus beneficios, los SEH enfrentan desafíos técnicos considerables. Para asegurar un suministro energético confiable, es esencial incorporar sistemas de almacenamiento de

energía (SAE) que permitan gestionar los picos de demanda y almacenar los excedentes de generación. No obstante, las tecnologías de almacenamiento actuales, como las baterías y los supercapacitores, presentan limitaciones en términos de capacidad, costo y eficiencia, lo que resalta la necesidad de desarrollar soluciones tecnológicas más avanzadas. Además, la integración de múltiples fuentes de energía en un sistema único exige la implementación de estrategias de control sofisticadas y técnicas de gestión avanzadas que optimicen el desempeño de los componentes y garanticen la estabilidad operativa [13].

Gracias a sus características prometedoras, como una alta densidad energética y la capacidad de generar energía sin emisiones locales, las PCMIP han emergido como una tecnología clave en los SEH, siendo ideales para funcionar como fuente primaria en estos sistemas. Sin embargo, debido a que las PCMIP tienen una respuesta dinámica relativamente lenta y no pueden gestionar eficientemente las variaciones abruptas en la demanda energética ni almacenar el exceso de energía generado, es necesario incorporar dispositivos de almacenamiento eléctrico, como baterías y supercapacitores, para complementar las características de las PCMIP [12].

En una configuración típica, las PCMIP actúan como la fuente primaria de energía, mientras que las baterías y los supercapacitores desempeñan el rol de fuentes secundarias, suministrando energía durante las etapas transitorias, los picos de demanda o los procesos de recuperación de energía. Esta integración optimiza el rendimiento del sistema, reduce su tamaño, mejora la eficiencia del combustible y prolonga la vida útil de los dispositivos. Como se ilustra en la Fig. 2.1, estas fuentes se conectan a un bus común de tensión fija mediante convertidores CC/CC, los cuales no solo mantienen esa tensión constante, sino que también regulan el flujo de energía entre las fuentes y la carga [12]. En particular, el convertidor asociado a las PCMIP debe operar eficientemente bajo diversas condiciones operativas del módulo de PCH, garantizando un bajo ripple en la corriente de salida y contribuyendo a la extensión de la vida útil del sistema [5].

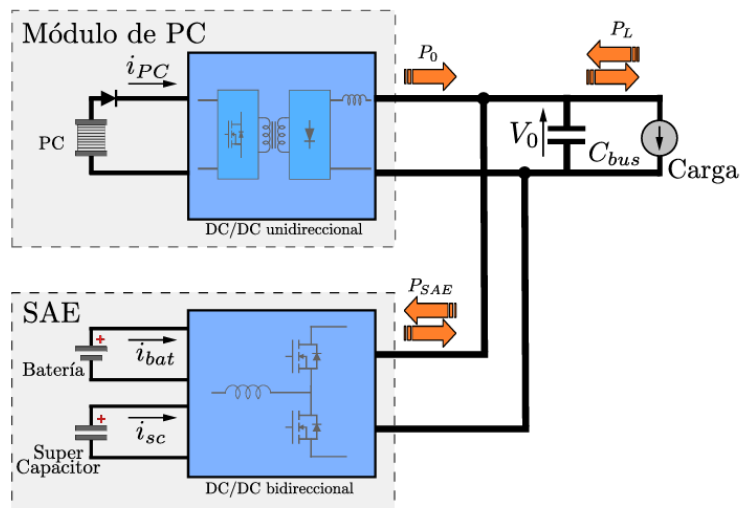


Figura 2.1: Esquema típico de un SEH con un módulo de PCH y SAE integrados a través de un bus común de tensión fija.

La integración efectiva de las PCMIP en SEH plantea importantes desafíos, especialmente

desde la perspectiva del control automático. Estos desafíos no solo surgen de la complejidad inherente a las propias PCMIP, que incluyen fenómenos acoplados como la generación de calor, la humidificación de membranas y las reacciones electroquímicas, sino también de la dificultad de integrar estos dispositivos dentro de un sistema híbrido compuesto por diversas fuentes de energía que interactúan dinámicamente. La gestión de esta interacción exige el diseño de estrategias avanzadas de control que aseguren un reparto adecuado de energía, mantengan la tensión constante en el bus común y garanticen un desempeño confiable bajo condiciones operativas variables.

2.2. Sistema de acondicionamiento de potencia

Un sistema de acondicionamiento de potencia (SAP) es un conjunto de dispositivos electrónicos diseñados para procesar y controlar el flujo de energía eléctrica de manera eficiente, adaptando características como tensión, corriente y frecuencia a las necesidades específicas de una carga o a los requisitos de un sistema eléctrico. Estos sistemas son esenciales en aplicaciones de energías renovables, sistemas de almacenamiento de energía y redes eléctricas inteligentes, permitiendo integrar diversas fuentes de energía y garantizar una operación estable.

Los SAP suelen constar de múltiples etapas de conversión de potencia, en las que cada fase se desacopla instantáneamente mediante el uso de elementos de almacenamiento como capacitores e inductores. Cada una de estas etapas es conocida como convertidor [14]. Los convertidores emplean dispositivos semiconductores controlados por señales electrónicas (circuitos integrados) y, en algunos casos, elementos de almacenamiento de energía. Estos dispositivos permiten transformar la energía en diversas formas, cada una con aplicaciones específicas:

- **Convertidor CA/CC (rectificador):** Transforma la energía alterna en continua. Se utiliza, por ejemplo, en turbinas eólicas para convertir la energía generada en energía continua, que puede ser almacenada o utilizada directamente en aplicaciones de carga.
- **Convertidor CA/CA:** Modifica parámetros de una señal alterna, como su amplitud o frecuencia. Un ejemplo de su uso es el control de velocidad de generadores eólicos, donde se ajusta la frecuencia de salida alterna para cumplir con las especificaciones de la red eléctrica.
- **Convertidor CC/CC:** Se emplea cuando una carga requiere una tensión continua específica, generalmente regulada. En aplicaciones de PCH, ajusta la salida del módulo para coincidir con los requisitos de tensión de sistemas de almacenamiento o cargas.
- **Convertidor CC/CA (inversor):** Convierte la energía continua en alterna. Es esencial en PCH, adaptando la energía generada por el *stack* para que sea compatible con la red eléctrica o pueda ser utilizada directamente en instalaciones residenciales o comerciales.

2.3. Convertidores CC/CC

En el diseño de convertidores CC/CC, existen diferentes enfoques según el rendimiento deseado. Uno de los métodos más simples para convertir una tensión continua a otra de me-

nor valor es mediante el uso de un convertidor CC/CC lineal. Para entender el principio de funcionamiento de esta alternativa se presenta en la Fig. 2.2, a modo de ejemplo, un circuito básico de este tipo. En esta topología, la tensión de salida se calcula mediante la expresión $V_0 = I_L R_L$, siendo la corriente de carga controlada por el transistor. Ajustando la corriente de base del transistor es posible regular la tensión de salida en un rango que va desde 0 hasta V_s , permitiendo que el sistema compense variaciones en la tensión de alimentación o en la carga.

Este tipo de circuito, conocido como convertidor CC/CC lineal o regulador lineal, opera en la región lineal del transistor, comportándose como una resistencia variable. lo que lo convierte en una solución sencilla para aplicaciones donde no se requiere una alta eficiencia [15].

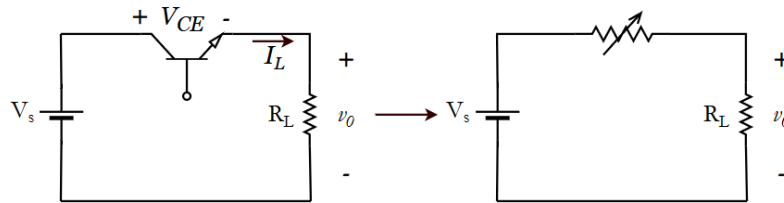


Figura 2.2: Regulador lineal básico.

Aunque el regulador lineal es una solución sencilla para reducir la tensión de alimentación continua y regular la salida, su baja eficiencia representa una desventaja significativa, especialmente en aplicaciones de potencia. La potencia absorbida por la carga es $V_0 I_L$ mientras que la potencia absorbida por el transistor es $V_{CE} I_L$, asumiendo que la corriente de base es pequeña. La pérdida de potencia en el transistor es la principal causa de ineficiencia en este tipo de circuito.

Una alternativa más eficiente es el convertidor conmutado. En estos, el transistor opera como un interruptor electrónico, alternando entre los estados de corte y saturación. Suponiendo un interruptor ideal, la salida se iguala a la entrada cuando el interruptor está cerrado y se reduce a cero cuando está abierto. Este proceso de apertura y cierre periódico del interruptor genera una salida de pulsos, como se ilustra en la Fig. 2.3 cuya componente continua se calcula como:

$$V_0 = \frac{1}{T_s} \int_0^{T_s} v_0(t) dt = \frac{1}{T_s} \int_0^{DT_s} V_s dt = V_s D \quad (2.1)$$

Donde D es el ciclo de trabajo, definido como la fracción del periodo en que el interruptor permanece cerrado: $D = \frac{t_c}{T_s}$, siendo T_s el periodo de conmutación y t_c el tiempo activo por periodo. En este tipo de circuito, la componente continua de la salida es siempre menor o igual a la tensión de entrada, y se controla ajustando el ciclo de trabajo D .

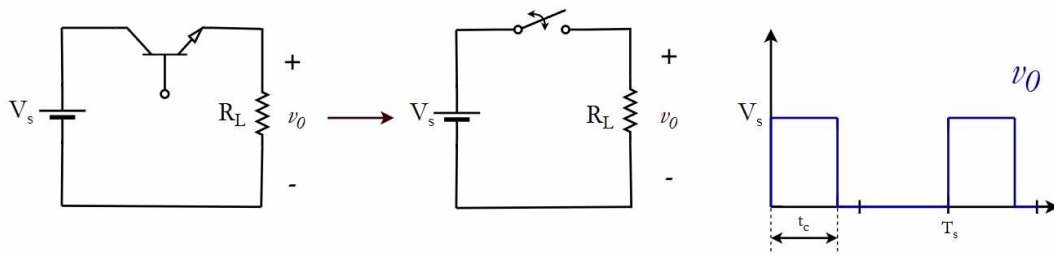


Figura 2.3: Convertidor CC/CC conmutado básico

La potencia absorbida por un interruptor ideal es cero. Cuando el interruptor está abierto, no circula corriente a través de él, y cuando está cerrado, no se produce caída de tensión en el mismo. En consecuencia, toda la potencia es absorbida por la carga, logrando una eficiencia energética teórica del 100 %. Sin embargo, en un interruptor real se producirán pérdidas, ya que la tensión del interruptor no será cero cuando este conduciendo y el interruptor deberá pasar por la región lineal al pasar de un estado a otro.

En algunas aplicaciones puede ser suficiente controlar la componente continua de una salida de pulsos como la mostrada en la Fig. 2.3, pero muchas veces el objetivo es obtener una salida que sea continua pura. Para ello, se puede insertar un filtro paso bajo después del interruptor, como se ilustra en la Fig. 2.4. Este filtro, compuesto por una bobina y un capacitor, suaviza la tensión de salida del convertidor. Se agrega además un diodo que proporciona un camino para la corriente de la bobina cuando el interruptor está abierto, y se polariza en inversa cuando el interruptor está cerrado. Este tipo de circuito se denomina convertidor reductor o *buck*, ya que la tensión de salida es menor que la de entrada.

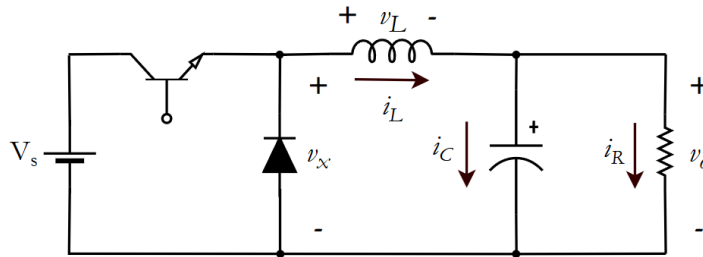


Figura 2.4: Convertidor CC/CC reductor.

Si el filtro paso bajo es ideal, la tensión de salida será la media de la tensión de entrada del filtro. En este caso, la entrada al filtro, denotada como v_x en la Fig. 2.4, es igual a V_s cuando el interruptor está cerrado y cero cuando está abierto. Si el interruptor se cierra periódicamente con un ciclo de trabajo D , la tensión media en la entrada del filtro será $V_s D$, como se indicó en la ec. (2.1). Para este análisis, se asume que la corriente en la bobina es siempre positiva, lo que se denomina modo de conducción continua del convertidor (MCC).

Otra forma de abordar el funcionamiento del convertidor reductor de la Fig. 2.4 es examinar la tensión y la corriente en la bobina. Este enfoque será útil para el análisis del circuito que se presentará en la Sec. (3.2). Para ello, se suponen las siguientes condiciones:

- El circuito opera en régimen permanente.
- La corriente en la bobina es siempre positiva.
- El valor del capacitor es muy grande y la tensión de salida se mantiene constante en V_0 .
- El periodo de conmutación es T_s , durante el cual el interruptor permanece cerrado durante un tiempo DT_s y abierto durante el resto, $(1 - D)T_s$.
- Los componentes son ideales.

La clave para determinar la salida V_0 es examinar la corriente o la tensión en la bobina en los dos estados del interruptor: cerrado y abierto. A continuación, se analiza la tensión en el inductor, recordando que su valor medio debe ser cero. Este mismo análisis podría llevarse a cabo a través de la corriente, ya que se sabe que la variación neta de la corriente en un periodo debe ser cero en régimen permanente.

- **Interruptor cerrado:** el diodo se polariza en inversa y el circuito equivalente es el mostrado en la Fig. 2.5a. La tensión en la bobina es:

$$V_L = V_s - V_0$$

- **Interruptor abierto:** el diodo se polariza en directa para dejar pasar la corriente de la bobina y se aplica el circuito equivalente de la Fig. 2.5b. La tensión en la bobina es:

$$V_L = -V_0$$

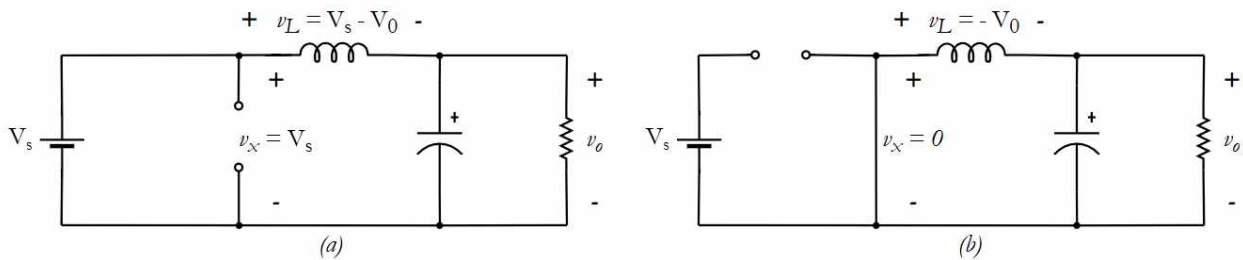


Figura 2.5: (a) Circuito equivalente cuando el interruptor está cerrado, (b) Circuito equivalente cuando el interruptor está abierto.

A partir de estas consideraciones se construyen las formas de onda de la señales del convertidor, como se ilustra en la Fig. 2.6. Observando las gráficas y teniendo en cuenta que la tensión media en la bobina es cero en régimen permanente, resulta:

$$V_L = (V_s - V_0) DT_s - V_0 (1 - D) T_s = 0,$$

que al despejar se obtiene :

$$V_0 = DV_s$$

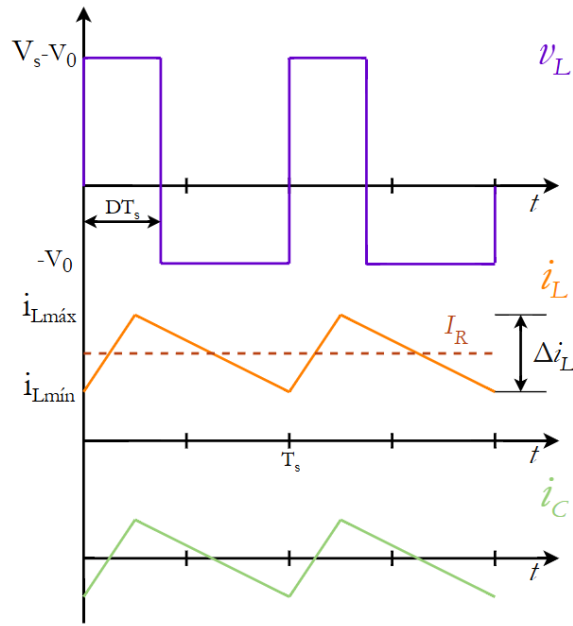


Figura 2.6: Formas de onda del convertidor reductor: tensión en la bobina, corriente de la bobina y corriente del capacitor.

Una característica que se destaca de esta topología bajo estos supuestos es que la tensión de salida depende únicamente de la entrada y del ciclo de trabajo D . Si la tensión de entrada fluctúa, la salida puede regularse ajustando el ciclo de trabajo adecuadamente. Para lograr este control, es necesario un bucle de realimentación que muestree la tensión de salida, la compare con una referencia y ajuste el ciclo de trabajo del interruptor en consecuencia.

Capítulo 3

Descripción de la plataforma experimental de evaluación de PCH

En los capítulos anteriores se abordaron los desafíos asociados a la integración de las PCH en SEH. En este contexto, surge la necesidad de contar con herramientas que permitan analizar, desarrollar y validar dichas estrategias antes de su implementación en sistemas reales. En un trabajo previo se realizó el diseño y desarrollo de una plataforma experimental de evaluación de sistemas híbridos de energía basados en PCH [16]. En el presente trabajo se propone la implementación y evaluación de estrategias avanzadas de control sobre esta plataforma. Por esta razón, resulta indispensable realizar una revisión de los bloques fundamentales que componen al sistema.

El sistema experimental, ilustrado en la Fig. 3.1, consta de cuatro subsistemas:

1. Emulador de pilas de Combustible.
2. Convertidor CC/CC conmutado.
3. Sistema de control.
4. Carga electrónica variable.

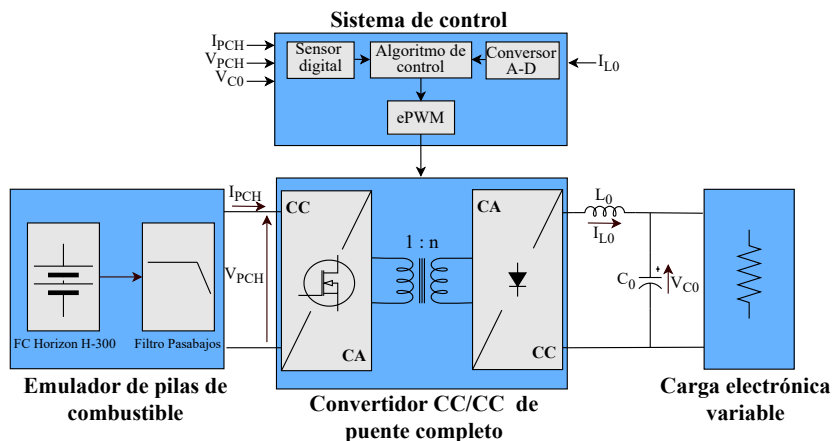


Figura 3.1: Diagrama de bloques de la plataforma experimental de un módulo de PCH.

De manera general, la plataforma experimental está diseñada para evaluar el desempeño de un módulo de pilas de combustible. En este sistema, un emulador de pilas de combustible toma el lugar de las PCH reales, replicando su comportamiento para garantizar condiciones controladas de operación. Una carga electrónica variable se emplea para emular diversas condiciones de carga en el bus de corriente continua, lo que permite analizar el sistema en diferentes escenarios. Para integrar el emulador con la carga, se utiliza un convertidor CC/CC, encargado de adaptar los niveles de tensión de salida del emulador a los requisitos específicos de la carga, asegurando una tensión fija en su salida. Además, un módulo de control supervisa el estado del sistema, monitoreando sus variables en tiempo real y controlando el disparo de las llaves del convertidor para garantizar un funcionamiento eficiente. A continuación se llevará a cabo una descripción parcial de cada uno de estos subsistemas.

3.1. Emulador de pilas de combustible

El diseño de la plataforma fue concebido para incluir un modelo comercial, el módulo H-300 de la serie H de pilas de combustible de *Horizon Fuel Cell Technologies*, ilustrado en la Fig. 3.2. Este modelo es una PCH de 300W, refrigerada por aire, del tipo PCMIP, que consta de un *stack* de 60. Su desempeño nominal es de 36V de tensión a 9A de corriente, con una tensión de circuito abierto de aproximadamente 60V.



Figura 3.2: Pila de combustible tipo PCMIP, modelo *Horizon Fuel Cell Technologies* H-300.

Dado que el uso de dispositivos basados en hidrógeno está restringido por cuestiones de seguridad y disponibilidad, se prevé la incorporación de un emulador que permita replicar, en condiciones controladas, la curva característica eléctrica de la PCH comercial. Este emulador se implementa mediante un convertidor de potencia, que, a través de un lazo de control, regula la tensión de salida para que coincida con la característica de la PCH.

Mientras tanto, en este proyecto, se ha optado por utilizar una fuente de laboratorio de corriente continua, modelo HP 6010A [17], para ocupar el lugar de la PCH. De esta forma, el enfoque principal de este trabajo es el desarrollo y evaluación exhaustiva de las estrategias de control avanzadas dentro del sistema experimental.

3.2. Convertidor CC/CC conmutado

En el capítulo anterior, se abordó la importancia de incluir un SAP para integrar a las PCH en los sistemas energéticos. Dentro de las diferentes topologías de SAP disponibles, se pueden identificar dos grandes categorías: los SAP aislados y los no aislados. Los sistemas no aislados son particularmente atractivos debido a su sencilla implementación, fácil control y bajo costo. No obstante, en aplicaciones donde se requiere una alta ganancia de tensión a partir de una baja tensión de entrada, estos sistemas deben operar con un ciclo de trabajo elevado, lo que provoca pérdidas de eficiencia y el sobredimensionamiento de los componentes. Por el contrario, los SAP aislados emplean una etapa intermedia en corriente alterna para alcanzar una ganancia de tensión elevada, aprovechando la relación de vueltas de un transformador de alta frecuencia (TAF). La salida de esta etapa es rectificadora y filtrada antes de conectarse al bus de corriente continua [18].

Dentro de los convertidores aislados, una topología ampliamente difundida, y que forma parte de esta plataforma experimental, es la del convertidor CC/CC de tipo puente completo, cuyo diagrama circuital se ilustra en la Fig. 3.3. Este convertidor consta de una primera etapa inversora monofásica, conformada por cuatro llaves dispuestas en una estructura tipo puente H. La salida del inversor se conecta al primario del transformador, mientras que el lado secundario está acoplado a un rectificador de diodos. Este rectificador aplica una tensión cuadrada sobre uno de los bornes del inductor del filtro de salida L_0 , cuya frecuencia es el doble de la frecuencia de conmutación de las llaves. Por la presencia del rectificador, la corriente solo puede circular en un único sentido, lo que hace que la transferencia de potencia en esta topología sea unidireccional [5].

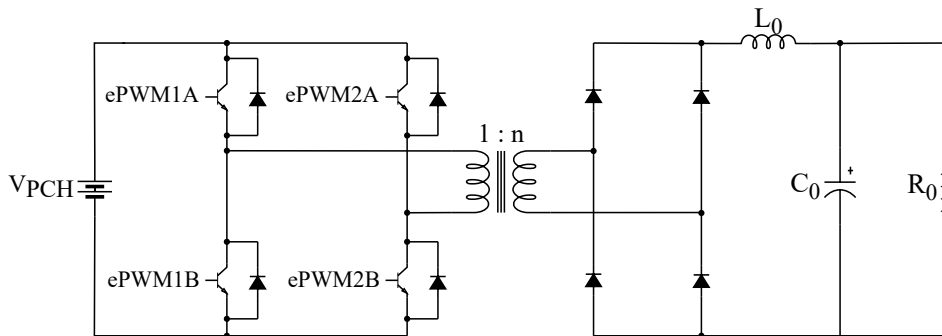


Figura 3.3: Convertidor aislado tipo puente completo o *full-bridge*, con rectificador de puente completo en el secundario.

La modulación del inversor se realiza mediante la técnica de Modulación por Desplazamiento de Fase o *phase-shift*, la cual reduce el estrés sobre las llaves de conmutación. En cada columna del inversor, las dos llaves asociadas conducen durante medio ciclo de manera complementaria, lo que genera tensiones cuadradas con valor pico igual a la tensión de alimentación V_i . Estas tensiones en las columnas tienen una fase relativa Φ , la cual puede ser ajustada. Como resultado, la señal sobre el primario del transformador es una onda cuadrada de tres niveles y alta frecuencia, tal como se muestra en la Fig. 3.4.

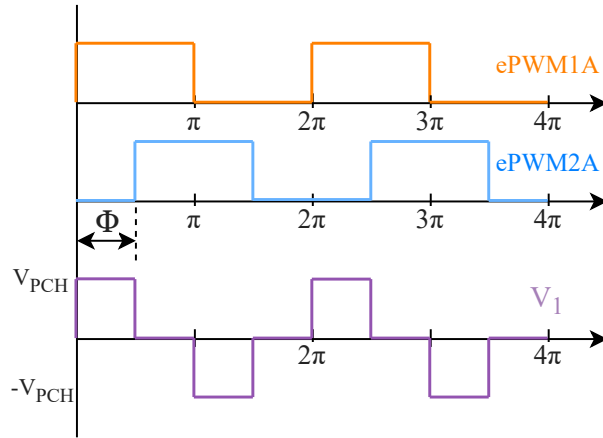


Figura 3.4: Modulación mediante técnica de desplazamiento de fase en el convertidor *full-bridge*.

Para determinar la relación de conversión del sistema, se consideran simplificaciones análogas a las enunciadas en la Sec. 2.3:

- El convertidor opera en estado estacionario.
- La constante de tiempo impuesta por el capacitor C_0 y la carga R_0 es suficientemente grande en comparación con el periodo de conmutación, de modo que la tensión de salida V_0 se mantiene aproximadamente constante.
- El convertidor trabaja en MCC, es decir, la corriente en el inductor L_0 no se anula en ningún momento.
- Todos los componentes son ideales.

Bajo estas consideraciones, la integral del voltaje sobre el inductor V_L durante un periodo completo debe ser cero, lo que conduce a la expresión mostrada en la ec. (3.1). En dicha ecuación, V_o es la tensión de salida del convertidor, n es la relación de vueltas del transformador, $u = \frac{\Phi}{\pi}$ representa la fase relativa normalizada y V_{PCH} es la tensión de entrada del convertidor.

$$V_o = n \cdot u \cdot V_{PCH} \quad (3.1)$$

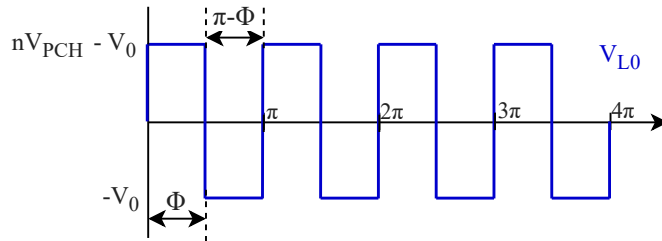


Figura 3.5: Tensión sobre el inductor del filtro de salida L_0 .

3.3. Sistema de control

El sistema de control constituye un bloque esencial dentro de la plataforma experimental, siendo su función principal garantizar un funcionamiento óptimo del sistema bajo diferentes condiciones operativas. Para ello, adquiere datos provenientes de sensores, analiza esta información y genera las correspondientes señales de comando. Además, monitorea y registra los estados de las variables de interés, lo cual es crucial para la ejecución y evaluación de los controladores durante los ensayos experimentales, entre otras tantas funcionalidades.

Para cumplir con estas tareas, se utiliza un controlador digital de señales (DSC), una variante especializada de los microcontroladores diseñada específicamente para procesar señales digitales de manera eficiente. A diferencia de los microcontroladores convencionales, los DSC ofrecen una arquitectura optimizada, con un conjunto de instrucciones orientadas al procesamiento de datos en tiempo real. Además, incluyen periféricos avanzados, como módulos de comunicación, temporizadores y generadores de formas de onda, lo que los convierte en una solución versátil para sistemas embebido.

Para este proyecto, se seleccionó el controlador TMS320F28335 de la línea C2000 de *Texas Instruments*, un dispositivo optimizado para el procesamiento, el sensado y la actuación en aplicaciones de control en tiempo real. Este DSC incorpora una arquitectura Harvard de 32 bits, una frecuencia de reloj de 150 MHz y una memoria flash de 256K palabras de 16 bits. También cuenta con un conversor analógico-digital (ADC) de 12 bits y 16 canales, junto con módulos de comunicación serie como SPI, I^2C y UART, ofreciendo la flexibilidad necesaria para desempeñar tanto funciones de un microcontrolador convencional como de un procesador de señales digitales [19, 20].



Figura 3.6: Controlador digital de señales modelo TMS320F28335 de la línea C2000.

La elección de este dispositivo responde principalmente a su disponibilidad en el laboratorio y a su uso exitoso en proyectos previos, lo que aporta referencias prácticas para su implementación. Sus especificaciones técnicas, la amplia variedad de periféricos integrados y la documentación completa proporcionada por el fabricante lo convierten en una solución ideal para las necesidades del sistema.

3.3.1. Tareas del DSC en la plataforma experimental

La lógica de disparo de las llaves es generada internamente por el DSC a través del módulo integrado ePWM. Las señales PWM se configuran en el modo *Up-down-count* con un ciclo de trabajo fijo del 50%. Al inicio de cada ciclo, se genera una interrupción que inicia la secuencia de conversión del ADC. Además, una interrupción de usuario, configurada con máxima prioridad, ejecuta el cálculo de la acción de control y ajusta el registro que define el desfase entre las señales de comando.

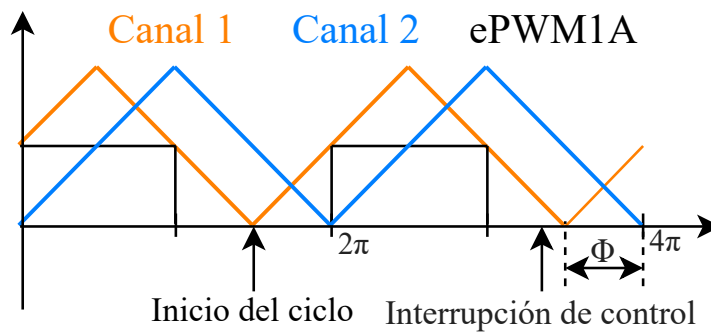


Figura 3.7: Implementación de la generación de las señales de comando en el DSC.

La corriente de salida i_{L0} es la variable a medir más importante, ya que controla directamente la potencia de salida que se entrega al bus de continua del sistema híbrido, con lo cual, la correcta adquisición del valor medio de esta es esencial para la implementación de las distintas estrategias de control. Se incorpora con este motivo en la plataforma el modelo TMCS1100A4 de *Texas Instruments*, un sensor Hall de alta precisión y aislamiento básico. La forma de la corriente de salida del convertidor se puede observar en la Fig. 3.8. Para calcular su valor medio, se implementa un sobremuestreo de la corriente, que posteriormente es procesado mediante un filtro digital. Durante cada período de conmutación, se toman ocho muestras equiespaciadas de la corriente, y el valor medio por ciclo se obtiene utilizando un filtro FIR.

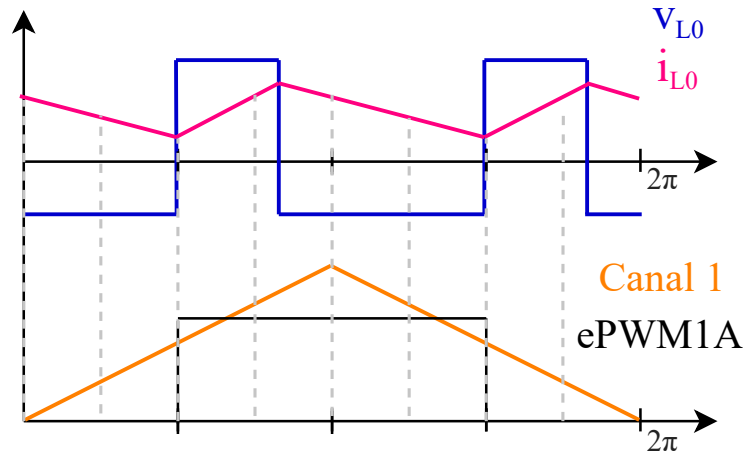


Figura 3.8: Tensiones y corrientes en la inductancia L_0 .

El enfoque adoptado para la estructura de control consiste entonces en procesar la corriente de salida i_{L0} mediante un filtro digital. Luego, se calcula la acción de control correspondiente a partir de la estrategia seleccionada y este valor u se utiliza para ajustar el desfase de la señal PWM de la segunda columna respecto de la primera. Simultáneamente, el ADC realiza la adquisición de las muestras de corriente del ciclo actual.

Por otro lado, se incluye en la plataforma, el circuito integrado modelo LM5056A de *Texas Instruments*, descrito por el fabricante como un dispositivo de administración de potencia de sistemas de alta tensión. A partir de este, se realiza la medición de variables de menor interés para la aplicación, como las tensiones V_{PCH} y V_0 , y la corriente de la pila I_{PCH} . La adquisición del estado de estas variables es importante para monitorear el correcto funcionamiento general del sistema pero también para el diseño de estrategias avanzadas de control. Para transmitir los datos de tensión y corriente que entrega el monitor de potencia se utiliza el protocolo de transmisión de datos en serie I^2C , ya que el sensor ya incluye internamente un controlador y *firmware* que se encarga de transmitir los datos obtenidos por este bus.

Para la calibración de ambos sensores, se tomaron los datos “crudos” de cada variable, obtenidos a partir del debugger del DSC, así como las mediciones de los mismos utilizando un instrumento de referencia. Seguidamente, se realizó una interpolación lineal mediante la herramienta *Curve Fitter* de MATLAB.

Se programaron además en el dispositivo rutinas de ensayo de los controladores para estandarizar la evaluación del desempeño del sistema tanto a lazo abierto como a lazo cerrado. Los ensayos incluyen escalones o rampas de referencia, y las muestras obtenidas son almacenadas para luego ser enviadas a través de comunicación UART a una computadora para su análisis.

3.4. Carga electrónica variable

Para la realización de los ensayos necesarios para relevar el funcionamiento de la plataforma, se debe contar con algún tipo de carga a la salida del sistema que se encargue de absorber la potencia. Debe ser una carga programable o variable que permita evaluar el funcionamiento del sistema en las distintas condiciones de carga que se puedan encontrar en un sistema híbrido.

El modelo seleccionado para cumplir este rol es la carga programable de corriente continua disponible en el laboratorio, modelo IT8514B+ del fabricante *ITECH Electronic*, que se puede observar en la Fig. 3.9.



Figura 3.9: Carga electrónica variable modelo ITECH IT 8514B.

Esta cuenta con cuatro modos distintos de emulación de carga: corriente constante (CC) hasta $60A$, tensión constante (CV) hasta $500V$, resistencia constante (CR) y potencia constante (CW) hasta $1500W$. el dispositivo cuenta con un display en el cuál se indican los valores de tensión, corriente y potencia absorbidos por la carga con alta precisión, evitando la necesidad de utilizar un dispositivo de medida separado para obtener estos valores [21]. Todas estas funcionalidades, junto con su capacidad de tensión, corriente y potencia elevadas, hacen a este un dispositivo ideal para la evaluación del funcionamiento de la plataforma en todas las condiciones de carga necesarias.

Capítulo 4

Modelado dinámico del sistema experimental

El trabajo experimental desarrollado en este proyecto tiene como objetivo central la creación de una estructura de control robusta que permita evaluar diversas técnicas de control aplicadas al convertidor electrónico de potencia. Para lograr este propósito, resulta fundamental comprender y modelar el comportamiento dinámico del sistema, ya que un modelo preciso es clave para diseñar y ajustar adecuadamente los controladores. Por este motivo, en este capítulo se aborda el desarrollo del modelo dinámico del sistema experimental, considerando distintas configuraciones de carga, incluyendo tanto cargas resistivas como de tensión constante.

En la Fig. 4.1 se presenta el diagrama de bloques de la plataforma experimental utilizada en este trabajo. En esta configuración inicial, se reemplaza el emulador de PCH por una fuente de alimentación de CC.

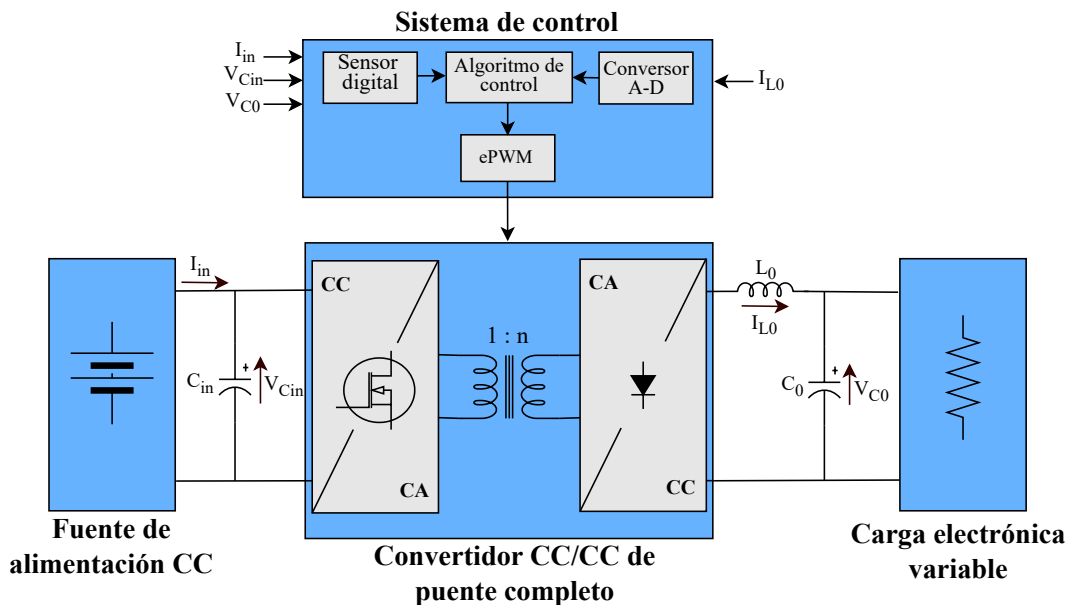


Figura 4.1: Diagrama de bloques de la plataforma experimental.

Además del desarrollo del modelo, este capítulo incluye los ensayos experimentales diseñados para validar el modelo propuesto, analizar el desempeño del sistema bajo diversas condiciones operativas y combinar el modelado teórico con la identificación experimental de parámetros. Los resultados obtenidos no solo contribuyen a una mejor comprensión de la dinámica del sistema, sino que también proporcionan una base sólida para construir modelos de simulación más precisos, que serán empleados en etapas posteriores para el diseño de los controladores.

4.1. Modelo dinámico del sistema con carga resistiva

Aunque en aplicaciones típicas se considera que la tensión del bus común está regulada de manera externa y se mantiene constante, en esta etapa se opta por utilizar una carga resistiva para facilitar la estimación de los parámetros del circuito. Esta simplificación permite analizar el comportamiento dinámico del sistema sin la complejidad añadida de la regulación externa, enfocándose en obtener una representación precisa de las características del sistema bajo condiciones controladas.

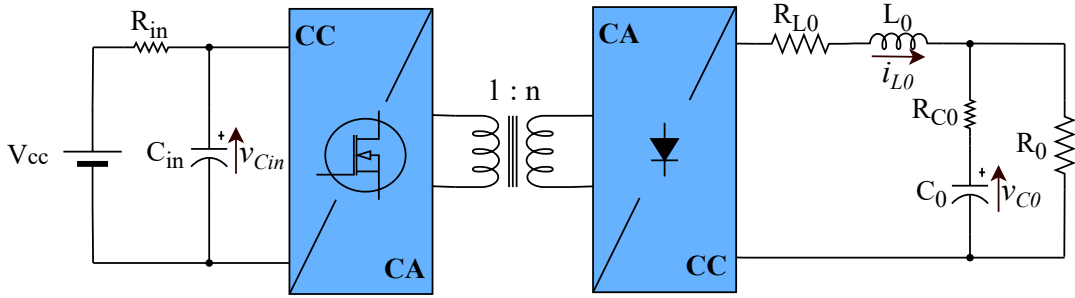


Figura 4.2: Diagrama esquemático del convertidor aislado *full-bridge* con carga resistiva.

Considerando el sistema experimental representado en la Fig. 4.2, es posible obtener un modelo matemático promediado. Para ello, se realizan las siguientes simplificaciones:

- El convertidor trabaja en MCC.
- Se tienen en cuenta las pérdidas en el inductor L_0 , el capacitor C_0 y la resistencia de salida de la fuente de alimentación V_{cc} .
- Los demás componentes se consideran ideales.

A partir de estas premisas, se llega a las siguientes ecuaciones dinámicas que describen al sistema:

$$\begin{cases} \dot{v}_{Cin}^- &= \frac{V_{cc}}{R_{in} C_{in}} - v_{Cin}^- \cdot \frac{1}{R_{in} C_{in}} - i_{L0}^- \cdot \frac{n u}{C_{in}} \\ \dot{i}_{L0}^- &= v_{Cin}^- \cdot \frac{n u}{L_0} - i_{L0}^- \cdot \frac{(R_{L0} + R_0)}{L_0} - v_{C0}^- \cdot \frac{R_0}{L_0 (R_{C0} + R_0)} \\ \dot{v}_{C0}^- &= i_{L0}^- \cdot \frac{R_0}{C_0 (R_{C0} + R_0)} - v_{C0}^- \cdot \frac{1}{C_0 (R_{C0} + R_0)} \end{cases} \quad (4.1)$$

Estas ecuaciones corresponden a los estados dinámicos del sistema, asociados a la tensión en el capacitor de entrada (C_{in}), la corriente en el inductor del filtro de salida (L_0) y la tensión en el capacitor del filtro de salida (C_0), respectivamente. Cabe destacar que se utiliza la notación con “barra” para referirse a los valores promediados de estas variables.

Al linealizar el sistema en torno a un punto de equilibrio, determinado por el valor deseado de la corriente media de salida, se observa que, siempre que la resistencia de salida de la fuente de alimentación R_{in} sea lo suficientemente pequeña, la variación de la tensión en el capacitor de entrada es mínima. Además, la dinámica del filtro de salida domina claramente sobre la del capacitor de entrada. En este contexto, se justifica despreciar la dinámica del capacitor de entrada, lo que simplifica el modelo dinámico del sistema y permite representarlo mediante las siguientes ecuaciones de estado:

$$\begin{cases} \dot{i}_{L0}^- &= v_{rec}^- \cdot \frac{1}{L_0} - i_{L0}^- \cdot \frac{(R_{L0}+R_0)}{L_0} - v_{C0}^- \cdot \frac{R_0}{L_0(R_{C0}+R_0)} \\ \dot{v}_{C0}^- &= i_{L0}^- \cdot \frac{R_0}{C_0(R_{C0}+R_0)} - v_{C0}^- \cdot \frac{1}{C_0(R_{C0}+R_0)} \end{cases} \quad (4.2)$$

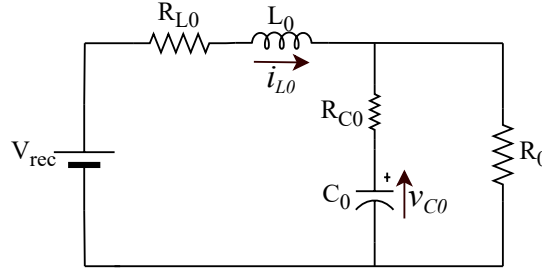


Figura 4.3: Diagrama circuital del filtro pasabajos de salida con carga resistiva.

Esta simplificación permite obtener un modelo lineal, en el cual, la tensión de entrada corresponde al valor medio de la tensión rectificadora a la salida del puente de diodos, y cuyo valor está dado por la relación de conversión $v_{rec}^- = n v_{Cin}^- u$. El modelo linealizado puede describirse mediante su función de transferencia, representada en la ec.(4.3):

$$G = \frac{I_{L0}(s)}{V_{rec}(s)} = \frac{C_0 (R_{C0} + R_0) s + 1}{L_0 C_0 (R_{C0} + R_0) s^2 + [L_0 + C_0 (R_0 R_{C0} + R_0 R_{L0} + R_{L0} R_{C0})] s + R_{L0} + R_0} \quad (4.3)$$

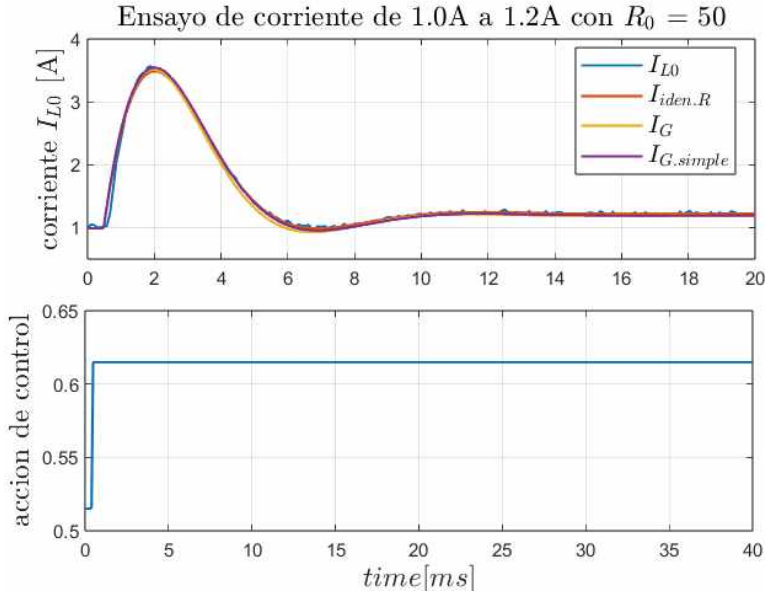
Finalmente, aplicando las simplificaciones $R_{C0} \ll R_0$ y $R_{L0} \ll R_0$, y considerando la relación $V_{rec}(s) = n v_{Cin.eq} U(s)$, se obtiene la función de transferencia simplificada:

$$G_{simp} = \frac{I_{L0}(s)}{U(s)} \approx n v_{Cin.eq} \cdot \frac{C_0 R_0 s + 1}{L_0 C_0 R_0 s^2 + [L_0 + C_0 (R_{L0} + R_{C0}) R_0] s + R_0} \quad (4.4)$$

4.1.1. Ensayos con carga resistiva

Para obtener los valores de los componentes del circuito, se analizó la respuesta a lazo abierto del sistema ante una entrada escalón, como se muestra en la Fig. 4.4. A partir de

los datos experimentales, se identificó un modelo en función de transferencia, asumiendo una estructura de dos polos y un cero. Este modelo fue comparado con la función de transferencia simplificada obtenida previamente en la ec. (4.4). Por inspección, se estimaron los valores de los componentes circuitales. Además, para corroborar estos valores, se realizaron mediciones directas de los componentes, las cuales arrojaron resultados similares a los obtenidos en el proceso de identificación.



$V_{cc} = 30V$	$n = 3.54$
$C_{in} = 580 \mu F$	$R_{in} = 40 m\Omega$
$C_0 = 585 \mu F$	$R_{C0} = 80 m\Omega$
$L_0 = 2.728 mH$	$R_{L0} = 2.366 \Omega$
$R_0 = 50 \Omega$	

Tabla 4.1: Valores de los parámetros empleados en los modelos matemáticos del sistema con carga resistiva.

Figura 4.4: Ensayo a lazo abierto: la curva azul se corresponde con los datos experimentales, la roja con lo simulación del modelo identificado, la amarilla con la simulación empleando la función de transferencia de la ec. (4.3), mientras que la violeta emplea la versión simplificada, expresada en la ec. (4.4).

Para validar el desempeño de los parámetros identificados en el ensayo anterior, se realizaron pruebas adicionales a lazo abierto, aplicando entradas del tipo escalón y variando tanto la corriente como la resistencia de carga R_0 . En la Fig. 4.5 se observa que el modelo se ajusta correctamente a los resultados experimentales, corroborando así la estimación de los parámetros del sistema y su capacidad para representar el comportamiento del mismo en diferentes regiones de operación.

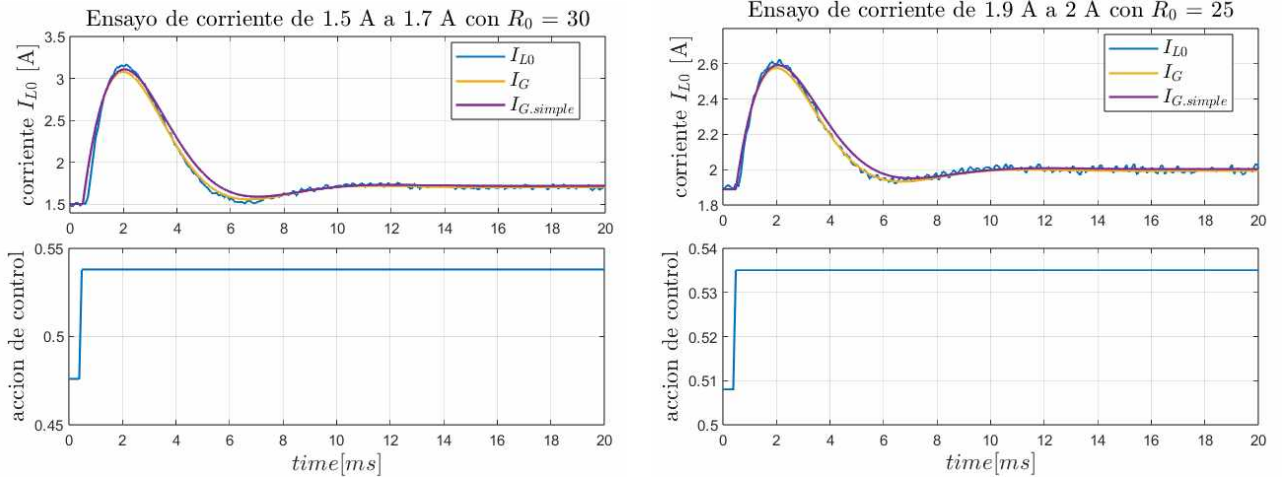


Figura 4.5: Ensayos a lazo abierto: la curva azul se corresponde con los datos experimentales, la amarilla con la simulación empleado la función de transferencia de la ec. (4.3), mientras que la violeta emplea la versión simplificada, expresada en la ec. (4.4)

4.2. Modelado dinámico del sistema con carga de tensión constante

Luego de analizar la dinámica del circuito con una carga resistiva, el siguiente paso consiste en modelar el sistema considerando una carga de tensión constante, regulada por la carga electrónica variable. El esquema circuital empleado se presenta en la Fig. 4.6, donde la carga de tensión se modela como una fuente con una resistencia de salida R_{bus} .

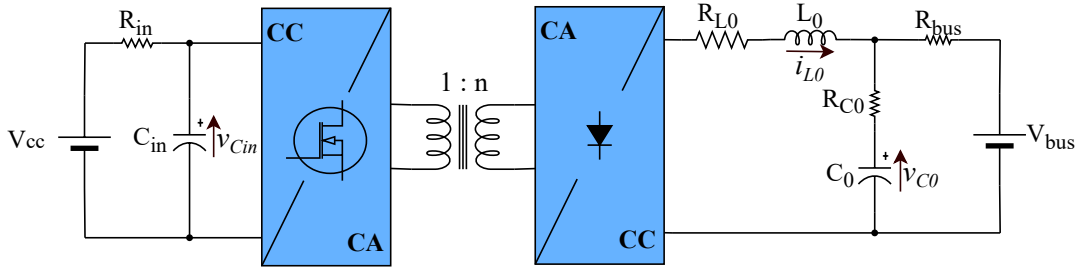


Figura 4.6: Diagrama esquemático del convertidor aislado *full-bridge* con carga de tensión constante.

Siguiendo las mismas premisas adoptadas en el caso de la carga resistiva, se derivan las siguientes ecuaciones dinámicas que describen el comportamiento del sistema:

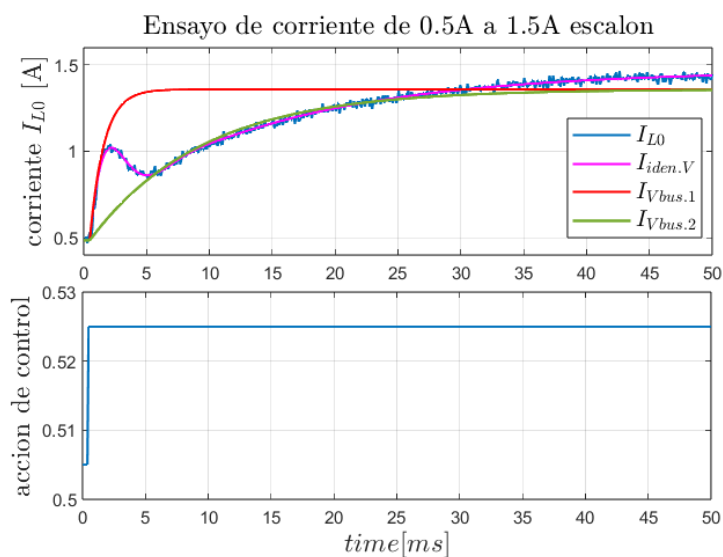
$$\begin{cases} \dot{v}_{Cin} = \frac{V_{cc}}{R_{in} C_{in}} - v_{Cin} \cdot \frac{1}{R_{in} C_{in}} - \dot{i}_{L0} \cdot \frac{n u}{C_{in}} \\ \dot{i}_{L0} = v_{Cin} \cdot \frac{n u}{L_0} - \dot{i}_{L0} \cdot \frac{(R_{L0} + R_{bus})}{L_0} - v_{C0} \cdot \frac{R_{bus}}{L_0 (R_{C0} + R_0)} - \frac{V_{bus} R_{C0}}{L_0 (R_{C0} + R_0)} \\ \dot{v}_{C0} = \dot{i}_{L0} \cdot \frac{R_{bus}}{C_0 (R_{C0} + R_{bus})} - v_{C0} \cdot \frac{1}{C_0 (R_{C0} + R_{bus})} + \frac{V_{bus}}{C_0 (R_{C0} + R_{bus})} \end{cases} \quad (4.5)$$

Aunque el valor de la resistencia de la carga R_{bus} no se conoce, al asumir que es pequeño, la dinámica dominante del sistema puede aproximarse por una de primer orden. Utilizando los valores de los parámetros obtenidos en el modelado con carga resistiva, la constante de tiempo de esta dinámica dominante es $\tau = \frac{L_0}{R_{L0}} = 1,15$ ms.

4.2.1. Ensayos con carga de tensión constante

Para verificar la precisión del modelo frente a la dinámica real del sistema, se realizaron varios ensayos con una carga de tensión constante de $50V$, aplicando entradas del tipo escalón a lazo abierto. En la Fig. 4.7, se presenta uno de estos ensayos y se comparan los datos experimentales con las respuestas simuladas de distintos modelos. En la gráfica, la curva azul representa la corriente experimental, obtenida a partir de mediciones del sistema físico. Se observa que esta respuesta se aleja significativamente de la curva roja, que corresponde a la simulación del modelo en variables de estado expresado en la ec. (4.5). Este modelo supone un comportamiento de primer orden, pero la diferencia con los datos experimentales sugiere que la dinámica del sistema es más compleja, lo que motivó la necesidad de identificar su orden real.

El proceso de identificación permitió ajustar adecuadamente un modelo de función de transferencia que contempla tres polos y dos ceros, cuya respuesta se muestra en la Fig. 4.7 en color violeta. Aunque este modelo es realizable con el sistema matemático descrito, los valores de los componentes necesarios para su síntesis contradicen lo encontrado previamente en los ensayos con carga resistiva.



$V_{cc} = 30$ V	$n = 3.54$
$C_{in} = 580$ μF	$R_{in} = 40$ m Ω
$C_0 = 585$ μF	$R_{C0} = 80$ m Ω
$L_0 = 2.728$ mH	$R_{L0} = 2.366$ Ω
$V_{bus} = 50$ V	$R_{bus} = 50$ m Ω

Tabla 4.2: Valores de los parámetros empleados en los modelos matemáticos del sistema con carga de tensión constante.

Figura 4.7: Ensayo a lazo abierto: la curva azul se corresponde con los datos experimentales, la violeta con la simulación del modelo identificado, la roja con la simulación empleando el modelo en variables de estados de la ec. (4.5), mientras que en la verde emplea el mismo modelo pero aumentando ocho veces el valor del inductor.

Frente a este inconveniente, se plantearon dos posibles alternativas. La primera hipótesis fue que el comportamiento observado en la Fig. 4.7 podría deberse a una limitación en la tasa de cambio de la carga. Para evaluar esta posibilidad, se realizaron ensayos aplicando entradas del tipo rampa con diferentes pendientes. Los resultados de estos ensayos, presentados en las Figuras 4.8 y 4.9, muestran la evolución de la corriente en función del tiempo para distintos valores de salto de corriente y tiempos de rampa.

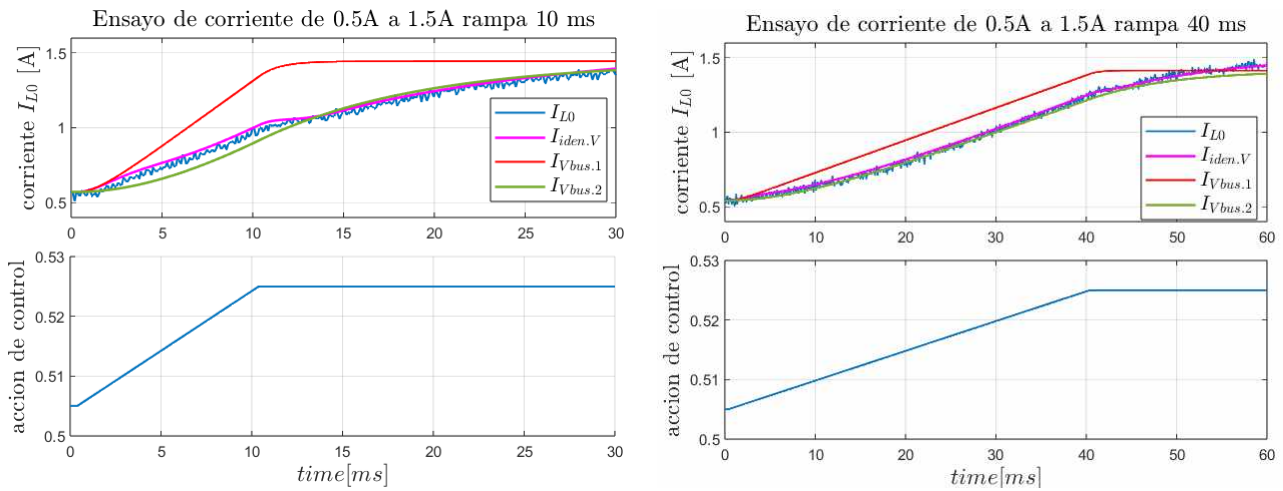


Figura 4.8: Ensayos a lazo abierto: variación de corriente entre 0.5 A y 1.5 A con entrada tipo rampa, tensión de carga $V_{bus} = 50V$, y diferentes tiempos de rampa. La curva azul se corresponde con los datos experimentales, la violeta con lo simulación del modelo identificado, la roja con la simulación empleando el modelo en variables de estados de la ec. (4.5), mientras que en la verde emplea el mismo modelo pero aumentando ocho veces el valor del inductor.

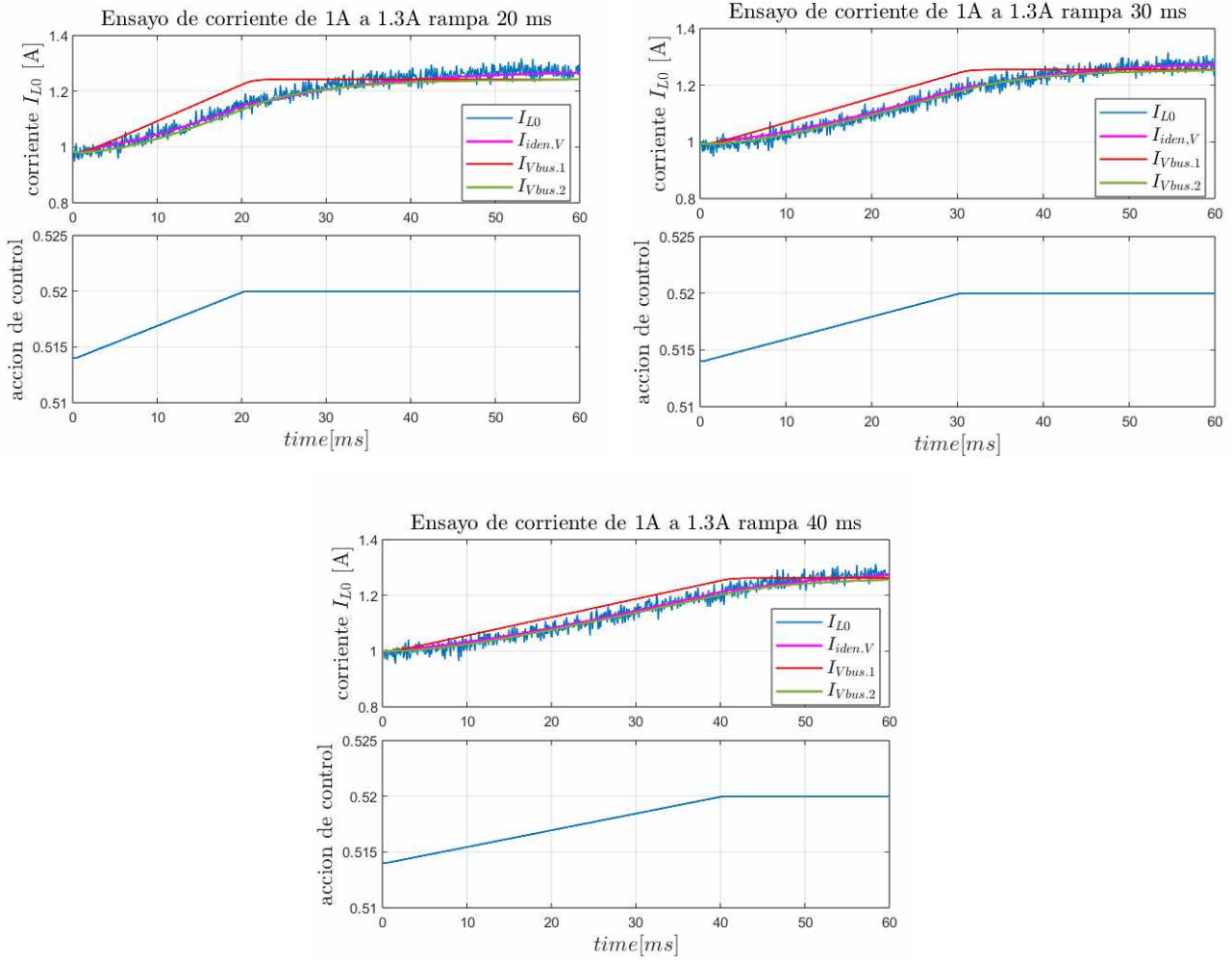


Figura 4.9: Ensayos a lazo abierto: variación de corriente entre 1 A y 1.3 A con entrada tipo rampa, tensión de carga $V_{bus} = 50V$, y diferentes tiempos de rampa. La curva azul se corresponde con los datos experimentales, la violeta con lo simulación del modelo identificado, la roja con la simulación empleando el modelo en variables de estados de la ec. (4.5), mientras que en la verde emplea el mismo modelo pero aumentando ocho veces el valor del inductor.

Como se observa en las figuras anteriores, incluso limitando el ancho de banda de la señal de excitación, no se logró replicar completamente la respuesta experimental del sistema con la simulada a partir del modelo matemático propuesto. Además, en los casos donde la respuesta tiende a comportarse como un sistema de primer orden, la constante de tiempo obtenida es significativamente mayor a la estimada. En las gráficas, la respuesta en color verde, etiquetada como $I_{Vbus,2}$, representa la simulación del sistema con una constante de tiempo aumentada ocho veces.

Ante este resultado, se consideró una segunda alternativa, postulando que el modelo matemático empleado podría no ser adecuado para describir la dinámica real del sistema. Se evaluó la posibilidad de incluir una inductancia de salida, L_{bus} , en el modelado de la carga de tensión,

como se ilustra en la Fig. 4.10. La inclusión de esta dinámica permite acercar la respuesta simulada a la experimental, como se muestra en la Fig. 4.11. Sin embargo, la respuesta experimental presenta un menor *undershoot*, requiriendo para su realización una resistencia de salida de la carga excesivamente alta, lo cual resulta poco realista. Además, para lograr una homologación completa, sería necesario modificar los valores de algunos componentes, contradiciendo lo encontrado en los ensayos con carga resistiva. Como se analizó en la Sec. 4.1.1, dichos valores mostraron una buena correspondencia con los parámetros nominales y medidos, y se ajustaron adecuadamente a distintos puntos de operación y valores de resistencia de carga.

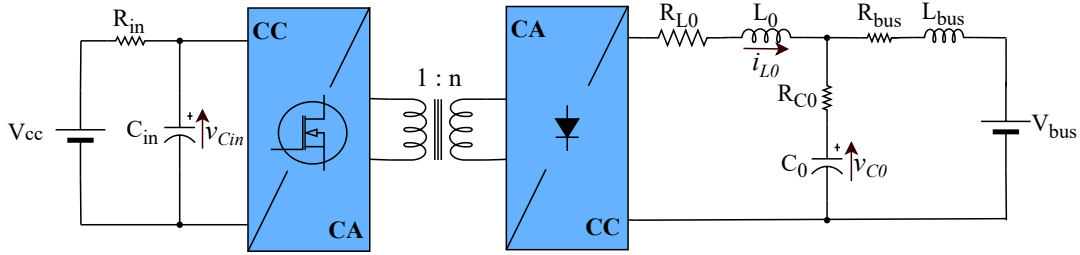


Figura 4.10: Diagrama esquemático del convertidor aislado *full-bridge* con carga de tensión constante modelada como fuente de tensión con resistencia e inductancia de salida.

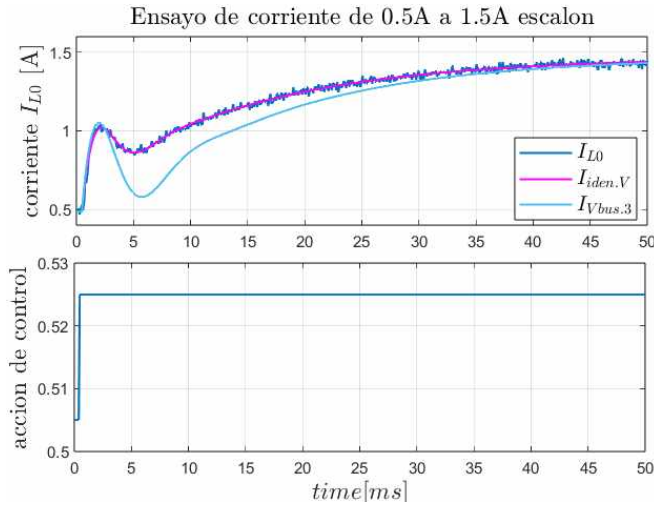


Figura 4.11: Ensayo a lazo abierto: variación de corriente entre 0.5A y 1.5A con entrada tipo escalón y tensión de carga $V_{bus} = 50V$. La curva azul se corresponde con los datos experimentales, la violeta con lo simulación del modelo identificado, la celeste con la simulación empleando el modelo en variables de estados con carga de tensión constante modelada como fuente de tensión con resistencia e inductancia de salida.

$V_{cc} = 30 \text{ V}$	$n = 3.54$
$C_{in} = 580 \mu F$	$R_{in} = 40 \text{ m}\Omega$
$C_0 = 585 \mu F$	$R_{C0} = 80 \text{ m}\Omega$
$L_0 = 2.728 \text{ mH}$	$R_{L0} = 2.366 \Omega$
$V_{bus} = 50 \text{ V}$	$R_{bus} = 50 \text{ m}\Omega$
$L_{bus} = 35 \text{ mH}$	

Tabla 4.3: Valores de los parámetros empleados en los modelos matemáticos del sistema con carga de tensión constante.

Dado el desafío de representar matemáticamente de forma precisa la dinámica del sistema

con carga de tensión constante, se considera razonable realizar el diseño de los controladores en base al modelo con carga puramente resistiva.

4.3. Modelos para la simulación

Con el objetivo de diseñar y evaluar mediante simulación el desempeño de los controladores, se implementaron en Simulink tres modelos del sistema bajo estudio, representados en la Fig. 4.12. Además de los modelos del sistema, cada estrategia de control fue discretizada e implementada utilizando bloques *Matlab Function*, lo que facilita la traducción del código al lenguaje C en el DSC.

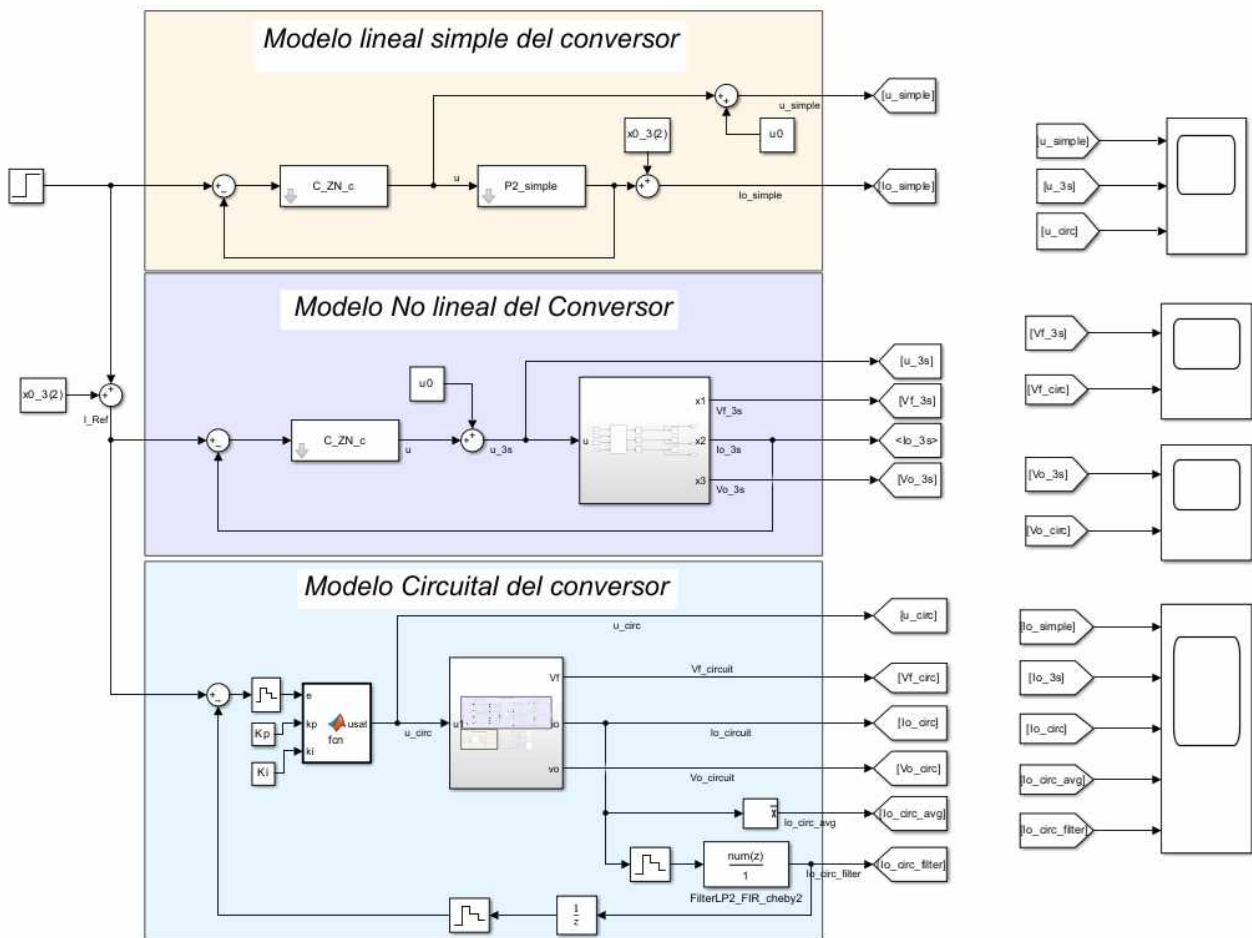


Figura 4.12: Lazos de control del sistema empleando distintas representaciones del convertidor y del controlador.

El primer modelo, que constituye la aproximación más sencilla, corresponde a la representación en función de transferencia del filtro de salida del convertidor, descrita por la ec. (4.4). Al ser un modelo lineal, resulta adecuado para el diseño de los controladores PI y permite el uso de herramientas lineales de análisis y diseño.

Una representación más fiel de la dinámica del sistema se obtiene a partir del segundo modelo, descrito por el sistema de ecuaciones diferenciales no lineales en la ec. (4.1). Este modelo permite analizar tanto la respuesta dinámica de la salida como el comportamiento de las variables internas del sistema. Esta representación es esencial para el desarrollo de estrategias de control por modos deslizantes, que aprovechan el cálculo de la acción de control equivalente como componente *feedforward*.

Además, para ciertos cálculos, como la determinación de la frecuencia de conmutación en el control por MD con histéresis, se emplea la representación linealizada del modelo de estados en torno a un punto de equilibrio definido por la corriente de salida deseada. La representación general del sistema linealizado es :

$$\dot{x} = Ax + Bu, y = Cx$$

En particular, para el diseño, se utilizó una corriente de equilibrio de $i_{L0} = 0.5$ A.

Finalmente, se desarrolló un modelo circuital del convertidor, utilizando la librería *Specialized Power Systems*, como se muestra en la Fig. 4.13. Este modelo emplea componentes ideales, tales como transistores, diodos y transformador, y se concibe con el objetivo principal de ofrecer una representación más fiel al comportamiento experimental. Permite evaluar no solo la dinámica de las variables promediadas, sino también analizar las variables instantáneas del circuito y verificar el desempeño del filtro digital implementado para estimar el valor medio de la corriente de salida.

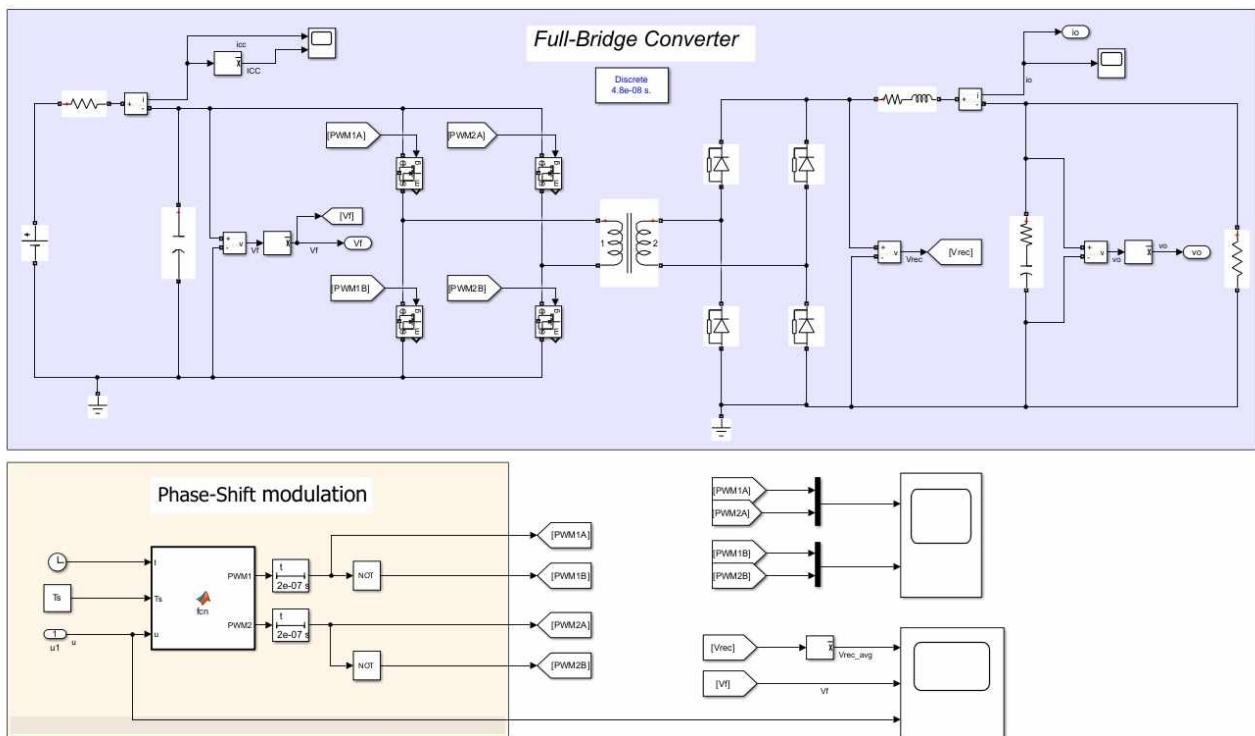


Figura 4.13: Modelo circuital del convertidor, con implementación del disparo de las llaves mediante la técnica *phase-shift modulation*.

Capítulo 5

Diseño y simulación de los controladores

En el capítulo previo se realizó un estudio exhaustivo del comportamiento dinámico del sistema a lazo abierto, combinando el modelado teórico con la identificación experimental de parámetros. Este análisis permitió determinar que, aunque no sea el modelo más común empleado en la práctica, resulta conveniente para este proyecto utilizar la carga electrónica variable del diagrama de bloques en la Fig. 4.1 en el modo de resistencia constante. En esta configuración, el análisis preliminar demostró la robustez del modelo bajo distintas condiciones de operación, proporcionando una base sólida para el diseño e implementación de las estrategias de control.

Se está en condiciones con esto de avanzar hacia el objetivo principal de este proyecto, que consiste en el diseño y programación de diversas estrategias de control en la plataforma experimental, incluyendo control proporcional-integral (PI) y algoritmos de control por modos deslizantes (MD) de primer y segundo orden. La finalidad del control es regular la corriente media de salida del convertidor (\bar{i}_{LO}) con un desempeño robusto frente a incertidumbres en los parámetros del sistema y perturbaciones externas.

5.1. Control PI

Como punto de partida en la evaluación del desempeño de las técnicas de control, se comenzó con el diseño e implementación del algoritmo PI. Se espera que el empleo de técnicas lineales, ampliamente difundidas, facilite la identificación y corrección de problemas en la implementación, así como la incorporación de dinámicas adicionales al modelo del sistema. Además, servirá como referencia para comparar y analizar el desempeño de los métodos de control por MD desarrollados. Para su sintonización se utiliza la representación lineal del sistema descrita por la ec. (4.4).

Se diseñaron múltiples configuraciones del controlador PI, con el propósito de evaluar sus respuestas y seleccionar aquella que presente el mejor rendimiento en el sistema experimental. Inicialmente, se empleó un método de sintonización estandarizado basado en las reglas de Ziegler y Nichols (ZN) [22]. Específicamente, se utilizó el método de las oscilaciones sostenidas, que consiste en ajustar progresivamente la ganancia proporcional hasta alcanzar un régimen

oscilatorio estable de amplitud constante. En sistemas lineales, este método equivale a ajustar la ganancia de realimentación para llevar los polos al eje imaginario. Sin embargo, al analizar el lugar de raíces del modelo lineal del sistema (Fig. 5.1), se observa que no es posible lograr oscilaciones sostenidas al aplicar una ganancia positiva, como solicita el método, debido a la ubicación de los polos y ceros.

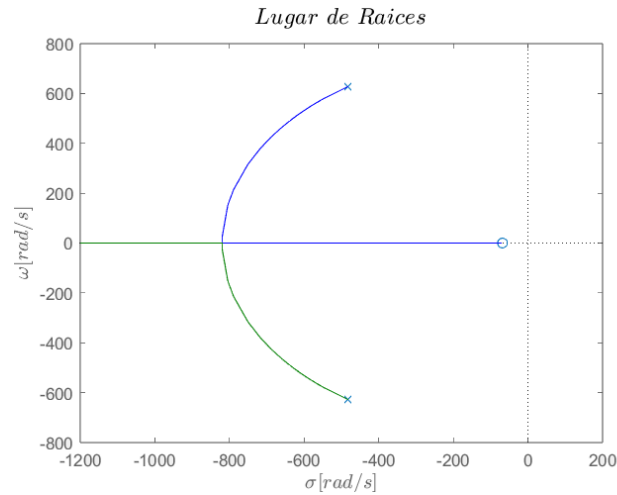


Figura 5.1: Lugar de raíces del sistema descrito por la ec. (4.4)

Aunque el lugar de raíces del sistema nominal no cruce el eje imaginario, en la práctica, la existencia de dinámica no modelada hace que el sistema entre a oscilar sostenidamente al variar la ganancia proporcional en cierto rango, lo cual permite realizar el ensayo siguiendo las reglas de ZN. De este modo, se incrementó progresivamente la ganancia proporcional, tomando como ganancia crítica el valor mínimo que generó oscilaciones estables, como se muestra en la Fig. 5.2. Este valor crítico se determinó en $K_c = 0,28$, con un período de oscilación de $T_c = 514 \mu s$.

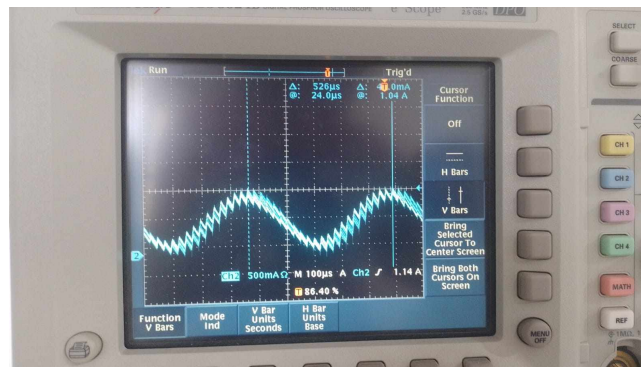


Figura 5.2: Respuesta temporal de la corriente de salida para una ganancia crítica $K_c = 0,28$.

Con estos parámetros, se calcularon las constantes proporcional e integral del controlador PI utilizando las expresiones de ZN, dadas en la ec. (5.1). Posteriormente, se simuló la respuesta del sistema lineal y el esfuerzo de control ante un escalón unitario, obteniendo los resultados mostrados en la Fig. 5.3.

$$K_p = 0,45 K_c \quad K_i = 0,54 K_c / T_c \quad (5.1)$$

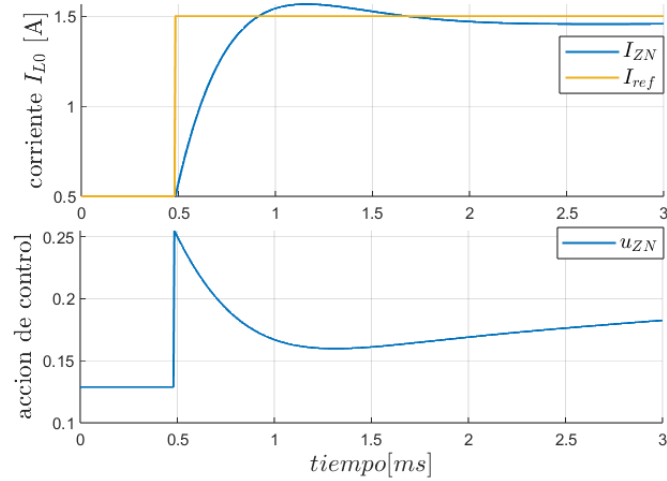


Figura 5.3: Respuesta por simulación del sistema lineal ante un escalón unitario, con controlador PI sintonizado mediante ZN, empleando los parámetros del sistema descritos en la Sec. 4.1.1, con carga resistiva $R_0 = 25 \Omega$.

Aunque la respuesta simulada parece alcanzar un tiempo de establecimiento rápido (aproximadamente 1 ms), un análisis detallado revela la presencia de una dinámica más lenta asociada a la acción integral. Esto se aprecia en la Fig. 5.4, donde se extiende el tiempo de simulación y se analiza con mayor detalle el comportamiento en torno al valor de referencia.

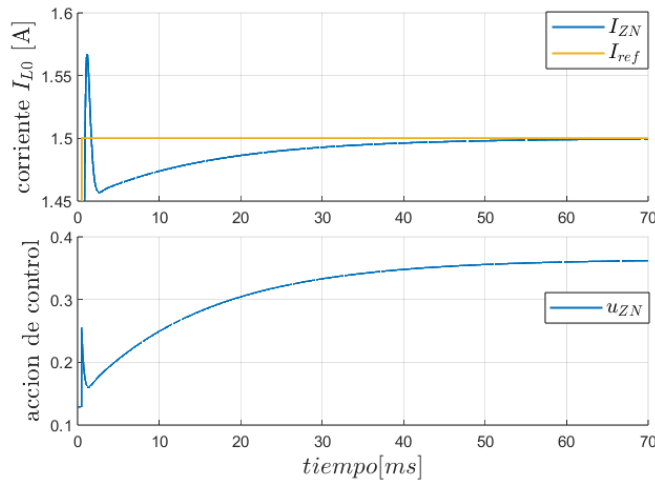


Figura 5.4: Respuesta simulada del sistema lineal ante un escalón unitario, con controlador PI sintonizado mediante ZN, con extensión del tiempo de simulación y acercamiento al comportamiento en torno al valor de referencia

Inicialmente, se consideró que este comportamiento se debía a una elección inadecuada de los parámetros del controlador. Sin embargo, el análisis del lugar de raíces con un controlador PI genérico, descrito por:

$$C(s) = K_p + \frac{K_i}{s} = K_p \frac{(s + K_i/K_p)}{s},$$

mostró que esta dinámica lenta es inherente al sistema. La ubicación del polo asociado al integrador al cerrar el lazo solo puede acercarse marginalmente al cero ($\omega \approx 70 \text{ rad/s}$), resultando en un tiempo de establecimiento del orden de 60 ms .

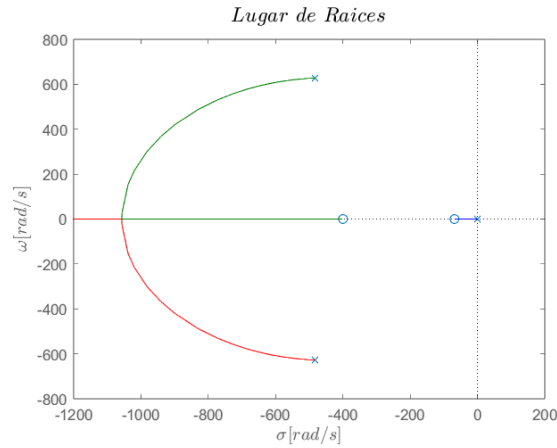


Figura 5.5: Lugar de raíces del sistema lineal con controlador PI genérico.

Posteriormente, se sintonizaron otras configuraciones de controladores PI con el objetivo de explorar diferentes respuestas en términos de tiempo de subida y sobrepico. Estas configuraciones tuvieron en cuenta la dinámica lenta previamente identificada, definiendo los parámetros del controlador para que la salida ingresara en una banda de ± 0.05 alrededor del valor de referencia. Este cota se estableció considerando la precisión del sistema de adquisición experimental para calcular el valor medio de la corriente de salida. De este modo, una vez que la salida se encuentra dentro de esta banda, se considera que la respuesta del sistema se ha establecido. La Fig. 5.6 presenta una comparación de las respuestas obtenidas para las distintas sintonizaciones, mientras que la Tab. 5.1 detalla los parámetros de los controladores junto con métricas relevantes de la respuesta temporal.

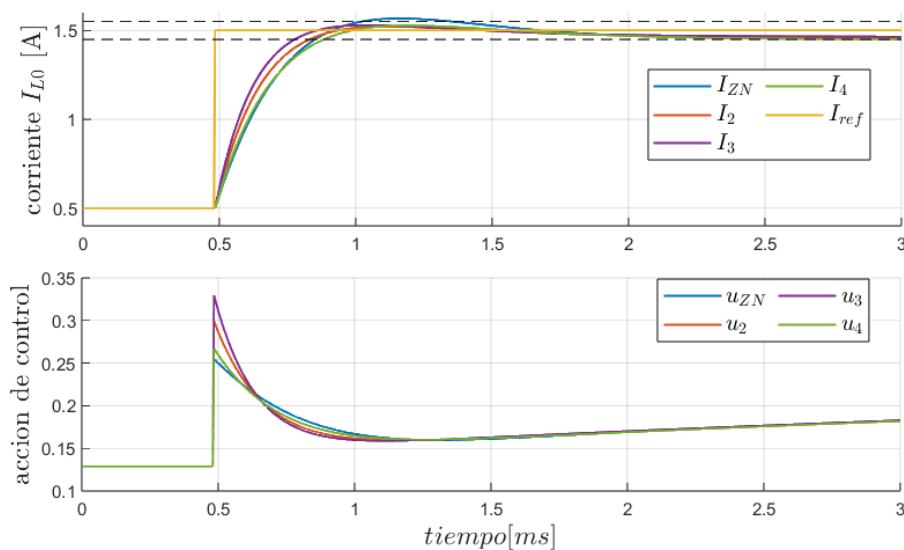


Figura 5.6: Comparación de las respuestas del sistema y las acciones de control, con distintos controladores PI ante un escalón de referencia.

Controlador	Parámetros de los controladores		Parámetros de respuesta temporal	
ZN	$K_p = 0.126$	$K_i = 294$	$t_{est} = 0.88$ ms	$s_p = 1.66$ A
2	$K_p = 0.170$	$K_i = 275$	$t_{est} = 0.36$ ms	$s_p = 1.60$ A
3	$K_p = 0.200$	$K_i = 345$	$t_{est} = 0.30$ ms	$s_p = 1.67$ A
4	$K_p = 0.138$	$K_i = 240$	$t_{est} = 0.41$ ms	$s_p = 1.59$ A

Tabla 5.1: Parámetros de sintonización de los controladores PI y métricas de desempeño del sistema. Se presenta el tiempo de establecimiento a la banda alrededor del valor de referencia (t_{est}) y el sobrepico (s_p) para cada caso.

5.2. Control por Modos Deslizantes (MD)

El control por modos deslizantes (MD) es una técnica no lineal ampliamente utilizada en sistemas dinámicos debido a su capacidad para ofrecer un desempeño robusto frente a incertidumbres paramétricas y perturbaciones externas. Esta robustez se logra gracias a la estructura intrínseca del controlador, que fuerza al sistema a operar sobre una superficie invariante definida en el espacio de estado, conocida como superficie de deslizamiento [23].

La idea básica del control por MD consiste en dividir el espacio de estados en regiones mediante una función de deslizamiento, denotada como $\sigma(x)$. Esta función representa una combinación de las variables de estado del sistema y define una superficie tal que, al alcanzarla, el sistema se desliza sobre ella hacia el estado deseado, reduciendo el orden del sistema. El diseño del controlador tiene como objetivo garantizar que las trayectorias del sistema converjan hacia esta superficie en tiempo finito, y permanezcan en ella, independientemente de perturbaciones externas o variaciones en los parámetros del modelo. Una vez que el sistema alcanza la superficie de deslizamiento, su dinámica queda determinada exclusivamente por las propiedades de esta, sin influencia de las dinámicas internas ni de las perturbaciones externas. Otra característica a destacar es que su implementación resulta relativamente sencilla en comparación con otras técnicas de control.

Sin embargo, un inconveniente importante del control por MD es el fenómeno conocido como *chattering*. Este efecto surge debido a la naturaleza discontinua de la ley de control, que genera conmutaciones de alta frecuencia en la acción de control. En sistemas reales, donde los actuadores presentan limitaciones físicas y los tiempos de conmutación no son ideales, el *chattering* puede inducir oscilaciones indeseadas que afectan tanto la estabilidad como el desempeño del sistema. Para mitigar este efecto, se emplean diversas estrategias, entre las que se incluyen:

- El empleo de histéresis en la comparación, para evitar cambios excesivamente rápidos en la acción de control.
- El diseño de leyes de control que suavizan la transición entre regiones del espacio de estado.
- La introducción de leyes de control continuas basadas en MD de orden superior.

5.2.1. Bases del Control por Modos Deslizantes de Primer Orden

La finalidad principal del control, al igual que en el caso del controlador PI, es garantizar el seguimiento de la corriente de referencia I_{ref} generada digitalmente por el DSC. En el marco del control por modos deslizantes, este objetivo puede expresarse en términos de la superficie de deslizamiento $\sigma(x)$, definiéndola como:

$$\sigma(x) = I_{ref} - \bar{i}_{L0} \quad (5.2)$$

En consecuencia, la meta del controlador será llevar y mantener al sistema operando sobre la superficie $\sigma(x) = 0$. Para lograr esto, se emplea una ley de control discontinua definida como:

$$u(t) = \begin{cases} u^+, & \text{si } \sigma(x) > 0 \\ u^-, & \text{si } \sigma(x) < 0 \end{cases} \quad (5.3)$$

donde u^+ y u^- representan los valores máximos y mínimos de la acción de control. Esta ley discontinua asegura la conmutación del sistema según el signo de $\sigma(x)$, conduciendo a una operación de alta frecuencia, idealmente infinita, sobre la superficie $\sigma(x) = 0$.

La discontinuidad de la ley de control impide resolver analíticamente las ecuaciones de estado. Por este motivo, es común el empleo de un sistema continuo equivalente para describir la dinámica en MD [24]. En el MD ideal, $\sigma(x) = 0$ es un invariante del sistema, lo que implica que deben cumplirse las siguientes condiciones de invarianza:

$$\begin{cases} \sigma(x) = 0 \\ \dot{\sigma}(x) = 0 \end{cases} \quad (5.4)$$

Para el sistema bajo análisis, la derivada de $\sigma(x)$ puede escribirse como:

$$\dot{\sigma} = -\dot{\bar{i}}_{L0} = -\bar{v}_{Cin} \cdot \frac{n u}{L_0} + \bar{i}_{L0} \cdot \frac{(R_{L0} + R_{C0})}{L_0} + \bar{v}_{C0} \cdot \frac{R_0}{L_0(R_{C0} + R_0)} = 0 \quad (5.5)$$

De esta expresión se deriva la acción de control equivalente u_{eq} que satisface las condiciones de invarianza:

$$u_{eq} = \frac{(R_{L0} + R_{C0}) I_{ref} + \bar{v}_{C0} \frac{R_0}{(R_{C0} + R_0)}}{n \bar{v}_{Cin}} \approx \frac{R_{L0} I_{ref} + \bar{v}_{C0}}{n \bar{v}_{Cin}} \quad (5.6)$$

Para garantizar que el sistema opere en modo deslizante, u_{eq} debe permanecer dentro de los límites impuestos por u^+ y u^- en todo instante, es decir:

$$u^- < u_{eq} < u^+ \quad (5.7)$$

Esta condición es necesaria y suficiente para la existencia del MD. Implica que si existen u^- y u^+ tales que u_{eq} se encuentra siempre entre estos dos límites el sistema podrá operar en MD. Así, la acción de control discontinua u puede ser interpretada como la suma de una componente de baja frecuencia (u_{eq}) y una componente de frecuencia infinita que es filtrada por la planta.

5.2.2. Diseño del controlador por MD de Primer Orden

Para evaluar a los controladores en las mismas condiciones de operación, se diseña el control por MD para llevar la corriente de salida desde 0,5 A hasta 1,5 A mediante un cambio abrupto en la referencia, como se muestra en la Fig. 5.7. Para definir la ley de control se partió de las ecuaciones dinámicas del sistema expresadas en ec. (4.1), y se calcularon los valores de la acción de control alcanzados en estado estacionario al fijar la corriente de salida en los valores de referencia. Luego, se definieron $u^- = 0,95 \cdot u_{eq}|_{I_{ref}=0,5}$ y $u^+ = 1,05 \cdot u_{eq}|_{I_{ref}=1,5}$ para garantizar el cumplimiento de la condición expresada en ec. (5.7) en el sistema experimental.

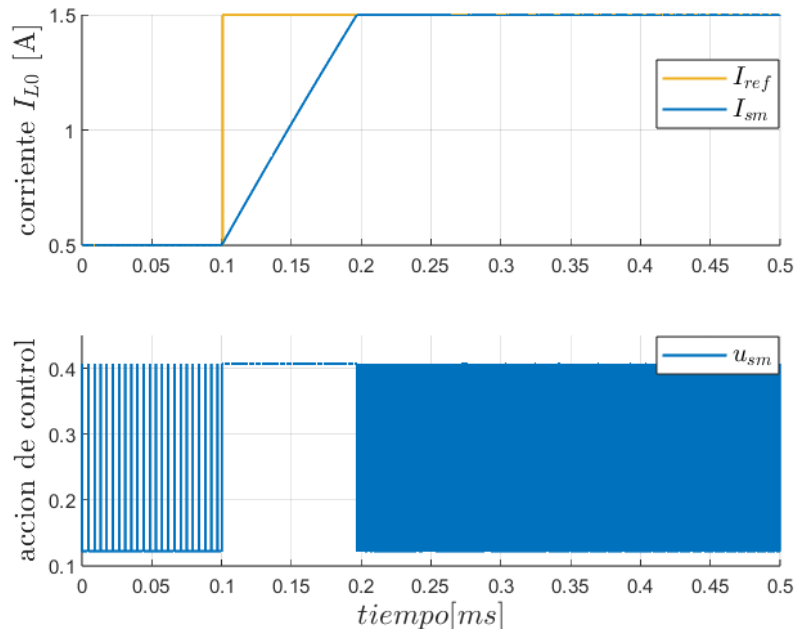


Figura 5.7: Respuesta del sistema y acción de control para el controlador por MD ideal.

En la Fig. 5.7 se observa la rápida convergencia hacia la superficie $\sigma(x) = 0$ empleando una frecuencia de conmutación, que para la aplicación se puede considerar ideal, de 1 MHz. Sin embargo, en una implementación práctica, la frecuencia de conmutación está limitada por las características de los actuadores. En este caso se corresponde con la frecuencia de conmutación de las llaves y es de aproximadamente 20kHz. En la Fig. 5.8 se compara la respuesta ideal y con acción de control discreta, observándose que la dinámica durante el alcance a la superficie es la misma, pero en el caso discreto la salida no se desliza perfectamente sobre ella, sino que hay un ripple en la corriente debido a la conmutación discreta.

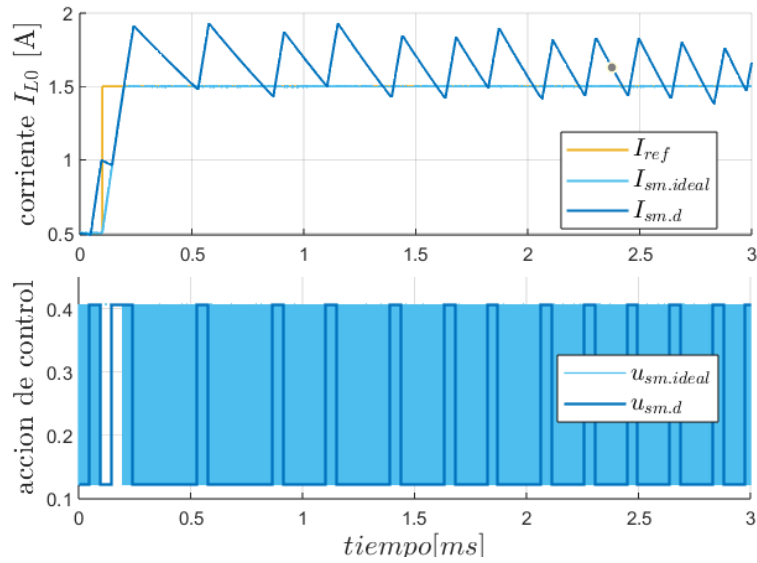


Figura 5.8: Comparación entre la respuesta ideal ($I_{sm.ideal}$) y la discreta ($I_{sm.d}$) del sistema controlado por MD de primer orden.

Se puede notar en la Fig. 5.8 un ripple de corriente cuyo valor medio parece estar por encima de la referencia deseada. Este comportamiento sugiere que el valor de u^+ que se eligió es mayor al necesario. No obstante, al aumentar el tiempo de simulación y analizar el valor del control equivalente se puede concluir que dicha afirmación es cierta solo al inicio de la respuesta, pero el comportamiento luego de unos ms será exactamente el contrario. En la Fig. 5.9 se muestra la respuesta dinámica de la acción de control equivalente. Se aprecia como los valores de u^+ y u^- elegidos son adecuados para garantizar el cumplimiento de la ec. (5.7) en todo instante.

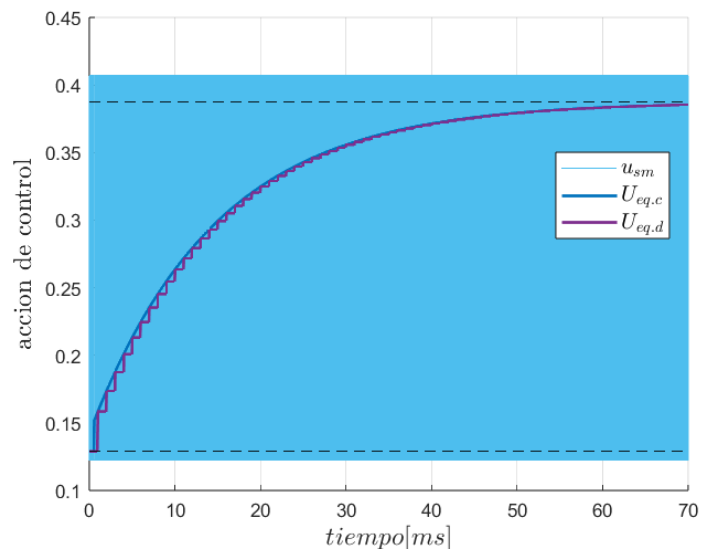


Figura 5.9: Esfuerzo de control para MD ideal (en celeste) para un escalón de referencia de 0.5 a 1.5 con tiempo de simulación extendido, en conjunto con el cálculo de la acción de control equivalente continua (en azul) y la discreta (en violeta). En línea punteada se grafican los límites correspondientes a $u_{eq}|_{I_{ref}=0,5}$ y $u_{eq}|_{I_{ref}=1,5}$.

La gran variación de u_{eq} y su lenta respuesta, asociada a la dinámica de las variables internas, sugiere que la elección de unos valores fijos de u^+ y u^- no es la mejor alternativa para su implementación en el sistema experimental. Es recurrente en la práctica aprovechar el cálculo de la u_{eq} y utilizarla complementariamente con el control aportado por MD de acuerdo a la expresión ec. (5.8). De esta forma, la u_{eq} se emplea para llevar al sistema cerca de la región de operación deseada ($\sigma(x) = 0$), y la acción u_{sm} para acelerar la convergencia a la superficie y para manejar las incertidumbres en los parámetros y el rechazo a perturbaciones.

$$u(t) = u_{eq}(t) + u_{sm}(t) \quad (5.8)$$

Esta técnica permite definir un acción simétrica: $|u^+| = |u^-| = k_s$, en la que se selecciona un valor pequeño para el parámetro k_s con el fin de reducir el ripple de corriente y lograr que el valor promedio de la salida se acerque a la referencia.

$$u_{sm}(t) = \begin{cases} +k_s, & \text{si } \sigma(x) > 0 \\ -k_s, & \text{si } \sigma(x) < 0 \end{cases} \quad (5.9)$$

Se presenta en la Fig. 5.10 la comparación de la respuesta obtenida empleando esta técnica para una frecuencia de 1MHz y para 20kHz. Se aprecia como, ya en la respuesta ideal, el tiempo de convergencia a la superficie es mas lento con respecto al caso anterior, pero se ha logrado reducir notablemente el ripple en la respuesta discreta, dependiendo ambas condiciones, de forma inversa, del valor de k_s elegido.

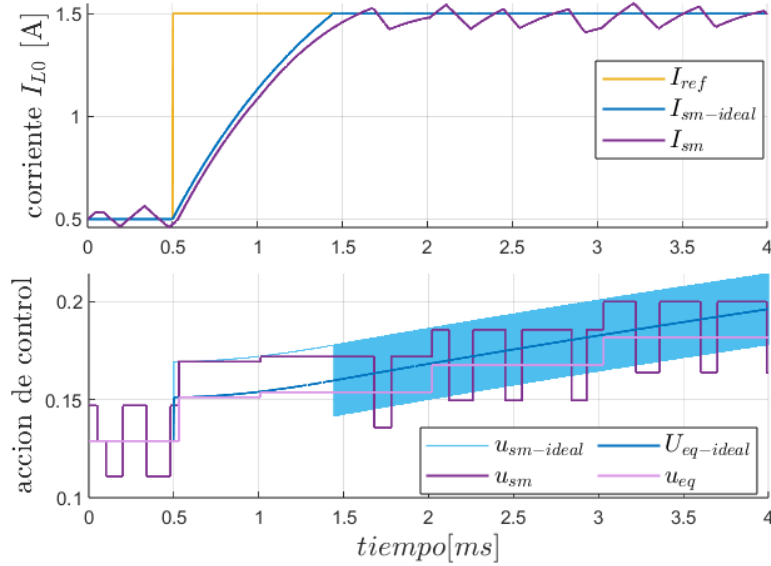


Figura 5.10: Comparación entre la respuesta del sistema controlado por MD con u_{eq} como componente *feedforward*, ideal y discreta. Se presenta también la comparación entre la acción de control u y la equivalente u_{eq} , en su versión continua (azul) y discreta (violeta).

5.2.3. Análisis de robustez

Se considera el sistema expresado en forma afín al control:

$$\dot{x} = f(x) + g(x)u + d \quad (5.10)$$

donde d es un vector de perturbaciones que puede descomponerse, en el caso más general, de forma unívoca en dos componentes:

$$d = g(x) \mu(x) + \eta(x) \quad (5.11)$$

Se define a $\mu(x)$ como una función escalar, por lo que la componente $g(x) \mu(x)$ es colineal a $g(x)$, mientras que $\eta(x)$ es un vector perteneciente al subespacio tangente a la superficie de deslizamiento.

Sea \hat{u}_{eq} la acción de control equivalente del sistema sin perturbaciones, se tiene:

$$u_{eq}(x) = \hat{u}_{eq} - \mu \quad (5.12)$$

A partir de esta expresión, la condición necesaria y suficiente para la existencia del modo deslizante es:

$$u^- < \hat{u}_{eq} - \mu < u^+ \quad (5.13)$$

Además, si se utiliza la acción de control equivalente como acción *feedforward* y se emplea un control MD simétrico, con $u^+ = \hat{u}_{eq} + k_s$ y $u^- = \hat{u}_{eq} - k_s$, la condición necesaria para la existencia del modo deslizante queda definida como: $|\mu| < k_s$

Para estudiar los efectos de la perturbación en la dinámica del sistema en el régimen deslizante, se sustituye la acción de control equivalente en la ecuación de estado del sistema perturbado, representada en la ecuación (5.10):

$$\dot{x} = f(x) + g(x) u_{eq}(x) + g(x) \mu(x) + \eta(x). \quad (5.14)$$

Al aplicar $u_{eq}(x) = \hat{u}_{eq} - \mu$, se obtiene:

$$\dot{x} = f(x) + g(x) (\hat{u}_{eq} - \mu) + g(x) \mu + \eta(x), \quad (5.15)$$

que, al operar, resulta en:

$$\dot{x} = f(x) + g(x) \hat{u}_{eq} + \eta(x). \quad (5.16)$$

En conclusión, se puede afirmar:

$$\begin{array}{l} \mu g \left\{ \begin{array}{l} \text{No afecta la dinámica del modo deslizante.} \\ \text{Sí afecta la existencia del modo deslizante.} \end{array} \right. \\ \eta \left\{ \begin{array}{l} \text{Sí afecta la dinámica del modo deslizante.} \\ \text{No afecta la existencia del modo deslizante.} \end{array} \right. \end{array}$$

5.2.4. Análisis de estabilidad de la dinámica cero

Una vez alcanzado el régimen deslizante, aunque la salida se mantenga fija en un valor constante, internamente persiste una dinámica oculta asociada a los demás estados del sistema. Esta dinámica, conocida como dinámica cero, determina si el sistema es de fase mínima (si es estable) o de fase no mínima (si es inestable). Su comportamiento es crucial para el diseño de

controladores, ya que las estrategias de control no son aplicables si el sistema presenta una fase no mínima, pues, una vez alcanzada la salida de referencia, la dinámica interna del sistema se inestabilizará.

Para su análisis, se plantean las condiciones de invarianza del régimen deslizante descritas en la ec. (5.4), a partir de las cuales se derivan las expresiones de la salida ($\bar{i}_{L0} = I_{ref}$) y de la acción de control equivalente (u_{eq}) en la ec. (5.6). Sustituyendo estas expresiones en las ecuaciones dinámicas representadas por la ec. (4.1), se obtienen las ecuaciones que describen la dinámica cero del sistema:

$$\begin{cases} v\dot{\bar{C}}_{in} &= \frac{V_{cc}}{R_{in} C_{in}} - v\bar{C}_{in} \cdot \frac{1}{R_{in} C_{in}} - I_{ref} \cdot \frac{(R_{L0} + R_{C0}) I_{ref} + v\bar{C}_0 \frac{R_0}{(R_{C0} + R_0)}}{C_{in} v\bar{C}_{in}} \\ v\dot{\bar{C}}_0 &= I_{ref} \cdot \frac{1}{C_0 (R_{C0} + R_0)} - v\bar{C}_0 \cdot \frac{R_0}{C_0 (R_{C0} + R_0)} \end{cases} \quad (5.17)$$

Dado que estas representan un sistema de ecuaciones diferenciales no lineales, su estabilidad debe analizarse mediante herramientas como Lyapunov u otros métodos de análisis de estabilidad de sistemas no lineales. Sin embargo, como análisis preliminar, aunque no garantiza estabilidad en todos los puntos de operación, se ha optado por estudiar el plano de fase del sistema.

En la Fig. 5.11 se muestra el campo vectorial normalizado del sistema para distintas superficies de deslizamiento de interés, definidas por $I_{ref} = 0,5, 1$ y $1,5$. Los puntos azules representan los puntos de equilibrio, mientras que los rojos son puntos de inicio seleccionados para evaluar el comportamiento del sistema. Las líneas negras corresponden a las trayectorias del sistema. Aunque este análisis no es concluyente, se observa que las trayectorias convergen hacia el mismo punto de equilibrio, lo que sugiere una aparente estabilidad de la dinámica oculta.

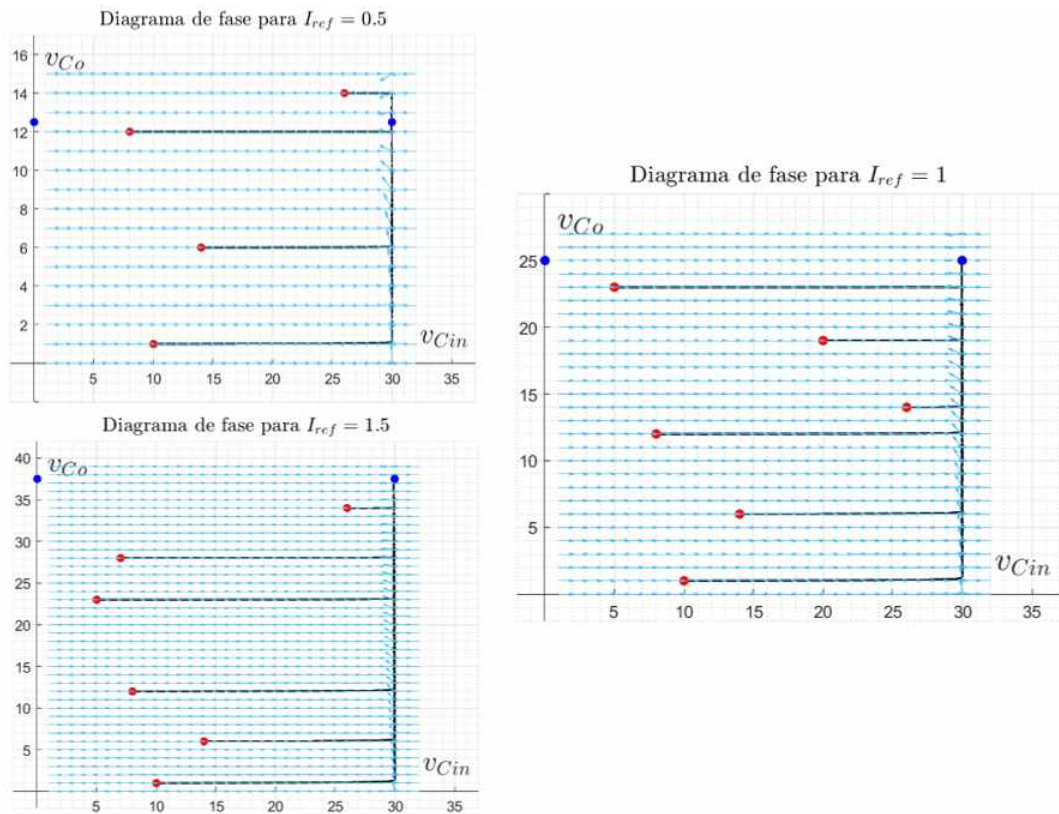


Figura 5.11: Plano de fase de la dinámica cero para distintos puntos de operación definidos por el valor de corriente de referencia I_{ref} .

5.2.5. Otras técnicas de primer orden

Como se analizó previamente, el modo deslizante ideal requiere una frecuencia de conmutación infinitamente alta, lo cual es impracticable en sistemas reales. Por ello, se han desarrollado diferentes estrategias para limitar la frecuencia de conmutación, dependiendo de la aplicación. Dado que la amplitud del *chattering* depende de la magnitud del control, una forma intuitiva de reducir el *chattering* es disminuir la amplitud del control discontinuo. Esta técnica afecta la propiedad de robustez del controlador y degrada la respuesta transitoria del sistema. Por lo tanto, existe un compromiso entre la reducción del *chattering* y el desempeño del sistema.

En el caso de los convertidores electrónicos, una técnica ampliamente utilizada es la inclusión de histéresis en la comparación. El método consiste en reemplazar la comparación estricta con la superficie ideal $\sigma(x) = 0$ por una banda delimitada por los valores $\pm\delta$. La ley de control discontinua se define entonces como:

$$u(t) = \begin{cases} u^+, & \text{si } \sigma(x) > +\delta, \\ u^-, & \text{si } \sigma(x) < -\delta, \\ u(t^-), & \text{en caso contrario.} \end{cases} \quad (5.18)$$

De esta forma, el sistema ya no evoluciona exactamente sobre la superficie $\sigma(x) = 0$, sino que oscila dentro de una banda en torno a ella. Esto puede observarse gráficamente en la Fig. 5.12, donde $\sigma(x)$ se mantiene dentro de los límites definidos por $\pm\delta$.

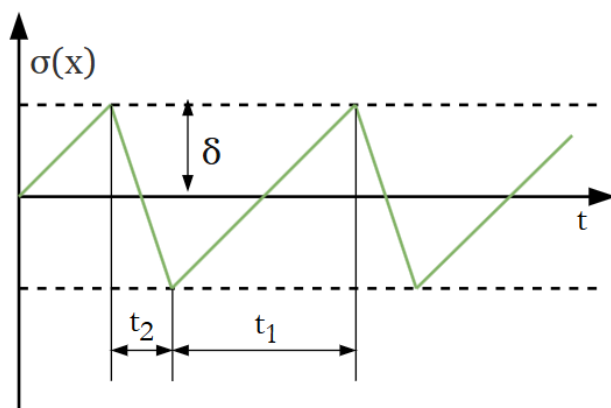


Figura 5.12: Evolución temporal de $\sigma(x)$ al emplear control con histéresis.

Asumiendo una aproximación lineal del sistema y suponiendo una frecuencia de conmutación elevada, es posible calcular la frecuencia de conmutación f_c a partir de la pendiente de $\sigma(x)$, obteniendo:

$$f_c = \frac{1}{t_1 + t_2} = \frac{k^T B (u^+ - u_{eq})(u_{eq} - u^-)}{2\delta (u^+ - u^-)}, \quad (5.19)$$

donde t_1 y t_2 son los tiempos de pendiente positiva y negativa respectivamente, u_{eq} es la acción de control equivalente, B es la matriz de entrada de la representación en el espacio de estados lineal y k es el vector que define la ley de conmutación $\sigma(x)$, en este caso $k^T = [0 \ 1 \ 0]$. Si se utiliza el control equivalente como acción *feedforward* y se emplea una acción simétrica (ec. (5.9)), se alcanza la máxima frecuencia de conmutación:

$$f_{\max} = \frac{k^T B}{4\delta} k_s, \quad (5.20)$$

A partir de la ec. (5.20), se seleccionó el valor de δ para limitar la frecuencia de conmutación a la mitad de la frecuencia de las llaves (20 kHz). La Fig. 5.13 muestra una comparación entre la respuesta y la acción de control ideal del sistema utilizando control por modos deslizantes con adición de control equivalente, sin histéresis (en celeste) y con histéresis (en verde).

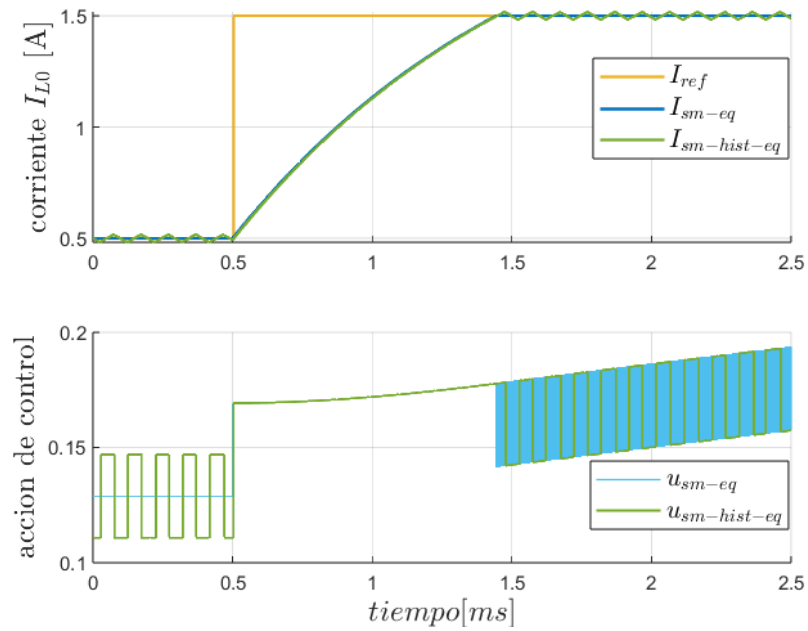


Figura 5.13: Comparación de la respuesta y la acción de control ideal, utilizando control por MD con (en verde) y sin histéresis (en celeste), con adición de u_{eq} .

Se observa que, al utilizar el mismo k_s , ambas trayectorias coinciden hasta que el sistema alcanza la superficie. En el caso sin histéresis, el sistema permanece exactamente sobre la superficie; mientras que con histéresis, oscila dentro de la banda definida por $\pm\delta$. En la Fig. 5.14 se amplía la región de interés, mostrando con mayor detalle los límites de la banda ($\delta = 0,0168$) y la frecuencia de conmutación obtenida ($f_c \approx 10$ kHz).

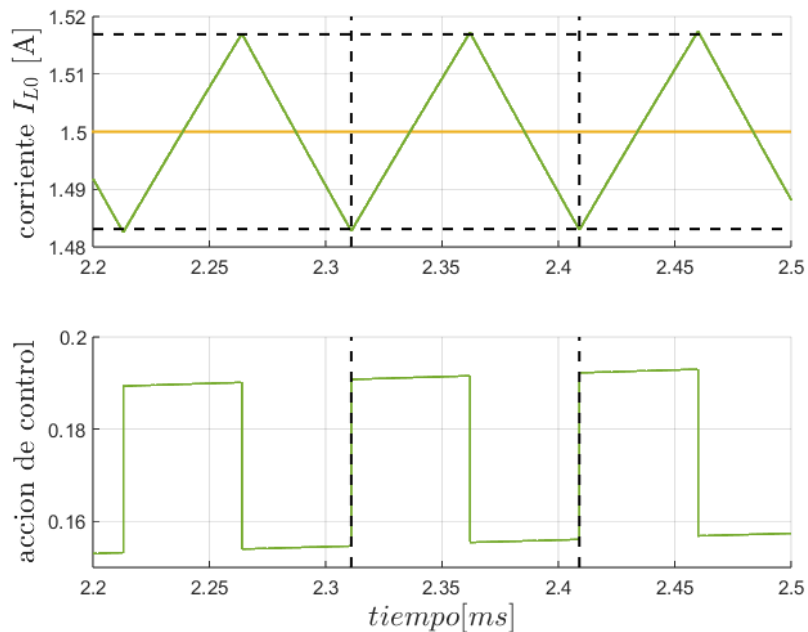


Figura 5.14: Imagen ampliada de la respuesta y acción de control con histéresis, mostrando los límites de la banda y la frecuencia de conmutación.

La Fig. 5.15 presenta la respuesta por simulación de la implementación discreta del controlador con histéresis, comparada con el control por MD tradicional. Se observa que la inclusión de histéresis no mejora la respuesta del sistema sino que la degrada debido a las oscilaciones introducidas por la banda.

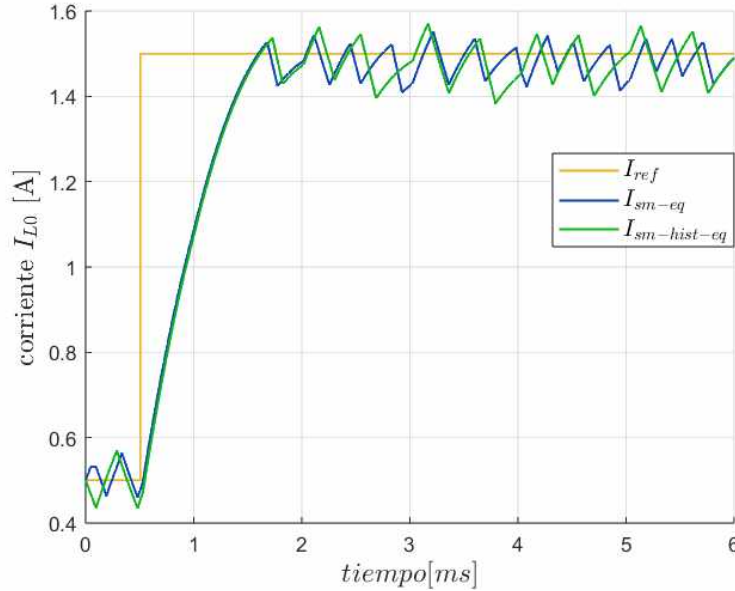


Figura 5.15: Comparación de la respuesta utilizando control por MD con adición de control equivalente, sin histéresis (en azul) y con histéresis (en verde).

Otra técnica ampliamente utilizada consiste en insertar una capa límite cerca de la superficie de deslizamiento, de manera que una acción de control continua sustituya a la acción discontinua cuando el sistema se encuentra dentro de dicha capa [25]. Para lograr esto, el componente discontinuo del controlador es reemplazado por:

$$u_{sm}(t) = -k_s \frac{\sigma(x)}{||\sigma(x)|| + \delta}, \text{ con } \delta > 0 \quad (5.21)$$

El enfoque de la capa límite ha demostrado ser efectivo en diversas aplicaciones prácticas. No obstante, este método presenta ciertas desventajas que deben ser consideradas, tales como:

- Aunque elimina el *chattering*, introduce un error finito en el estado estacionario que no puede ser evitado.
- El grosor de la capa límite implica un compromiso entre el desempeño del control por modos deslizantes (MD) y la reducción del *chattering*.
- Dentro de la capa límite, las propiedades de robustez y precisión características del MD se ven comprometidas.

Teniendo en cuenta estas características, se seleccionó un valor de δ que genere un error de estado estacionario aceptable en la implementación en el sistema experimental. Es por esto que se adoptó $\delta = 0,05$. En la Fig. 5.16 se presenta la comparación entre la acción de control obtenida con el enfoque suave y el método tradicional de MD.

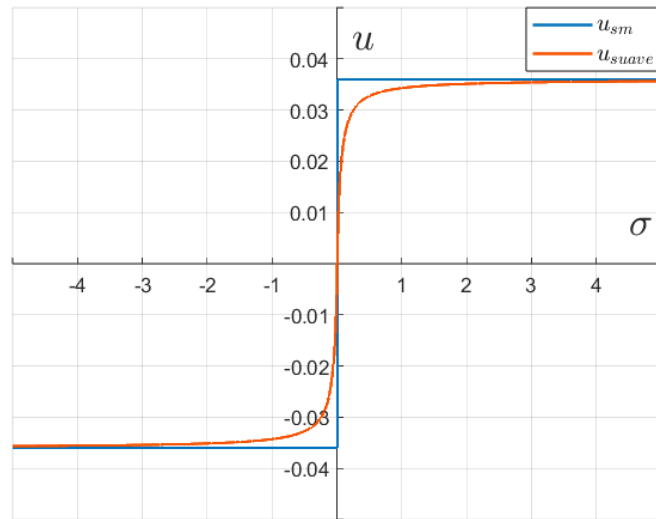


Figura 5.16: Comparación de la acción de control suave (en rojo) frente a la acción de control por MD tradicional (en azul) para distintos valores de $\sigma(x)$

La mayor suavidad de la curva obtenida permite utilizar un valor más alto de k_s en comparación con el aplicado en el control MD tradicional. Esto se traduce en una mejora en la respuesta dinámica, como se observa en la Fig. 5.17. Además, la suavidad de la función permite reducir el ripple.

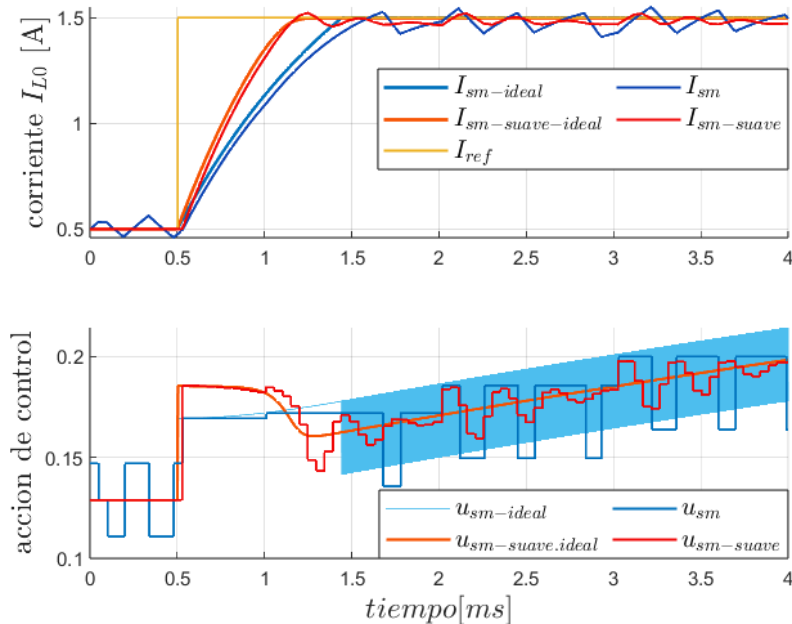


Figura 5.17: Comparación de la respuesta y la acción de control ideal y discreta, utilizando control por MD tradicional (en tonos azules) y el enfoque de conmutación suave (en tonos rojos).

5.2.6. Control por modos deslizantes de segundo orden

El control por MD de segundo orden es una técnica ampliamente utilizada para mitigar los problemas de *chattering*, ya que no solo elimina efectivamente estas desventajas, sino que también conserva los atributos principales del MD convencional: robustez ante incertidumbres paramétricas y convergencia en tiempo finito hacia el punto de operación deseado [25].

Existen múltiples algoritmos para implementar el control por MD de segundo orden, como el algoritmo *twisting*, el algoritmo *super-twisting*, el algoritmo de deriva y el algoritmo de ley de convergencia prescrita, entre otros. Cada uno presenta características particulares que los hacen adecuados para diferentes aplicaciones.

Entre estos métodos, el algoritmo *super-twisting* se destaca por su eficacia para lidiar con sistemas en presencia de no linealidad fuerte. Este puede interpretarse como una entrada proporcional-integral no lineal que permite un control suave y preciso. Matemáticamente, el algoritmo se describe mediante las siguientes ecuaciones:

$$\begin{aligned} u_{ST}(t) &= -\lambda |\sigma(x)|^{1/2} \text{sign}(\sigma(x)) + \omega(t), \\ \dot{\omega}(t) &= -\alpha \text{sign}(\sigma(x)), \end{aligned} \tag{5.22}$$

donde $\sigma(x)$ representa la función de deslizamiento, λ y α son parámetros de diseño que controlan la rapidez de convergencia y el ripple en el estado estacionario.

Para su implementación en el DSC, es necesario recurrir a una versión discreta del mismo. Realizando una aproximación de Euler hacia adelante, la acción de control en el instante k puede expresarse como:

$$\begin{aligned} u_{ST}[k] &= -\lambda |\sigma[k]|^{1/2} \text{sign}(\sigma[k]) + \omega[k], \\ \omega[k+1] &= \omega[k] - \alpha T_s \text{sign}(\sigma[k]), \end{aligned} \tag{5.23}$$

El diseño del controlador *super-twisting* se ve facilitado por su similitud conceptual con un controlador PI, lo que permite ajustar los parámetros λ y α de manera intuitiva para lograr un equilibrio entre tiempo de respuesta y ripple. En la Fig. 5.18 se presenta la respuesta del sistema y la acción de control, comparando la implementación continua del algoritmo, descrita en la ec. (5.22), con su versión discreta, basada en la ec. (5.23). Se observa que las diferencias son mínimas, tal que la versión discreta contiene un ripple despreciable y un valor medio cercano a la referencia.

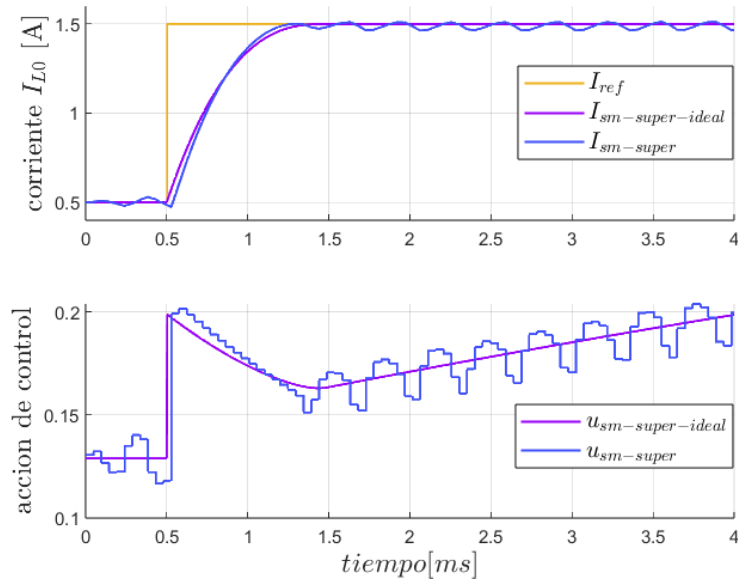


Figura 5.18: Comparación de la respuesta y la acción de control ideal y discreta para el control por MD de segundo orden, sin adición del cálculo de u_{eq} como componente *feedforward*.

Debido a que incorpora un término con efecto integrador, este método puede operar sin la necesidad de incluir explícitamente u_{eq} . No obstante, su adición puede mejorar el desempeño general, ya que la acción equivalente también cumple un rol similar al de una integral. En este caso, se optó por un valor reducido del parámetro α , aprovechando la combinación de ambas acciones para acelerar la respuesta sin aumentar la amplitud del ripple. La Fig. 5.19 muestra el impacto de incluir u_{eq} como componente *feedforward*, logrando reducir aún más el tiempo de respuesta y mejorando la precisión.

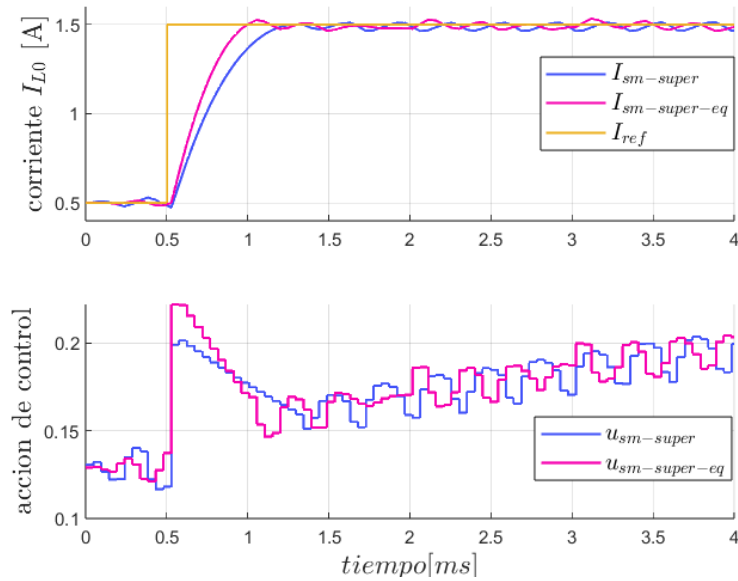


Figura 5.19: Comparación de la respuesta y la acción de control discreta para el control por MD de segundo orden, con adición del cálculo de u_{eq} como componente *feedforward* (en rosa) y sin adición (en azul).

5.2.7. Comparación de los controladores por modos deslizantes

Para cerrar esta sección, se realiza una comparación integral del desempeño de todos los controladores por MD considerados, implementables en la práctica. En la Fig. 5.20 se presentan las respuestas ideales, mientras que en la Fig. 5.21 se muestran las respuestas reales. En ambos casos, se observa que el mejor desempeño se logra con el controlador de segundo orden con adición de u_{eq} , ya que consigue el mejor balance entre tiempo de respuesta y ripple. Los parámetros de sintonización utilizados para cada controlador y sus métricas de desempeño se detallan en la Tab. 5.2.

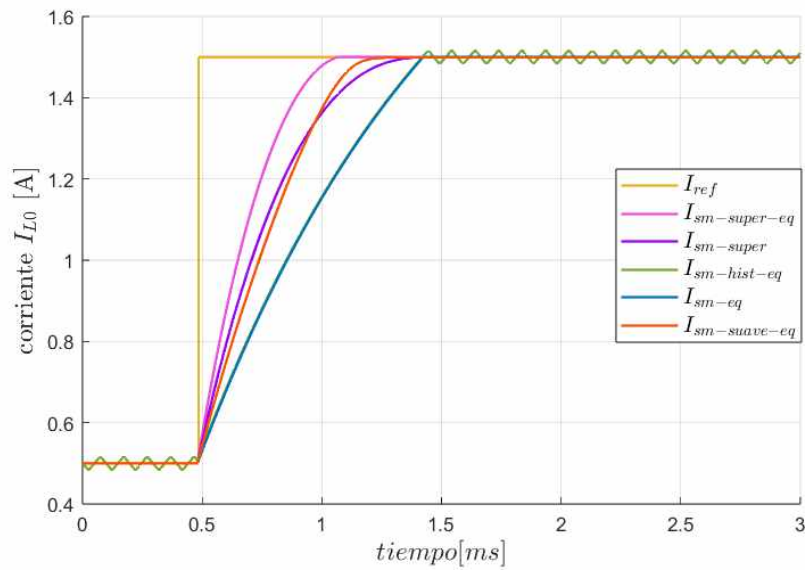


Figura 5.20: Comparación de las respuestas ante los distintos controladores por MD ideales.

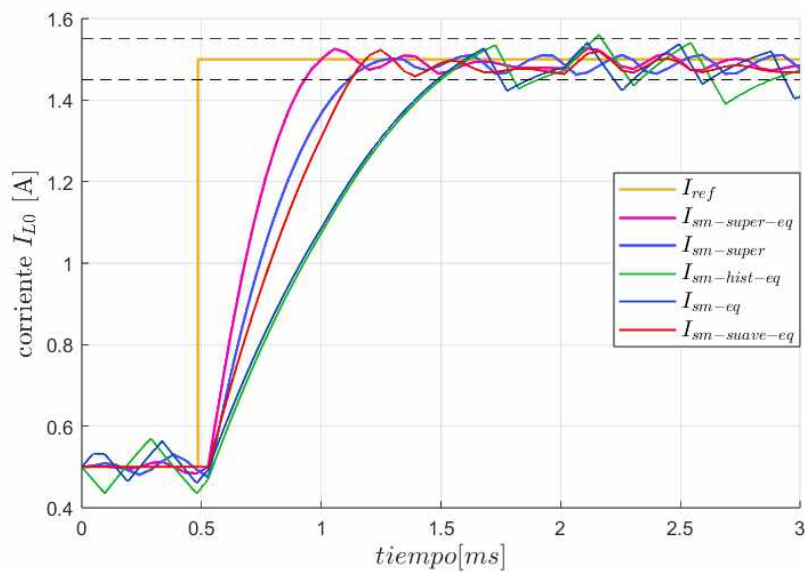


Figura 5.21: Comparación de las respuestas ante los distintos controladores por MD discretos.

Controlador	Parámetros de los controladores		Parámetros de respuesta temporal	
MD	$k_s = 0.018$		$t_{alc} = 1.01$ ms	$\Delta = 0.192$ A
MD - hist	$\delta = 0.0168$	$k_s = 0.018$	$t_{alc} = 1.02$ ms	$\Delta = 0.185$ A
Conn. suave	$\delta = 0.05$	$k_s = 0.036$	$t_{alc} = 0.65$ ms	$\Delta = 0.044$ A
ST	$\lambda = 0.07$	$\alpha = 35$	$t_{alc} = 0.63$ ms	$\Delta = 0.069$ A
ST - eq	$\lambda = 0.07$	$\alpha = 4$	$t_{alc} = 0.45$ ms	$\Delta = 0.067$ A

Tabla 5.2: Parámetros de sintonización de los controladores por MD y métricas de desempeño del sistema. Se presentan el tiempo de alcance a la banda de establecimiento (t_{alc}) y el ripple en dicha banda (Δ).

Entre las estrategias evaluadas, el controlador de primer orden, aunque efectivo, presenta limitaciones en el tiempo de convergencia y genera un mayor ripple en la corriente. De manera similar, el control por MD con frecuencia de conmutación limitada mediante histéresis muestra un desempeño menos eficiente en términos de precisión y tiempo de respuesta.

Por otro lado, el enfoque de conmutación suave ofrece resultados prometedores. Al reemplazar la acción discontinua del controlador por una función continua dentro de una capa límite, este método logra reducir el *chattering* y permite operar con valores más altos de k_s . Como resultado, se mejora la respuesta dinámica y se reduce el ripple en comparación con el MD tradicional. La Fig. 5.22 compara la respuesta de este control con la de los controladores de segundo orden, mostrando características similares en cuanto a tiempo de respuesta y ripple. Sin embargo, esta técnica introduce un error finito en estado estacionario y, más importante aún, no garantiza las propiedades de robustez características del MD tradicional.

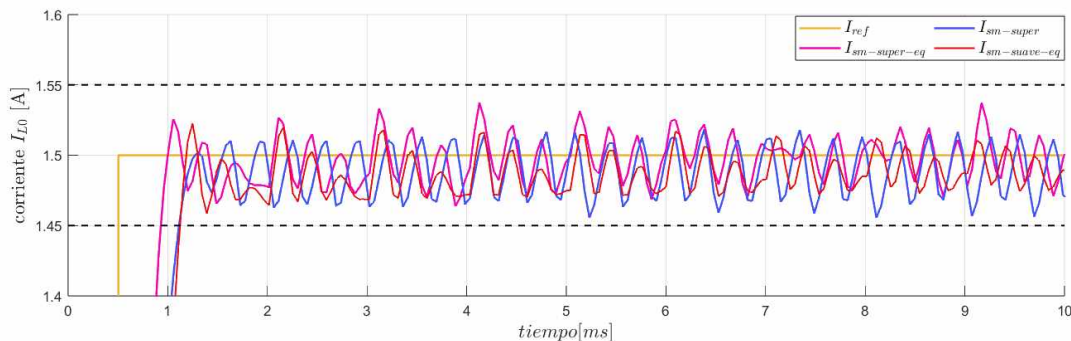


Figura 5.22: Comparación de las respuestas de los controladores por MD de segundo orden con el enfoque suave, haciendo foco en los valores en torno a la referencia.

El controlador por MD de segundo orden demuestra ser la mejor opción en términos de desempeño global. Su capacidad para equilibrar precisión, robustez y tiempo de respuesta lo posiciona como una solución óptima para aplicaciones que requieren un control de alta calidad. La adición de la u_{eq} refuerza estas ventajas al reducir aún más el tiempo de respuesta. No obstante, es importante considerar que esta estrategia requiere mediciones precisas de las variables internas, como las tensiones del capacitor de entrada y salida, para calcular correctamente la u_{eq} . En la práctica, la efectividad de esta solución podría verse limitada por la precisión en la estimación de estas variables y su dependencia en los parámetros del sistema.

Capítulo 6

Evaluación experimental de los controladores

Una vez diseñadas las estrategias de control, se procedió a realizar una evaluación experimental para analizar su desempeño bajo condiciones operativas definidas. Este capítulo presenta los ensayos realizados, cuyo objetivo principal fue comparar el rendimiento de los algoritmos implementados y examinar la respuesta global del sistema. Las pruebas se diseñaron para operar con los valores de alimentación, corriente de salida y carga previamente utilizados para la validación del modelado matemático, con el fin de reforzar la correlación entre el diseño de los controladores y la implementación experimental.

Los resultados obtenidos no solo se compararon con las simulaciones previas para validar el modelo teórico, sino que también establecieron una comparación directa entre las diferentes técnicas de control, destacando sus fortalezas y limitaciones en aplicaciones prácticas. De este modo, esta evaluación experimental busca contribuir al desarrollo de técnicas avanzadas de control, potencialmente aplicables en futuras implementaciones en sistemas de potencia.

Considerando que el propósito esencial de este trabajo consiste en la implementación de los algoritmos por MD, este capítulo comienza con un breve análisis de los controladores PI. Dado que la validación del diseño de estos últimos se detalla en los Anexos, esta sección se enfoca en comparar el desempeño experimental de las diferentes sintonizaciones. A continuación, se presenta el estudio de los resultados obtenidos con los controladores por MD, afinando sus diseños y destacando las diferencias observadas. Finalmente, se realiza una comparación de las respuestas de los controladores por MD con las del controlador PI seleccionado.

6.1. Evaluación experimental de los controladores PI

Uno de los principales desafíos al implementar los controladores en la plataforma experimental fue la elección del orden del filtro digital para calcular el valor medio de la corriente de salida, tal como se detalla en los Anexos. Aunque el filtro de orden 7 proporciona una mejor representación dinámica en simulaciones, las diferencias prácticas respecto al filtro de orden 15 son sutiles. Aquí se presenta la comparación experimental de ambos filtros, empleando los controladores PI diseñados.

En la Fig. 6.1, se observa que las diferencias entre los filtros son mínimas. Sin embargo, el filtro de menor orden muestra consistentemente un sobrepico menor y un tiempo de respuesta igual o mejor que el del filtro de mayor orden. Por lo tanto, el filtro de orden 7 fue seleccionado para las evaluaciones posteriores.

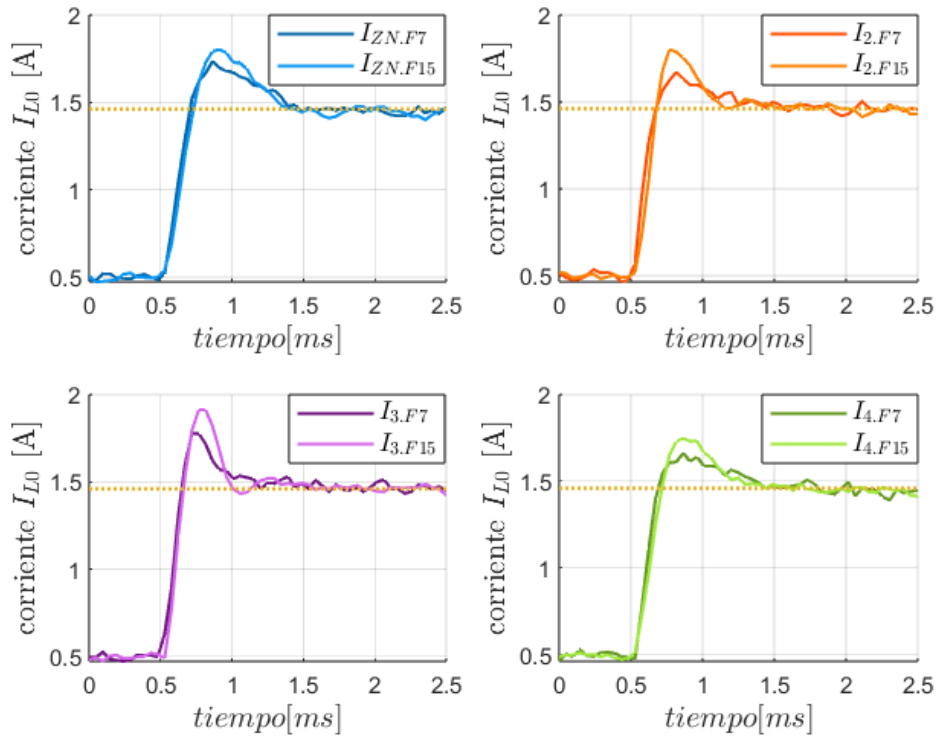


Figura 6.1: Comparación de la respuesta experimental de los controladores PI aplicando filtros de orden 7 y 15.

Una vez seleccionado el filtro, se evaluó el desempeño de los controladores PI diseñados. En la Fig. 6.2 se comparan sus respuestas experimentales, donde la línea negra discontinua indica los límites de la banda en la que se considera que el sistema ha alcanzado el estado estacionario. Es importante destacar que el centro de esta banda no coincide con el valor de referencia establecido, debido a la característica de respuesta del sistema explicada en la Sec. 5.1. Para facilitar la comparación, el análisis de las métricas se basa en el tiempo de llegada a esta banda. Aunque las respuestas experimentales son similares, el controlador 2 (trazo rojo) se distingue por su mejor desempeño en términos de tiempo de respuesta, permanencia dentro de la banda de establecimiento y menor sobrepico. Esto lo posiciona como la opción más adecuada para este sistema bajo las condiciones evaluadas. Los valores cuantitativos de desempeño pueden consultarse en la Tab. 6.1.

Controlador	Parámetros de los controladores		Parámetros de respuesta temporal	
ZN	$K_p = 0.126$	$K_i = 294$	$t_{est} = 0.91$ ms	$s_p = 1.74$ A
2	$K_p = 0.170$	$K_i = 275$	$t_{est} = 0.77$ ms	$s_p = 1.67$ A
3	$K_p = 0.200$	$K_i = 345$	$t_{est} = 0.96$ ms	$s_p = 1.78$ A
4	$K_p = 0.138$	$K_i = 240$	$t_{est} = 3.41$ ms	$s_p = 1.66$ A

Tabla 6.1: Parámetros de sintonización de los controladores PI y métricas asociadas a la respuesta experimental del sistema con filtro de orden 7. Se presenta el tiempo de establecimiento a la banda alrededor del valor de referencia (t_{est}) y el sobrepico (s_p) para cada caso.

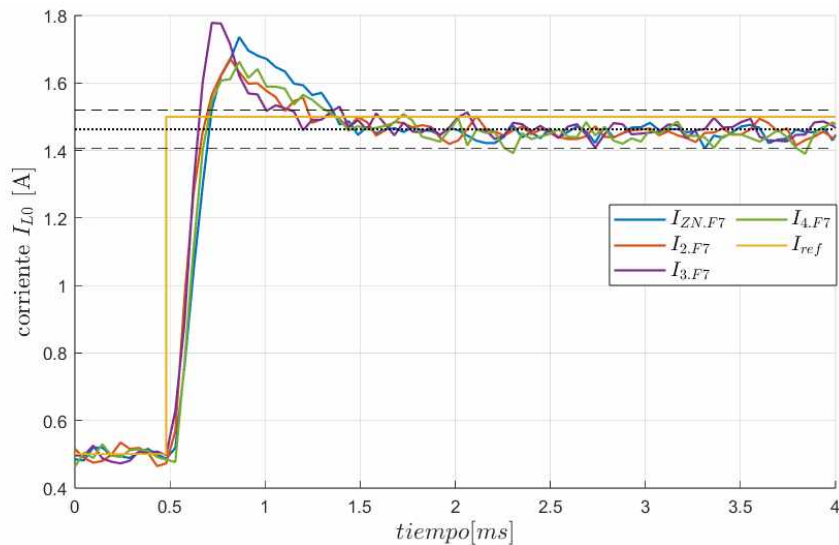


Figura 6.2: Comparación de la respuesta experimental de los distintos controladores PI.

6.2. Evaluación experimental de los controladores MD

En el Cap. 5, se destacó la importancia de incorporar la acción de control equivalente como componente *feedforward* para implementar los controles por MD en el sistema experimental. Por esta razón, esta sección comienza con el análisis de la implementación de dicha acción, que se incluirá en la mayoría de los controles evaluados posteriormente.

Se analizó como esta presentaba una dinámica lenta, relacionada con las variables internas del sistema de acuerdo a la ec. (5.6). En la Fig. 6.3, se presenta una comparación entre los resultados experimentales y los obtenidos mediante simulación basada en el modelo descrito por la ec. (4.1), discretizado con una tasa de actuación y de adquisición del valor medio de la corriente I_0 de $48 \mu\text{s}$, y una frecuencia de medición de las variables internas de 1 kHz.

Aunque los resultados presentan similitudes, como tiempos de respuesta comparables, se identificaron discrepancias importantes. En primer lugar, los valores en estado estacionario correspondientes a las referencias de 0,5 A y 1,5 A presentan un error aproximado de 0,1 A. Además, fue necesario incluir un término constante en el cálculo de la ec. (5.6) para que el

sistema responda de acuerdo a lo esperado, cuyo valor fue ajustado a las condiciones de operación de los ensayos realizados. Sin embargo, este ajuste probablemente no sea extensible a otros puntos de operación. Estas diferencias, junto con las incertidumbres asociadas a los parámetros del sistema y a las mediciones experimentales, contribuyeron a las variaciones observadas en la dinámica de u_{eq} y en los valores de estado estacionario.

En relación a las mediciones, se observó que, aunque las variables internas tienen una dinámica lenta, la tensión en el capacitor de entrada (v_{cin}) presenta además un ripple de alta frecuencia, tal como se muestra en la Fig. 6.3. Para obtener un valor medio adecuado, sería necesario implementar un procesamiento similar al utilizado para la corriente de salida. No obstante, en este caso, únicamente se toma el valor puntual adquirido por el sensor, lo que limita la precisión de la medición. Para mejorarla, sería necesario adquirir un mayor número de muestras de esta tensión, lo que implicaría aumentar la frecuencia de muestreo. De lo contrario, el procesamiento requeriría ralentizar el ajuste del control equivalente, perjudicando al tiempo de respuesta de la corriente. Por otro lado, se identificó una oscilación significativa en la corriente, posiblemente atribuible tanto al ripple como al procesamiento experimental realizado para calcular su valor medio.

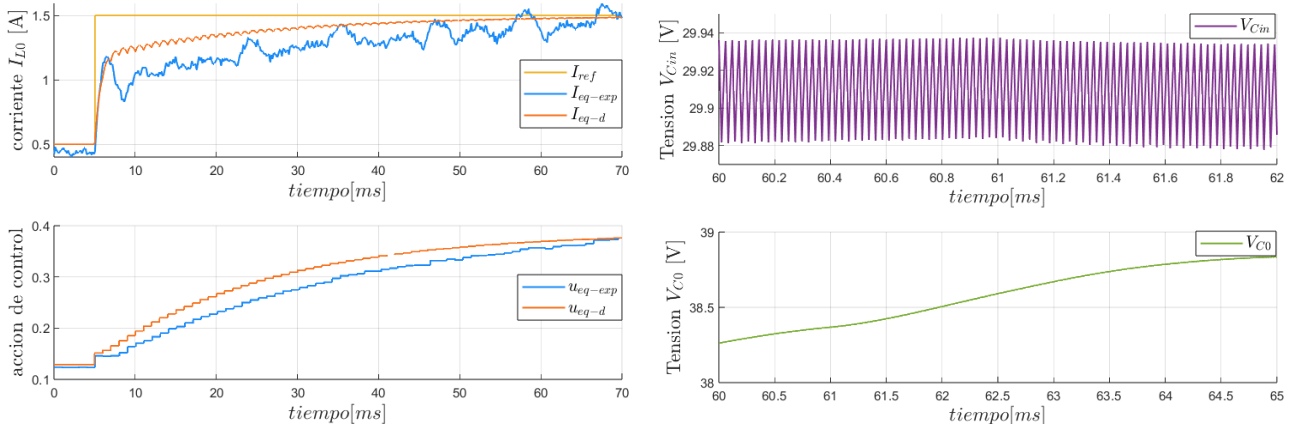


Figura 6.3: Comparación de respuesta experimental del control equivalente ($I_{o_{eq-exp}}$) con la simulada discreta ($I_{o_{eq-d}}$). Se incluye a la derecha la simulación de la respuesta temporal de las variables internas V_{Cin} y V_{C0} .

Se continúa con el análisis de la implementación de los controles. Cabe destacar que, aunque no se incluyeron en las gráficas para evitar sobrecargar la información presentada, se realizaron ensayos empleando filtros de orden 7 y 15. Nuevamente, se obtuvieron mejores resultados con el filtro de orden 7, debido a su capacidad para detectar con mayor precisión los cambios rápidos en la corriente, lo cual es crucial en la aplicación de técnicas discontinuas como el control por MD.

La Fig. 6.4 muestra los resultados experimentales del control por MD tradicional y con histéresis. Se observa que ambos presentan un menor tiempo de alcance a la superficie de deslizamiento en comparación con las simulaciones, lo cual se asocia a un arranque con una acción de control inicial más agresiva. Posteriormente, las dinámicas se equiparan, logrando

prácticamente los mismos valores de control equivalente, aunque con un desfase temporal. En general, ambos controles muestran dinámicas similares a las simulaciones, validando así los resultados obtenidos experimentalmente.

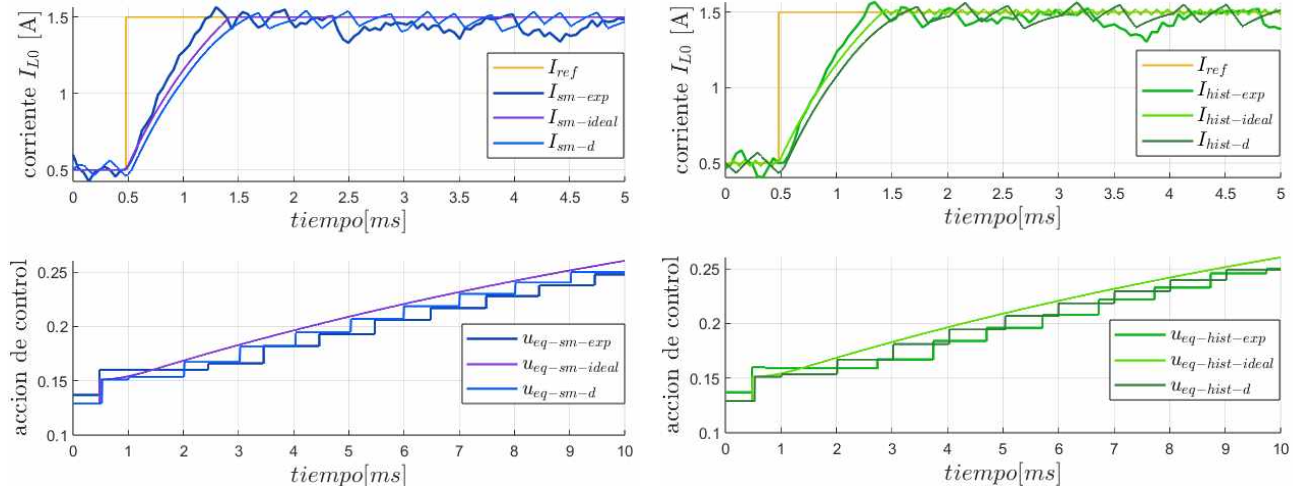


Figura 6.4: Comparación de las respuestas y acciones de control equivalente experimentales con las simulaciones discretizadas e ideales, para el control por MD tradicional (a la izquierda) y con histéresis en la comparación (a la derecha).

En el caso del control con enfoque de conmutación suave, las diferencias fueron más evidentes. La alta oscilación observada al utilizar el valor del parámetro k_s definido en el diseño por simulación hizo necesario reducirlo considerablemente. En lugar de mantener el valor original, aproximadamente el doble del empleado en el control por MD tradicional, se optó por uno más cercano a este último para mejorar la estabilidad del sistema. A pesar de esta modificación, la oscilación en la acción de control (Fig. 6.5) fue significativamente mayor que la simulada, posiblemente debido a imprecisiones en la estimación de las variables y a las limitaciones del DSC para calcular la ec. (5.21). Este comportamiento impactó negativamente el desempeño del método, comprometiendo su viabilidad para aplicaciones prácticas en el sistema experimental.

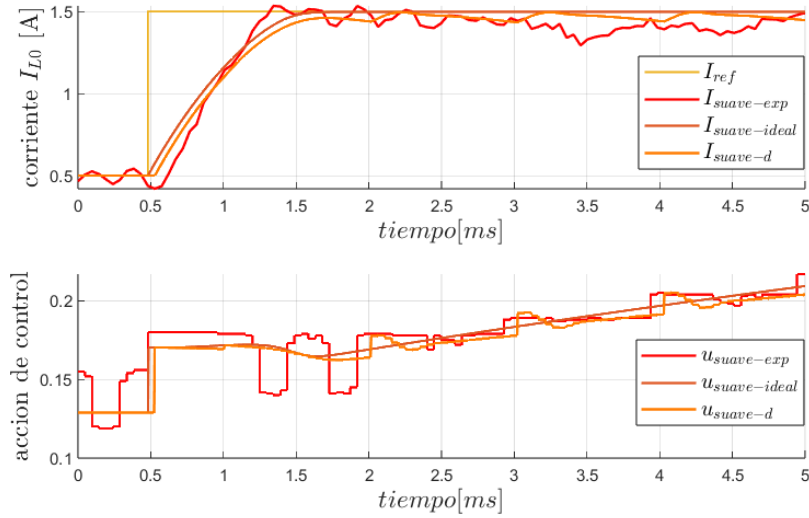


Figura 6.5: Comparación de la respuesta y acción de control experimental con las simulaciones discretizadas e ideales, para el control por MD con enfoque suave.

Finalmente, en cuanto al control por MD de segundo orden, aunque exigió ajustes en su sintonización, siguió presentando resultados prometedores. En la Sec. 5.2.6 se señaló cómo la incorporación del control equivalente permite reducir el parámetro α asociado al término con efecto integrador. Sin embargo, los valores iniciales elegidos no ofrecieron los resultados esperados, apareciendo oscilaciones demasiado pronunciadas en la corriente, especialmente en el control sin la incorporación de u_{eq} .

Luego de múltiples ensayos, se determinó una sintonización óptima adoptando el mismo valor de α para ambos controles, eligiendo un valor intermedio entre los previamente seleccionados. Con esta configuración, los controles demostraron características destacadas de desempeño, como rápida convergencia y bajo ripple, con una dinámica que se aproxima a la simulada, tal como se aprecia en la Fig. 6.6. En particular, para el control *super-twisting* simple se adoptó una dinámica similar a la empleada en los controles PI, debido a la reducción del efecto integrador. Esto permitió alcanzar rápidamente un valor próximo a la referencia en 0,5ms, logrando estabilizarse completamente en el estado estacionario alrededor de los 12ms.

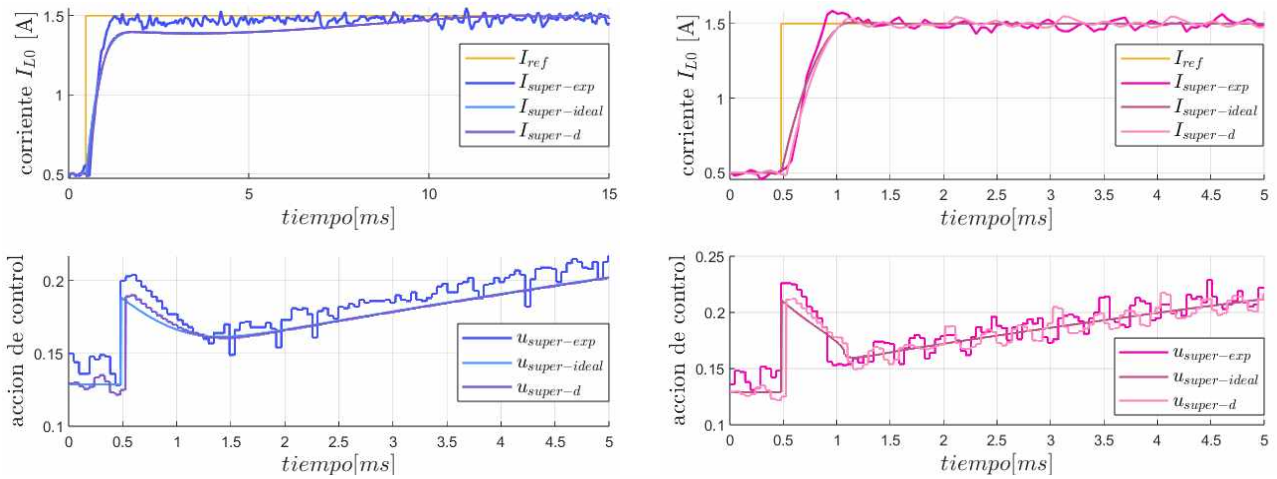


Figura 6.6: Comparación de las respuestas y acciones de control experimentales con las simulaciones discretizadas e ideales, para el control por MD de segundo orden, con adición del cálculo de u_{eq} como componente *feedforward* (a la derecha) y sin adición (a la izquierda).

6.3. Evaluación integral de los controladores

Para cerrar, se presenta una comparación de las estrategias de control más destacadas implementadas en el sistema experimental. En esta evaluación, se excluyen el enfoque suave y el control con histéresis, ya que sus desempeños no superan al del resto de las alternativas consideradas. En la Fig. 6.7 se muestran las respuestas experimentales de los controles seleccionados, mientras que en la Tab. 6.2 se presentan los principales parámetros de su respuesta temporal, lo que en conjunto permite realizar un análisis comparativo detallado.

El control por MD tradicional, aunque presenta un tiempo de convergencia rápido, muestra un alto ripple en torno a un valor que no coincide con la referencia deseada, resultando en un mayor error acumulado y una menor eficiencia en la regulación. Esto lo posiciona como la opción con el peor desempeño general. Por su parte, el control PI destaca por tener el menor tiempo de subida y un ripple moderado. Sin embargo, este controlador exhibe un sobrepico considerable, además de un tiempo de establecimiento prolongado, lo que incrementa los errores integrales de la señal.

El control *super-twisting* simple, por otro lado, combina un tiempo de convergencia a un valor cercano al de la referencia similar al del PI, con un ripple moderado y un tiempo de establecimiento algo menor. Por último, el control por MD de segundo orden con adición de u_{eq} presenta un sobrepico inferior al del PI, junto con un tiempo de convergencia comparable, pero introduce una mayor oscilación en torno al valor de referencia deseado, lo que repercute en los valores de error acumulado.

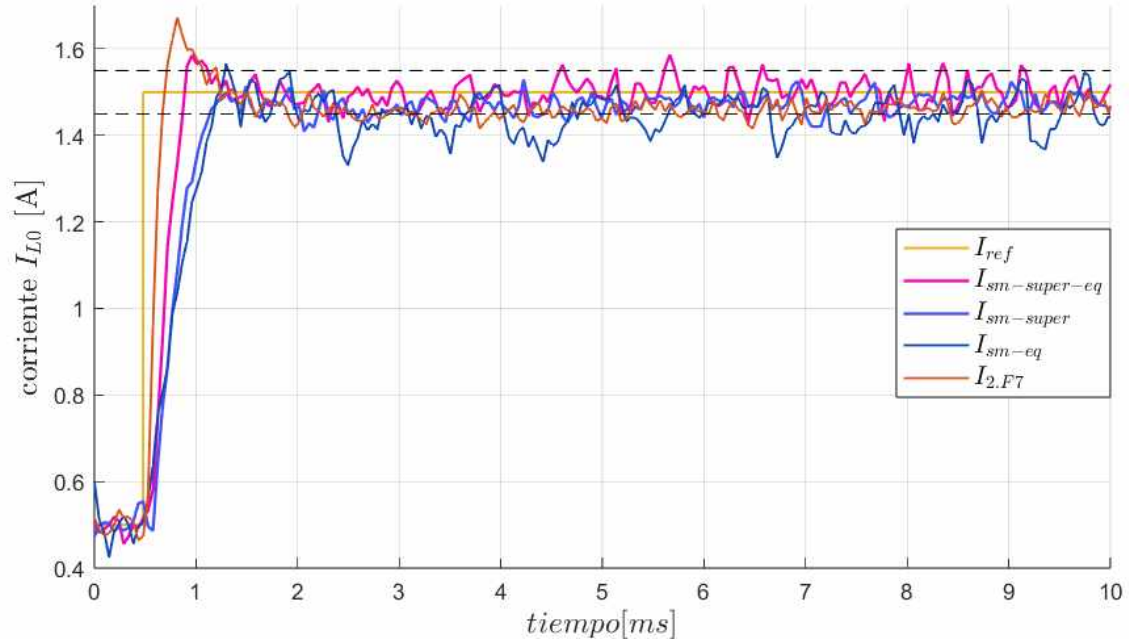


Figura 6.7: Comparación de la respuesta de los controladores más destacados: *super-twisting* con adición de u_{eq} ($I_{sm-super-eq}$), *super-twisting* sin u_{eq} ($I_{sm-super}$), MD tradicional con u_{eq} (I_{sm-eq}) y PI ($I_{2.F7}$).

Controlador	Parámetros de los controladores		Parámetros de la respuesta temporal					
			t_{alc}	Δ	ISE	IAE	ITSE	ITAE
MD	$k_s = 0.018$	$k_{sm} = 0.018$	0.72 ms	0.26 A	$2.83 \cdot 10^{-4}$	$9.29 \cdot 10^{-4}$	$4.16 \cdot 10^{-7}$	$3.79 \cdot 10^{-7}$
MD - hist	$\delta = 0.0168$	$k_s = 0.018$	0.77 ms	0.28 A	$3.34 \cdot 10^{-4}$	$9.98 \cdot 10^{-4}$	$5.25 \cdot 10^{-7}$	$4.12 \cdot 10^{-7}$
Conn. suave	$\delta = 0.05$	$k_s = 0.02$	0.82 ms	0.27 A	$4.42 \cdot 10^{-4}$	$12.0 \cdot 10^{-4}$	$6.02 \cdot 10^{-7}$	$4.55 \cdot 10^{-7}$
ST	$\lambda = 0.06$	$\alpha = 12$	0.67 ms	0.14 A	$2.66 \cdot 10^{-4}$	$6.81 \cdot 10^{-4}$	$2.44 \cdot 10^{-7}$	$2.29 \cdot 10^{-7}$
ST - eq	$\lambda = 0.06$	$\alpha = 12$	0.43 ms	0.17 A	$1.96 \cdot 10^{-4}$	$5.22 \cdot 10^{-4}$	$1.70 \cdot 10^{-7}$	$1.85 \cdot 10^{-7}$
PI	$K_p = 0.17$	$K_i = 275$	0.19 ms	0.11 A	$1.34 \cdot 10^{-4}$	$6.04 \cdot 10^{-4}$	$1.82 \cdot 10^{-7}$	$2.74 \cdot 10^{-7}$

Tabla 6.2: Parámetros de sintonización de los controladores y métricas asociadas a la respuesta experimental. Se presentan el tiempo de alcance a la banda de establecimiento (t_{alc}), el ripple en dicha banda (Δ) y los índices ISE (*Integral Square Error*), IAE (*Integral Absolute Error*), ITSE (*Integral of Time multiplied Squares*) e ITAE (*Integral of Time multiplied Absolute Error*).

La evaluación integral sugiere que, si bien el control por MD tradicional presenta limitaciones debido a su alto ripple y mayor error acumulado, las demás estrategias ofrecen un desempeño más equilibrado en función de las prioridades del sistema. En particular, el control por MD de segundo orden simple logra un buen compromiso entre rapidez y precisión en torno al valor de referencia. Su menor sobrepico, en comparación con el PI, y su tiempo de establecimiento más corto contribuyen a reducir los índices de error, lo que lo posiciona como una alternativa competitiva.

Por otro lado, el control por MD de segundo orden con adición de u_{eq} , aunque ofrece resultados alentadores, su óptima implementación requiere mejoras en el sistema de adquisición de los datos de las variables internas del sistema. En este sentido, aumentar la frecuencia de

muestreo y aplicar un procesamiento adecuado para obtener el valor medio de la tensión en el capacitor de entrada ($v_{C_{in}}$) sería fundamental para optimizar su desempeño. Además, un análisis más detallado del comportamiento de las variables internas podría ayudar a corregir las discrepancias entre la implementación real y el modelado, evitando la necesidad de incluir un término constante en el cálculo de u_{eq} .

Conclusiones

En el proyecto se desarrollaron, implementaron y evaluaron numérica y experimentalmente diversas estrategias de control para un sistema de conversión basado en pilas de combustible, utilizando controladores proporcionales-integrales (PI) y por modos deslizantes (MD) de diferentes órdenes. La comparación de estas estrategias permitió identificar ventajas y limitaciones en cada caso, destacándose el controlador por MD de segundo orden como la opción más robusta y eficiente. Este controlador logra un balance óptimo entre precisión, tiempo de respuesta y reducción del *chattering*, superando las limitaciones observadas en los controladores PI y en los MD de primer orden.

Los resultados experimentales mostraron una correlación razonable con las simulaciones realizadas, lo que permitió validar parcialmente los modelos empleados. La incorporación de elementos como los retardos y la dinámica de los filtros en el modelado resultó clave para reproducir con mayor fidelidad el comportamiento del sistema físico y mejorar la predicción de su desempeño.

Se destaca en general el impacto de las limitaciones del *hardware* en los resultados observados. La precisión del sistema de sensado y la capacidad de procesamiento del DSC jugaron un papel crucial en el desempeño de los controladores, particularmente en la estimación del valor medio de las variables. Mejorar estos aspectos podría llevar a una mayor estabilidad y precisión en aplicaciones futuras. En cuanto al modelado, un análisis más exhaustivo de las variables internas podría haber ayudado a identificar y corregir las discrepancias observadas entre el sistema experimental y su representación matemática.

Con el diseño e implementación de los controladores completados, se considera que el principal objetivo del proyecto fue cumplido satisfactoriamente. Aunque se enfrentaron desafíos durante el desarrollo, este trabajo sienta las bases para futuras optimizaciones y contribuye significativamente a la formación del autor. Además de proporcionar experiencia en el diseño e implementación de controladores avanzados, el proyecto permitió adquirir competencias en el uso de herramientas de simulación, evaluación experimental y resolución de problemas asociados al procesamiento digital.

Anexos

Contratiempos en el procesamiento de la corriente

Durante el desarrollo del proyecto surgieron varios contratiempos relacionados con la obtención del valor medio de la corriente de salida. Estas dificultades se debieron principalmente a la técnica de modulación empleada y a las limitaciones inherentes del dispositivo utilizado.

El primer desafío radicó en que al desplazar la fase de la señal de comando, también se modifica la fase de la corriente, lo que imposibilita medir directamente su valor medio en instantes precisos sin alterar los tiempos de medición en cada ciclo de conmutación de las llaves. Es por esto que se decidió tomar ocho muestras espaciadas uniformemente en cada ciclo y procesarlas posteriormente. Inicialmente, se evaluó simplemente promediar las muestras, pero esta opción demandaba un tiempo de cómputo elevado, ya que el microprocesador genera una interrupción únicamente tras completar la adquisición de todas las muestras. Como alternativa, se intentó disparar manualmente la lectura del ADC para tomar muestras individuales y acumular progresivamente los valores obtenidos. Aunque esta estrategia mejoró la eficiencia en términos de tiempo de cómputo, sacrificó precisión al no garantizar un espaciamiento uniforme entre las muestras.

Finalmente, se adoptó un enfoque basado en un filtro digital, en el cual se toman ocho muestras por ciclo de conmutación, ya que este valor consigue una división entera entre el periodo de conmutación y la cantidad de lecturas del ADC, logrando una frecuencia de muestreo fija. Además, esta cantidad permite utilizar únicamente los canales disponibles del ADC, sin necesidad de guardar muestras en otros registros. En cuanto al filtro empleado, se optó por uno tipo FIR, ya que estos dependen únicamente de las mediciones y no de los valores previos de la salida del filtro, admitiendo realizar una única vez el procesamiento al inicio de cada ciclo, empleando todas las muestras del ciclo anterior. Esta solución optimizó tanto la precisión como el tiempo de cómputo, aprovechando la capacidad del DSC para manejar eficientemente operaciones de este tipo. Se consideró la utilización de filtros FIR de orden 7 y 15, bajo la premisa de que, al procesar las ocho muestras del ciclo, la salida del filtro debería haber convergido al valor medio deseado. La principal diferencia entre ambos radica en que el filtro de orden 7 utiliza exclusivamente las muestras del ciclo actual, mientras que el filtro de orden 15 incorpora también las ocho muestras correspondientes al ciclo anterior. En primera instancia se optó por el filtro de orden 15 debido a que ofrecía estimaciones más consistentes del valor medio de la corriente.

Bajo esta estructura se realizaron las pruebas para obtener el modelado dinámico del sistema. Sin embargo, durante la validación experimental de los controladores PI, al comparar las muestras experimentales con los resultados simulados del modelo lineal, surgieron discrepancias significativas. En la Fig. 6.8 se comparan la respuesta y la acción de control del sistema experimental (en color celeste) con los resultados simulados utilizando el modelo lineal de la planta y un controlador PI continuo (en color violeta).

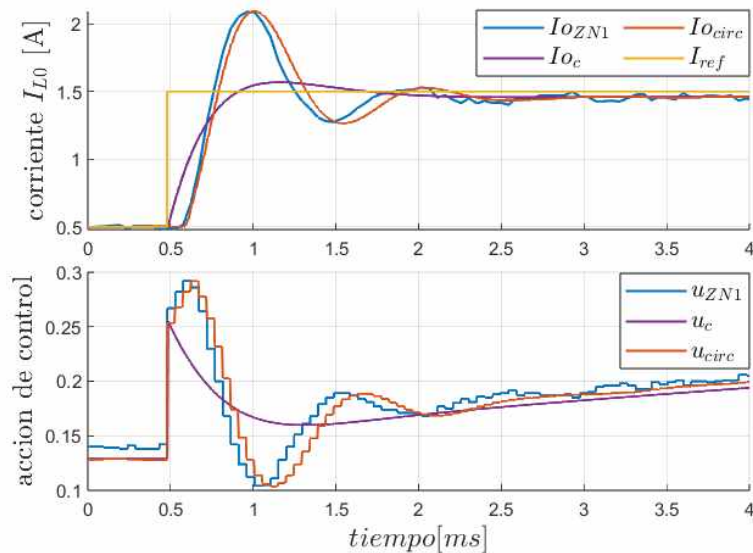


Figura 6.8: Comparación de distintas respuestas del sistema. Se muestra la corriente de salida experimental (curva azul), la respuesta del modelo lineal continuo (curva violeta) y la respuesta simulada del circuito en Simulink tras incorporar las modificaciones (curva roja). En la parte inferior se representan las señales de control asociadas a cada caso, siguiendo la misma convención de colores.

Estas diferencias señalaron aspectos del modelo de simulación y de la implementación que debían ser revisados para mejorar la representación del comportamiento real. La Fig. 6.8 también incluye en color rojo la respuesta simulada del circuito en Simulink tras incorporar las modificaciones, mostrando una mejor correspondencia con los resultados experimentales.

Revisión y ajustes del sistema de control

El primer aspecto revisado fue el retardo presente entre el cálculo de la acción de control y la actualización del registro que define la fase entre las señales PWM. Aunque se conocía la existencia de este retardo, no se había considerado su impacto en la dinámica del sistema. Para corregirlo, se modificó la secuencia de ejecución de la implementación. En lugar de calcular la acción de control al inicio de cada ciclo de conmutación, este cálculo se realiza unos microsegundos antes, garantizando que la fase de las señales se ajuste sin introducir retardo.

Para lograr esto, se utilizó el canal 3 del módulo ePWM para generar una señal sincronizada con la señal principal (canal 1). Mientras el canal 1 sigue disparando el inicio de la conversión del ADC, el canal 3 fue configurado para interrumpir $3 \mu\text{s}$ antes del inicio del siguiente ciclo.

Esto permite que el cálculo de la acción de control y la actualización del registro se completen antes del inicio del nuevo ciclo.

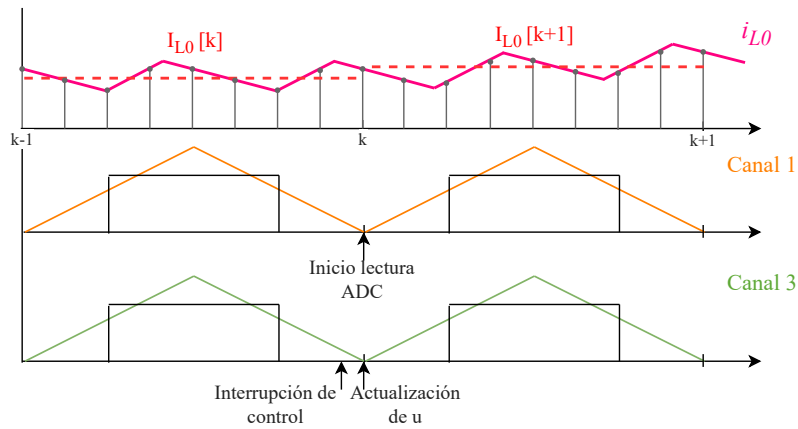


Figura 6.9: Secuencia de procesamiento y actualización de la acción de control.

El segundo punto revisado fue la elección del filtro digital para el cálculo del valor medio de la corriente. Originalmente, se había seleccionado un filtro FIR de orden 15, que ofrecía mayor estabilidad en las estimaciones. Sin embargo, se observó que este filtro dificultaba la representación precisa de cambios rápidos en el estado de la corriente debido al uso de muestras del ciclo anterior. Al emplear un filtro FIR de orden 7, se logró una mejora notable en la estimación dinámica, ya que este considera únicamente las muestras del último ciclo y no las del anterior. La Fig. 6.10 ilustra estos comportamientos: la corriente instantánea del circuito (en amarillo) se compara con las estimaciones del filtro de orden 7 (en azul), orden 15 (en verde), y el bloque *mean* de Simulink (en violeta), que computa el promedio en una ventana fija.

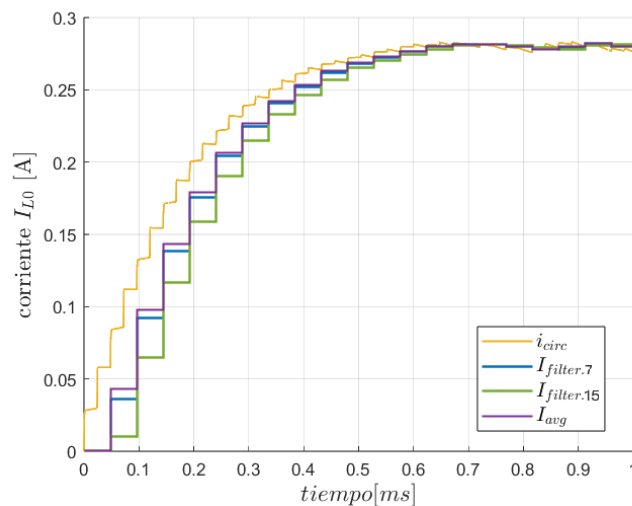


Figura 6.10: Comparación mediante simulación de las estimaciones del valor medio \bar{i}_{L0} con distintos filtros.

Para analizar el impacto del filtro seleccionado en la dinámica del sistema, la Fig. 6.11 presenta una comparación de la respuesta y la acción de control simuladas ante un escalón de

referencia. Se incluyen las simulaciones del controlador PI continuo usando el modelo lineal de la planta (I_{o_c}) y del controlador PI discreto con el mismo modelo (I_{o_d}). Aunque las diferencias son sutiles, el filtro de orden 7 muestra una mayor similitud con la implementación discreta.

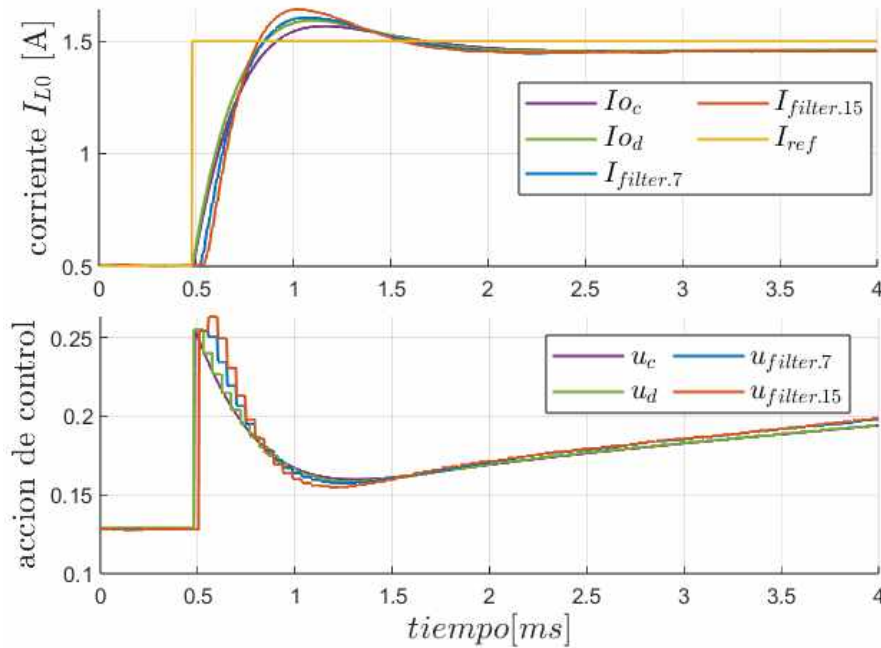


Figura 6.11: Comparación por simulación de la respuesta y la acción de control para distintos modelos del controlador y del sistema. Se incluyen las simulaciones del controlador PI continuo usando el modelo lineal de la planta (en violeta) y del controlador PI discreto con el mismo modelo (en verde), como así también las simulaciones del circuito en Simulink empleando el filtro de orden 7 (en azul) y de orden 15 (en rojo).

Finalmente, se identificó la presencia de un retardo extra en el lazo de obtención del valor medio de corriente. Si bien no se pudo encontrar la causa de este, ni evitarlo en el sistema experimental, se incluyó para todas las simulaciones de los controladores, que no impliquen una representación ideal, ya que su incorporación en el modelo brinda resultados con mayor semejanza a los experimentales.

En resumen, el enfoque adoptado para la estructura de control consiste en generar una interrupción desde el canal 3, aproximadamente $3 \mu s$ antes del inicio del nuevo ciclo. Esta interrupción, configurada con máxima prioridad, se encarga de procesar la corriente de salida i_{L0} mediante el filtro digital, calcular la acción de control y actualizar el registro de desfase de las señales PWM. Simultáneamente, se realiza la adquisición de datos del ADC, disparada por el canal 1, capturando las muestras del ciclo actual.

Para validar el modelo empleado para la simulación, se presenta en la Fig. 6.12 la comparación de la respuesta y la acción de control entre las muestras experimentales y de la simulación utilizando el modelo circuital, al aplicar el control PI sintonizado mediante ZN.

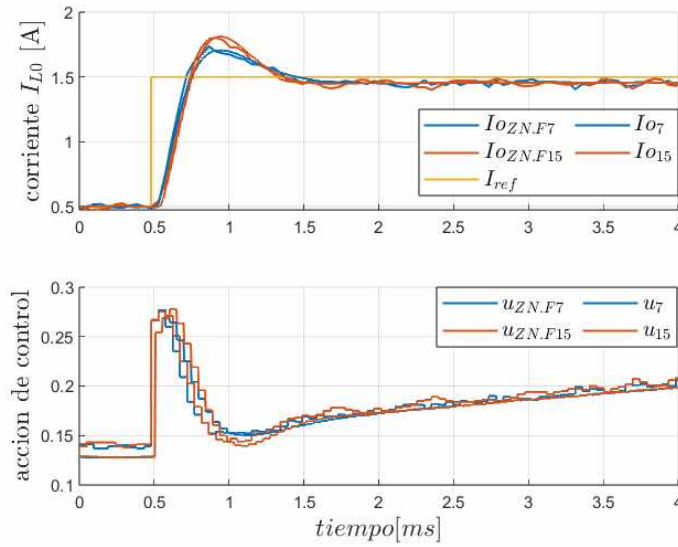


Figura 6.12: Comparación entre los datos experimentales y la simulación de la respuesta del sistema y la acción de control utilizando dos filtros diferentes. Las curvas en color rojo representan los resultados con el filtro FIR de orden 7, mientras que las curvas en azul corresponden al filtro FIR de orden 15

Con estas modificaciones, se logró mejorar notablemente la respuesta del sistema, como se muestra en la Fig. 6.13, comparada con la obtenida previamente utilizando el mismo controlador.

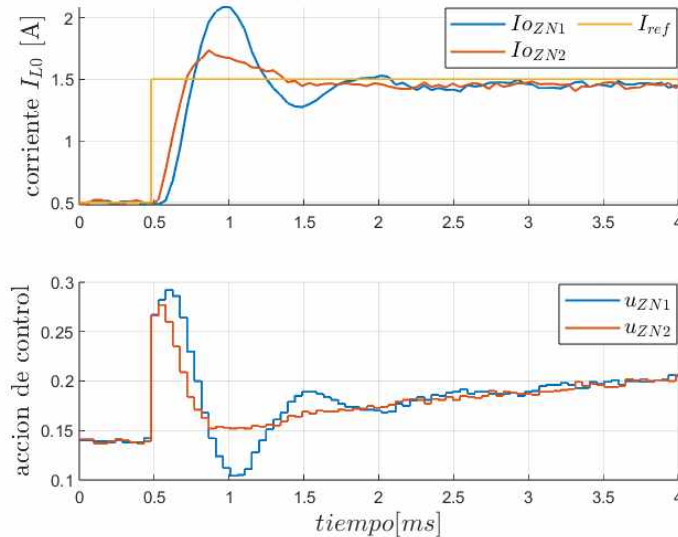


Figura 6.13: Comparación de la respuesta del sistema original del sistema (en azul) contra la respuesta aplicando las modificaciones (en rojo). Para la curva de color rojo se empleó la nueva secuencia de control y el filtro de orden 7.

Implementación del control por MD en el DSC

La secuencia de control utilizada es la misma para todas las estrategias diseñadas, modificándose únicamente el cálculo de la acción de control según las expresiones correspondientes a la estrategia seleccionada.

En el caso del control por MD tradicional, sin incluir el cálculo de la u_{eq} , surgieron complicaciones relacionadas con limitaciones prácticas. Estas dificultades se deben principalmente a las vibraciones generadas en los componentes al realizar variaciones abruptas en la acción de control, lo que imposibilitó llevar esta estrategia a la práctica. Sin embargo, este ensayo permitió establecer una cota para la máxima diferencia aceptable entre los valores de u^+ y u^- , definiendo así un valor adecuado para el parámetro k_s .

Ante estas restricciones, se optó por incorporar el cálculo de la acción de control equivalente como componente *feedforward*. Para esta implementación, es necesario medir las tensiones en el capacitor de entrada (\bar{v}_{Cin}) y de salida (\bar{v}_{C0}), según lo indicado en la ecuación (5.6). Para estas mediciones, se utilizó el circuito integrado LM5056A de *Texas Instruments*.

Este sensor permite realizar mediciones a una frecuencia máxima de 1kHz, la cual puede reducirse si se busca mejorar la precisión mediante el promedio de los valores. Aunque operar a frecuencias más altas sería ideal, esta limitación no resulta crítica, ya que la dinámica de la u_{eq} es considerablemente más lenta que la de la corriente. Esto puede observarse en la Fig. 5.9, donde se compara el cálculo discreto de la u_{eq} a 1kHz (curva violeta) con su versión continua (curva azul), mostrando un seguimiento adecuado dentro de los tiempos requeridos para la aplicación.

El cálculo de la u_{eq} se realiza cada $T_s = 48\mu s$, al igual que el de la u_{sm} . Aunque las tensiones internas del sistema se miden cada 1ms, el cálculo de la u_{eq} a esta tasa permite capturar variaciones abruptas en la referencia I_{ref} sin comprometer el desempeño del controlador. El desempeño de la versión discreta del control equivalente se evalúa en la Fig. 5.10, en la cual se realiza el cálculo de ambos componentes de la acción de control a una tasa T_s , y se la compara con la versión continua de dicho cálculo.

Bibliografía

- [1] World Resources Institute. *4 Charts Explain Greenhouse Gas Emissions by Countries and Sectors*. 2024. URL: <https://www.wri.org/insights/4-charts-explain-greenhouse-gas-emissions-countries-and-sectors>.
- [2] International Energy Agency (IEA). *World Energy Outlook*. 2024. URL: <https://www.iea.org/reports/world-energy-outlook-2024>.
- [3] Alpes Energy. *¿Como está la generación de Energía Renovable en Argentina en 2024?* 2024. URL: <https://www.alpesenergy.com/blog/un-paso-importante-hacia-el-futuro-sostenible-como-esta-la-generacion-de-energia-renovable-en-argentina-en-2024/>.
- [4] Pacific Northwest National Laboratory(PNNL). *Renewable Integration*. URL: <https://www.pnnl.gov/explainer-articles/renewable-integration>.
- [5] Jorge Anderson, Jerónimo Moré y Paul Puleston. «Design and stability analysis of a super-twisting controller for a PS-FBC-based fuel cell module». En: *Advanced Control for Applications* (2019). DOI: [10.1002/adc2.19](https://doi.org/10.1002/adc2.19).
- [6] Cristian Kunusch, Paul Puleston y Miguel Mayosky. *Sliding-Mode Control of PEM Fuel Cells*. 2012. DOI: [10.1007/978-1-4471-2431-3](https://doi.org/10.1007/978-1-4471-2431-3).
- [7] Abdullah Ali, Amani Al-Othman y Muhammad Tawalbeh. «Grand Challenges in Fuel cell Technology towards Resource Recovery». En: *Journal of Resource Recovery* (2023). DOI: [10.52547/jrr.2211.1004](https://doi.org/10.52547/jrr.2211.1004).
- [8] Jih-Sheng Lai y Michael W. Ellis. «Fuel Cell Power Systems and Applications». En: *Proceedings of the IEEE* (2017). DOI: [10.1109/JPROC.2017.2723561](https://doi.org/10.1109/JPROC.2017.2723561).
- [9] Abhi Parekh. «Recent developments of proton exchange membranes for PEMFC: A review». En: *Frontiers in Energy Research* (2022). DOI: [10.3389/fenrg.2022.9561324](https://doi.org/10.3389/fenrg.2022.9561324).
- [10] Andrew Dicks y David Rand. *Fuel Cell Systems Explained*. 2018. ISBN: 9781118613528. DOI: [10.1002/9781118706992](https://doi.org/10.1002/9781118706992).
- [11] W.R.W. Daud et al. «PEM fuel cell system control: A review». En: *Renewable Energy* (2017). DOI: [j.renene.2017.06.027](https://doi.org/10.1016/j.renene.2017.06.027).
- [12] HA. Trinh, Truong H.V.A. y M.D. Pham. «Comprehensive Control Strategy and Verification for PEM Fuel Cell/Battery/Supercapacitor Hybrid Power Source». En: *international Journal of Precision Engineering and Manufacturing-Green Technologyy* (2023). DOI: [10.1007/s40684-022-00498-w](https://doi.org/10.1007/s40684-022-00498-w).
- [13] Kelvin Edem Basse. «Hybrid renewable energy systems modeling». En: *Engineering Science Technology Journal* (2023). DOI: [10.51594/estj/v4i6.1255](https://doi.org/10.51594/estj/v4i6.1255).

- [14] Ned Mohan y Tore M. Undeland. *Electrónica de potencia: Convertidores, aplicaciones y diseño - tercera edición*. 2009. ISBN: 978-970-10-7248-6.
- [15] Daniel W. Hart. *Electrónica de potencia*. 2001. ISBN: 84-205-3179-0.
- [16] Tomás Tavella. *Diseño y desarrollo de una plataforma experimental de evaluación de sistemas híbridos de energía basados en Pilas de Combustible*. 2022.
- [17] Agilent Technologies. *Autoranging DC power supply Agilent models 6010A, 6011A, 6012B and 6015A*. Service manual. 2001.
- [18] Jorge Anderson, Jerónimo Moré y Paul Puleston. «Diseño y validación experimental de un Controlador Super-Twisting aplicado a un Módulo de Pila de Combustible». En: *Congreso Bienal de IEEE Argentina 2018 (ARGENCON)* (2018).
- [19] Texas Instruments. *TMS320F2833x, TMS320F2823x Real-Time Microcontrollers*. Technical documentation. 2022.
- [20] Texas Instruments. *TMS320x2833x, TMS320x2823x Technical Reference Manual (SPRUI07)*. Technical reference manual. 2020.
- [21] ITECH ELECTRONICS. *IT8500+ Programmable DC Electronic Load*. Product manual. 2020.
- [22] J. G. Ziegler y N. B. Nichols. «Optimum Settings for Automatic Controllers». En: *Transactions of the American Society of Mechanical Engineers* (1942). DOI: [10.1115/1.4019264](https://doi.org/10.1115/1.4019264).
- [23] Laura Moreno, Ignacio Penarrocha y Hernan de Battista. *Notas de Curso: Sistemas de Control de Estructura Variable*. 2003.
- [24] Ricardo Julian Mantz. *Control por Modos Deslizantes Tomo 1. Modos deslizantes de primer orden: Fundamentos y aplicaciones*. 2020.
- [25] Ligang Wu et al. «Sliding Mode Control in Power Converters and Drives: A Review». En: *IEEE/CAA Journal of Automatica Sinica* (2022). DOI: [10.1109/JAS.2021.1004380](https://doi.org/10.1109/JAS.2021.1004380).