

Diseño e implementación de un emulador de celda de combustible basado en un rectificador de frente activo

Nicolás Matías Felipe Melo Flores

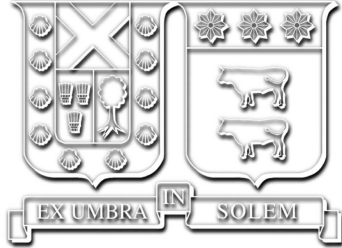
2024

Requisito parcial para obtener el título de:
Ingeniero Civil Electricista

Profesor Guía:
Dr. Antonio Sánchez (UTFSM)

Correferente:
Felipe Morales (UTFSM)

Santiago, marzo de 2024.



Diseño e implementación de un emulador de celda de combustible basado en un rectificador de frente activo

Nicolás Matías Felipe Melo Flores

2024

“God show me the way because the Devil’s tryna break me down.”
— Ye

Resumen

Las pilas de combustible son prometedores dispositivos de conversión de energía que se utilizan en aplicaciones de generación estacionaria y de electromovilidad para enfrentar los problemas medioambientales de la actualidad. Sin embargo, esta tecnología aún está en continuo desarrollo para mejorar su eficiencia y reducir sus costos de fabricación, provocando que su uso en etapas de investigación para aplicaciones sea bastante limitado. De aquí surge la motivación de este trabajo, el cual busca desarrollar un emulador de pilas de combustible que permita evaluar aplicaciones basadas en estos dispositivos sin la necesidad utilizarlos ni incurrir en gastos asociados a su operación.

Particularmente, el objetivo de este trabajo consiste en diseñar e implementar un esquema de control para emular el comportamiento transitorio y estacionario de la tensión que producen las pilas de combustible. Para ello, propone un modelo que combina la información de curvas de polarización con la respuesta dinámica de un circuito eléctrico RL, dando como resultado un modelo fácilmente adaptable que se ajusta con gran precisión a pilas de combustible existentes.

Para implementar el emulador de pilas, se utiliza un rectificador trifásico de frente activo (AFE) con una estrategia de control orientada con la tensión (VOC), la cual utiliza como referencia el modelo de pila desarrollado. Por su parte, la estrategia de control se programa y configura en el kit de desarrollo LAUNCHXL-F28379D de Texas Instruments, este se encarga de medir variables con sus módulos ADC, ejecutar los lazos de control y producir los patrones de conmutación para los semiconductores del rectificador.

El emulador implementado permite representar de manera acotada, pero precisa de las características de estado estacionario de las pilas de combustible H-300, H-1000 y H-1000XP del fabricante Horizon Fuel Cell Technologies, mientras que las características dinámicas de las respuestas siguen fielmente el diseño utilizado en el modelo.

Palabras clave: Pilas de combustible, Emulador de pilas, Curvas de polarización, AFE, VOC.

Índice de Contenidos

Resumen	ii
Índice de Contenidos	v
Índice de Figuras	viii
Índice de Tablas	ix
1 Introducción	1
2 Revisión Bibliográfica	3
2.1 Celdas de combustible	3
2.1.1 Características eléctricas	5
2.1.1.a Comportamiento de estado estacionario	5
2.1.1.b Comportamiento de estado transitorio	7
2.1.2 Modelos de celdas	11
2.2 Convertidores de potencia	13
2.2.1 Topología de convertidor propuesta	15
2.2.1.a Principio de funcionamiento	15
2.2.1.b Modelo matemático	16
2.2.1.c Modulación de ancho de pulso	17
2.2.1.d Limitaciones	19
2.2.1.e Técnicas de control	20
2.2.2 Control en tiempo discreto	21
3 Modelo de celda de combustible	22
3.1 Modelo de estado estacionario	22
3.2 Modelo de estado transitorio	25
3.3 Algoritmo de tensión	29
3.3.1 Operación con una curva de polarización	29
3.3.2 Operación con múltiples curvas de polarización	31
3.4 Resultados del modelo	34
4 Emulador de celda de combustible	37
4.1 Rectificador de frente activo	37
4.2 Estructura de control	40
4.2.1 PLL	40
4.2.2 Control de corriente	42

4.2.2.a	Modelo de planta	42
4.2.2.b	Lazo de control	42
4.2.2.c	Sintonización de controlador	45
4.2.2.d	Estructura anti-enrollamiento	46
4.2.3	Control de tensión	48
4.2.3.a	Modelo de planta	48
4.2.3.b	Lazo de control	49
4.2.3.c	Sintonización de controlador	50
4.2.3.d	Estructura anti-enrollamiento	51
5	Implementación	53
5.1	Características de Hardware	53
5.2	Características de Software	54
5.2.1	Módulos de conversión análogo-digital	54
5.2.2	Rutina de interrupción	57
5.2.3	Módulos ePWM	58
5.2.3.a	General	59
5.2.3.b	ePWMA y ePWMB	60
5.2.3.c	Señal de referencia	61
5.2.3.d	Tiempo muerto	63
5.2.3.e	Inicio de conversión ADC	64
5.2.3.f	Protección digital	64
6	Resultados	67
6.1	Control de corriente	67
6.1.1	PLL	73
6.2	Control de tensión	75
6.3	Pilas de combustible	79
6.3.1	H-300	80
6.3.2	H-1000	83
6.3.3	H-1000XP	85
7	Conclusiones	87
	Bibliografía	89
	Apéndices	93
A	Código obtención de datos curvas V-I	93
B	Pilas de combustible caracterizadas	94
B.1	Pila de combustible H-1000	94
B.2	Pila de combustible H-1000XP	95
C	Transformación de sistema de coordenadas	97
C.1	Transformada de Clarke	97
C.2	Transformada de Park	98

D	Ecuaciones eléctricas en coordenadas dq	99
	D.1 Potencia instantánea de la red	99
	D.2 Ecuación dinámica de corriente	100
E	Sintonización de controladores	101
	E.1 Controlador PLL	101
	E.2 Controlador de corriente	101
	E.3 Controlador de tensión	102
F	Código de protección digital	104
G	Resultados control de corriente ante cambios referencia de tensión	105
	G.1 Escalón a 45 V	105
	G.2 Escalón a 55 V	106
	G.3 Escalón a 65 V	107
	G.4 Escalón a 70 V	108
	G.5 Escalón a 60 V	109
	G.6 Escalón a 50 V	110
	G.7 Escalón a 40 V	111
H	Actuaciones y mediciones del emulador de pilas de combustible	113
	H.1 Actuaciones del modelo H-1000	113
	H.2 Actuaciones y mediciones pila H-1000XP	114

Índice de Figuras

2.1	Operación simplificada de una celda de combustible.	3
2.2	Comparación de eficiencia [2].	4
2.3	Esquema de sistemas auxiliares de pila de combustible. Adaptado de [3].	5
2.4	Curva de polarización y de densidad de potencia típicas de una celda de combustible PEM.	6
2.5	Respuesta dinámica de celda de combustible. Adaptado de [3].	7
2.6	Potencia producida en función de relación de exceso de oxígeno [19]. . . .	9
2.7	Comparación de trayectorias para λ_{O_2} [21].	9
2.8	Trayectorias en curvas de polarización frente a cambios de densidad de corriente. Adaptado de [17].	10
2.9	Impedancia de celda de combustible controlada [17].	11
2.10	Rectificador buck bidireccional [37].	14
2.11	Rectificador boost bidireccional [37].	14
2.12	Rectificador matricial buck-boost bidireccional [37].	15
2.13	Topología de rectificador de frente activo propuesto.	15
2.14	Representación simplificada de rectificador trifásico de frente activo. . . .	16
2.15	Esquema de modulación utilizado.	18
2.16	Condición de la tensión de salida del rectificador [40].	19
2.17	Condición de la tensión de salida del rectificador [40].	19
3.1	Curvas de polarización modelo de estado estacionario a 65°C.	25
3.2	Modelo eléctrico de estado transitorio. Adaptado de [32].	26
3.3	Comparación de respuesta dinámica experimental y de modelo eléctrico [32].	26
3.4	Modelo eléctrico de estado transitorio propuesto.	27
3.5	Respuesta transitoria típica de sistemas de celda de combustible. Adaptado de [32].	27
3.6	Diagrama de bloques modelo de estado transitorio.	29
3.7	Curva V-I H-300.	30
3.8	Curva de potencia H-300.	30
3.9	Curva V-I y curva de potencia de modelo.	30
3.10	Representación de curvas caracterizadas a 65°C.	31
3.11	Resultados de estado estacionario - modelo propuesto.	32
3.12	Diagrama de flujo bloque función MATLAB.	34
3.13	Datos experimentales de curva de polarización Nexa 1.2kW [45].	35
3.14	Comparación perfil de tensión experimental y del modelo propuesto [45].	36
4.1	Esquema de emulador de celda de combustible.	37

4.2	Curvas de potencia de modelos de pilas de combustible.	38
4.3	Límite de potencia de modelos de pilas de combustible	39
4.4	Diagrama de bloques de PLL.	41
4.5	Diagrama de Bode PLL.	42
4.6	Lugar geométrico de raíces PLL.	42
4.7	Diagrama de bloques lazo de control de corriente con ejes acoplados. . . .	43
4.8	Diagrama de bloques lazo de control de corriente desacoplado.	44
4.9	Diagrama de bloques lazo simplificado de control de corriente en eje d . . .	45
4.10	Diagrama de Bode.	46
4.11	Lugar geométrico de raíces.	46
4.12	Respuesta a escalón del lazo de corriente.	46
4.13	Estructura de controlador anti-enrollamiento.	47
4.14	Estructura de controlador anti-enrollamiento de corriente.	48
4.15	Diagrama de bloques lazo de control de tensión.	49
4.16	Diagrama de bloques lazo de control de tensión.	50
4.17	Diagrama de Bode.	51
4.18	Lugar geométrico de raíces.	51
4.19	Respuesta a escalón del lazo de tensión.	51
4.20	Estructura de controlador anti-enrollamiento de tensión.	52
5.1	Implementación simplificada emulador.	53
5.2	Diagrama de bloques ADC para medir tensión.	55
5.3	Configuración ADC.	56
5.4	Canales de entrada ADC.	56
5.5	Configuración trigger.	57
5.6	Conexión bloque de interrupción.	58
5.7	Configuración interrupción.	58
5.8	Configuración general ePWM.	59
5.9	Configuración general ePWM2.	60
5.10	Configuración ePWMA.	61
5.11	Configuración ePWMB.	61
5.12	Configuración de señal de referencia.	62
5.13	Configuración de tiempo muerto.	63
5.14	Configuración de inicio de conversión.	64
5.15	Configuración de trip para el módulo 1.	65
5.16	Diagrama de bloques protección digital.	65
5.17	Diagrama de bloques para adecuar referencias.	66
6.1	Corrientes abc durante escalón en eje d de 5 a 10 A.	68
6.2	Tensiones de línea y de fase medidas en Simulink.	68
6.3	Estimación ángulo de orientación y tensiones de referencia en Simulink. .	69
6.4	Corrientes abc y dq durante escalón en eje d de 5 a 10 A.	70
6.5	Comparación entre corrientes reales y medidas por plataforma de control.	70
6.6	Comparación entre corrientes reales y medidas por plataforma de control.	71
6.7	Variables medidas en plataforma de control durante el ensayo.	72
6.8	Corrientes en salida del inversor.	72
6.9	Corrientes en salida del inversor.	73
6.10	Escalones ascendentes de referencia.	74

6.11	Corrientes en salida del inversor y tensión V_a de referencia PLL.	74
6.12	Escalones de referencia y tensión medida en la salida del rectificador. . .	75
6.13	Escalones ascendentes en referencia de lazo de tensión y tensión medida. .	76
6.14	Actuaciones y corrientes medidas en Simulink.	76
6.15	Escalones descendentes en referencia de lazo de tensión y tensión medida.	77
6.16	Actuaciones de lazos de control medidas en Simulink.	78
6.17	Tensión y corrientes del rectificador.	78
6.18	Corrientes abc y dq en la entrada del rectificador.	79
6.19	Tensión y corriente emulador H-300.	80
6.20	Actuaciones del modelo H-300.	81
6.21	Mediciones de tensión y corrientes en la entrada del emulador H-300. . .	82
6.22	Curvas de polarización y de potencia emulador H-300.	83
6.23	Tensión y corriente emulador H-1000.	83
6.24	Curvas de polarización y de potencia emulador H-1000.	84
6.25	Tensión y corriente emulador H-1000XP.	85
6.26	Curvas de polarización y de potencia emulador H-1000XP.	86
B.1	Polarización H-1000.	94
B.2	Potencia H-1000.	94
B.3	Curvas V-I y de potencia pila H-1000.	95
B.4	Curvas características de pila H-1000XP.	95
B.5	Curvas V-I y de potencia pila H-1000XP.	96
C.1	Transformación de Clarke.	97
C.2	Transformación de Park.	98
G.1	Tensión y corrientes del rectificador.	105
G.2	Corrientes abc y dq en la entrada del rectificador.	106
G.3	Tensión y corrientes del rectificador.	106
G.4	Corrientes abc y dq en la entrada del rectificador.	107
G.5	Tensión y corrientes del rectificador.	107
G.6	Corrientes abc y dq en la entrada del rectificador.	108
G.7	Tensión y corrientes del rectificador.	108
G.8	Corrientes abc y dq en la entrada del rectificador.	109
G.9	Tensión y corrientes del rectificador.	109
G.10	Corrientes abc y dq en la entrada del rectificador.	110
G.11	Tensión y corrientes del rectificador.	110
G.12	Corrientes abc y dq en la entrada del rectificador.	111
G.13	Tensión y corrientes del rectificador.	111
G.14	Corrientes abc y dq en la entrada del rectificador.	112
H.1	Actuaciones del modelo H-1000.	113
H.2	Mediciones de tensión y corrientes en la entrada del emulador H-1000. . .	114
H.3	Actuaciones del modelo H-1000XP.	114
H.4	Mediciones de tensión y corrientes en la entrada del emulador H-1000XP.	115

Índice de Tablas

3.1	Parámetros del modelo transitorio.	31
3.2	Parámetros del modelo transitorio Nexa 1200.	35
4.1	Parámetros saturación control de corriente.	48
4.2	Parámetros saturación control de tensión.	52
5.1	Fórmulas ADC 16 bits.	55
6.1	Resumen de emulador H-300	82
6.2	Resumen de emulador H-1000	84
6.3	Resumen de emulador H-1000XP	85

Capítulo 1

Introducción

Desde hace varios años han comenzado a evidenciarse los efectos del cambio climático; estos impactan negativamente en la calidad de vida del ser humano y los distintos ecosistemas que forman parte de nuestro planeta. Por esta razón, el gobierno de Chile se ha propuesto reducir los niveles de emisiones de gases de efecto invernadero (GEI) del sector energía, teniendo por objetivo alcanzar la carbono neutralidad al año 2050 o antes. Para lograr esto se contempla el retiro de centrales a carbón y a gas natural, expandiendo el parque de generación eléctrica principalmente con fuentes de energía renovables no convencionales (ERNC) como centrales eólicas y solares. Adicionalmente, se busca promover la electromovilidad en vehículos particulares, taxis y buses de transporte público con el fin de disminuir las emisiones de GEI provenientes del sector de transporte. De igual manera, se fomenta el uso y la producción de hidrógeno verde para reemplazar motores diésel en el transporte de carga terrestre y también como medio de electrificación en la minería e industria nacional [1].

En este escenario, las celdas de combustible se presentan como una buena opción para participar en el desarrollo de nuevas tecnologías y aplicaciones que estén alineadas con la meta de carbono neutralidad. Esto se debe a que sus características les permiten producir energía eléctrica de manera más eficiente que motores de combustión y con bajas o nulas emisiones de gases contaminantes [2]. Además, estos dispositivos tienen la capacidad de producir energía eléctrica de manera ininterrumpida mientras se les suministre combustible y oxidante, lo cual representa una ventaja sobre sistemas de baterías, que tienen un tiempo de vida determinado, y sobre sistemas de generación basados en ERNC, cuya generación depende de la disponibilidad de sus recursos primarios altamente variables [3].

Por otra parte, las celdas de combustible también son compactas y adaptables debido a su modularidad. Esta característica les brinda la posibilidad de satisfacer demandas eléctricas en un amplio rango de potencias sin afectar su eficiencia, destacando en aplicaciones como sistema de propulsión para vehículos eléctricos [4] [5] [6] [7] y como alternativa de fuente de energía en generación estacionaria [8] [9]. A su vez, el hidrógeno que utilizan como combustible se puede almacenar y producir a partir de ERNC, reduciendo la dependencia de los combustibles fósiles y promoviendo la diversificación de las fuentes de energía.

Sin embargo, aún existen varios desafíos que deben ser superados para fomentar esta tecnología y poder contribuir a la sostenibilidad del sector industrial y de transporte. Particularmente, uno de los principales desafíos está relacionados a la infraestructura para

el almacenamiento de hidrógeno, ya que este elemento tiene una baja densidad energética por unidad de volumen y por ende requiere de gran espacio para almacenar energía en su forma gaseosa. No obstante, si se almacena en su forma líquida se reduce el espacio que utiliza, pero aumentan los costos y requerimientos del sistema porque debe estar sometido a altas presiones y bajas temperaturas [10] [11]. Además, este elemento tiene asociado un importante nivel de riesgo, ya que es un gas incoloro, inodoro y sus propiedades químicas lo hacen propenso a explotar en un amplio rango de concentraciones con el aire, por lo que los sistemas de suministro de hidrógeno deben cumplir altos estándares de seguridad [12].

Otro importante desafío está al asociado elevado costo de la fabricación de celdas de combustible y sus componentes, donde los catalizadores de platino son altamente sensibles a contaminaciones del combustible y representan una gran parte del costo total [13], pese a que en los últimos años se ha minimizado el uso de este elemento [14]. Esto desincentiva el uso de celdas en etapas de investigación y desarrollo porque puede provocar la degradación acelerada de sus componentes, perjudicando la eficacia del dispositivo en el largo plazo. Por otro lado, estos dispositivos requieren de varios equipos adicionales para mantener sus condiciones de operación en un rango seguro, lo cual aumenta el uso de espacio y el costo total de operación del sistema [3].

Por lo tanto, el objetivo que se plantea en esta memoria de titulación consiste en el diseño e implementación de un sistema capaz de emular el comportamiento dinámico de las variables eléctricas de las celdas de combustibles, adoptando un enfoque en el seguimiento de la característica de polarización que permita representar tanto el estado estacionario como las variaciones transitorias en la operación de estos dispositivos.

De esta forma, el sistema emulador brinda la posibilidad de estudiar el comportamiento de cargas reales al ser alimentadas con un sistema de celdas de combustible y también permite preservar la integridad de los componentes de las celdas antes de ser utilizadas. Con esto también es posible evitar todos los riesgos y costos asociados a trabajar con hidrógeno y los sistemas auxiliares de las celdas de combustible, contribuyendo al desarrollo de nuevas aplicaciones alineadas con el aprovechamiento de energías limpias.

Para lograr esto, se lleva a cabo una revisión de las características eléctricas y la forma de operación de las celdas de combustible, ya que es necesario idear una estrategia de control que permita reproducir su comportamiento no lineal con distintas condiciones de operación. Asimismo, se dimensiona un convertidor controlado para implementar la estrategia de control desarrollada, el cual corresponde a un rectificador de frente activo debido a que producen tensiones con bajo contenido armónico, pueden corregir el factor de potencia y mediante el control adecuado pueden reproducir una respuesta dinámica similar a la de las celdas de combustible [15].

Para evaluar el desempeño de la estrategia de control y del convertidor propuestos se diseñan ensayos vía simulaciones con los software MATLAB y Simulink, cuyos resultados se contrastan con los resultados obtenidos de manera experimental para validar el modelo de emulador. Dicho modelo se implementa en el laboratorio de electromovilidad de la Universidad y se programa el control digital en el kit de desarrollo LAUNCHXL-F28379D de Texas Instruments.

Capítulo 2

Revisión Bibliográfica

2.1 Celdas de combustible

Las celdas de combustible son dispositivos electroquímicos que se componen principalmente de un electrodo ánodo, un electrodo cátodo y una membrana electrolítica ubicada entre ambos electrodos. Para entender su funcionamiento se presenta el diagrama simplificado de la Figura 2.1.

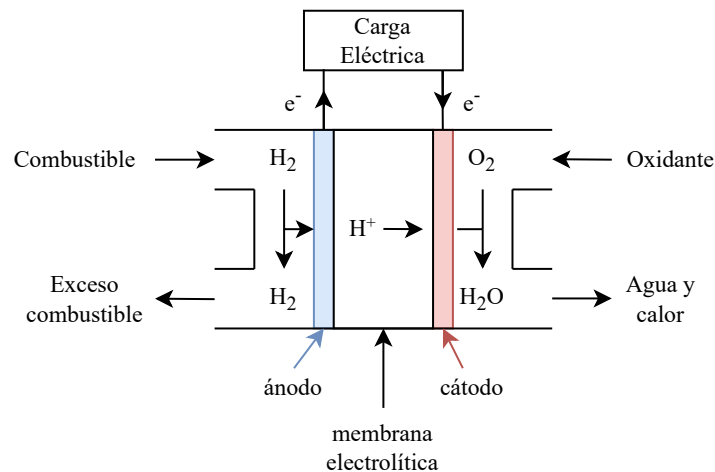


Figura 2.1: Operación simplificada de una celda de combustible.

En el ánodo se inyecta combustible, que generalmente es hidrógeno puro u otro gas que contenga hidrógeno molecular, el cual se oxida produciendo iones de hidrógeno y electrones. Los electrones liberados buscan desplazarse hasta el cátodo, pero la membrana electrolítica impide su paso y los obliga a recorrer un circuito externo para llegar a este. En cambio, los iones de hidrógeno pasan directamente al cátodo a través de la membrana [2].

Por otro lado, en el cátodo se inyecta un elemento oxidante que puede ser oxígeno puro o gases que contengan oxígeno, el cual reacciona con los iones de hidrógeno y los electrones formando moléculas de agua en el cátodo [2].

El principio de funcionamiento de estos dispositivos los hace más eficientes que turbinas de gas convencionales y motores de combustión interna, tal como se muestra en la Figura

2.2. Esto se debe a que su eficiencia depende de la energía química contenida en su combustible y no de la eficiencia de Carnot. Además, estos dispositivos transforman la energía química proveniente de la reacción de un combustible y un oxidante directamente en energía eléctrica sin la necesidad de pasar por etapas de transformación intermedias, emitiendo bajas o nulas emisiones de gases contaminantes y sin ruidos molestos [2].

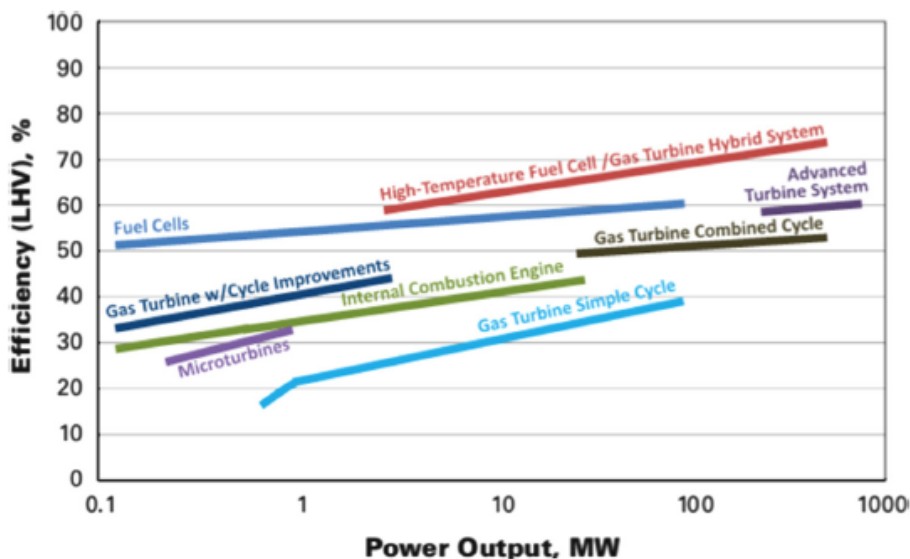


Figura 2.2: Comparación de eficiencia [2].

No obstante, la tensión que produce una celda es de baja magnitud, aproximadamente inferior a 1 V, por lo que es necesario emplear pilas de combustible para obtener mayores niveles de tensión. Dichas pilas de combustible se conforman de numerosas celdas conectadas en serie, de tal manera que la tensión de la pila corresponde a la suma de la tensión de todas las celdas de combustible que la componen.

Adicionalmente, la reacción química también produce agua y calor, los cuales se deben gestionar para que la pila de combustible opere de manera eficiente y sin problemas. Para ello se utilizan sistemas auxiliares o también denominados balance de planta, tales como bombas, compresores y humidificadores. Estos equipos permiten regular las condiciones de operación para evitar la degradación acelerada de las celdas y de sus componentes. En la Figura 2.3 se muestra un esquema representativo de estos sistemas, donde también se consideran sistemas de gestión de potencia como convertidores y sistemas de almacenamiento para regular la energía eléctrica producida por la pila de combustible [3].

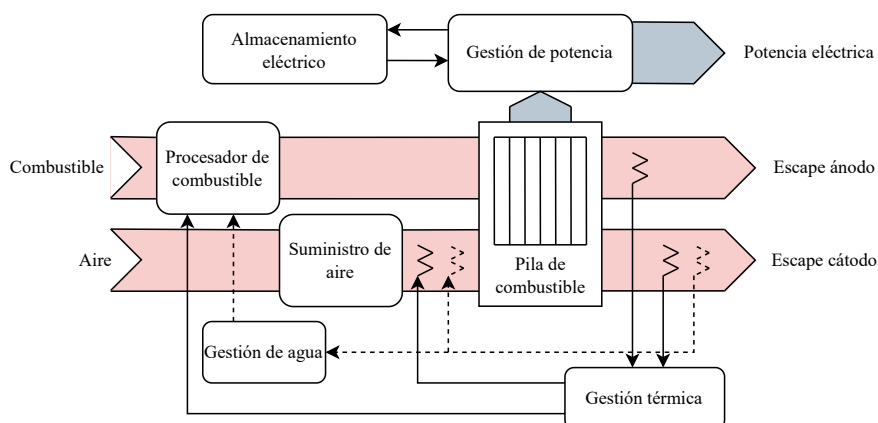


Figura 2.3: Esquema de sistemas auxiliares de pila de combustible. Adaptado de [3].

Ahora bien, para cada tipo de aplicación se emplean diferentes tipos de tecnologías según sean los requerimientos. Por ejemplo, en aplicaciones relacionadas a la electromovilidad y desarrollo de vehículos eléctricos se destacan las celdas de combustible con membrana de intercambio de protones (PEMFC), las cuales tienen una alta densidad energética, bajas temperaturas de operación, rápida puesta en marcha y cuentan con una mayor autonomía y tiempos de recarga más cortos en comparación con sistemas de propulsión basados en baterías [16]. Sin embargo, esta tecnología utiliza costosos catalizadores para acelerar las reacciones químicas debido a su baja temperatura de operación. Esto limita el tipo de combustible que pueden usar porque sus componentes son sensibles a impurezas presentes en este.

Por otra parte, las celdas de combustible de óxido sólido (SOFC) y de carbonato fundido (MCFC) tienen temperaturas nominales de operación por sobre los $600\text{ }^{\circ}\text{C}$, produciendo calor suficiente para lograr eficiencias de hasta 80% en sistemas de cogeneración, convirtiéndolas en tecnologías mucho más atractivas para aplicaciones estacionarias. Esta alta temperatura de operación les da la posibilidad de prescindir de costosos catalizadores como los que utiliza la tecnología PEMFC, pudiendo emplear una mayor variedad de combustibles [3]. No obstante, por esta misma razón es que requieren más mantenimiento y sufren corrosión y degradación de sus componentes [9].

2.1.1 Características eléctricas

Para lograr una buena representación de las variables eléctricas de las celdas de combustible es necesario conocer los procesos y fenómenos asociados a su operación. De esta forma, es posible distinguir las características más relevantes de su comportamiento para facilitar la elección de un modelo de celda que permita desarrollar el emulador.

2.1.1.a Comportamiento de estado estacionario

Las características eléctricas de las celdas de combustible están definidas por su curva de polarización, la cual relaciona el voltaje en los terminales de la celda con la corriente producida por la misma. Sin embargo, dicha curva característica no es única debido a que esta se modifica en función de factores relacionados a la operación de las celdas, tales como la temperatura, humedad, presión y las concentraciones de los reactantes.

La curva de polarización recibe este nombre porque representa gráficamente las polarizaciones de la celda, que corresponden a las pérdidas en la tensión de salida según la región en la que se esté trabajando. La curva característica típica de una PEMFC se representa con color negro en la Figura 2.4, donde se destaca el comportamiento no lineal entre tensión y densidad de corriente en las regiones de activación y de concentración. Por otra parte, la densidad de potencia de la celda de combustible se presenta con color rojo en la misma figura y se define como el producto entre la tensión y la densidad de corriente de la curva de polarización.

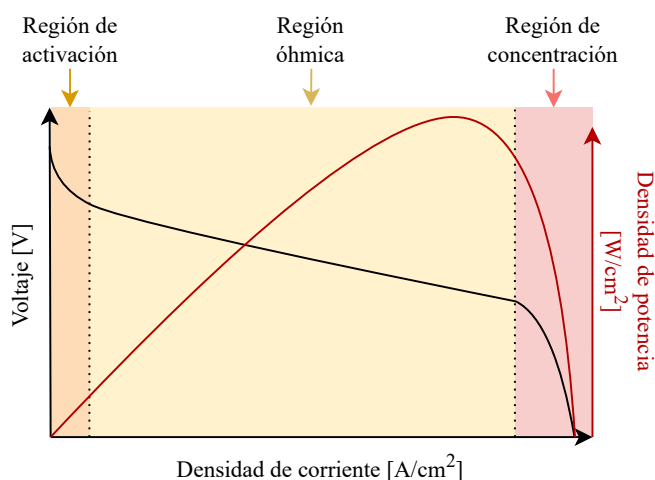


Figura 2.4: Curva de polarización y de densidad de potencia típicas de una celda de combustible PEM.

La mayor magnitud teórica de voltaje que puede producir la celda de combustible se denomina voltaje de Nernst. Este corresponde al voltaje obtenido si toda la energía química del combustible se transformara en energía eléctrica, es decir, una conversión sin pérdidas. No obstante, en la realidad las celdas de combustible tienen pérdidas asociadas a sus características constructivas y disminuyen la tensión producida en base a la región en la que se encuentra trabajando.

Cuando la celda de combustible está sin carga conectada, su tensión no se corresponde con la magnitud del voltaje de Nernst, pese a que aparentemente no tiene pérdidas. Este fenómeno se explica con la polarización cruzada, la cual produce pérdidas de voltaje por el paso directo de combustible y/o electrones de ánodo a cátodo a través de la membrana electrolítica, pese a que esta membrana es impermeable a estos dos elementos [2].

Por otra parte, la polarización de activación tiene sus efectos más notorios en la región de baja densidad de corriente y se produce por una lenta oxidación en los electrodos. El voltaje en esta zona disminuye rápidamente, ya que se necesita un nivel mínimo de energía para comenzar y acelerar las reacciones químicas en el interior de la celda [2] [3].

Posteriormente, en el medio de la curva se hace presente la polarización óhmica, que provoca una disminución lineal del voltaje con respecto a la corriente debido a la resistencia de la membrana electrolítica, la cual se opone al transporte de iones [3]. Por esta razón, los fabricantes de celdas de combustible procuran diseñar la membrana con materiales de alta conductividad y componentes del menor grosor posible para minimizar estas pérdidas [11].

Finalmente, en la región con alta densidad de corriente predomina la polarización de concentración, la cual es causada por una disminución de la concentración de reactantes en los electrodos debido a limitaciones físicas del sistema, tales como un sistema de suministro de combustible insuficiente o impurezas en los electrodos. Particularmente, las PEMFC producen agua líquida cuando trabajan con altas densidades de corriente, la cual se acumula y dificulta el paso de oxígeno a través del electrodo, provocando una disminución del voltaje hasta cero en esta región [2] [3].

Es importante destacar que la eficiencia de la celda de combustible puede representarse mediante la relación entre la tensión de un punto de operación y la tensión de Nernst, cuya diferencia refleja el total de pérdidas. Cuanto menor sea la densidad de corriente, menor será la diferencia de tensión entre Nernst y el punto de operación, lo que resultará en una mayor eficiencia de la celda [3].

2.1.1.b Comportamiento de estado transitorio

Si bien la curva de polarización proporciona información del comportamiento eléctrico de la celda de combustible, es necesario tener en cuenta que este solo corresponde al comportamiento de estado estacionario y no refleja la dinámica de sus variables. Por lo tanto, es necesario comprender los procesos que ocurren en la celda de combustible y sus respectivas constantes de tiempo para entender el comportamiento dinámico de la tensión que produce.

En la literatura se definen tres fenómenos que están detrás de la dinámica de las celdas. El primero es la doble capa que se forma entre la membrana y los electrodos debido a la reacción química de los reactantes, la cual tiene un comportamiento eléctrico similar a un capacitor y tiene una constante de tiempo muy pequeña. El segundo fenómeno presenta una constante de tiempo mayor al anterior y corresponde al transporte de masa, que se relaciona con la acumulación o agotamiento de reactantes en los poros de los electrodos. Por último, el tercer fenómeno refleja la respuesta de los equipos auxiliares de la celda de combustible, tales como ventiladores, compresores, sistemas de gestión térmica y de gestión de agua, los cuales presentan la constante de tiempo más lenta del proceso [3].

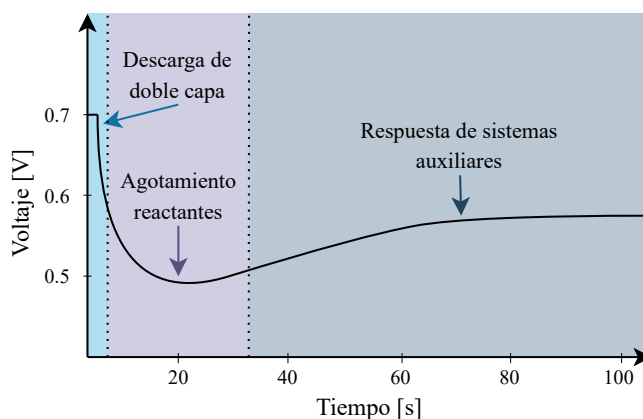


Figura 2.5: Respuesta dinámica de celda de combustible. Adaptado de [3].

La Figura 2.5 muestra la respuesta dinámica típica de una celda de combustible frente a un aumento súbito de la potencia demandada. En esta, se puede notar que inmediatamente

después de requerir más potencia se produce una caída de voltaje debido a la polarización óhmica en conjunto con el efecto de la doble capa, produciendo un comportamiento similar al de un capacitor que se descarga durante los primeros segundos hasta alcanzar un valor cuasi-estacionario determinado por la reacción electroquímica [3].

Luego, se empiezan a agotar los reactantes de los electrodos debido a que aumentan los requerimientos de combustible y oxidante para suplir la potencia demandada. Esto conlleva a que el voltaje de la celda de combustible siga disminuyendo por los próximos segundos, al menos hasta que se hace presente la respuesta de los sistemas auxiliares, los cuales regulan las condiciones de operación de la celda para llevarla a un nuevo estado estacionario [3].

Ahora bien, pese a que no se han abordado con detalle los sistemas auxiliares de las celdas de combustible, estos componen una parte fundamental para el funcionamiento de todo el sistema. Particularmente, uno de los elementos que tiene mayor influencia en el comportamiento de las celdas es el compresor de aire, ya que se encarga principalmente de suministrar oxígeno al cátodo para completar la reacción química y producir energía eléctrica, dando lugar al proceso de “respiración” de la celda de combustible. Este proceso es muy importante porque evita que la celda sufra de inanición de oxígeno, el cual es un problema que ocurre cuando la presión de este elemento disminuye por debajo de un valor crítico, lo cual provoca una rápida disminución del voltaje y puede ocasionar quemaduras en la membrana [17].

La respiración de la celda se encarga de controlar la relación de exceso de oxígeno (λ_{O_2}), la cual se define como el cociente entre la tasa de flujo de oxígeno suministrado y la tasa de reacción de oxígeno que se necesita para satisfacer un nivel de demanda (2.1). De esta manera, el compresor de aire es controlado para suministrar más o menos oxígeno según sea el nivel de corriente requerido para suplir una demanda determinada y no perjudicar la eficiencia ni la operación de la celda de combustible [17].

$$\lambda_{O_2} = \frac{W_{O_2,In}}{W_{O_2,ret}} \quad (2.1)$$

Un ejemplo de este tipo de control se presenta en los trabajos desarrollados por Blunier et al. [18] y Kunusch et al. [19], donde se caracterizan curvas de potencia en función de λ_{O_2} para distintos niveles de corriente, tal como las que se presentan en la Figura 2.6. Con estas curvas se determina la relación λ_{O_2} que se mantendrá constante mediante el control del compresor, la que debe ser suficiente para evitar la inanición de oxígeno y al mismo tiempo debe permitirle a la celda producir la mayor potencia posible para una corriente específica.

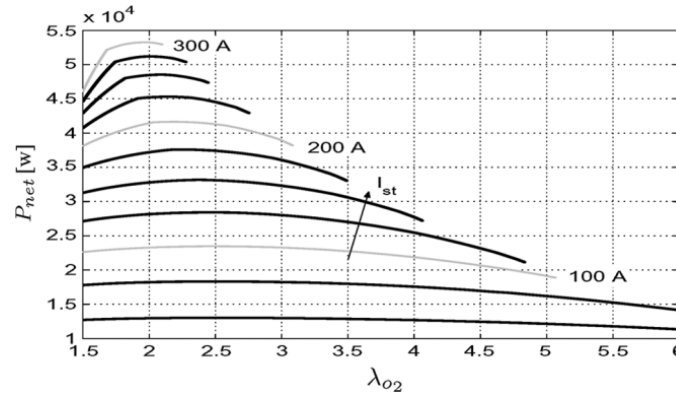


Figura 2.6: Potencia producida en función de relación de exceso de oxígeno [19].

Sin embargo, no todos los sistemas de control de respiración buscan mantener la relación de exceso de oxígeno constante. Existen otras estrategias que modifican este parámetro en base a una trayectoria óptima para producir la máxima potencia posible en un amplio rango de corrientes, tal como se presenta en la Figura 2.7. Este es el caso del trabajo presentado por Ramos-Paja et al. [20], en el cual se concluye que esta estrategia también logra minimizar el consumo de combustible. Esto se debe a que la trayectoria óptima aumenta el nivel de tensión de la celda, por su alta λ_{O_2} , y reduce la magnitud de corriente necesaria para satisfacer un nivel de demanda, lo que a su vez disminuye la cantidad de combustible necesaria para llevar a cabo la reacción química.

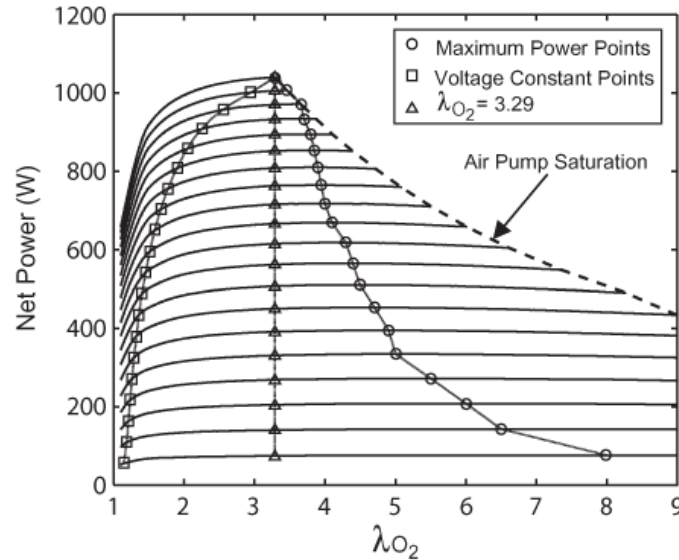


Figura 2.7: Comparación de trayectorias para λ_{O_2} [21].

Por otra parte, Chen et al. [21] en su trabajo implementa y compara estas dos estrategias de respiración. En la primera, mantiene constante la relación λ_{O_2} bajo distintos niveles de carga, mientras que en la segunda estrategia se hace seguimiento de una trayectoria óptima para los mismo niveles de carga. Con esto, los autores concluyen que el seguimiento de la trayectoria óptima produce una potencia aproximadamente 3% mayor que manteniendo la relación de exceso de oxígeno constante. Además, ambas estrategias cumplen

con su objetivo principal de evitar la inanición de oxígeno, puesto que la cantidad de aire suministrada es más que suficiente para elevar la presión y completar la reacción química al interior de las celdas.

Si bien estas dos estrategias de respiración son diferentes, ambas se encargan de aumentar la presión del cátodo y como resultado modifican la curva de polarización en la que se encuentra trabajando el sistema de celdas de combustible [22]. Esta forma de operación se comenta en el trabajo de Pakrushpan et al. [17], donde se utiliza una representación de las trayectorias que se recorren en la operación de las celdas, la cual es similar a la que se muestra en la Figura 2.8.

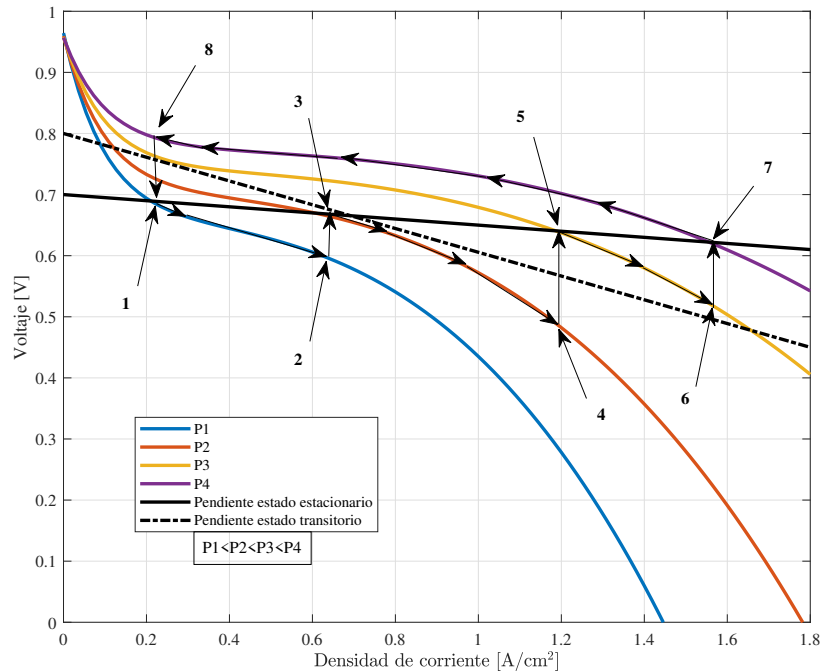


Figura 2.8: Trayectorias en curvas de polarización frente a cambios de densidad de corriente. Adaptado de [17].

En primer lugar, se considera que el sistema se encuentra en estado estacionario trabajando en el punto 1. Luego, aumenta la potencia solicitada a la celda y, en consecuencia, aumenta la densidad de corriente producida por esta, provocando una disminución de su tensión a lo largo de la curva de polarización hasta el punto 2 debido a la polarización óhmica y al agotamiento de reactantes. Posteriormente, la respiración de la celda incrementa el flujo de aire que ingresa al cátodo para mantener la relación λ_{O_2} controlada. Esto aumenta su presión y transforma la curva de polarización azul en la curva naranja, desplazando el punto de operación a un nuevo estado estacionario en el punto 3.

Una vez que la celda de combustible alcanza su nuevo estado estacionario, se vuelve a aumentar la potencia solicitada a la celda y se produce la disminución de voltaje a lo largo de la curva de polarización hasta el punto 4, donde los equipos auxiliares de la celda vuelven a modificar sus condiciones de operación para transformar la curva de polarización naranja en la curva amarilla, alcanzando un nuevo estado estacionario en el punto 5.

Es importante mencionar que el sistema de la celda responde de manera opuesta ante una disminución de la potencia requerida. Por ejemplo, si el sistema se encuentra operando en el punto 7 y se disminuye su potencia a aquella que suministraba en el punto 1, la tensión de la celda comenzará a aumentar desplazándose a lo largo de la curva de polarización morada hasta el punto 8 debido a la acumulación de reactantes. Posteriormente, la respuesta de los sistemas auxiliares disminuirá el flujo de aire que ingresa al sistema, por ende, la curva de polarización de operación cambiará a la curva azul y el sistema alcanzará su nuevo estado estacionario en el punto 1.

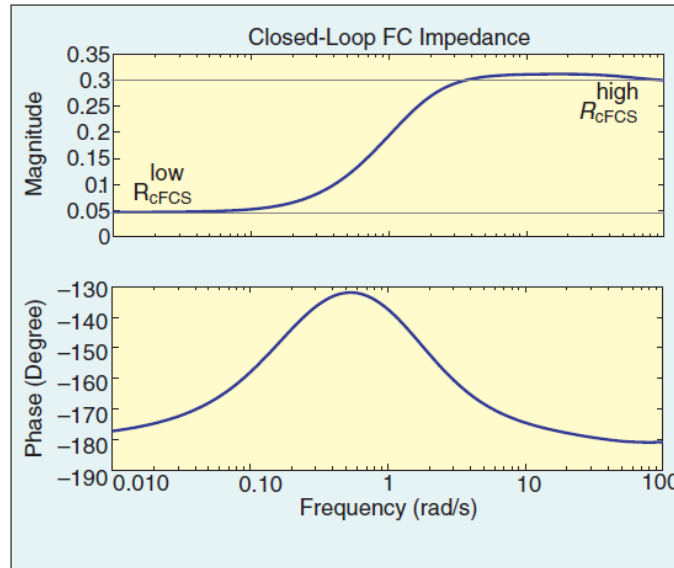


Figura 2.9: Impedancia de celda de combustible controlada [17].

Este tipo de control modifica la impedancia de lazo cerrado del sistema, provocando que la tensión producida dependa de las dinámicas de corriente a las que se someta. Particularmente, los autores de este trabajo obtienen el diagrama de Bode de la impedancia de lazo cerrado, el cual evidencia que esta impedancia se puede modelar como una resistencia pasiva de 0.05Ω para dinámicas más lentas que 0.1 rad/s , mientras que para dinámicas más rápidas que 10 rad/s se modela como una resistencia pasiva de 0.3Ω , según se muestra en la Figura 2.9.

Por lo tanto, un aumento de corriente de la celda produce una caída de tensión asociada a las polarizaciones propias de las celdas y a los fenómenos transitorios más rápidos, los cuales se representan con la pendiente punteada de color negro en la Figura 2.8. Posteriormente, cuando finalizan los primeros fenómenos transitorios aparece la respuesta de los sistemas auxiliares y se produce el cambio en la impedancia del sistema, causando que el punto de operación se modifique en base a la impedancia de dinámicas más lentas y se ubique en la pendiente continua de color negro en la misma figura, estableciendo este último punto como su nuevo estado estacionario [17].

2.1.2 Modelos de celdas

Las celdas de combustible son dispositivos multidisciplinarios debido a que involucran fenómenos eléctricos, químicos y térmicos en su funcionamiento, los cuales están fuertemente acoplados de manera no lineal, convirtiéndolos en sistemas sumamente complejos

de modelar. Para eludir esa dificultad se han desarrollado modelos que emplean diversas ecuaciones y que se enfocan en representar diferentes características de las celdas según la aplicación que se desea estudiar.

Una de las principales características que diferencia los modelos de celda de combustible es la formulación que se utiliza. Existen una formulación teórica, que se basan en las ecuaciones de los procesos electroquímicos y electrodinámicos al interior de las celdas; una empírica, que utiliza datos experimentales para obtener resultados aproximados en condiciones limitadas; y semi-empírica, que combinan las formulaciones anteriores para equilibrar la calidad de los resultados en cuanto a precisión y tiempos de cómputo.

Por otro lado, en los trabajos desarrollados por Asensio et al. [23] y Ang et al. [24] se establecen más aspectos clave de los modelos que les permiten diferenciarse entre sí, tales como el estado (estado estacionario y/o estado transitorio), dimensiones espaciales (parámetros concentrados, 1D, 2D o 3D), límites (componente de celda, celda, pila de combustible o sistema completo) y complejidad del fenómeno representado. Adicionalmente, en estos trabajos se lleva a cabo una revisión y se resumen varios modelos de celda de combustible con sus respectivas características y propósitos, lo cual facilita la identificación de un modelo adecuado para cada tipo de estudio y aplicación.

Uno de los primeros modelos de celdas de combustible se presenta en el trabajo realizado por Amphlett et al. [25], donde se desarrolla un modelo empírico de estado estacionario mediante la parametrización de resultados experimentales. Los autores pudieron concluir que es posible modelar las pérdidas de polarización en función de la temperatura, la densidad de corriente y la presión de oxígeno. Posteriormente, en Amphlett et al. [26] se propone un modelo mejorado para predecir el comportamiento transitorio de la celda de combustible en base a un modelo de temperatura, pudiendo replicar el voltaje de la celda y su temperatura ante cambios de corriente.

Un enfoque similar se aborda en San Martin et al. [27], donde se utiliza un modelo empírico para representar el comportamiento eléctrico en estado estacionario de las celdas y un modelo térmico para representar sus cambios de temperatura. El modelo presentado en este trabajo es validado comparándolo con resultados experimentales de una pila conectada en una microrred. No obstante, al ser un modelo principalmente empírico requiere la obtención de numerosos parámetros para representar el comportamiento de un solo dispositivo.

Por otra parte, en Xue et al. [28] se desarrolla un modelo más completo donde se utilizan volúmenes de control para determinar el comportamiento dinámico de los reactantes y de la temperatura. Esto, junto al modelo electroquímico de estado estacionario representan de manera mucho más precisa el comportamiento dinámico de la tensión producida por la celda, ya que esta depende de las condiciones de operación que se modifican constantemente. En esta misma línea, en Sharifi et al. [29] se propone un modelo similar al anterior, pero que además incorpora la humedad de la membrana como un factor relevante para el comportamiento de la celda.

Si bien los modelos mencionados anteriormente utilizan ecuaciones dinámicas para representar los fenómenos de transporte de masa y transferencia de calor en las celdas, estos solo se enfocan en la operación de estos dispositivos. En cambio, en los trabajos desarrollados por Pukrushpan et al. [30] y Del Real et al. [31] se incluyen modelos de los sistemas auxiliares que participan en la operación de los sistemas de pilas de combustible, tales como compresores de aire, humidificadores y ventiladores. Esto brinda la posibilidad de representar fenómenos asociados al control de las celdas, tales como la respiración y la

apertura de válvulas para controlar la humedad y temperatura.

En general, la mayoría de los modelos presentes en la literatura emplean ecuaciones electroquímicas en conjunto con relaciones empíricas para representar las características eléctricas de estado estacionario de las celdas de combustible, mientras que el comportamiento eléctrico de estado transitorio se modela a partir de ecuaciones dinámicas de las variables que afectan las condiciones de operación de las celdas, tales como la temperatura, la humedad, las cantidades de reactantes y sus presiones. Esto resulta en entramados sistemas de ecuaciones diferenciales que modelan el comportamiento de las celdas de combustible en cada instante según sus condiciones de operación.

No obstante, en la literatura también están presentes algunos modelos eléctricos que son mucho más sencillos de implementar, pero tienen una capacidad limitada de representar el comportamiento de las celdas de combustible. Por ejemplo, Belhaj et al. [32] presenta y compara las respuestas de estado estacionario y transitorio de este tipo de modelos. Particularmente, en este trabajo se demuestra que el modelo eléctrico RC exhibe una respuesta dinámica diferente a la obtenida con datos experimentales y solamente representa, de manera aproximada, el comportamiento de estado estacionario en la región óhmica de la curva de polarización. Sin embargo, este trabajo es especialmente importante porque se propone un modelo eléctrico RL para reproducir la respuesta dinámica de las celdas, permitiendo modelar el estado transitorio a través de circuito eléctrico sencillo, ganando tiempo de cálculo en comparación a modelos no lineales que resultan ser mucho más complejos.

2.2 Convertidores de potencia

El emulador de celda de combustible que se desarrolla en este trabajo se basa en la implementación de un convertidor y una estrategia de control. Entre las opciones del convertidor, se opta por aquellas que utilizan fuentes de alimentación trifásicas porque son capaces de producir flujos de potencia de mayor magnitud que aquellos convertidores que emplean fuentes monofásicas o fuentes continuas.

En este escenario, se requiere la incorporación de un sistema rectificador que convierta la corriente alterna (AC) disponible en una corriente continua (DC) con un nivel de magnitud ajustable. Estos sistemas rectificadores se pueden categorizar según su frecuencia de operación, diferenciando aquellos que funcionan a frecuencias de conmutación bajas de aquellos que operan a frecuencias de conmutación elevadas [15].

Los rectificadores que operan con bajas frecuencias de conmutación utilizan generalmente diodos y tiristores, pero traen consigo una importante distorsión armónica y potencia reactiva indeseada, las cuales pueden llegar a superar los límites establecidos de contenido armónico que puede estar presente en la red [15]. Una forma de solucionar este problema es a través de la implementación de rectificadores multipulsos, los cuales modifican la forma de onda pasivamente para mejorar la calidad de la potencia y reduciendo el rizado de tensión en la salida del rectificador [33].

Otra forma de reducir el contenido armónico se basa en utilizar semiconductores controlados que conmutan a alta frecuencia, tales como transistores bipolares de puerta aislada (IGBT). Estos semiconductores trabajan en estado de saturación para funcionar como interruptores, los cuales pueden modificar de manera activa la forma de onda de la corriente alterna que entra al rectificador, reduciendo su distorsión y mejorando el factor de potencia [15]. Además, estos semiconductores también permiten modificar la dirección del

flujo de potencia, lo cual es una característica muy relevante en convertidores DC/DC utilizados para gestionar energía en sistemas de transporte eléctricos [34] [35] [36].

Considerando las características mencionadas anteriormente, se opta por utilizar rectificadores compuestos por semiconductores de alta frecuencia, ya que presentan más beneficios que los semiconductores de conmutación lenta. Estos rectificadores se revisan y comentan en el trabajo realizado por Singh et al. [37], donde se destacan los rectificadores buck, boost y buck-boost.

Los rectificadores buck bidireccionales tienen una topología como la que se muestra en la Figura 2.10, en la cual se utilizan tiristores con apagado de puerta (GTO) para circuitos de alta potencia, aunque también pueden ser utilizados IGBT con diodos en serie para potencias reducidas [37].

Estos rectificadores producen tensiones continuas de menor magnitud que la tensión de alimentación y tienen un comportamiento similar a los convertidores fuentes de corriente por la presencia de una inductancia en el lado DC, pero con una mejor calidad de tensión en la salida gracias al capacitor que incluyen. Por otro lado, en la entrada se debe instalar un filtro AC para reducir el contenido armónico, cuyos requerimientos son generalmente altos ya que estos condensadores son los encargados de absorber la sobretensión provocada al momento de apagar los semiconductores.

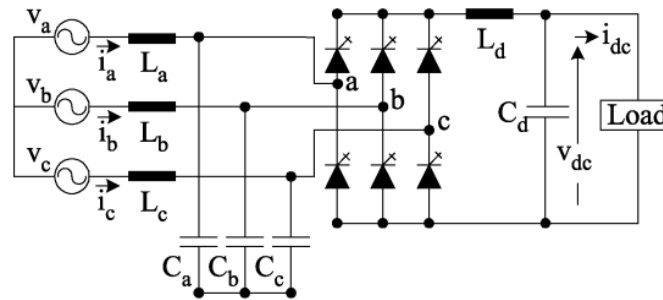


Figura 2.10: Rectificador buck bidireccional [37].

Por su parte, los rectificadores boost bidireccionales, como el que se presenta en la Figura 2.11, son capaces de producir tensiones continuas con magnitud mayor que la red de alimentación y tienen la capacidad de regular constantemente el voltaje de salida, incluso ante variaciones en la tensión de alimentación y cambios de carga. Además, mediante la implementación de un control basado en la modulación por ancho de pulso (PWM) es posible mantener la corriente de entrada con un comportamiento cercano al sinusoidal y en fase con la tensión de alimentación, dando la posibilidad de trabajar con factor de potencia unitario, al igual que el rectificador buck presentado anteriormente [37].

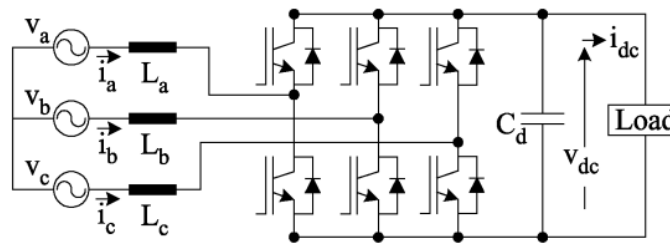


Figura 2.11: Rectificador boost bidireccional [37].

Cuando es necesario producir una tensión continua con un amplio rango de magnitudes se recomienda el uso de un rectificador buck-boost, el cual se implementa generalmente con un buck en cascada al boost, pero la manera más simplificada de hacerlo es a través del convertidor matricial de la Figura 2.12, el cual reduce significativamente los filtros de entrada y salida cuando se emplea una alta frecuencia de conmutación [37]. Sin embargo, la cantidad de elementos que lo componen es bastante mayor en comparación a los rectificadores presentados anteriormente, lo cual hace que su aplicación sea más específica.

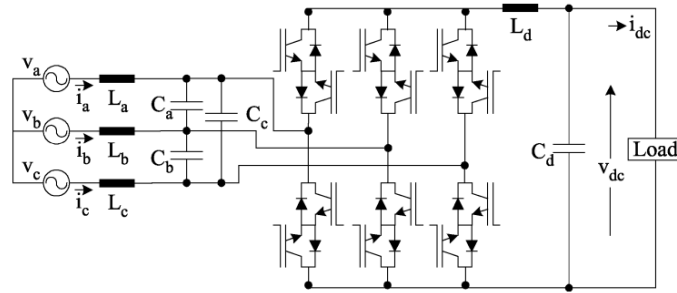


Figura 2.12: Rectificador matricial buck-boost bidireccional [37].

2.2.1 Topología de convertidor propuesta

En base a la aplicación que se desea desarrollar y los convertidores presentes en la literatura, se opta por emplear un rectificador boost bidireccional o también llamado rectificador de frente activo (AFE), cuya topología típica se presenta en la Figura 2.13.

Se prefiere esta topología por sobre los convertidores buck y buck-boost porque es un convertidor compacto, el cual posee la capacidad de producir una tensión continua que se mantiene constante ante perturbaciones en la red de alimentación y además ofrece la posibilidad de trabajar con factor de potencia unitario para generar un bajo contenido armónico en su lado AC.

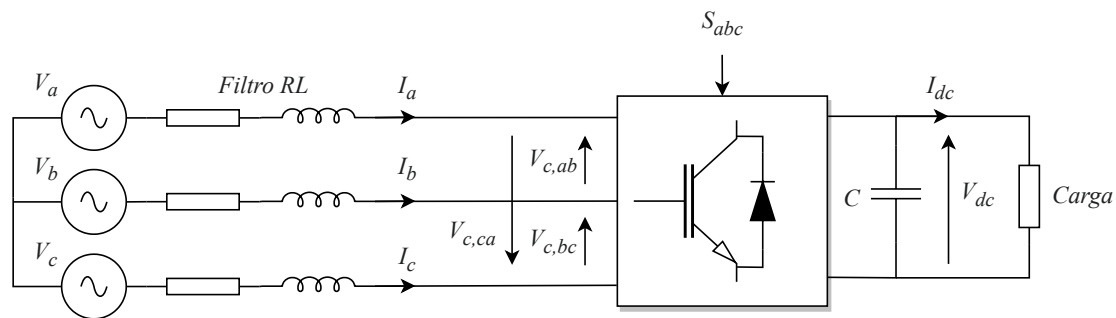


Figura 2.13: Topología de rectificador de frente activo propuesto.

2.2.1.a Principio de funcionamiento

El principio de funcionamiento del rectificador de frente activo se explica mediante la representación simplificada del equivalente monofásico que se muestra en la Figura 2.14. En este, V_g es el valor efectivo de la tensión de fase de la red de alimentación, I_g es el valor efectivo de la corriente de fase, V_c es el valor efectivo de la componente fundamental de la tensión del convertidor controlada desde el lado DC y $R - L$ son la resistencia e

inductancia del filtro de entrada. Dicha inductancia cumple un papel muy relevante en el sistema porque su naturaleza le da la característica de boost al convertidor, pudiendo elevar la tensión de salida por sobre la magnitud de la tensión de entrada.

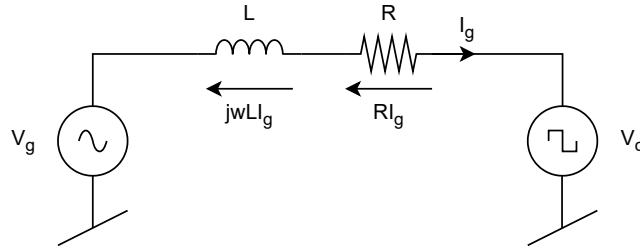


Figura 2.14: Representación simplificada de rectificador trifásico de frente activo.

En este circuito, la corriente de fase depende de la caída de tensión en los elementos R y L , lo cual es equivalente a plantear que esta depende de la diferencia de tensión entre la red y la entrada del rectificador. Esto implica que mediante el control de la magnitud y fase de la tensión V_c es posible controlar indirectamente la magnitud y fase de la corriente I_g . De esta manera, la corriente en la salida del convertidor es controlada de manera proporcional a la potencia activa que entra desde la red, mientras que la potencia reactiva se controla desfasando la corriente de fase con respecto a la tensión de la red [38].

2.2.1.b Modelo matemático

La representación matemática del rectificador de frente activo se presenta en el trabajo publicado por Kazmierkowski et al. [38] y utiliza la nomenclatura de la Figura 2.13. En el que se considera que las fuentes de alimentación están perfectamente desfasadas en $\pm \frac{2\pi}{3} \text{ rad}$, al igual que las corrientes de fase, tal como se presenta en (2.2) y (2.3).

$$\begin{aligned} V_a &= E_m \cdot \cos(\omega t) \\ V_b &= E_m \cdot \cos\left(\omega t + \frac{2\pi}{3}\right) \\ V_c &= E_m \cdot \cos\left(\omega t - \frac{2\pi}{3}\right) \end{aligned} \quad (2.2)$$

$$\begin{aligned} I_a &= I_m \cdot \cos(\omega t + \varphi) \\ I_b &= I_m \cdot \cos\left(\omega t + \frac{2\pi}{3} + \varphi\right) \\ I_c &= I_m \cdot \cos\left(\omega t - \frac{2\pi}{3} + \varphi\right) \end{aligned} \quad (2.3)$$

Donde E_m es la magnitud de la tensión de alimentación, I_m es la magnitud de la corriente de fase, ω es la frecuencia angular de la red de alimentación y φ es el desfase entre la señal de tensión y corriente.

Por otra parte, las tensiones entre líneas en la entrada del rectificador dependen del nivel de tensión V_{dc} y del estado de conmutación de los semiconductores S_a , S_b y S_c , los cuales

pueden tomar el valor 0 o 1, representando el apagado y encendido del semiconductor respectivamente.

$$\begin{aligned} V_{c,ab} &= (S_a - S_b) \cdot V_{dc} \\ V_{c,bc} &= (S_b - S_c) \cdot V_{dc} \\ V_{c,ca} &= (S_c - S_a) \cdot V_{dc} \end{aligned} \quad (2.4)$$

Por lo tanto, la tensión de fase en la entrada del rectificador toma valores correspondientes a una fracción de la tensión en la salida de este, las cuales se expresan en (2.5).

$$\begin{aligned} V_{c,a} &= \frac{2 \cdot S_a - (S_b + S_c)}{3} \cdot V_{dc} \\ V_{c,b} &= \frac{2 \cdot S_b - (S_a + S_c)}{3} \cdot V_{dc} \\ V_{c,c} &= \frac{2 \cdot S_c - (S_a + S_b)}{3} \cdot V_{dc} \end{aligned} \quad (2.5)$$

De esta manera, el modelo de rectificador trifásico queda gobernado por el sistema de ecuaciones compuesto (2.6) y (2.7). Donde la primera expresión es la ley de voltajes de Kirchhoff (LVK) en la entrada del convertidor y la segunda corresponde a la ley de corrientes de Kirchhoff (LCK) en la salida del convertidor.

$$\begin{bmatrix} V_a \\ V_b \\ V_c \end{bmatrix} = R \cdot \begin{bmatrix} I_a \\ I_b \\ I_c \end{bmatrix} + L \cdot \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} I_a \\ I_b \\ I_c \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} V_{c,a} \\ V_{c,b} \\ V_{c,c} \end{bmatrix} \quad (2.6)$$

$$S_a \cdot I_a + S_b \cdot I_b + S_c \cdot I_c = C \cdot \frac{dV_{dc}}{dt} + I_{dc} \quad (2.7)$$

2.2.1.c Modulación de ancho de pulso

La modulación de ancho de pulso (PWM) es una técnica que se utiliza en convertidores de potencia para controlar la magnitud de una señal de tensión mediante la variación del ancho de pulsos de la señal de disparo de semiconductores. Existen variados tipos de algoritmos de modulación, donde el más utilizado es la modulación basada en onda portadora (CB-PWM) [39], pero también hay otros algoritmos como la modulación de vectores espaciales (SVM) que ha demostrado resultados iguales y mejores que la técnica CB-PWM clásica [38].

En este trabajo se propone trabajar con una técnica CB-PWM denominada modulación de ancho de pulso sinusoidal (SPWM) o método de suboscilación [39], ya que utiliza un algoritmo sencillo y produce resultados satisfactorios, los cuales cumplen los requerimientos de la aplicación a implementar.

Este tipo de modulación utiliza tres señales sinusoidales como señales de referencia, las cuales son individualmente comparadas con una señal triangular de alta frecuencia y magnitud constante, denominada señal portadora. El resultado de la comparación de cada señal de referencia con la portadora produce el patrón de disparo de los semiconductores que componen cada pierna del convertidor, tal como se muestra en el esquema de la Figura 2.15.

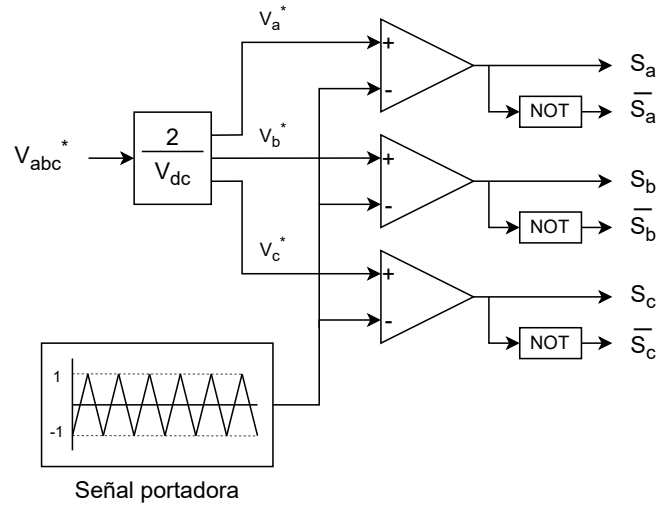


Figura 2.15: Esquema de modulación utilizado.

Una de las características más importantes que se debe considerar en las técnicas de CB-PWM es el índice de modulación de amplitud (2.8) que se define como el cociente entre la amplitud de la señal de referencia U_m y la amplitud de la señal portadora U_c .

$$m_i = \frac{U_m}{U_c} \quad (2.8)$$

Si el índice m_i es inferior o igual a 1, la modulación trabaja en zona lineal y existe una relación lineal entre la señal de referencia y la señal de salida. En cambio, cuando el índice m_i es mayor a 1, la modulación se salta algunos ciclos de conmutación y la tensión de salida se mantiene constante, provocando un comportamiento no lineal entre la señal de referencia y la señal de salida, el cual genera componentes armónicos de baja frecuencia.

Por lo tanto, es deseable que el índice de modulación sea igual o inferior a 1 en todo el rango de operación. Para ello se debería utilizar una señal portadora de amplitud igual a la tensión máxima que es capaz de sintetizar el convertidor, correspondiente a $\frac{V_{dc}}{2}$ con la técnica SPWM. Sin embargo, la tensión V_{dc} no es constante, por lo que se normalizan las tensiones de referencia y se utiliza una señal portadora de amplitud 1. De esta manera, el convertidor trabajará con $m_i = 1$ cuando requiera sintetizar su máxima tensión.

Por otra parte, cuando se utilizan técnicas de CB-PWM se generan componentes armónicos de alta frecuencia, los cuales dependen del índice de modulación de frecuencia m_f (2.9) que se define como el cociente entre la frecuencia de la señal portadora y la frecuencia fundamental de la señal de referencia.

$$m_f = \frac{f_c}{f_1} \quad (2.9)$$

Un elevado índice m_f ubica la distorsión armónica producida en altas frecuencias, lo cual facilita el diseño de filtros de los convertidores. No obstante, se debe tener en cuenta que mientras mayor sea la frecuencia de la señal portadora, mayor será la cantidad de conmutaciones que realicen los semiconductores, por ende, mayores serán las pérdidas por conmutación [39].

2.2.1.d Limitaciones

Para que el rectificador de frente activo sea controlado sin problemas es necesario mantener un nivel de tensión mínimo en su salida, de tal manera que los diodos de cada pierna del convertidor queden polarizados negativamente en todo momento. De lo contrario, se perderá la capacidad de control y el convertidor comenzará a trabajar como un rectificador trifásico no controlado de seis pulsos.

Para lograr la polarización negativa de los diodos, es esencial mantener la tensión de salida V_{dc} por sobre el nivel máximo de tensión que se obtendría con un rectificador trifásico no controlado de seis pulsos, el cual corresponde al valor máximo de tensión entre líneas de los terminales de entrada del convertidor. Esta condición se expresa mediante la ecuación (2.10) considerando el circuito de la Figura 2.14. Pese a lo anterior, se recomienda utilizar una magnitud entre 15% y 20% mayor para evitar inconvenientes [40].

$$V_{dc \min} > \sqrt{2} \cdot \sqrt{3} \cdot V_c \quad (2.10)$$

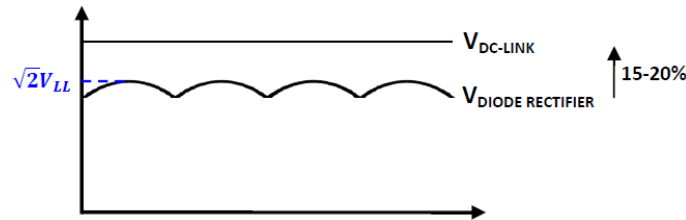


Figura 2.16: Condición de la tensión de salida del rectificador [40].

Sin embargo, la restricción cambia si se considera que el convertidor puede sintetizar una tensión máxima de $\frac{V_{dc}}{2}$ en zona lineal, aumentando el valor mínimo de tensión en el lado DC.

$$V_{dc \min} > 2 \cdot \sqrt{2} \cdot V_c > \sqrt{2} \cdot \sqrt{3} \cdot V_c \quad (2.11)$$

Esta restricción no solamente acota la tensión en los terminales de entrada al rectificador, sino que también impone una restricción en los parámetros del filtro RL, especialmente en la inductancia. Esta restricción está directamente relacionada con la corriente del convertidor, la cual no debe ser restringida por una inductancia excesivamente grande, de lo contrario es posible que la corriente de entrada no se pueda controlar en todo el rango de operación deseado.

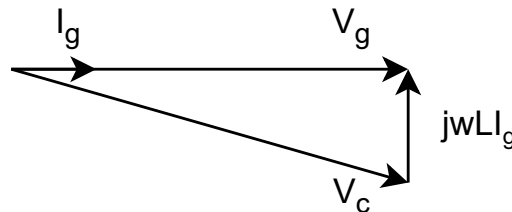


Figura 2.17: Condición de la tensión de salida del rectificador [40].

Expresando la restricción (2.11) en función de la fuente de alimentación y de la corriente de línea del circuito monofásico de la Figura 2.14, se obtiene la restricción (2.12). En esta se limita el valor de inductancia en base a un punto de operación del convertidor, definido por la corriente I_g . En este caso, la restricción considera la operación del convertidor con factor de potencia unitario, tal como se muestra en el diagrama fasorial de la Figura 2.17.

$$V_{dc \min} > 2 \cdot \sqrt{2} \cdot \sqrt{V_g^2 + (wL \cdot I_g)^2}$$

$$L < \frac{\sqrt{\frac{V_{dc \min}^2}{8} - V_g^2}}{wI_g} \quad (2.12)$$

Donde V_g es el valor efectivo de la fuente de alimentación, I_g es el valor efectivo de la corriente de línea y w la frecuencia angular.

La elección de este parámetro es muy relevante, ya que un elevado valor de inductancia mantiene bajo el rizado en la corriente de entrada, pero limita el rango de operación del convertidor. En cambio, si se utiliza una inductancia de baja magnitud habrá un mayor contenido armónico en la corriente.

2.2.1.e Técnicas de control

En la literatura se han desarrollado variadas técnicas de control para rectificadores de frente activo, pero las más destacas son el control por voltaje orientado (VOC) y el control directo de potencia (DPC). Sin embargo, estas técnicas son propensas a tener un mal desempeño cuando existe distorsión armónica de magnitud relevante en la tensión de alimentación. Para eludir ese problema surge la técnica de control por flujo virtual orientado (VFOC), en la que se reemplaza la medición de tensión por una estimación de flujo virtual en base a la corriente de fase. Dicha estimación de flujo permite prescindir del ángulo de orientación de tensión y del lazo de bloqueo de fase (PLL), haciendo su implementación más sencilla que las otras técnicas de control [38].

Ahora bien, con el desarrollo de microprocesadores más cada vez más eficientes y baratos también surgen más técnicas de control basadas en modelos predictivos. Estos tratan de predecir la respuesta de un sistema para tomar la decisión óptima de control que permita minimizar una función de costo, logrando mejoras en el desempeño dinámico con respecto a técnicas de control que utilizan controladores proporcionales, integradores y derivativos (PID) [41].

A pesar de lo mencionado anteriormente, para esta aplicación se prefiere utilizar técnicas más clásicas como VOC y DPC, puesto que son de las estrategias de control más empleadas y documentadas en la literatura. Específicamente, entre estas dos alternativas, se opta por trabajar con VOC debido a que presenta una serie de ventajas con respecto a DPC, a pesar de que este último usa una estructura de control más simple, no requiere de un sistema de PWM y tampoco requiere la sintonización de controladores [38].

En primer lugar, VOC tiene un mejor desempeño que DPC con bajas frecuencias de muestreo, ya que en esta última técnica se requiere calcular la estimación de potencia en cada instante para determinar el estado de conmutación de los semiconductores, por ende, requiere una alta frecuencia de muestreo. En esta misma línea, VOC trabaja con una frecuencia de conmutación fija, lo cual facilita el diseño del filtro de entrada al convertidor debido a que la frecuencia del contenido armónico generado no cambia, mientras que

DPC utiliza un amplio rango de frecuencias de conmutación por su forma de operación, dificultando el diseño del filtro [38].

Otro punto importante es que DPC requiere que la corriente de fase sea lo más lisa posible para la estimación de potencia, por lo que es necesario una inductancia de gran magnitud [38]. Esta característica puede complicar el diseño del rectificador, puesto que existen limitaciones relacionadas a la magnitud de la inductancia de entrada y los niveles de tensión en los que se desea trabajar, haciendo más factible el uso de VOC para esta aplicación.

2.2.2 Control en tiempo discreto

Gran parte de los sistemas controlados que se desarrollan actualmente son implementados mediante plataformas digitales. Estas, utilizan sistemas de adquisición para medir señales análogas y transformarlas en señales digitales, las cuales son procesadas para producir señales análogas de control.

El proceso de transformación de una señal análoga a una digital se realiza mediante su muestreo cada cierto período de tiempo, el cual es uno de los principios fundamentales de este tipo de control. No obstante, este parámetro no es único, ya que existen sistemas que utilizan múltiples períodos de muestreo para diferentes variables, permitiendo que ocurran procesos de manera asincrónica.

Particularmente, el período de muestreo es un parámetro muy importante que afecta tanto la respuesta del sistema como también su funcionamiento. Si este es demasiado extenso será imposible reconstruir la señal continua, mientras que si es muy corto se aumenta el grado de carga de la plataforma digital y aumenta el costo computacional [42].

Para el análisis de los sistemas de control en tiempo discreto se utiliza la transformada z (2.13), la cual es una transformación análoga a la transformada de Laplace para sistemas en tiempo continuo. Esta permite discretizar una señal continua transformándola en una función en el dominio de la frecuencia compleja discreta, lo que la convierte una herramienta fundamental para el diseño de sistemas de control digital.

$$Z\{f(kh)\} = F(z) = \sum_{k=0}^{\infty} f(kh)z^{-k} \quad (2.13)$$

Donde k pertenece a los números enteros, h corresponde al período de muestreo y z es una variable compleja, similar a s en tiempo continuo.

En este caso, para implementar la estrategia de control del emulador en la plataforma digital se aplica la función *c2d* de MATLAB a los controladores sintonizados en tiempo continuo, convirtiéndolos en funciones de transferencia en tiempo discreto con un período de muestreo determinado. Sin embargo, es necesario tener en cuenta que los polos y ceros de la función de transferencia en tiempo continuo se mapean a una circunferencia unitaria en tiempo discreto, los cuales no necesariamente van a producir una función de transferencia estable en lazo cerrado [42].

Por lo tanto, es necesario obtener el lugar geométrico de raíces y el diagrama de Bode de los controladores en tiempo discreto. Esto, con el objetivo de corroborar que los controladores diseñados produzcan funciones de transferencia en tiempo discreto que sean estables y permitan llevar a cabo el control del rectificador.

Capítulo 3

Modelo de celda de combustible

Para desarrollar el emulador de celda de combustible es preferible utilizar un modelo sencillo de implementar y centrado en las características eléctricas de las celdas más que en variables relacionadas a la operación y control de estos sistemas.

Específicamente, se propone combinar un modelo electroquímico de tensión para representar las curvas de polarización bajo diferentes condiciones de operación, con un modelo eléctrico transitorio que permita reproducir la respuesta dinámica de la tensión ante cambios en la corriente demandada.

Para ello, se incorpora un algoritmo que utiliza la información de estado estacionario para ajustar las condiciones del modelo transitorio. De esta forma, es posible mapear un conjunto de curvas de polarización a la vez que se reproduce la respuesta dinámica típica de las celdas de combustible. No obstante, dicho algoritmo también permite replicar de manera aproximada el fenómeno de la respiración de las celdas de combustible, ya que puede modificar la curva de polarización del modelo para mantener la tensión en un rango establecido.

3.1 Modelo de estado estacionario

El modelo estacionario que se propone utilizar corresponde al modelo electroquímico presentado en el trabajo de Pukrushpan et al. [30], ya que se basa en ecuaciones teóricas y relaciones empíricas que establecen una dependencia de la tensión producida con la densidad de corriente, la temperatura de operación, la humedad de la membrana y la presión de los reactantes, tanto en el ánodo como en el cátodo. Particularmente, este modelo utiliza ecuaciones que sirven para modelar celdas de tipo PEMFC, debido a que es la tecnología más común en aplicaciones relacionadas a la electromovilidad.

En este modelo se plantea que el voltaje de una celda de combustible esta dado por (3.1), ecuación que corresponde al voltaje de Nernst (E) menos las pérdidas por polarización o irreversibilidades de la celda.

$$v_{fc} = E - v_{act} - v_{ohm} - v_{conc} \quad (3.1)$$

Donde v_{act} , v_{ohm} y v_{conc} son las pérdidas por polarización de activación, óhmica y de concentración respectivamente.

En este sentido, si se considera que una pila de combustible se compone de n celdas

individuales e idénticas, la tensión de la pila queda definida en la ecuación (3.2) por el producto entre la tensión de una celda y el número total de celdas.

$$V_{fc} = v_{fc} \cdot n \quad (3.2)$$

Por otro lado, el voltaje de Nernst se obtiene como resultado del balance energético entre reactantes y productos. Después de sustituir ciertas constantes universales y reorganizar los términos, se obtiene la expresión (3.3) desarrollada por Amphlett et al. [25].

$$E = 1,229 - 8,5 \cdot 10^{-4} \cdot (T_{fc} - 298,15) + 4,3085 \cdot 10^{-5} \cdot T_{fc} \cdot \left[\ln(P_{H_2}) + \frac{1}{2} \ln(P_{O_2}) \right] \quad (3.3)$$

Donde T_{fc} es la temperatura de la celda en Kelvin, P_{H_2} la presión de hidrógeno y P_{O_2} la presión de oxígeno, estas dos últimas medidas en atmósferas.

Las pérdidas por polarización de activación se pueden expresar en función de las características constructivas de los electrodos y de la densidad de corriente, pero también dependen de la temperatura de operación y la presión de oxígeno [25]. Para poder incluir estos efectos en las pérdidas se emplea la expresión (3.4).

$$v_{act} = v_0 + v_a \cdot (1 - e^{-c_1 \cdot i_{fc}}) \quad [V] \quad (3.4)$$

Donde i_{fc} es la densidad de corriente de la celda, mientras que v_0 , v_a y c_1 se determinan en base a una regresión no lineal de datos experimentales.

Las pérdidas por polarización óhmica se producen por la resistencia que ofrece la membrana electrolítica al paso de iones y aumentan de manera lineal con la densidad de corriente según la ecuación (3.5).

$$v_{ohm} = i_{fc} \cdot R_{ohm} \quad (3.5)$$

Por su parte, la resistencia R_{ohm} está directamente relacionada al grosor de la membrana (t_m) y es inversamente proporcional a su conductividad (σ_m) [30], tal como se muestra en la ecuación (3.6).

$$R_{ohm} = \frac{t_m}{\sigma_m} \quad (3.6)$$

A su vez, la conductividad depende de la humedad la membrana y de la temperatura [30], definiéndola como la expresión (3.7).

$$\sigma_m = (b_{11} \cdot \lambda_m - b_{12}) \cdot e^{\left(b_2 \cdot \left(\frac{1}{303} - \frac{1}{T_{fc}} \right) \right)} \quad (3.7)$$

Donde b_2 es un parámetro que se ajusta para coincidir con los datos experimentales y b_{11} y b_{12} son valores empíricos [30], mientras que λ_m representa el contenido de agua en la membrana, cuyo valor varía entre 0 y 14, representando un 0% y 100% de humedad respectivamente [43].

Por último, las pérdidas por polarización de concentración se representan a través de (3.8), donde c_2 , c_3 e i_{max} son parámetros empíricos que dependen de la temperatura y la presión de reactantes.

$$v_{conc} = i_{fc} \cdot \left(c_2 \cdot \frac{i_{fc}}{i_{max}} \right)^{c_3} \quad (3.8)$$

Estas pérdidas no siempre se incluyen en los modelos porque las celdas de combustible trabajan generalmente en la región óhmica, puesto que es más atractivo que trabajar en la región de concentración, la cual tiene una peor eficiencia [30]. No obstante, se incluyen estas pérdidas para representar la curva de polarización completa.

Ahora bien, los parámetros de las pérdidas por activación y por concentración se obtienen a partir de una regresión no lineal de datos experimentales, donde se asume que el sistema de celda de combustible trabaja en un ambiente controlado, perfectamente humedecido y con una relación de exceso de oxígeno constante [30], del cual se obtienen las siguientes expresiones.

$$v_0 = 0,279 - 8,5 \cdot 10^{-4} \cdot (T_{fc} - 298,15) + 4,3085 \cdot 10^{-5} \cdot \left[\ln \left(\frac{P_{ca} - P_{sat}}{1,01325} \right) + \frac{1}{2} \cdot \ln \left(\frac{0,1173(P_{ca} - P_{sat})}{1,01325} \right) \right] \quad (3.9)$$

$$v_a = (-1,618 \cdot 10^{-5} \cdot T_{fc} + 1,618 \cdot 10^{-2}) \cdot \left(\frac{P_{O_2}}{0,1173} + P_{sat} \right)^2 + (1,8 \cdot 10^{-4} \cdot T_{fc} - 0,166) \cdot \left(\frac{P_{O_2}}{0,1173} + P_{sat} \right) + (-5,8 \cdot 10^{-4} \cdot T_{fc} + 0,5736) \quad (3.10)$$

$$c_1 = 10 \quad c_3 = 2 \quad i_{max} = 2.2 \\ b_{11} = 0,05139 \quad b_{12} = 0,00326 \quad b_2 = 350$$

$$c_2 = \begin{cases} (7,16 \cdot 10^{-4} \cdot T_{fc} - 0,622) \cdot \left(\frac{P_{O_2}}{0,1173} + P_{sat} \right) + (-1,45 \cdot 10^{-3} \cdot T_{fc} + 1,68) \\ \text{si } \left(\frac{P_{O_2}}{0,1173} + P_{sat} \right) < 2 \text{ atm} \\ (8,66 \cdot 10^{-5} - 0,068) \cdot \left(\frac{P_{O_2}}{0,1173} + P_{sat} \right) + (-1,6 \cdot 10^{-4} \cdot T_{fc} + 0,54) \\ \text{si } \left(\frac{P_{O_2}}{0,1173} + P_{sat} \right) \geq 2 \text{ atm} \end{cases}$$

Donde P_{sat} es la presión saturada de vapor medida en atmósferas, la cual se calcula en base a la expresión (3.11).

$$P_{sat} = 10^{5,20389 - \frac{1733,926}{T_{fc} - 39,485}} \quad (3.11)$$

Este modelo de estado estacionario produce las curvas de polarización de la Figura 3.1. En esta, se presentan cuatro curvas con una temperatura constante de $65^\circ C$, las cuales tienen diferentes magnitudes de presión en el cátodo, destacándose que las curvas con mayor presión producen los mayores niveles de tensión.

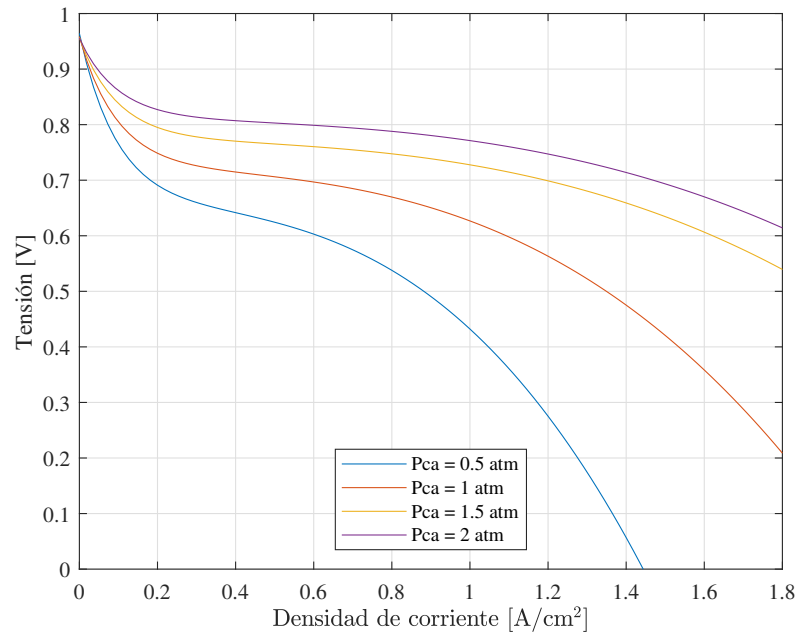


Figura 3.1: Curvas de polarización modelo de estado estacionario a 65°C.

3.2 Modelo de estado transitorio

Para modelar la respuesta de estado transitorio se recurre al trabajo de Belhaj et al. [32], donde se propone un circuito eléctrico RL cuya respuesta no depende de variables que cambian constantemente con la operación de la celda como la temperatura y la presión, sino que dependen de los elementos del circuito.

Esta característica da la posibilidad de ajustar los parámetros para lograr distintas magnitudes y dinámicas en las respuestas. Además, este modelo eléctrico requiere menos tiempo de cálculo en comparación con sistemas de ecuaciones diferenciales no lineales utilizados en otros modelos, los cuales involucran más variables para predecir el comportamiento transitorio de las celdas.

En la Figura 3.2 se presenta el circuito eléctrico RL que se propone en la literatura, cuyas ecuaciones de tensión de la celda de combustible y del inductor están dadas por (3.12) y (3.13) respectivamente.

$$V_{fc} = E_{oc} - R_2 \cdot I_{fc} - R_1 \cdot (I_{fc} - I_L) \quad (3.12)$$

$$L \cdot \frac{dI_L}{dt} = R_1 \cdot (I_{fc} - I_L) \quad (3.13)$$

Donde V_{fc} e I_{fc} son la tensión y corriente del modelo de celda de combustible, E_{oc} es la tensión de circuito abierto, I_L la corriente del inductor y los parámetros R_1 , R_2 y L son las resistencias e inductancia del circuito.

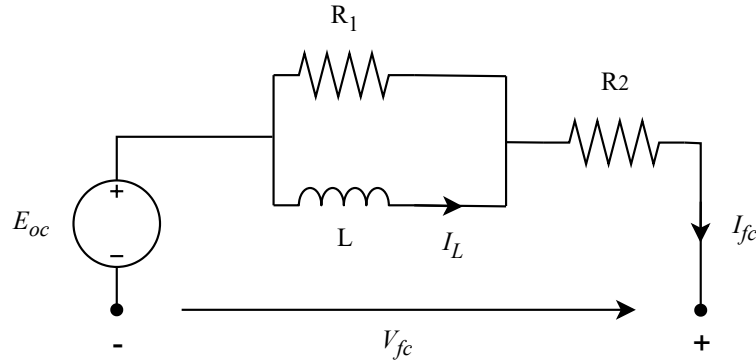


Figura 3.2: Modelo eléctrico de estado transitorio. Adaptado de [32].

Si bien este modelo produce de manera aproximada la respuesta transitoria típica de sistemas de celdas de combustible, tal como se presenta en la Figura 3.3, su eficacia es limitada en la representación de la curva de polarización. Esta limitación surge debido a que la tensión de estado estacionario del modelo solo depende de la fuente de tensión E_{oc} y de la resistencia R_2 , produciendo una relación que omite el comportamiento no lineal de las regiones de activación y concentración de la curva de polarización.

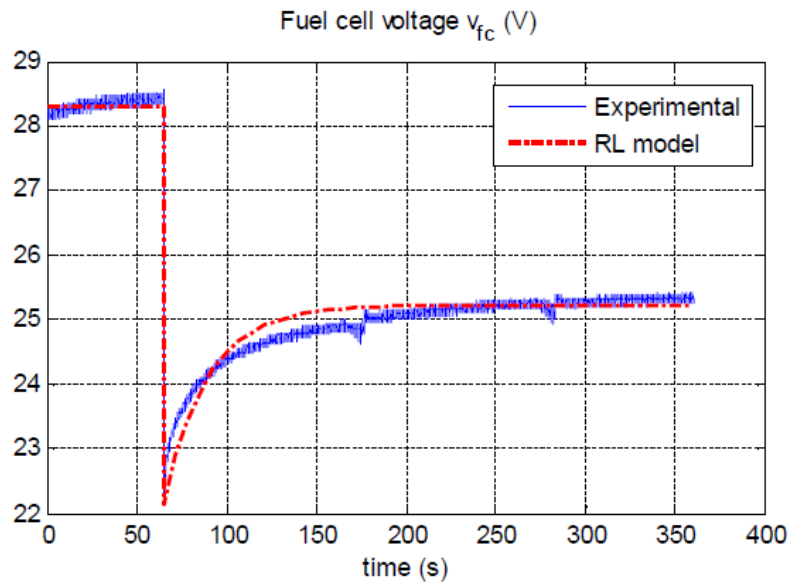


Figura 3.3: Comparación de respuesta dinámica experimental y de modelo eléctrico [32].

Sin embargo, para incluir la respuesta estacionaria al modelo de estado transitorio y lograr replicar el comportamiento del sistema de celda de combustible se proponen modificaciones al circuito presentado. Específicamente, se reemplaza la fuente de tensión E_{oc} con una fuente de tensión controlada y se elimina la resistencia R_2 , dando como resultado el nuevo modelo eléctrico de la Figura 3.4.

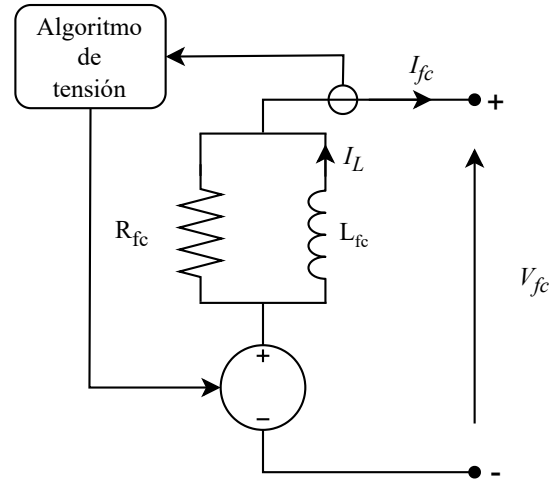


Figura 3.4: Modelo eléctrico de estado transitorio propuesto.

En este nuevo circuito se elimina la resistencia en serie para que la tensión V_{fc} en estado estacionario coincida con la tensión de la fuente controlada. A su vez, esta fuente cambia su magnitud en base a un algoritmo que utiliza la medición de corriente I_{fc} como variable de entrada, cuyo objetivo consiste en hacer el seguimiento de tensión de acuerdo con una o varias curvas de polarización predefinidas.

Para explicar el comportamiento de este modelo se presenta la Figura 3.5, donde se muestra la evolución temporal de la tensión del circuito al aplicar un escalón de corriente en sus terminales. En primer lugar, se destaca que en el instante t_0 en que se aplica el escalón de corriente se genera una disminución súbita de tensión desde V_0 hasta V_1 , la cual es producida por el cambio de magnitud en la fuente de tensión controlada y por la caída de tensión en la resistencia del circuito.

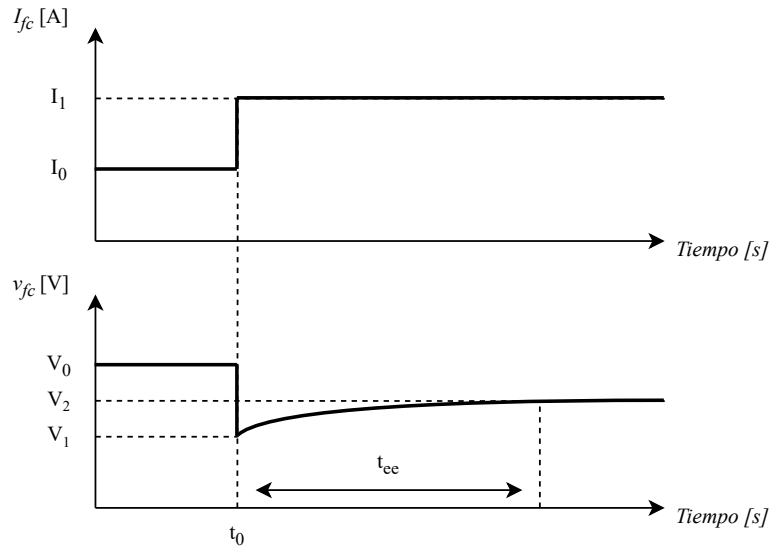


Figura 3.5: Respuesta transitoria típica de sistemas de celda de combustible. Adaptado de [32].

Inmediatamente después de aplicar el escalón de corriente, el inductor se comienza a cargar y su corriente tiende a ser la corriente del escalón, puesto que el inductor completamente cargado actúa como un cortocircuito según se expresa en la ecuación (3.14). Esto causa que la corriente de la resistencia tienda a cero, lo cual aumenta la tensión en los terminales del modelo hasta V_2 .

$$I_L = I_1 + (I_0 - I_1) \cdot e^{-\frac{t-t_0}{\tau_L}} \quad (3.14)$$

Las ecuaciones eléctricas de este modelo son prácticamente iguales a las del modelo presentado en la literatura, pero sin la resistencia R_2 . Esto simplifica las expresiones instantáneas de la tensión durante el fenómeno transitorio, cuyas diferencias se presentan en las ecuaciones (3.15) y (3.16).

$$V_1 - V_0 = E_1 - E_0 - R_{fc} \cdot (I_1 - I_0) \quad (3.15)$$

$$V_2 - V_1 = R_{fc} \cdot (I_1 - I_0) \quad (3.16)$$

De estas expresiones se desprende que la caída de tensión asociada a los fenómenos transitorios más rápidos está dada por la diferencia entre las tensiones generadas mediante el algoritmo y por la caída de tensión en la resistencia del circuito. Por otro lado, el aumento de tensión asociado a la respuesta de los sistemas auxiliares de las pilas de combustible se modela con la tensión de la resistencia. De este modo, el modelo eléctrico produce una tensión de estado estacionario idéntica a la tensión de una curva de polarización predefinida y permite ajustar su respuesta transitoria según los valores de resistencia e inductancia del circuito.

Al reordenar la ecuación (3.16) se logra expresar la magnitud de la resistencia R_{fc} como se presenta en la ecuación (3.17). Esta resistencia depende de la variación de tensión deseada al aplicar un escalón de corriente específico, de tal forma que cuando se aplica un escalón de corriente de otra magnitud, se produce una diferencia de tensión proporcional a la corriente aplicada.

$$R_{fc} = \frac{V_2 - V_1}{I_1 - I_0} \quad (3.17)$$

Por su parte, la inductancia cumple un importante rol en la representación del fenómeno transitorio, ya que junto con la resistencia determinan el tiempo que tardará el circuito en alcanzar su estado estacionario. Por ende, es esencial seleccionar una inductancia que produzca una constante de tiempo adecuada según el tiempo de asentamiento t_{ee} que se desea obtener. Una aproximación razonable considera que el tiempo de asentamiento es igual a cinco veces la constante de tiempo del circuito. De esta manera, la inductancia queda definida por la ecuación (3.18).

$$L_{fc} = \frac{R_{fc} \cdot t_{ee}}{5} \quad (3.18)$$

Ahora bien, no es necesario implementar el circuito del modelo en la estrategia de control, ya que es posible representar su respuesta mediante las ecuaciones (3.19) y (3.20) que gobiernan al circuito RL.

$$\frac{L_{fc}}{R_{fc}} \cdot \frac{dI_L}{dt} = (I_{fc} - I_L) \quad (3.19)$$

$$V_{fc} = E_x - R_{fc} \cdot (I_{fc} - I_L) \quad (3.20)$$

Esto se realiza con el diagrama de bloques de la Figura 3.6. En este, se utiliza la corriente en los terminales de la celda para obtener la caída de tensión en la resistencia, la cual se resta a la tensión definida por el algoritmo para obtener la tensión en los terminales de la celda.

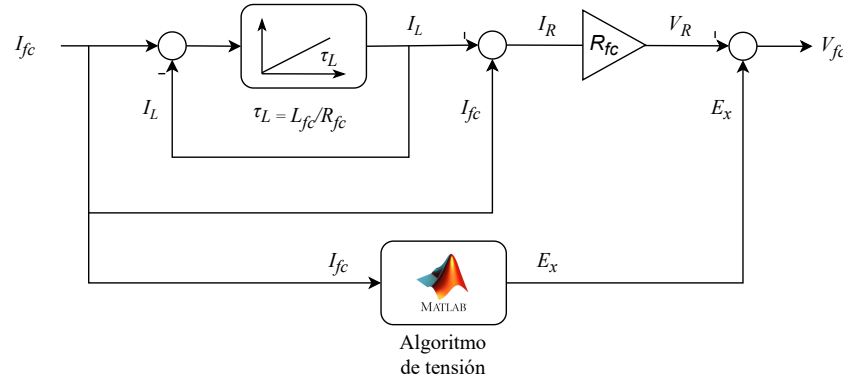


Figura 3.6: Diagrama de bloques modelo de estado transitorio.

3.3 Algoritmo de tensión

En ecuaciones anteriores se hace referencia a dos magnitudes de tensión para la fuente controlada, E_1 y E_0 , las cuales son determinadas por el algoritmo incorporado en el modelo transitorio. Este algoritmo tiene por objetivo modificar la magnitud de tensión de la fuente controlada para que en estado estacionario coincida con la tensión definida por una o varias curvas de polarización.

Dicho algoritmo, tiene esencialmente dos modos de operación. El primero utiliza una curva de polarización fija, cuyos datos son ingresados por el usuario, mientras que el segundo modo de operación utiliza un conjunto de curvas de polarización definidas por el modelo de estado estacionario presentado anteriormente. Con estos modos se puede hacer seguimiento de una curva de polarización fija o imitar el proceso de respiración de las celdas con una pendiente equivalente a la impedancia de dinámicas lentas, tal como la que se representa en la Figura 2.8.

3.3.1 Operación con una curva de polarización

En el primer modo de operación del algoritmo se utiliza la información de una curva de polarización fija, la cual debe ser ingresada por el usuario en forma de datos o como una imagen. En caso de utilizar una imagen como referencia, es necesario ejecutar el código presentado en la sección A del Apéndice, de esta forma se puede obtener la información de varios puntos pertenecientes a la curva de polarización que se desea caracterizar. Esto brinda la posibilidad de representar el comportamiento de estado estacionario de cualquier celda de combustible comercial, siempre y cuando se tenga disponible la información de su curva de polarización típica.

La información ingresada se utiliza como una tabla de una dimensión, donde la variable de entrada es la corriente de la celda y su salida es la interpolación de la tensión con los datos ingresados. De esta forma, el algoritmo ajusta la tensión de la fuente controlada, realizando el seguimiento de la curva de referencia ante cambios en la corriente del modelo eléctrico.

Para ejemplificar este modo de operación se utilizan las curvas de polarización y de potencia entregadas por el fabricante de la pila de combustible H-300 [44], presentadas en las Figuras 3.7 y 3.8. Los puntos de la curva de polarización son ingresados al algoritmo de tensión y, posteriormente, se aplica una rampa de corriente en los terminales del modelo para obtener la curva de polarización y su respectiva curva de potencia.

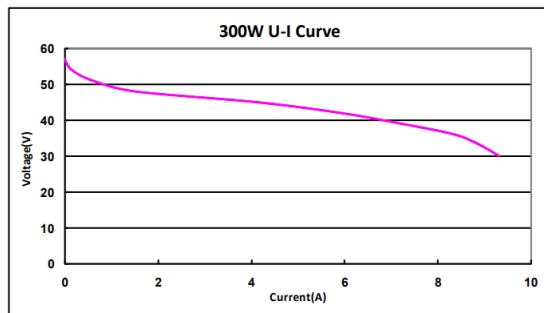


Figura 3.7: Curva V-I H-300.

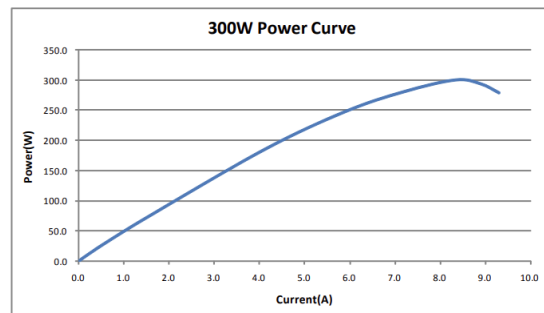


Figura 3.8: Curva de potencia H-300.

Los resultados del modelo se presentan en la Figura 3.9, así como también la información de las curvas entregada por el fabricante. En este gráfico se puede notar que la tensión producida por el modelo en estado estacionario coincide con los puntos de la curva de la Figura 3.7. Esto es esperable, puesto que se utiliza esa información para definir la curva de polarización en el algoritmo de tensión. Por otro lado, la curva de potencia producida por el modelo coincide en la mayoría de sus puntos con la curva de la Figura 3.8, resultando en una buena representación del estado estacionario de la pila de combustible H-300.

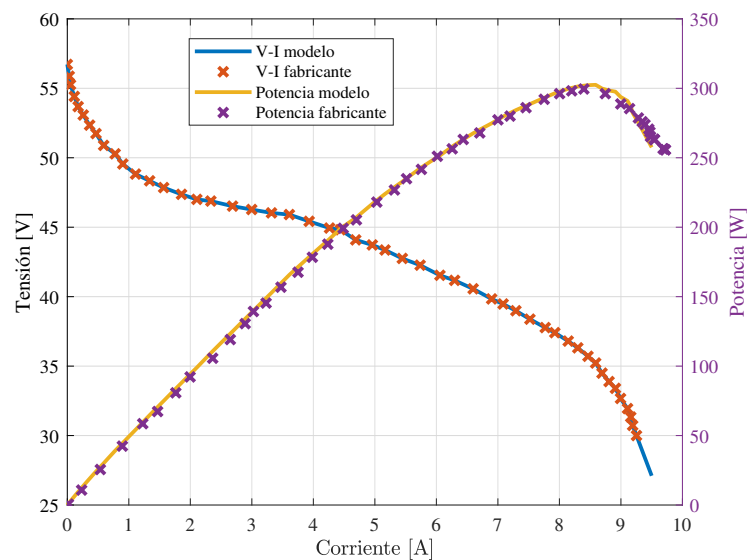


Figura 3.9: Curva V-I y curva de potencia de modelo.

En este caso, se utilizan los parámetros del modelo transitorio que se presentan en la Tabla 3.1. La resistencia se modela con magnitud unitaria porque el fabricante no entrega información del comportamiento transitorio de la tensión producida por la pila de combustible. Por su parte, la inductancia se determina con el fin de producir un tiempo de asentamiento

de 0.01 s. Esto, para conseguir que la tensión del modelo alcance su estado estacionario mientras se aplica la rampa de corriente al modelo, de esta forma las tensiones medidas coincidirán con la tensión de la curva de polarización caracterizada.

Tabla 3.1: Parámetros del modelo transitorio.

Parámetros modelo H-300	
$R_{fc} [\Omega]$	1
$L_{fc} [mH]$	2

En la sección B del Apéndice se presentan más modelos de pilas de combustible caracterizados con el mismo método presentado.

3.3.2 Operación con múltiples curvas de polarización

En el segundo modo de operación se caracterizan múltiples curvas de polarización isotérmicas variando la presión en el cátodo del modelo de estado estacionario. La información de tensión y densidad de corriente se almacena en una matriz que es utilizada como una tabla bidimensional, cuyas variables de entrada son la densidad de corriente y los números de las curvas de polarización, mientras que su salida es la interpolación de tensión en base a una curva fija o a un conjunto de curvas. Un ejemplo de estas se muestra en la Figura 3.10, donde se caracterizan las cuatro curvas de polarización de la Figura 3.1.

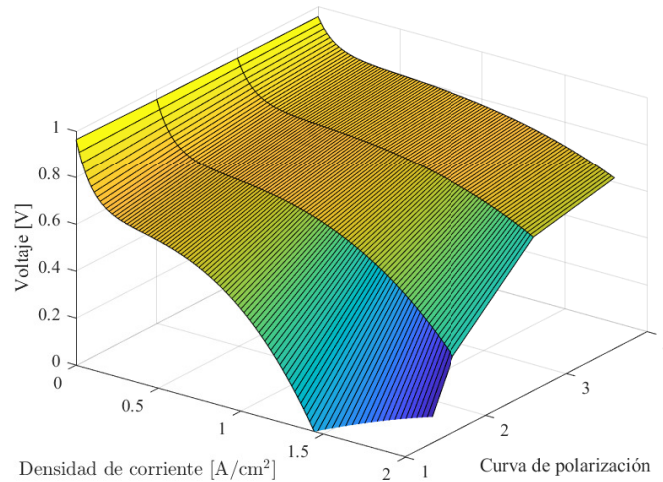


Figura 3.10: Representación de curvas caracterizadas a 65°C.

A diferencia del modo de operación anterior, en este se presenta la posibilidad de generar curvas de polarización teóricas para utilizarlas como referencia cuando no se tiene disponible la información de la curva de una pila de combustible real. Por esto, es necesario definir un área equivalente A_{eq} para relacionar la corriente I_{fc} del modelo transitorio con la densidad de corriente i_{fc} del modelo estacionario, según la ecuación (3.21). Además, se debe definir el parámetro n que multiplica la tensión del modelo estacionario y representa el número de celdas que componen la pila de combustible, tal como se expresa en la ecuación (3.2).

$$i_{fc} = \frac{I_{fc}}{A_{eq}} \quad (3.21)$$

En este modo de operación también es necesario definir el parámetro c , el cual se utiliza para trabajar de manera fija con la c -ésima curva de polarización caracterizada, funcionando de manera similar al primer modo de operación. No obstante, si este parámetro adquiere un valor nulo, el algoritmo tratará de representar el fenómeno de respiración de las celdas con un conjunto de curvas.

Para ello, es necesario definir una pendiente de impedancia que representa el valor mínimo de tensión del modelo de celda de combustible en estado estacionario. Esta pendiente es sumamente relevante, puesto que el algoritmo cambia la curva de polarización cuando la tensión del modelo disminuye por debajo de este límite. Con esto, se busca replicar de manera aproximada el control de exceso de oxígeno, el cual modifica las condiciones de la celda para mantener su tensión en un rango de operación seguro.

Para demostrar el funcionamiento de este modo de operación se utilizan las curvas de la Figura 3.10 y se usa la pendiente de impedancia (3.22), cuyas características son similares a la pendiente obtenida en el trabajo de Pukrushpan et al. [17].

$$v_{fc} = -0.05 \cdot i_{fc} + 0.7 \quad (3.22)$$

Al aplicar una rampa de corriente en el modelo, se obtienen las curvas de polarización de la Figura 3.11. Estas, corresponden a las cuatro curvas de polarización de la Figura 3.1, donde también se presenta la pendiente de impedancia junto a la trayectoria recorrida cuando el parámetro c es nulo.

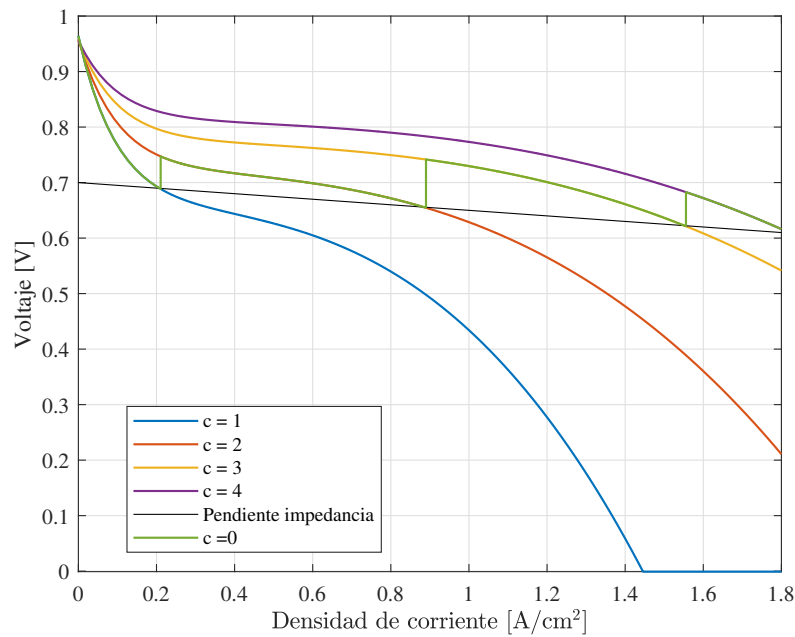


Figura 3.11: Resultados de estado estacionario - modelo propuesto.

En esta figura se puede notar que cuando c es cero, el modelo mantiene la tensión por sobre la pendiente impedancia cambiando de la curva de polarización. Pese a ello, los aumentos

de tensión producidos cuando se cambia de curva son instantáneos y de gran magnitud en comparación con el comportamiento real de las celdas. Por lo tanto, es necesario incluir más curvas de polarización al algoritmo para atenuar este comportamiento y que la trayectoria se asemeje más a la pendiente de impedancia.

Finalmente, todo el algoritmo se puede resumir mediante el diagrama de flujo de la Figura 3.12. Este, comienza con la medición de corriente de la celda y se determina el modo de operación según el parámetro *modo*. Si este es igual a uno, se realiza la interpolación de V_{fc} con la información ingresada por el usuario. En cambio, si modo es diferente a uno se procede a evaluar el parámetro c .

Si c es nulo, se realiza la interpolación de V_{fc} junto con la pendiente de impedancia para mantener la tensión en un rango establecido de magnitudes. Por otro lado, si c es diferente a cero se lleva a cabo la interpolación de V_{fc} utilizando la curva de polarización número c .

Adicionalmente, para asegurar el control total del rectificador de frente activo se compara el valor obtenido de V_{fc} con la tensión DC mínima de control. Si el resultado de la interpolación es inferior a la tensión mínima admisible del rectificador entonces la magnitud de la fuente controlada del modelo transitorio será igual este valor. En caso contrario, la magnitud será el resultado de la interpolación.

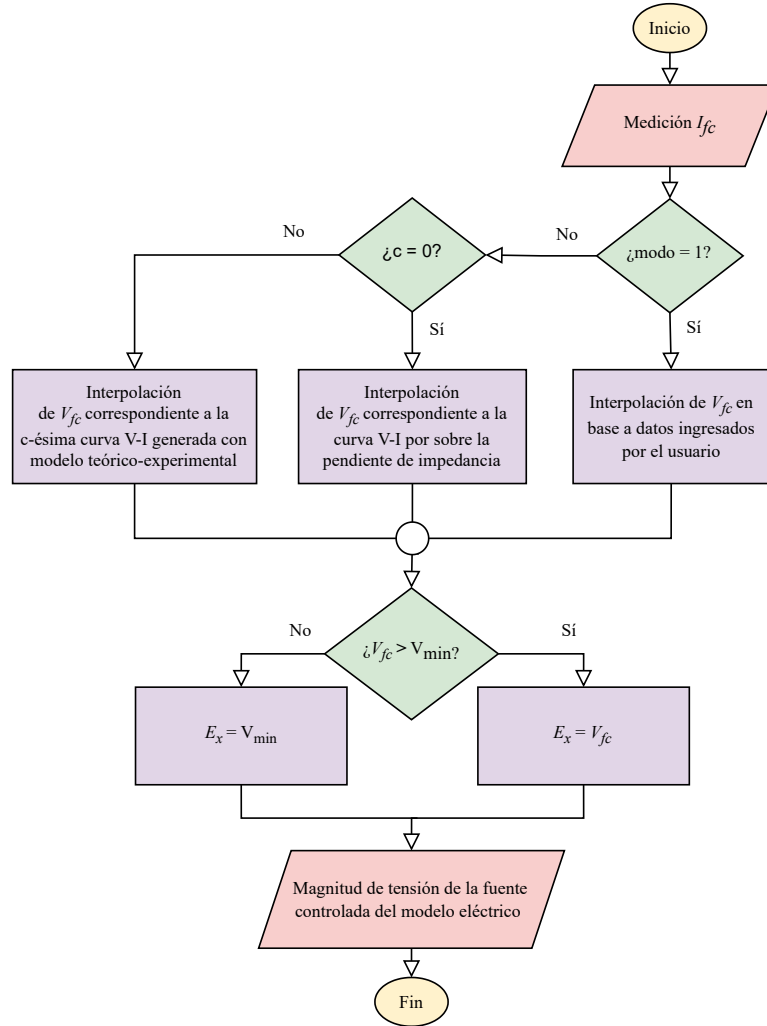


Figura 3.12: Diagrama de flujo bloque función MATLAB.

3.4 Resultados del modelo

Para comprobar el desempeño del modelo propuesto, se aplica un perfil de corriente similar a uno utilizado en la literatura para estudiar el comportamiento de pilas de combustible. Los resultados del modelo se comparan con mediciones experimentales presentadas en el artículo y se utiliza la raíz del error cuadrático medio (RMSE) como parámetro de comparación. Particularmente, se elige este parámetro porque ofrece una interpretación directa debido a que sus unidades son las mismas que las mediciones. Además, es frecuentemente utilizado para medir diferencias entre modelos y datos experimentales.

$$RMSE = \sqrt{\frac{\sum_{k=1}^N (V_{fc} - V_{mfc})^2}{N}}$$

Donde V_{fc} es la tensión de la pila de combustible medida experimentalmente, V_{mfc} es la tensión de la pila de combustible medida en el modelo propuesto y N es el número de puntos comparados.

Para la comparación se revisa el trabajo de Kim et al. [45], donde se realizan ensayos

con la pila Nexa 1200 para identificar parámetros que permitan modelar su comportamiento dinámico. En este caso, los autores obtienen una serie de puntos de operación pertenecientes a la curva de polarización de la pila, los cuales se muestran de color naranja en la Figura 3.13, mientras que en color azul se muestra la curva de polarización resultante del modelo propuesto al aplicar una rampa de corriente.

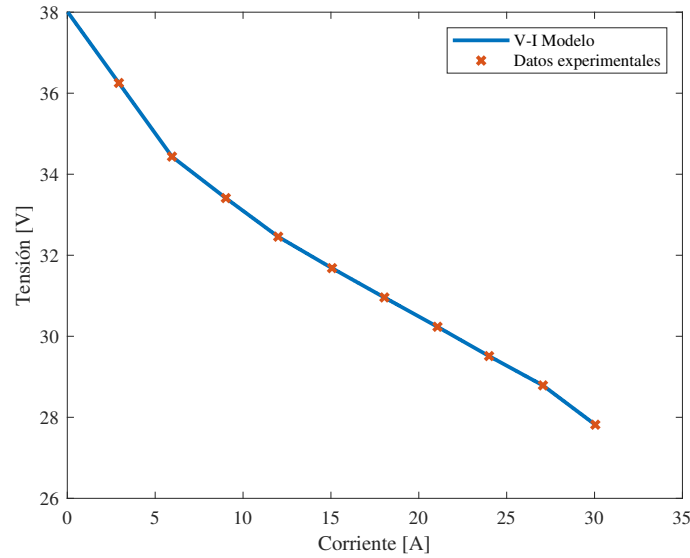


Figura 3.13: Datos experimentales de curva de polarización Nexa 1.2kW [45].

En el artículo, la pila se somete a escalones periódicos de corriente que varían entre 5–25 A, obteniéndose el perfil de tensión presentado en la Figura 3.14. Por su parte, para representar este comportamiento dinámico con el modelo de celda se utilizan los parámetros presentados en la Tabla 3.2. Estos, se calculan a partir del promedio de las diferencias de tensión y del tiempo que tardan en alcanzar el estado estacionario inmediatamente después de la aplicación de un escalón de corriente.

Tabla 3.2: Parámetros del modelo transitorio Nexa 1200.

Parámetros modelo	
R_{fc} [Ω]	0.1665
L_{fc} [H]	11.988

Al comparar las respuestas de la Figura 3.14, se obtiene un RMSE de 2.24 V. Este parámetro adquiere una baja magnitud, considerando el rango de la tensión medida, pero se ve influenciado por la respuesta instantánea del modelo. Dicha respuesta, produce diferencias significativas con respecto a los datos experimentales en los instantes en que se aplican los escalones de corriente, debido a que no cambian instantáneamente como lo hace el modelo.

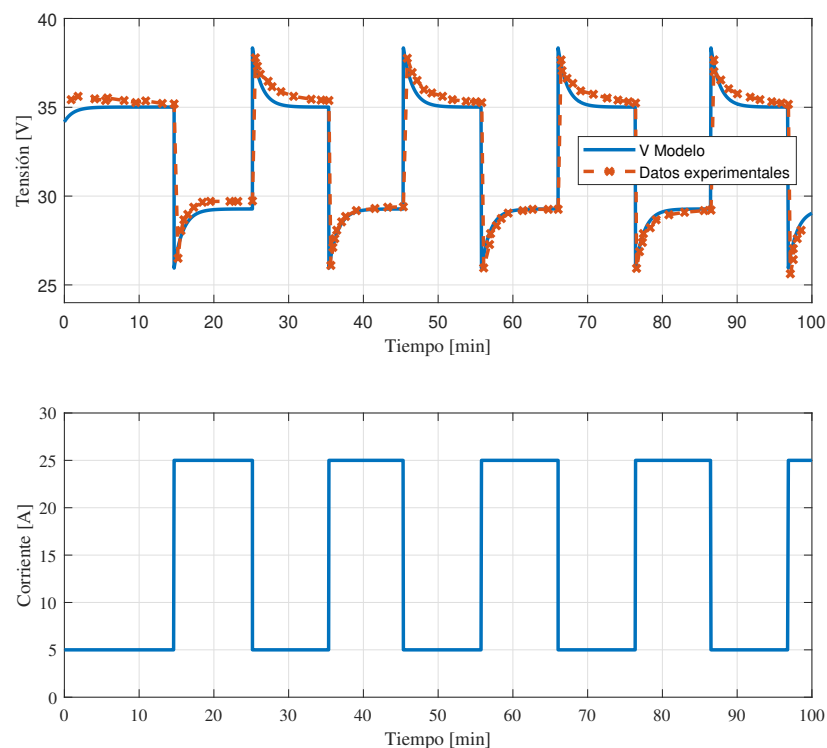


Figura 3.14: Comparación perfil de tensión experimental y del modelo propuesto [45].

Adicionalmente, de los datos experimentales se puede notar que el comportamiento transitorio de la tensión de la pila es diferente cuando se aumenta y cuando se reduce la corriente requerida. Esto se puede explicar considerando la acumulación de reactantes en los electrodos del dispositivo, ya que, al reducir la magnitud de corriente producida por la celda, se reduce la cantidad de combustible y oxígeno suministrado mediante los sistemas auxiliares. Sin embargo, dada la condición de operación anterior, existe una acumulación de estos elementos que debe ser consumida para alcanzar el nuevo estado estacionario, retrasando la dinámica de la tensión. En cambio, al aumentar la corriente de la celda se incrementa la cantidad de reactantes suministrados a la pila, lo cual depende únicamente de la dinámica de los sistemas auxiliares y no produce el retardo asociado a la acumulación de material.

Por otra parte, el modelo utilizado produce una respuesta dinámica que depende de los parámetros eléctricos y de las variaciones de corriente. Esto implica que las características de la respuesta dinámica de tensión son iguales ante un aumento o disminución de la magnitud de corriente. Por lo anterior, se producen diferencias inferiores a 1 V entre los datos experimentales y la respuesta del modelo en los instantes en que la corriente disminuye.

Pese a lo anterior, el modelo propuesto exhibe un comportamiento que posee las características típicas de la respuesta dinámica de los sistemas de celdas de combustible, al mismo tiempo que la tensión producida mapea la curva de polarización cuando el modelo alcanza su estado estacionario.

Capítulo 4

Emulador de celda de combustible

El emulador de celda de combustible se compone fundamentalmente de un rectificador de frente de activo, el cual es controlado con una estrategia VOC que utiliza el modelo de celda presentado anteriormente, cuyo esquema se muestra en la Figura 4.1. De esta forma, la tensión DC producida por el rectificador corresponde a la tensión que tendría una pila de combustible durante su operación.

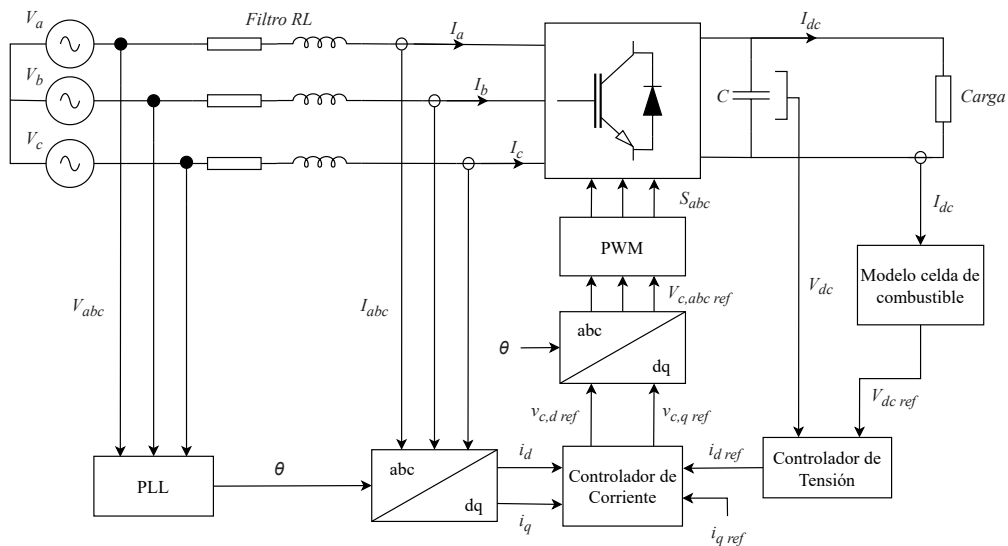


Figura 4.1: Esquema de emulador de celda de combustible.

4.1 Rectificador de frente activo

Para dimensionar el convertidor, deben considerarse aspectos relacionados a su operación, tales como la corriente máxima admisible tanto en su entrada como en su salida y el nivel mínimo de tensión que se desea controlar.

En este caso, la magnitud máxima de corriente se limita a 15 A, con el objetivo de no superar el límite de capacidad de los conductores utilizados ni perjudicar o dañar los equipos del laboratorio.

Por otro lado, la tensión de alimentación y la máxima tensión sintetizable en la entrada

del rectificador dependen de los modelos de pila de combustible utilizados, ya que estos tienen diferentes rangos de tensión e imponen variadas restricciones en las tensiones de entrada.

Para determinar la tensión de alimentación trifásica que permite emular el conjunto de modelos de pila de combustible previamente caracterizados, se recurre a la Figura 4.2. Esta representa gráficamente las curvas de potencia de los modelos de pilas en función de la tensión máxima en la entrada del rectificador $\hat{V}_c$, según la ecuación (4.1), la cual considera un factor de 15% para asegurar que los diodos de los semiconductores se polaricen negativamente, aumentando la seguridad de la estrategia de control.

$$V_{fc} = \hat{V}_c \cdot 2 \cdot 1.15 \quad (4.1)$$

Adicionalmente, en esta figura se superpone una pendiente que representa la potencia activa suministrada desde la red trifásica, considerando una corriente máxima de 15 A. La intersección de cada curva de potencia con la pendiente límite establece la potencia máxima que se puede emular, junto con la respectiva magnitud de tensión de alimentación que suministra esa cantidad de potencia, asumiendo que la pérdidas en las resistencias de entrada y en el rectificador son despreciables.

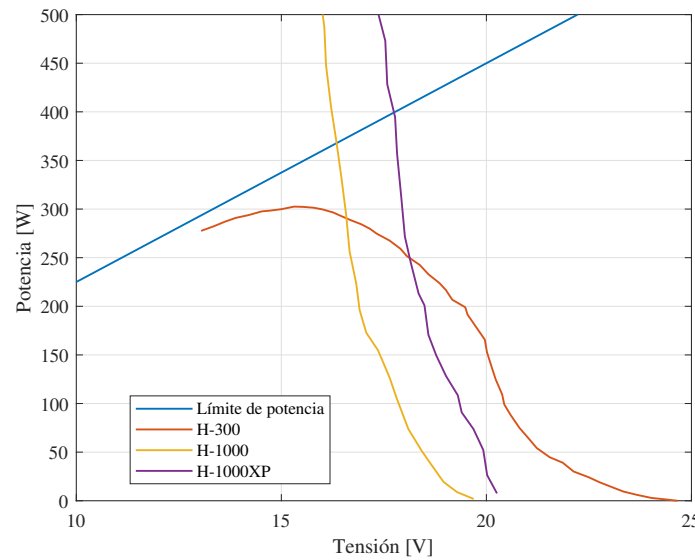


Figura 4.2: Curvas de potencia de modelos de pilas de combustible.

Con la información de cada intersección de las curvas de potencia, se elige la mínima magnitud de tensión que permita emular todos los modelos sin la necesidad de modificarla, ya que este parámetro se utiliza en la sintonización de los controladores. En este caso, la tensión mínima en la Figura 4.2 es de aproximadamente 13.15 V y corresponde al modelo H-300. Este punto, en la salida del rectificador, equivale a una tensión continua de 30.25 V con una potencia de 295.88 W.

Por lo tanto, para transferir un poco más de potencia, se opta por utilizar una tensión de alimentación máxima de 14.14 V ($10 V_{rms}$), la cual permite suministrar 318.2 W. Esta magnitud produce una tensión continua no controlada de 24.5 V en la salida del recti-

ficador, la cual cuenta con una holgura cercana al 20% con respecto a los 30.25 V del modelo H-300. Este margen es aún mayor con respecto al resto de los modelos, garantizando que el rectificador mantenga el control y evite problemas debido a un incorrecto dimensionamiento de la tensión de alimentación.

Por otro lado, al mantener constante la tensión de alimentación y limitar la magnitud de corriente en la entrada del rectificador, la potencia que se puede suministrar desde la red también se ve limitada. Dicho límite se presenta la Figura 4.3, donde la intersección de cada curva de potencia con el límite horizontal de 318.2 W representa la máxima tensión sintetizable en la entrada del rectificador.

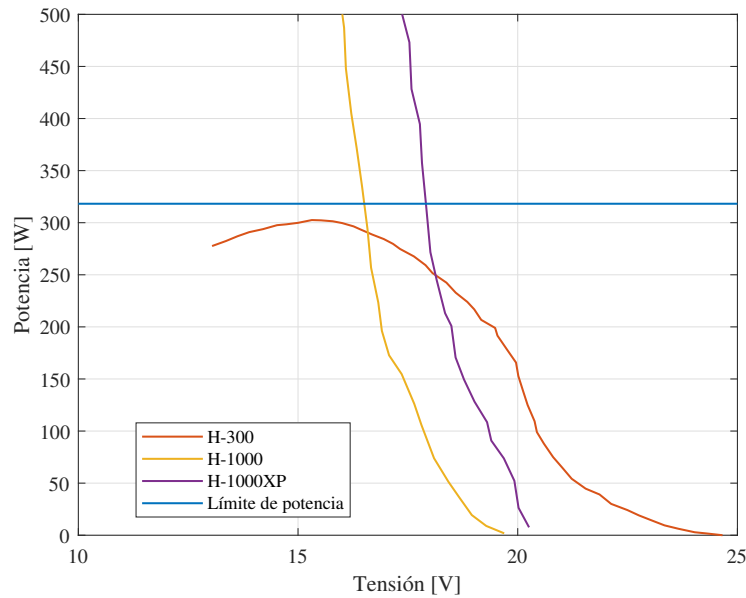


Figura 4.3: Límite de potencia de modelos de pilas de combustible

De esta figura, se desprende que cada modelo de pila tiene una magnitud de tensión máxima sintetizable diferente, sin embargo, para simplificar la estrategia de control se opta por elegir la intersección con la mayor magnitud de tensión entre los modelos. Esta corresponde al modelo de pila H-1000XP y es equivalente a 17.93 V, la cual se utiliza posteriormente como el límite de actuación en el lazo interno de corriente.

Con respecto a los elementos del circuito, la inductancia del filtro de entrada del rectificador está limitada por la tensión de alimentación, la tensión mínima en la carga y la corriente de entrada, tal como se expresa en la ecuación (2.12). En consecuencia, la magnitud de la inductancia debe satisfacer la desigualdad (4.2), que utiliza la tensión mínima producida por el modelo H-300.

$$L < \frac{\sqrt{\frac{(30.25)^2}{8} - 10^2}}{\frac{15}{\sqrt{2}} \cdot 100 \cdot \pi} = 1.1 \text{ mH} \quad (4.2)$$

Por lo tanto, se utiliza una inductancia de 1 mH. Además, cabe destacar que el resto de modelos producen restricciones de inductancia con límites aún mayores, por lo que basta que este parámetro cumpla con la restricción de tensión mínima de los modelos de pila.

Adicionalmente, es deseable que la resistencia del filtro sea lo suficientemente grande para limitar la corriente durante la carga del enlace DC, pero que al mismo tiempo no produzca pérdidas significativas en el sistema. En este caso se utilizan resistencias de $50\text{ m}\Omega$, que producen pérdidas equivalentes a un 5.3% de la potencia máxima suministrada desde la red.

Por otro lado, en la salida del rectificador se conecta un condensador de $2200\text{ }\mu\text{F}$ para asegurar que la tensión de salida no presente rizado u oscilaciones significativas.

4.2 Estructura de control

Para controlar el rectificador de frente activo se utiliza la técnica de control VOC. Esta estrategia emplea la Transformada de Clarke para convertir las variables trifásicas en un sistema equivalente bifásico $\alpha\beta$, el cual se traslada a un marco de referencia síncrono dq con la Transformada de Park y la estimación de ángulo realizada por el PLL. De esta manera, las variables a controlar se transforman en valores continuos, permitiendo utilizar controladores lineales tipo PI para controlar el rectificador y lograr error nulo de estado estacionario en los lazos de control. Las transformaciones de coordenadas asociadas a este proceso se detallan y desarrollan en la sección C del Apéndice.

La estructura de control que utiliza el VOC se basa en una configuración en cascada compuesta por dos lazos de control. El primer lazo de control interno tiene como finalidad controlar la corriente de entrada al convertidor, mientras que el segundo lazo de control externo se encarga de regular la tensión DC en la salida del convertidor, generando la referencia de corriente para el control del lazo interno, tal como se muestra en la Figura 4.1.

El objetivo de esta estrategia es que las tensiones de la red en el marco de referencia síncrono resulten en un fasor espacial perfectamente alineado con el eje d , dejando nula su componen en eje q . De esta forma, la potencia activa y reactiva suministrada desde la red es controlada de manera independiente a través de la corriente en eje d y eje q , tal como se expresa en las ecuaciones (4.3) y (4.4), las cuales se desarrollan con mayor detalle en la sección D.1 del Apéndice.

$$P = \frac{3}{2} \cdot (v_d \cdot i_d) \quad (4.3)$$

$$Q = -\frac{3}{2} \cdot (v_d \cdot i_q) \quad (4.4)$$

La referencia de i_q se establece en cero para conseguir la operación del convertidor con factor de potencia unitario visto desde la red. En cambio, la referencia de i_d se determina mediante el controlador de tensión, que busca regular la tensión DC ajustando el flujo de potencia a través del convertidor, utilizando el capacitor como dispositivo de almacenamiento de energía.

4.2.1 PLL

El PLL se encarga de obtener el ángulo de fase del fasor espacial de las tensiones de alimentación, el cual se utiliza en la Transformada de Park para que el eje real del marco de referencia síncrono esté perfectamente orientado con este fasor. Así, la componente imaginaria del fasor espacial de tensión es nula y solamente existe una componente real en eje d .

Para ello se aplica la Transformada de Park a la tensión trifásica de alimentación, usando una estimación del ángulo de fase para obtener las componentes en el eje d y el eje q . A continuación, la componente en eje q sirve de error para un controlador PI que produce una estimación de frecuencia angular, la cual es posteriormente integrada para obtener la estimación del ángulo de fase θ utilizado inicialmente, tal como se presenta en el diagrama de la Figura 4.4.

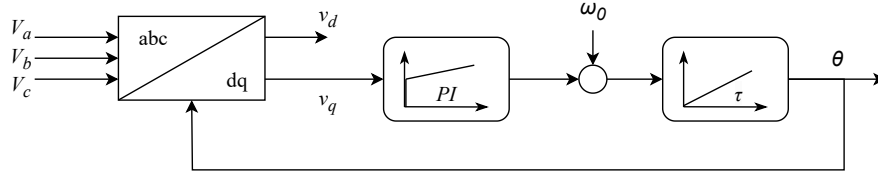


Figura 4.4: Diagrama de bloques de PLL.

La estructura del controlador del PLL es (4.5), lo que da origen a una función de transferencia de lazo cerrado con dos polos que dependen de los parámetros k_{cpll} y τ_{cpll} del controlador.

$$C_{PLL}(s) = \frac{k_{cpll} \cdot (\tau_{cpll} \cdot s + 1)}{\tau_{cpll} \cdot s} \quad (4.5)$$

La elección de estos parámetros es muy importante porque afectan directamente la respuesta dinámica del PLL. En el trabajo de Freijedo et al. [46] se recomienda que los dos polos del lazo cerrado sean complejos conjugados y produzcan una respuesta subamortiguada, sino se deteriora la respuesta transitoria frente a cambios en la frecuencia de la red de alimentación.

En este caso, la fuente de alimentación utilizada no posee un alto contenido armónico, por lo que se puede diseñar el controlador para que el lazo cerrado tenga un gran ancho de banda y polos rápidos que permitan obtener una respuesta veloz. Por lo tanto, para la asignación de polos del lazo cerrado, desarrollada en la sección E.1 del Apéndice, se utiliza un coeficiente de amortiguación (ζ) de 0.7 y una frecuencia natural no amortiguada (ω_n) de 2857.1 rad/s .

Estos parámetros dan como resultado el controlador (4.6) en tiempo continuo, el cual corresponde al controlador (4.7) en tiempo discreto con una frecuencia de muestreo de 20 kHz luego de utilizar la función *c2d* de MATLAB.

$$C_{PLL}(s) = \frac{4000(s + 2041)}{s} \quad (4.6)$$

$$C_{PLL}(z) = \frac{4204.1(z - 0.9029)}{z - 1} \quad (4.7)$$

Los parámetros seleccionados logran que la función de transferencia en lazo abierto del PLL cumpla satisfactoriamente los márgenes de estabilidad de ganancia y de fase, tal como se muestra en el diagrama de Bode de la Figura 4.5. Por ende, la función de lazo cerrado del PLL es estable y estimará el ángulo del fasor espacial de tensión de manera rápida y eficaz. Adicionalmente, el lugar geométrico de las raíces del lazo cerrado del PLL, presentado en la Figura 4.6, demuestra que los polos asignados en tiempo continuo se

mapean dentro de la circunferencia unitaria en tiempo discreto, confirmado la estabilidad del lazo cerrado.

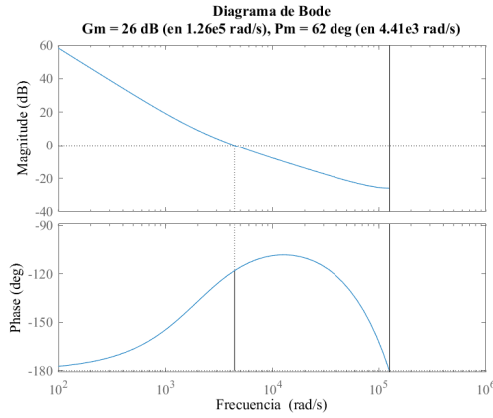


Figura 4.5: Diagrama de Bode PLL.

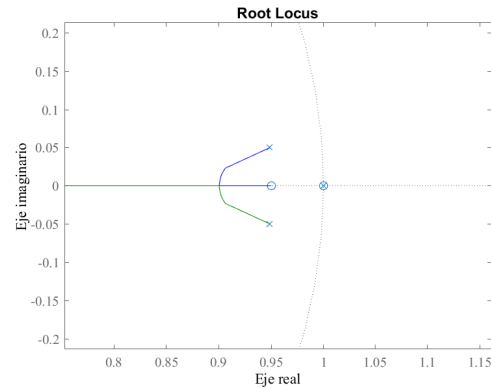


Figura 4.6: Lugar geométrico de raíces PLL.

4.2.2 Control de corriente

4.2.2.a Modelo de planta

Para diseñar y sintonizar el controlador de corriente es necesario conocer la planta a controlar y sus respectivas dinámicas. En este caso, la planta está dada por el sistema de ecuaciones (2.6), que describe los valores de corriente y tensión por fase en la entrada del convertidor.

Al aplicar la Transformada de Clarke y Park al sistema de ecuaciones mencionado anteriormente, se obtiene la ecuación (4.8). Esta, luego de reordenar sus términos se transforma en (4.9), la cual representa el modelo dinámico de la corriente en los ejes dq que ingresan al convertidor. De esta ecuación dinámica se desprende que la corriente i_{dq} puede ser controlada mediante la tensión $v_{c,dq}$ en la entrada del convertidor, asumiendo que la tensión de alimentación v_{dq} se mantiene constante.

$$v_{dq} = R \cdot i_{dq} + L \cdot \frac{di_{dq}}{dt} + j\omega L \cdot i_{dq} + v_{c,dq} \quad (4.8)$$

$$\frac{L}{R} \cdot \frac{di_{dq}}{dt} + i_{dq} = \frac{1}{R} \cdot (v_{dq} - j\omega L \cdot i_{dq} - v_{c,dq}) \quad (4.9)$$

4.2.2.b Lazo de control

Una vez identificado el modelo dinámico de la planta, se utiliza la estructura de control en lazo cerrado presentada en la Figura 4.7. En este esquema, el error entre la referencia y la medición de la corriente i_{dq} se utiliza para generar una consigna de tensión con un controlador PI. Esta consigna es sintetizada por el sistema PWM en la entrada del convertidor, de tal manera que la planta produzca una corriente igual al valor establecido en la referencia $i_{dq \text{ ref}}$.

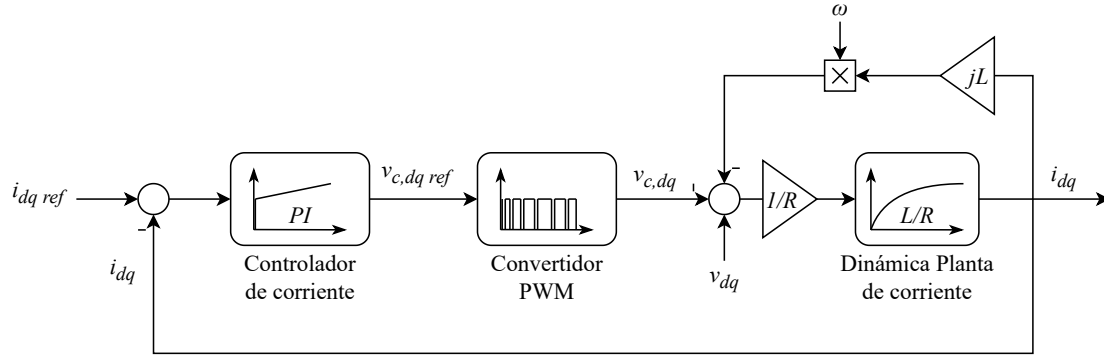


Figura 4.7: Diagrama de bloques lazo de control de corriente con ejes acoplados.

Con respecto al modelo de convertidor y PWM, es necesario considerar que la modulación y el muestreo de las señales produce una demora en el sistema, el cual se puede incluir en el esquema de control como un retardo de primer orden según (4.10). Donde la constante de tiempo del retardo τ_d guarda relación con la frecuencia de la señal portadora utilizada en la modulación [47].

$$H(s)_{Conv} = \frac{1}{\tau_d \cdot s + 1} \quad (4.10)$$

Adicionalmente, es importante advertir la presencia de dos perturbaciones en el lazo: una vinculada con la tensión de alimentación y la otra relacionada al cambio de sistema de referencia. Particularmente, la perturbación originada por el cambio de sistema de referencia introduce un acoplamiento entre los modelos dinámicos de la corriente en eje d y en eje q . Esto se demuestra en las ecuaciones (4.11) y (4.12), que representan las componentes reales e imaginarias de la ecuación dinámica (4.9), respectivamente.

$$\frac{L}{R} \cdot \frac{di_d}{dt} + i_d = \frac{1}{R} \cdot (v_d + wL \cdot i_q - v_{c,d}) \quad (4.11)$$

$$\frac{L}{R} \cdot \frac{di_q}{dt} + i_q = \frac{1}{R} \cdot (v_q - wL \cdot i_d - v_{c,q}) \quad (4.12)$$

Este acoplamiento también se refleja en los lazos de control de eje d y eje q de la Figura 4.8, donde el modelo de la planta acoplado se muestra en el área azul. Sin embargo, para mitigar este acoplamiento se añade la etapa de prealimentación mostrada en el área roja. En esta se incluye el término acoplado de cada eje y, además, se prealimenta con la perturbación causada por la tensión de alimentación. Esta estrategia tiene como objetivo reducir el esfuerzo que debe realizar el controlador de corriente para seguir la referencia impuesta, mejorando su respuesta transitoria.

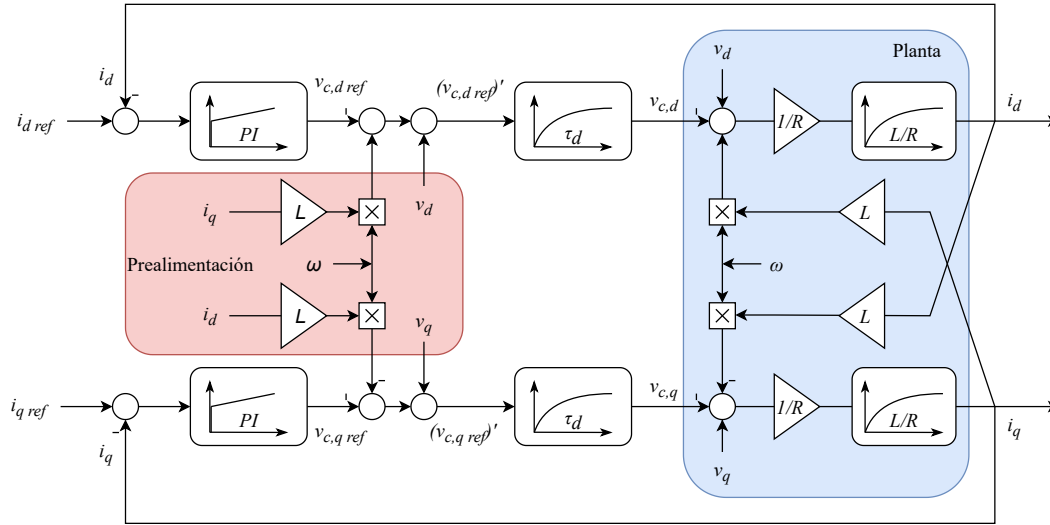


Figura 4.8: Diagrama de bloques lazo de control de corriente desacoplado.

La inclusión de la etapa de prealimentación no solamente logra desacoplar el control de las corrientes de ambos ejes, sino que también simplifica su modelo dinámico. Esto se debe a que la consigna de tensión que ingresa al sistema de PWM incluye las perturbaciones del lazo, las cuales se terminan cancelando en la planta. Por lo tanto, las ecuaciones dinámicas de cada eje pueden ser representadas como una planta de primer orden, tal como se presentan en (4.13) y (4.14), simplificando en gran medida el diseño de los controladores.

$$\frac{L}{R} \cdot \frac{di_d}{dt} + i_d = \frac{v_{c,d}}{R} \quad (4.13)$$

$$\frac{L}{R} \cdot \frac{di_q}{dt} + i_q = \frac{v_{c,q}}{R} \quad (4.14)$$

Las funciones de transferencia de estos modelos dinámicos de corriente en eje d y eje q corresponden a (4.15) y (4.16), respectivamente. Donde k_i es la ganancia de la planta y τ_i su constante de tiempo.

$$\frac{i_d(s)}{v_{c,d}(s)} = \frac{1}{R} \cdot \frac{1}{\frac{L}{R} \cdot s + 1} = \frac{k_i}{\tau_i \cdot s + 1} \quad (4.15)$$

$$\frac{i_q(s)}{v_{c,q}(s)} = \frac{1}{R} \cdot \frac{1}{\frac{L}{R} \cdot s + 1} = \frac{k_i}{\tau_i \cdot s + 1} \quad (4.16)$$

Una observación relevante sobre estas funciones de transferencia es que son idénticas. Esto implica que basta con sintonizar el controlador de corriente para un solo eje y replicarlo en el otro. En este caso, se opta por trabajar con el lazo de control simplificado del eje d que se muestra en la Figura 4.9.

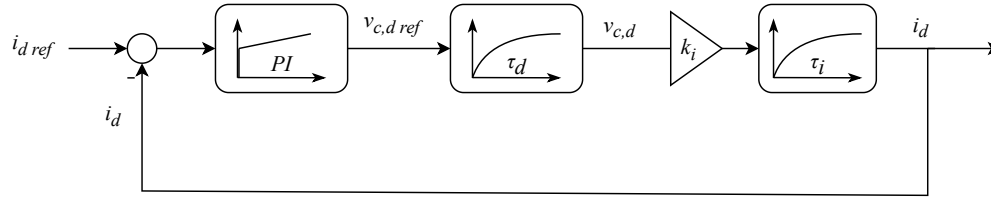


Figura 4.9: Diagrama de bloques lazo simplificado de control de corriente en eje d .

4.2.2.c Sintonización de controlador

Para el control de corriente se propone un controlador PI con la estructura (4.17). Esta elección se justifica considerando que este tipo de controlador ofrece una respuesta rápida, tiene un buen seguimiento de referencia y cuenta con capacidad de rechazo de perturbaciones. Además, puede lograr un error de estado estacionario cero debido a que las corrientes en eje d y eje q son variables constantes, es decir, de frecuencia cero.

$$C_i(s) = \frac{k_{ci} \cdot (\tau_{ci} \cdot s + 1)}{\tau_{ci} \cdot s} \quad (4.17)$$

Analizando el diagrama de la Figura 4.9 se puede notar que la función de transferencia de lazo cerrado está compuesta por tres polos, los cuales dependen de los parámetros del controlador, del retardo incluido por el PWM y de los parámetros de la planta. Sin embargo, cuando la frecuencia de la señal portadora de modulación es significativamente alta, la constante de tiempo del retardo tiende a aproximarse a cero. Esto simplifica la función de transferencia de lazo cerrado a tan solo dos polos, los cuales pueden ser asignados utilizando un sistema canónico de segundo orden.

Para llevar a cabo la asignación de polos, en la sección E.2 del Apéndice se desarrollan expresiones para la ganancia k_{ci} y la constante de tiempo del controlador τ_{ci} . Estas utilizan un ζ de 0.9 y una ω_n de 1111.1 rad/s para producir una constante de tiempo dominante veinte veces más rápida que la planta. Esto, da como resultado el controlador (4.18) en tiempo continuo y el controlador (4.19) en tiempo discreto con una frecuencia de muestreo de 20 kHz al utilizar la función `c2d` de MATLAB.

$$C_i(s) = \frac{1.95(s + 633.1)}{s} \quad (4.18)$$

$$C_i(z) = \frac{1.9809(z - 0.9688)}{z - 1} \quad (4.19)$$

En este caso, el diagrama de Bode de la Figura 4.10 indica que el controlador en tiempo discreto es estable y robusto, puesto que en lazo abierto cumple satisfactoriamente con los márgenes de estabilidad de ganancia y de fase. Además, los polos de lazo cerrado están dentro de la circunferencia unitaria en tiempo discreto, tal como se muestra en la Figura 4.11. Por lo tanto, la función de transferencia en lazo cerrado es estable.

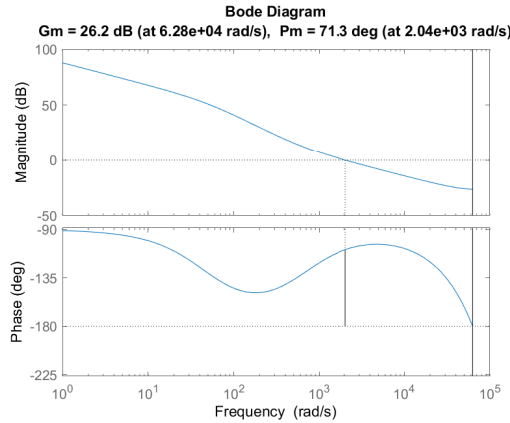


Figura 4.10: Diagrama de Bode.

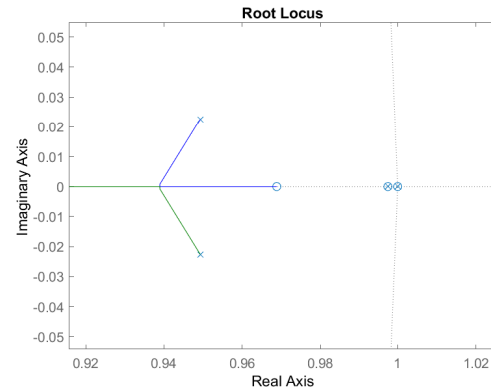


Figura 4.11: Lugar geométrico de raíces.

Adicionalmente, con este controlador se obtiene la respuesta a escalón que se presenta en la Figura 4.12, donde se destaca la forma subamortiguada debido a la asignación de polos realizada. Así mismo, se realiza la comparación entre la respuesta con control en tiempo continuo y en tiempo discreto, cuya diferencia no es significativa dada la alta frecuencia de muestreo utilizada. Además, la duración del estado transitorio de la respuesta del lazo de control tiene una duración cercana a 5 ms , siendo aproximadamente veinte veces más rápida que la respuesta de la planta controlada, tal como se había dimensionado.

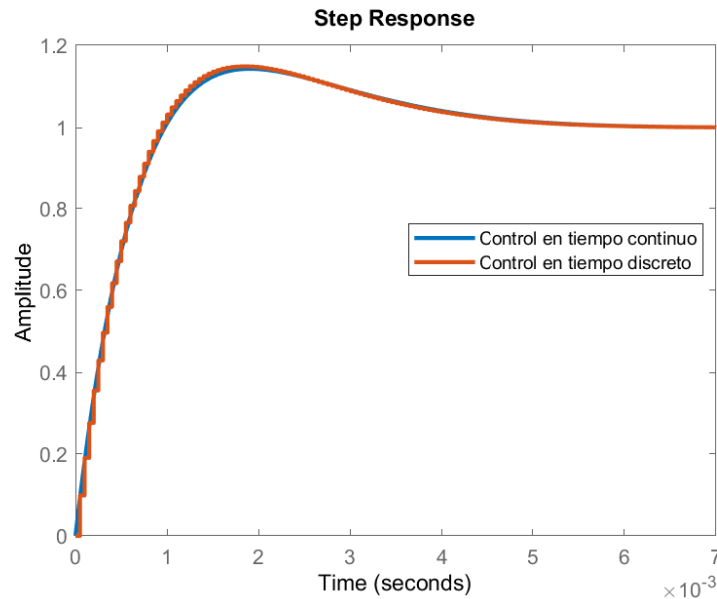


Figura 4.12: Respuesta a escalón del lazo de corriente.

4.2.2.d Estructura anti-enrollamiento

Para limitar la acción integradora de los controladores utilizados en los lazos de control se emplea la estructura anti-enrollamiento de la Figura 4.13, la cual se presenta en el trabajo de Peng et al. [48]. Esta, evita que el error la referencia y la medición se siga integrando una vez que la acción del controlador alcanza su límite impuesto por el saturador.

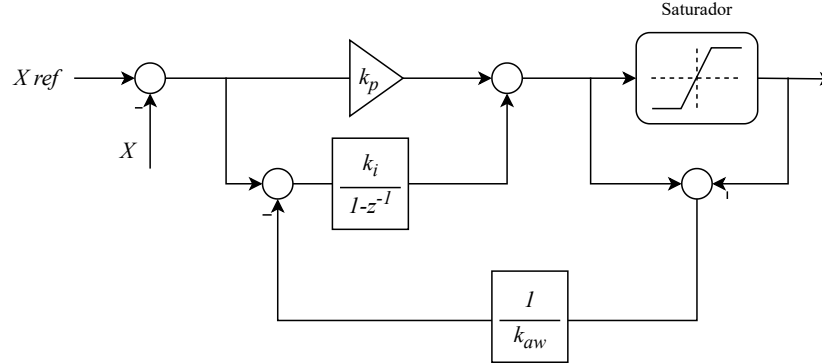


Figura 4.13: Estructura de controlador anti-enrollamiento.

Donde los controladores se expresan en función de su constante proporcional k_p y su constante integradora k_i , según se muestra en la ecuación (4.20).

$$C(z) = \frac{(k_p + k_i) \cdot \left(z - \frac{k_p}{k_p + k_i}\right)}{z - 1} \quad (4.20)$$

Además, se utiliza $k_{aw} = k_p$, ya que produce un buen desempeño con controladores tipo PI [48].

En este caso, el control de corriente en eje d y en eje q está desacoplado y sus actuaciones corresponden a las referencias de la tensión sintetizada por el convertidor en cada eje respectivamente. Por esta razón, se implementa la estructura anti-enrollamiento de la Figura 4.14, la cual permite limitar la magnitud de la tensión $v_{c,dq}$ utilizando bloques de transformación de coordenadas polares y rectangulares.

De esta forma, la actuación de los controladores en cada eje es tal que la magnitud de la tensión total queda limitada al valor impuesto por el saturador, siguiendo la expresión (4.21), mientras que el ángulo de la tensión permanece invariante.

$$\sqrt{(v_{c,d})^2 + (v_{c,q})^2} \leq v_{c,dq \max} \quad (4.21)$$

Por su parte, la elección de la magnitud $v_{c,dq \max}$ es sumamente relevante en cuanto a la operación del rectificador, puesto que la tensión máxima en su entrada está limitada por la tensión continua en la carga y no debe superar el límite que produzca la pérdida del control. Si se satura con una magnitud muy pequeña, es posible que la actuación del lazo de corriente se sature inmediatamente, produciendo *peaks* de corriente que comprometan la integridad del circuito de potencia y eleven la tensión de la carga por sobre la referencia impuesta. En cambio, si se satura con una gran magnitud, la actuación del lazo de corriente puede superar el límite para controlar el rectificador y provocar una operación sobre modulada.

Considerando lo anterior, se opta por saturar la actuación del lazo de corriente con los parámetros presentados en la Tabla 4.1, correspondientes a la mayor magnitud de tensión sintetizable de los modelos caracterizados. De esta forma, la actuación del lazo tendrá holgura para representar los diferentes modelos y no se vuelve necesario cambiar la saturación cada vez que se quiere emular otro modelo de pila.

Tabla 4.1: Parámetros saturación control de corriente.

Saturación control de corriente	
Límite superior	18
Límite inferior	0

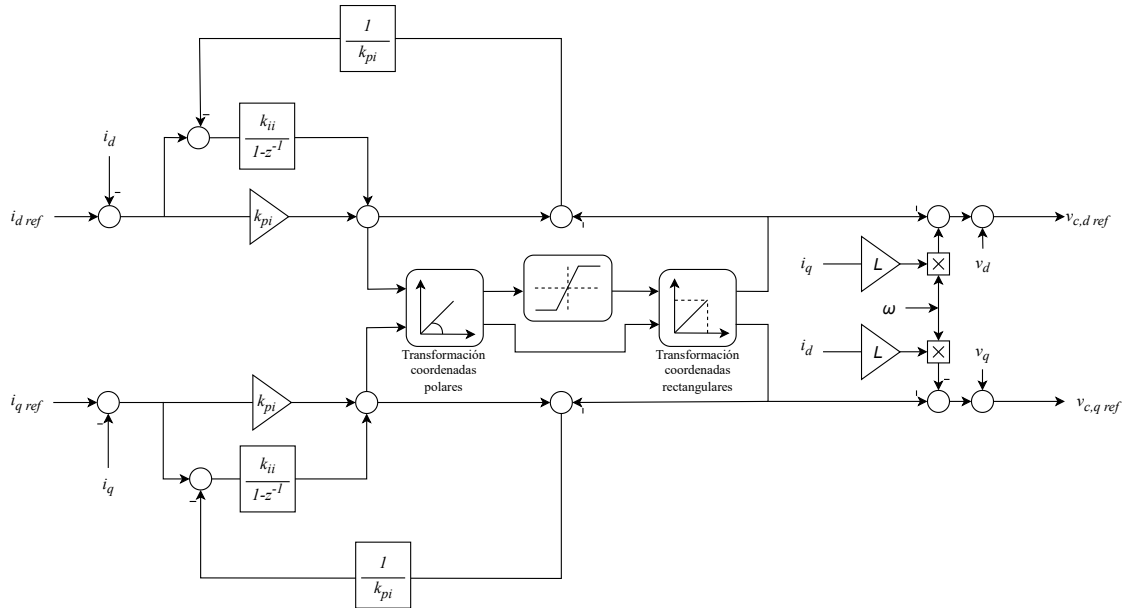


Figura 4.14: Estructura de controlador anti-enrollamiento de corriente.

4.2.3 Control de tensión

4.2.3.a Modelo de planta

El control de la tensión DC se lleva a cabo mediante el balance entre la potencia suministrada por la red y la potencia requerida por la carga, donde el capacitor actúa como un elemento intermediario que regula la tensión de acuerdo a su energía almacenada (4.22).

$$E_c = \frac{1}{2} C \cdot V_{dc}^2 \quad (4.22)$$

Derivando la energía del capacitor con respecto al tiempo se obtiene la diferencia de potencia instantánea entre la red y la carga, resultando en la ecuación (4.23) que incluye la definición de potencia activa (4.3) en el marco de referencia síncrono orientado con la tensión de la red.

$$\begin{aligned} \frac{1}{2} C \cdot \frac{dV_{dc}^2}{dt} &= P_{red} - P_{carga} \\ \frac{1}{2} C \cdot \frac{dV_{dc}^2}{dt} &= \frac{3}{2} \cdot v_d \cdot i_d - \frac{V_{dc}^2}{R_{carga}} \end{aligned} \quad (4.23)$$

No obstante, esta ecuación no es lineal con respecto a la tensión DC, puesto que existe una dependencia cuadrática de este término. Para sobrellevar esta no linealidad, se realiza el cambio de variable (4.24).

$$W = V_{dc}^2 \quad (4.24)$$

De esta manera, la ecuación dinámica que determina el cuadrado de la tensión DC queda representada en (4.25). Donde se puede notar que la respuesta dinámica de W depende de la corriente en eje d y de la potencia requerida desde la carga.

$$\frac{1}{2}C \cdot \frac{dW}{dt} = \frac{3}{2} \cdot v_d \cdot i_d - \frac{W}{R_{carga}} \quad (4.25)$$

En este caso, la potencia de la carga es tratada como una perturbación porque depende de la magnitud de resistencia utilizada, la cual no se mantiene constante durante la operación del emulador desarrollado. En el caso contrario, los parámetros de los controladores cambiarían cada vez que se modifique la resistencia conectada en la carga del emulador, haciendo engorroso el proceso de sintonización porque sería necesario comprobar la estabilidad de los lazos de control para cada magnitud de resistencia.

4.2.3.b Lazo de control

El lazo implementado para el control de tensión se presenta en la Figura 4.15. En este diagrama se puede notar que el error entre la referencia y la medición de la variable W ingresa a un controlador PI para producir una consigna de corriente. Esta referencia es posteriormente introducida en el lazo de control corriente, lo cual permite regular la potencia suministrada desde la red y, de esta forma, asegurar que la planta genere una variable W que sea idéntica a la utilizada como referencia.

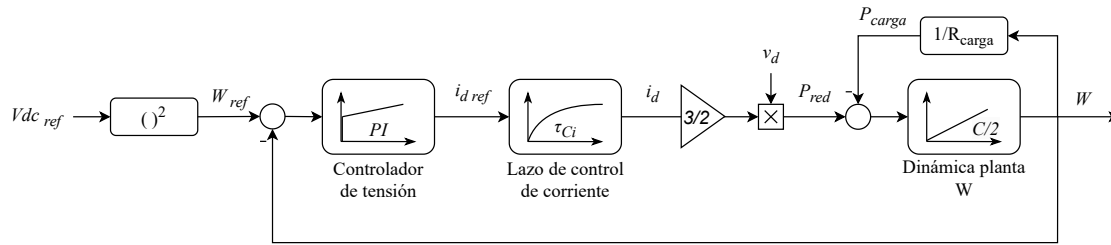


Figura 4.15: Diagrama de bloques lazo de control de tensión.

Ahora bien, es importante considerar que la función de transferencia de lazo cerrado tiene tres polos que dependen de los parámetros del controlador, de la constante de tiempo dominante del lazo de corriente y de los parámetros de la planta.

Por otra parte, en el lazo de la figura 4.15 es posible incorporar la magnitud de v_d en una ganancia, en lugar de calcular el producto con su medición. Esto debido a que la tensión trifásica de alimentación se mantiene constante durante el funcionamiento del rectificador, lo que implica que su componente en el eje d permanece invariable.

Esto permite simplificar el diagrama de bloques de lazo cerrado, resultando en el diagrama que se presenta en la Figura 4.16. Cuya planta tiene una función de transferencia que está dada por (4.26).

$$\frac{W(s)}{i_d(s)} = \frac{3 \cdot v_d}{2} \cdot \frac{2}{C \cdot s} = k_w \cdot \frac{1}{\tau_w \cdot s} \quad (4.26)$$

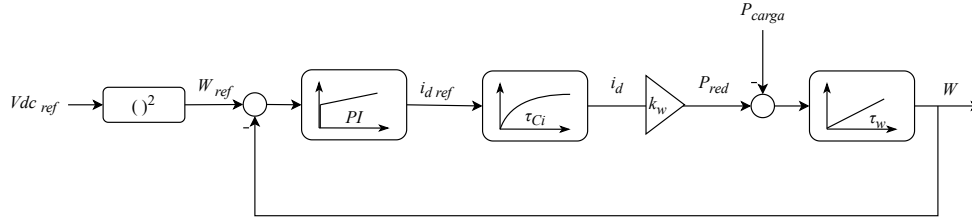


Figura 4.16: Diagrama de bloques lazo de control de tensión.

4.2.3.c Sintonización de controlador

La estructura del controlador PI diseñado para el control de tensión sigue la forma presentada en la ecuación (4.27). Al combinar esta estructura con el diagrama de bloques representado en la Figura 4.16, se obtiene una función de transferencia en lazo cerrado que presenta tres polos.

$$C_w(s) = \frac{k_{cw} \cdot (\tau_{cw} \cdot s + 1)}{\tau_{cw} \cdot s} \quad (4.27)$$

Sin embargo, la función de transferencia puede ser simplificada teniendo en cuenta que la respuesta del lazo de control externo debe ser significativamente más lenta que la respuesta del lazo de control interno para evitar problemas con la estructura en cascada. Por lo tanto, es posible despreciar la influencia de la constante de tiempo dominante del lazo de control interno, puesto que su dinámica rápida queda englobada en la dinámica más lenta del lazo externo.

Con esta simplificación es posible determinar los parámetros del controlador mediante la asignación de polos con un sistema canónico de segundo orden, tal como se presenta en la sección E.3 del Apéndice.

Con este desarrollo se busca obtener dos polos complejos conjugados, los cuales produzcan una constante de tiempo dominante quince veces mayor que la constante de tiempo del lazo interno de corriente. Para ello, se emplea un ζ de 0.9 y una ω_n de 74.074 rad/s . Estos parámetros dan como resultado el controlador (4.28) en tiempo continuo y el controlador (4.29) en tiempo discreto con una frecuencia de muestreo de 20 kHz utilizando la función *c2d* de MATLAB.

$$C_w(s) = \frac{0.00691(s + 41.15)}{s} \quad (4.28)$$

$$C_w(z) = \frac{0.00692(z - 0.9979)}{z - 1} \quad (4.29)$$

El diagrama de Bode de lazo abierto en tiempo discreto, presentado en la Figura 4.17 confirma la estabilidad del lazo cerrado, puesto que se cumplen los criterios de estabilidad. En este caso, el lugar geométrico de las raíces en lazo cerrado también confirma la estabilidad de la función, ya que sus polos se mapean dentro de la circunferencia unitaria, tal como se muestra en la Figura 4.18

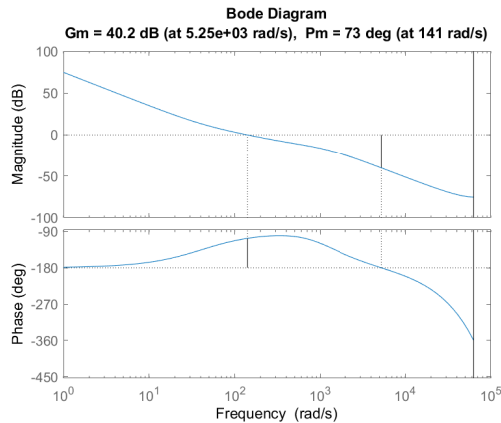


Figura 4.17: Diagrama de Bode.

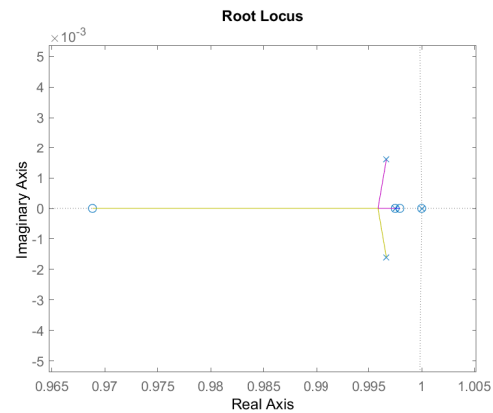


Figura 4.18: Lugar geométrico de raíces.

Adicionalmente, con este controlador se obtiene una respuesta a escalón como la que se muestra en la Figura 4.19, donde se puede notar que la respuesta tiene una forma subamortiguada y tarda aproximadamente 70 ms en alcanzar su estado estacionario, es decir, aproximadamente quince veces más lento que el lazo de corriente, cumpliendo satisfactoriamente su criterio de diseño.

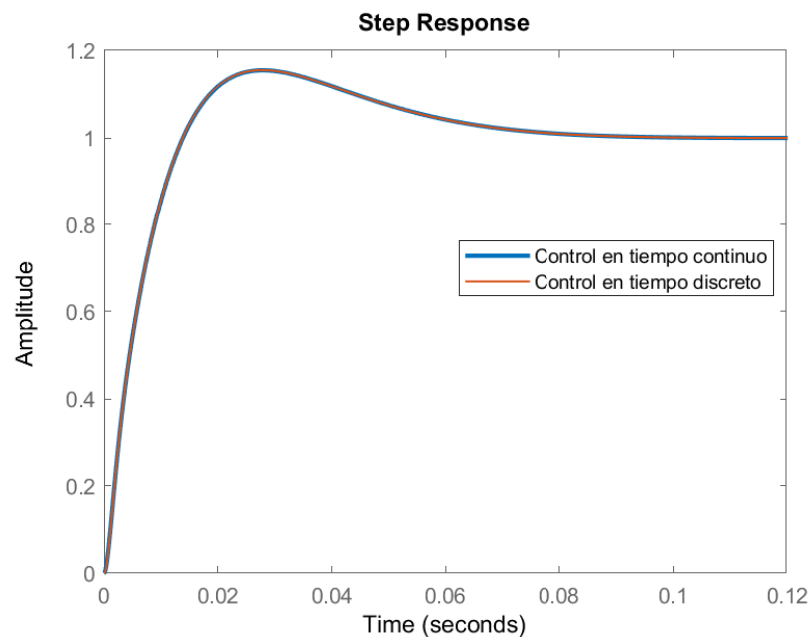


Figura 4.19: Respuesta a escalón del lazo de tensión.

4.2.3.d Estructura anti-enrollamiento

Para limitar la acción integradora del lazo de control de tensión se utiliza una estructura anti-enrollamiento presentada en la Figura 4.20, la cual es similar a la implementada en el lazo de control de corriente. Sin embargo, el control de tensión se encarga únicamente de asignar una referencia para la corriente en eje d , por lo que su implementación es más sencilla que en el lazo de control interno.

En este caso, la actuación del control de tensión se limita para que la referencia de corriente en eje d no produzca corrientes de fase con magnitudes que puedan dañar los equipos del laboratorio. Para ello se utilizan los parámetros presentados en la Tabla 4.2, teniendo en consideración que la referencia de corriente en eje q es cero durante toda la operación del rectificador.

Tabla 4.2: Parámetros saturación control de tensión.

Saturación control de tensión	
Límite superior	15
Límite inferior	-15

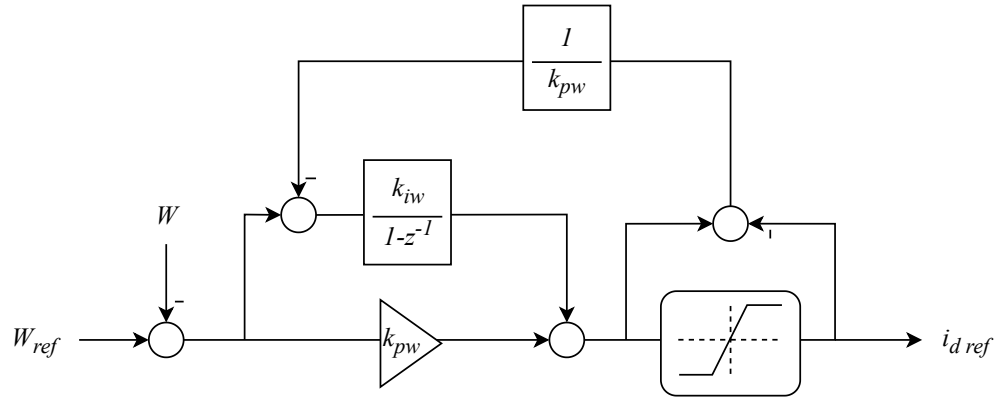


Figura 4.20: Estructura de controlador anti-enrollamiento de tensión.

Capítulo 5

Implementación

En este capítulo se documentan las características de los distintos equipos e instrumentos utilizados en la implementación del emulador de celda de combustible, tales como transductores, semiconductores y demás elementos eléctricos. También se presentan las características del esquema de control implementado en la plataforma digital, que se basa en el kit de desarrollo LAUNCHXL-F28379D de Texas Instruments.

5.1 Características de Hardware

La implementación del emulador de celda de combustible puede ser representada mediante el diagrama simplificado de la Figura 5.1. En esta figura, se muestra la relación entre el circuito de potencia y el circuito de control. Por su lado, el circuito de potencia está conformado por una red de alimentación trifásica, un convertidor y una carga monofásica. A su vez, el circuito de control se representa con un computador conectado al kit de desarrollo. Este, recibe las mediciones de tensión y corriente a ambos lados de convertidor para generar y enviar los pulsos de disparo a los semiconductores del circuito de potencia.

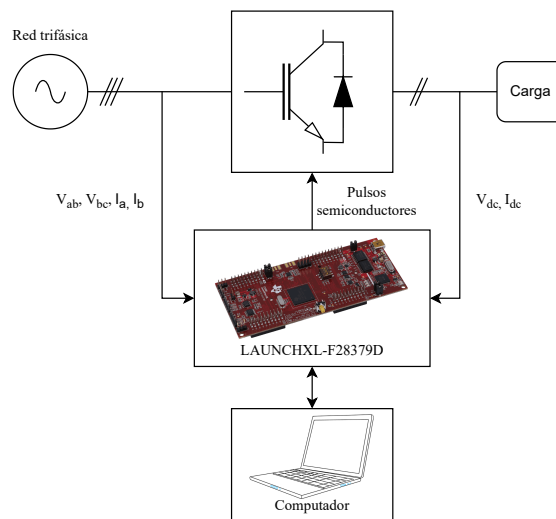


Figura 5.1: Implementación simplificada emulador.

Para alimentar el circuito de potencia se utiliza un autotransformador trifásico de 14.7 kVA

fabricado por Carroll & Meynell, cuya tensión nominal en el devanado primario es 415 V y su tensión en el devanado secundario varía entre 0 – 415 V.

La conexión eléctrica entre el autotransformador y el rectificador se realiza con una inductancia conectada en serie a dos resistencias en paralelo. La inductancia de línea es de 1 mH y corriente nominal 20 A, fabricada por Novo Electric. Por su parte, las resistencias son de 0.1 Ω y 15 W, modelo TUW15JR10E del fabricante Ohmite.

El rectificador trifásico se compone de tres piernas en su entrada, donde cada pierna tiene dos IGBT dentro de un módulo SKM 145GB066D del fabricante Semikron. Estos semiconductores admiten una tensión nominal máxima entre colector y emisor de 600 V y una corriente de colector máxima de 150 A. Por otra parte, para enviar el pulso de activación a los semiconductores se utilizan una interfaz de fibra óptica conectada a los drivers SKHI22AH4R del fabricante Semikron, los cuales pueden utilizar una frecuencia máxima de conmutación de 50 kHz.

En la salida del rectificador se conecta un capacitor de 2200 μF y tensión nominal 400 V, modelo DIN41240 del fabricante ROE. En paralelo a este elemento se conecta la carga DC, que se compone de un banco de resistencias variables conectado en serie con una inductancia de 6 mH y corriente nominal 20 A, fabricada por Novo Electric.

Para medir las tensiones en la entrada y salida del rectificador se utilizan las puntas diferenciales de alto voltaje DP10013 del fabricante Micsig. Estas pueden medir tensiones máximas de 130 V ($\times 50$) y 1300 V ($\times 500$), produciendo una tensión de salida igual o inferior a 3 V. Por otra parte, para medir las corrientes en la entrada y salida del rectificador se utilizan las puntas de corriente SL261 del fabricante AEMC Instruments. Estas puntas pueden medir corrientes entre 0.1 – 10 A (100mV/A) y entre 1 – 100 A (10mV/A).

5.2 Características de Software

La estrategia de control se programa en la tarjeta LAUNCHXL-F28379D de Texas Instruments, que utiliza microcontroladores TMS320F28379D Dual-Core Real-Time. Esta tarjeta se programa en el lenguaje C, aunque no es necesario tener conocimiento de este lenguaje de programación, puesto que se puede programar mediante la confección de diagramas de bloques empleando los recursos disponibles en las librerías de Simulink. Específicamente, toda la estrategia de control se implementa con los mismos bloques utilizados en las simulaciones de diseño del emulador, mientras que la adquisición de datos, la configuración de la rutina de interrupción y la generación de pulsos de disparo emplean los bloques de la librería C2000, los cuales dependen del modelo de la tarjeta utilizado.

5.2.1 Módulos de conversión análogo-digital

Los módulos de conversión análogo-digital (ADC) cumplen con la función de medir las tensiones y corrientes en la entrada y salida del rectificador. Estos pueden ser configurados en modo single-end de 12 bits o en modo diferencial de 16 bits. En este caso, se utiliza el modo diferencial porque tiene una mayor resolución y permite medir variables negativas de manera más sencilla que el modo single-end.

Ahora bien, que el módulo esté configurado en su modo de 16 bits significa que la magnitud de tensión medida es interpretada por la tarjeta como un número entre 0 – 65535, según los valores presentados en la Tabla 5.1. Donde V_{in} es la tensión medida por las puntas diferenciales o puntas de corriente, V_{reflo} es 0 y V_{refhi} es 3, según el manual técnico de los

microcontroladores de la tarjeta.

Tabla 5.1: Fórmulas ADC 16 bits.

Condición	Resultado ADC
$V_{in} < -(V_{refhi} - V_{reflo})$	0
$-(V_{refhi} - V_{reflo}) < V_{in} < (V_{refhi} - V_{reflo})$	$65536 \cdot \left(\frac{V_{in} + V_{refhi} - V_{reflo}}{2 \cdot (V_{refhi} - V_{reflo})} \right)$
$(V_{refhi} - V_{reflo}) < V_{in}$	65535

No obstante, es relevante considerar que la tensión V_{in} producida por los instrumentos de medición debe estar en el rango de ± 3 V. De lo contrario, es posible que los pines de medición de la tarjeta se quemen y que los módulos ADC se saturen, provocando que las mediciones no correspondan al valor real de las variables medidas. Por otra parte, en el caso de que no se dispongan de instrumentos de medición con este rango de tensión en su salida, sería necesario incorporar circuitos para acondicionar las señales de medición y adaptarlas al rango admisible de la tarjeta.

Para utilizar las mediciones de tensión y corriente en la estrategia de control, es necesario convertir el resultado del bloque ADC en la tensión V_{in} . Esto se consigue despejando la variable de la ecuación presentada en la Tabla 5.1. Posteriormente, se multiplica la tensión calculada por la ganancia utilizada en el instrumento de medición, la cual es 50 para las puntas diferenciales de tensión y 10 para las puntas de corriente. Por ejemplo, en la Figura 5.2 se presenta el diagrama de bloques utilizado para obtener las mediciones de tensión entre líneas.

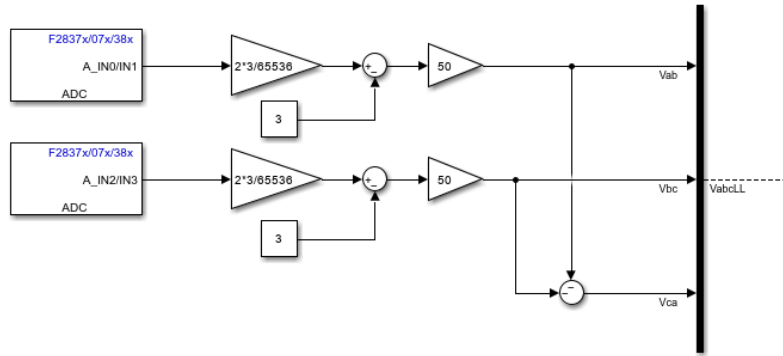


Figura 5.2: Diagrama de bloques ADC para medir tensión.

En este caso, se busca minimizar la cantidad de mediciones de tensión y de corriente, por lo que se decide utilizar la estructura de la Figura 5.2. En este diagrama, se mide las tensiones V_{ab} y V_{bc} , que permiten calcular la tensión V_{ca} con la ecuación (5.1), asumiendo que el sistema está balanceado. Sin embargo, este diagrama de bloques también es válido para las mediciones de corriente, en el cual se utiliza la ecuación (5.2), considerando el mismo supuesto anterior.

$$V_{ca} = -(V_{ab} + V_{bc}) \quad (5.1)$$

$$I_c = -(I_a + I_b) \quad (5.2)$$

La configuración de los bloques ADC se divide en dos pestañas. La primera de ellas guarda relación con los parámetros del bloque, mientras que la segunda permite definir los canales o pines utilizados para la adquisición de datos, tal como se muestra en las Figuras 5.3 y 5.4.

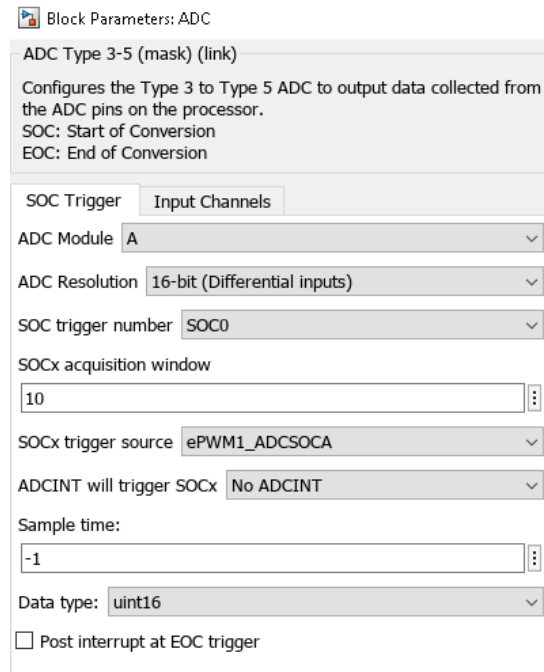


Figura 5.3: Configuración ADC.

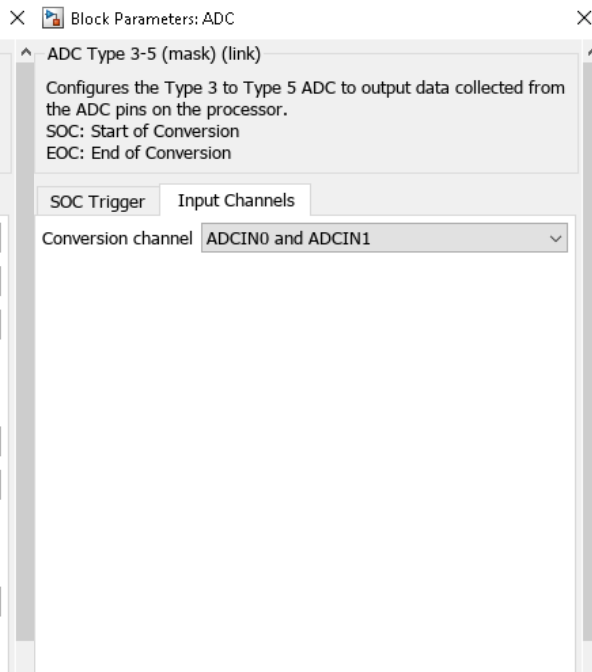


Figura 5.4: Canales de entrada ADC.

- **ADC Module:** En la Figura 5.3 se configura el bloque ADC para utilizar el módulo A en los canales 0 y 1 (**Conversion channel**). Sin embargo, también tiene los módulos B y C con sus respectivos canales, los cuales se pueden ver en la guía de inicio rápido de la tarjeta.
- **ADC Resolution:** Se selecciona la resolución de 16 bits para mediciones diferenciales. Adicionalmente se selecciona el tipo de datos uint16 (**Data type**) para que la salida del bloque coincida con el tipo de datos.
- **SOC trigger number:** Indica el número de trigger para el inicio de la conversión. Este número es propio de cada bloque ADC y no se deben repetir entre ellos.
- **SOCx acquisition window:** La ventana de adquisición indica la cantidad de ciclos del sistema que se utilizan para llevar a cabo la adquisición de las mediciones. Esta, debe asignarse para producir una cantidad de tiempo que sea al menos igual al tiempo de un ciclo del bloque ADC. En este caso, la frecuencia del sistema es de 200 MHz y la frecuencia de los bloques ADC es de 40 MHz, por tanto, una ventana de 10 dura el doble del tiempo que un ciclo del bloque.
- **SOCx trigger source:** Indica cual es la fuente de inicio para comenzar con la adquisición de los datos. Este parámetro se utiliza principalmente cuando se incorpora una rutina de interrupción asociada a los módulos de PWM. En esta aplicación, todos los bloques ADC tienen como fuente el primer módulo PWM que se indica en la figura.

- **ADCINT will trigger SOCx:** Este parámetro se utiliza para comenzar la toma de datos una vez que se ha terminado con una adquisición anterior, provocando un secuencia continua de conversiones. En este caso, todos los bloques ADC se configuran para no producir este efecto.
- **Sample time:** Tiempo de muestreo del bloque. Este parámetro se asigna con el valor -1 para indicar que el tiempo de toma de muestras proviene desde una configuración de la plataforma de control asociada al proceso de interrupciones.
- **Post interrupt at EOC trigger:** Esta opción sirve para interrumpir la adquisición de datos. En la configuración se habilita esta opción en bloque ADC con el **SOC trigger number** SOC1, donde se selecciona la interrupción de selección ADCINT1 y se habilita la opción de ADCINT1 continuous mode. En caso de no habilitar esta opción de Post interrupt, los bloques ADC no serían interrumpidos y la plataforma de control no registraría ninguna medición.

5.2.2 Rutina de interrupción

Las rutinas de interrupción en los sistemas de control digitales son sumamente relevantes, ya que permiten hacer un uso más eficiente de los recursos de la tarjeta de control y del computador utilizado. Esto, principalmente porque las rutinas de interrupción controlan los instantes en los que se toman las mediciones y en los que se ejecuta la estrategia de control. De esta forma, la plataforma no está midiendo y ejecutando su estrategia constantemente, sino que lo hace de manera controlada para evitar sobrecargas y mejorar su eficiencia.

Para implementar la rutina de interrupción se necesita un bloque trigger, el cual se configura para producir un **trigger type** de tipo function-call, tal como se muestra en la Figura 5.5. Con respecto a los demás parámetros del bloque, estos se pueden dejar en los valores que trae por defecto y la rutina de interrupción funcionará correctamente.

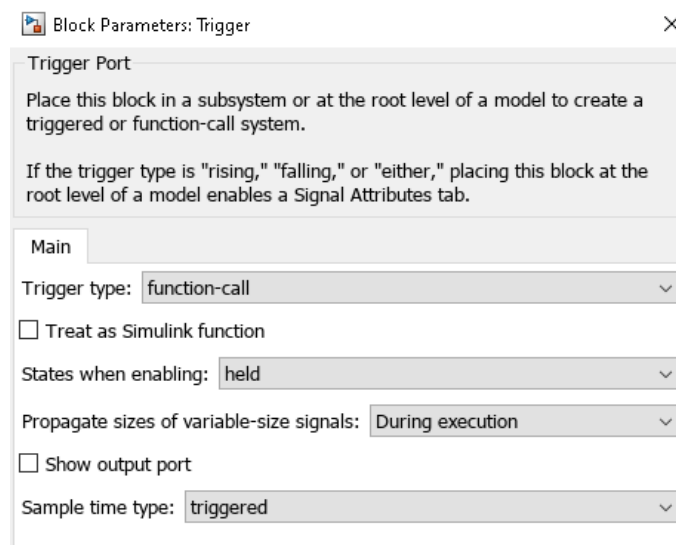


Figura 5.5: Configuración trigger.

Posteriormente, es necesario incluir todos los bloques de la estrategia de control y de los demás procesos (ADC, trigger, PWM, etc.) en un subsistema al cual se conecta un bloque

de interrupción, según lo que se observa en la Figura 5.6.

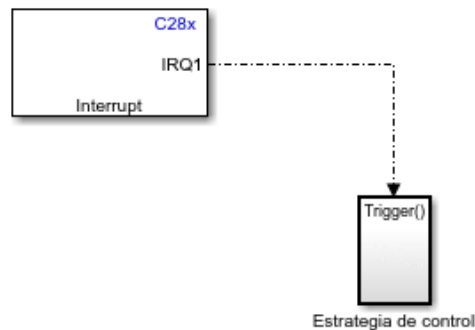


Figura 5.6: Conexión bloque de interrupción.

En cuanto a los parámetros del bloque de interrupción, basta con modificar **CPU interrupt numbers**, **PIE interrupt numbers** y **Preemption flags**. Los primeros dos se utilizan para seleccionar un elemento de una matriz asociado a la fuente de la interrupción, la cual puede ser vista seleccionando la opción ayuda del bloque. En este caso, el elemento seleccionado es ADCA1. Por otra parte, el último parámetro indica que el proceso puede ser interrumpido en cualquier momento para ejecutar otro proceso con mayor prioridad.

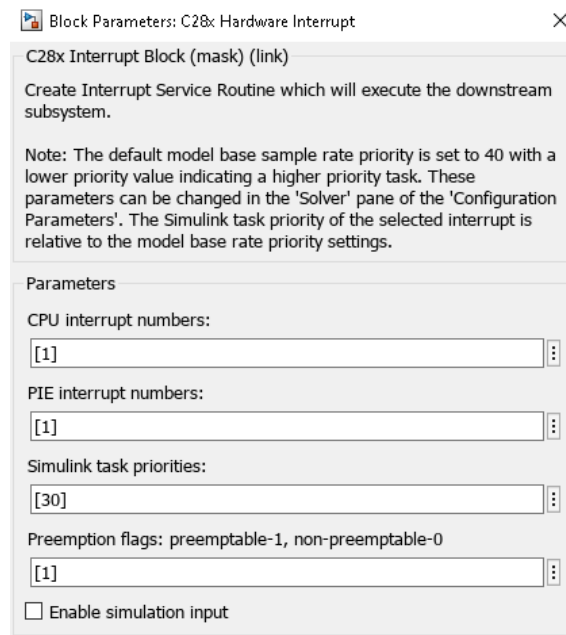


Figura 5.7: Configuración interrupción.

5.2.3 Módulos ePWM

Los módulos mejorados PWM (ePWM) se encargan de producir el patrón de pulsos de los semiconductores del rectificador. No obstante, no se limitan solo a eso, sino que también permiten agregar tiempo muerto entre pulsos de una misma pierna, configurar protecciones digitales y controlar la adquisición de datos de los bloques ADC. Todo esto, mediante la

configuración de los diferentes parámetros que incluyen estos módulos.

Al abrir el bloque ePWM, se puede notar que este posee una gran cantidad de pestañas con diferentes variables configurables. Sin embargo, en esta subsección solamente se detallan aquellos parámetros esenciales que permiten el control y funcionamiento del convertidor utilizado, mientras que el resto de los parámetros se dejan en sus valores por defecto.

5.2.3.a General

La primera configuración se realiza en la pestaña “General”, donde se puede modificar la frecuencia de los pulsos, el tipo de onda portadora, la sincronización de varios módulos ePWM, entre otros, tal como se observa en la Figura 5.8.



Figura 5.8: Configuración general ePWM.

- **Module:** Indica el módulo ePWM que se está configurando. En este caso, se utilizan tres bloques ePWM en total, es decir, tres módulos correspondientes a ePWM1, ePWM2 y ePWM3.
- **Time period units:** Parámetro que modifica la unidad del período de la señal portadora del bloque.
- **Specify timer period via:** Se usa para indicar que el período de la señal portadora se ingresa directamente en la configuración del bloque.
- **Timer period:** Indica el período de la señal portadora en ciclos de reloj según la configuración previa.
- **Counting mode:** Modifica la forma de onda de la señal portadora. En este caso, el modo Up-Down produce una señal triangular, mientras que los modos Up y Down producen señales dientes de sierra.

- **Synchronization action:** Se usa para sincronizar la señal portadora entre varios módulos ePWM. En este caso, la opción se configura en los módulos ePWM2 y ePWM3, tal como se muestra en la Figura 5.9, dejando el resto de los parámetros igual al módulo 1.

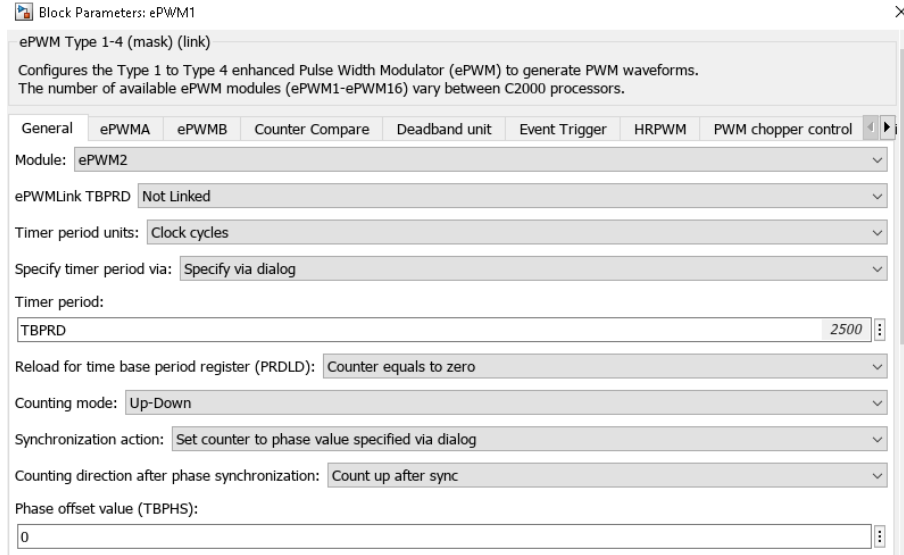


Figura 5.9: Configuración general ePWM2.

Para configurar el período de la señal portadora se utiliza la ecuación (5.3), la cual define este período en función del período del reloj base T_{TBCLK} . A su vez, este parámetro se define con la ecuación (5.4), donde $EPWMCLK$ es la frecuencia del bloque ePWM, $HSPCLKDIV$ y $CLKDIV$ son divisores de la frecuencia de ePWM.

$$TBPRD = \frac{T_{PWM}}{2 \cdot T_{TBCLK}} \quad (5.3)$$

$$T_{TBCLK} = \left(\frac{EPWMCLK}{HSPCLKDIV \cdot CLKDIV} \right)^{-1} \quad (5.4)$$

En este caso, la frecuencia del bloque ePWM es 100 MHz, los divisores son 1 y el período deseado de la señal portadora es 50 μs (20 kHz). Por lo tanto, el período que se configura en el bloque está dado por la siguiente expresión.

$$TBPRD = \frac{50 \mu s}{2 \cdot 10 ns} = 2500$$

5.2.3.b ePWMA y ePWMB

Posteriormente, en las pestañas “ePWMA” y “ePWMB” se puede habilitar la generación de pulsos para los semiconductores y configurar su estado de acuerdo a un conjunto de condiciones, conforme a lo que se presenta en las Figuras 5.10 y 5.11.

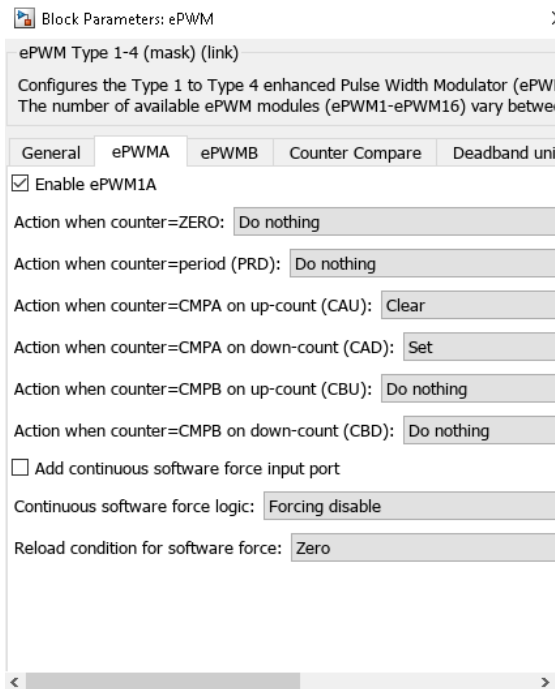


Figura 5.10: Configuración ePWMA.

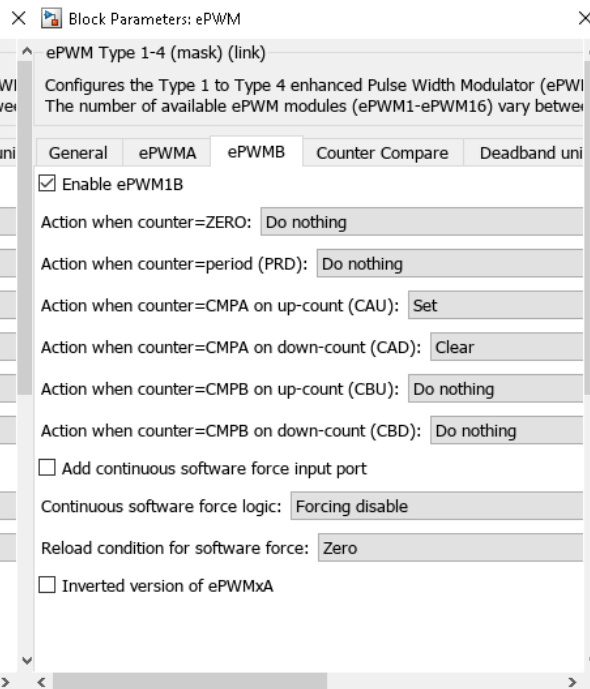


Figura 5.11: Configuración ePWMB.

En los tres módulos utilizados, se habilita la opción del ePWMA y ePWMB con el fin de generar el patrón de pulsos complementarios para cada una de las piernas del convertidor. Con respecto al estado de los pulsos, se configuran los bloques para modificar el estado de estos cuando la señal portadora (counter) sea igual a la señal de referencia (CMPA), mientras que en el resto de las condiciones se selecciona la opción “Do nothing”.

Usando como referencia el esquema de modulación de la Figura 2.15, ePWMA corresponde a la señal de activación del semiconductor que se conecta al terminal positivo de la carga. Considerando esto, se configura el bloque para que esta señal se limpie en el instante en que la señal de referencia sea igual a la señal portadora, cuando esta última tiene pendiente positiva, es decir, cuando la señal de referencia pasa por debajo de la señal portadora. En el caso contrario, el pulso se activa cuando la señal de referencia es igual a la señal portadora con pendiente negativa, es decir, cuando la señal de referencia está por sobre la señal portadora. Por su parte, la señal ePWMB se configura para producir el efecto inverso a ePWMA, generando el patrón de pulsos complementario de cada pierna.

Cabe destacar que en cada bloque ePWM ingresa una sola señal de referencia, por esto la configuración de los pulsos se realiza con respecto a la señal CMPA. Adicionalmente, es posible configurar el estado de los pulsos con respecto a la señal portadora. Por ejemplo, cuando esta vale cero o completa un ciclo.

5.2.3.c Señal de referencia

Para configurar la señal de referencia es necesario ingresar a la pestaña “Counter Compare”. Aquí es posible vincular señales de referencia entre diferentes módulos ePWM, así también como seleccionar las unidades que tendrá la referencia y sus valores iniciales.



Figura 5.12: Configuración de señal de referencia.

En este caso, los únicos parámetros que se modifican son aquellos relacionados a la señal de referencia CMPA. Esta, se configura para utilizar ciclos de reloj en sus unidades, al igual que el período de la señal portadora. También se selecciona la opción “Input port” para indicar que la señal de referencia entra al bloque a través de un puerto de entrada identificado como “WA”.

Es importante considerar que, dadas las unidades utilizadas en la señal de referencia, esta debe ser variar entre 0 – 2500. De esta forma, cuando la señal es 0 se produce un ciclo de trabajo del 100%, mientras que cuando la señal es 2500 se produce un ciclo de trabajo de 0%.

Además, por la recomendación de un ejemplo presentado en la página de MATLAB, se configura el valor inicial de la señal de referencia CMPA para producir un ciclo de trabajo del 50%. Sin embargo, al modificar este parámetro no se ve afectada la operación de los pulsos generados por la tarjeta. Por lo tanto, se considera poco relevante este parámetro teniendo en cuenta que la señal de referencia proviene desde la estrategia de control.

5.2.3.d Tiempo muerto

El tiempo muerto es un parámetro importante en aplicaciones donde se utilizan semi-conductores con alta frecuencia de conmutación, ya que sirve para evitar cortocircuitos indeseados y evitar problemas con el funcionamiento del convertidor. En este caso, el tiempo muerto entre los pulsos de activación de una misma pierna se configura en la pestaña “Deadband unit”, cuyos parámetros se presentan en la Figura 5.13.

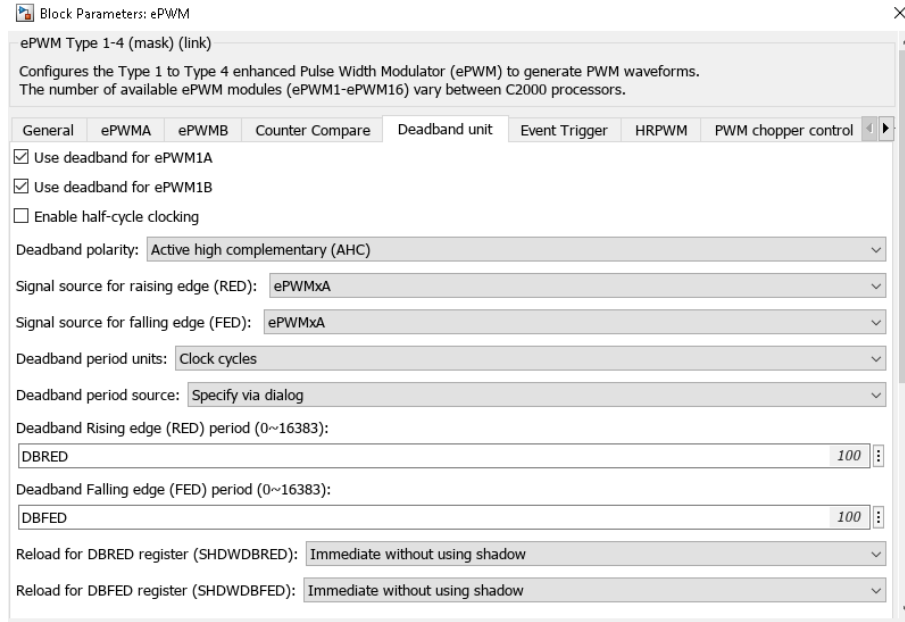


Figura 5.13: Configuración de tiempo muerto.

- **Deadband polarity:** Este parámetro indica el tipo de polaridad del tiempo muerto que se incluye. En este caso, la configuración presentada mantiene el estado original de los pulsos, pero hay otras polaridades que activan o desactivan ambos pulsos al mismo tiempo en lugar de ser complementarios.
- **Signal source for raising/falling edge:** En el caso de RED, este parámetro indica la señal a la cual se le añade el tiempo muerto cuando el pulso se activa. Por otro lado, FED indica la señal a la cual se le añade el tiempo muerto cuando el pulso se desactiva.
- **Deadband period units:** Unidades del tiempo muerto.
- **Deadband period source:** Indica que el período del tiempo muerto se ingresa directamente en la configuración del bloque.
- **Deadband Rising/Falling edge:** Indican el período del tiempo muerto que se desea obtener en los pulsos.

Para calcular el período del tiempo muerto, tanto RED como FED, se usa la ecuación (5.5). Donde $t_{red/fed}$ es el tiempo que se desea incluir medido en segundos, mientras que T_{TBCLK} es el período del reloj base, que es el mismo utilizado para calcular la frecuencia de la señal portadora.

$$RED/FED = \frac{t_{red/fed}}{T_{TBCLK}} \quad (5.5)$$

En este caso, se utiliza un tiempo muerto de $1\mu s$ cuando se activa y desactiva la señal ePWMA. Por lo tanto, los parámetros RED y FED quedan definidos por las siguientes expresiones.

$$RED = \frac{1\mu s}{10ns} = 100$$

$$FED = \frac{1\mu s}{10ns} = 100$$

Ahora bien, es importante mencionar que el tiempo muerto en la activación y apagado de los pulsos se incluye en la señal ePWMA, implicando que la señal tiene una duración de $2\mu s$ menos con respecto a la señal ePWMB cuando está activa. Esto produce una reducción del ciclo de trabajo que se ingresa como referencia. No obstante, considerando una señal portadora de frecuencia 20 kHz y tiempos muertos de $1\mu s$, se obtiene un ciclo de trabajo con una disminución del 2%, lo cual no afecta significativamente el patrón de pulsos enviado al convertidor, pero si aumenta la seguridad en su operación.

5.2.3.e Inicio de conversión ADC

Los módulos ePWM también se utilizan para iniciar la conversión ADC sincronizando la rutina de interrupción con una señal portadora de frecuencia configurable. Para esto, se debe acceder a la pestaña “Event Trigger”.

En este caso, se configura el módulo ePWM1 para iniciar la conversión de todos los bloques ADC utilizados. Este evento se configura para que ocurra en los instantes en los que la señal triangular portadora completa un período, pasando por su valor máximo, tal como se muestra en la Figura 5.14.

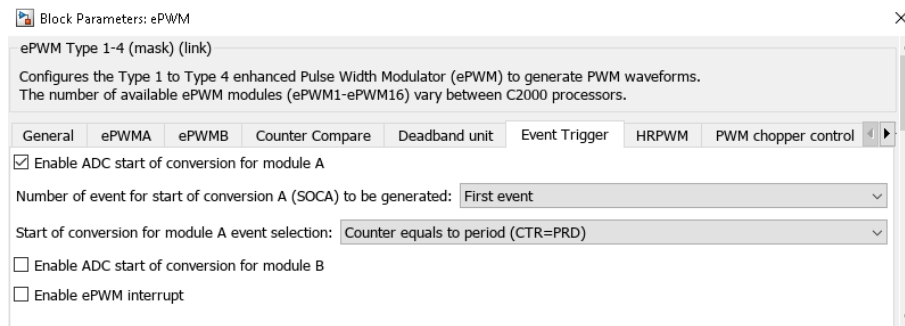


Figura 5.14: Configuración de inicio de conversión.

De esta forma, la adquisición de datos y la ejecución de la plataforma de control se realiza a una frecuencia de 20 kHz , en los instantes en los que la señal portadora está en su valor máximo. Esto sirve para evitar posibles problemas con la generación de los pulsos y produce un funcionamiento más estable.

5.2.3.f Protección digital

Adicionalmente, los módulos ePWM contienen una pestaña llamada “Trip Zone unit”, la cual permite definir eventos que modifican inmediatamente el estado de los pulsos producidos por la tarjeta. Esta configuración del módulo es sumamente útil y relevante, puesto se utiliza para incorporar protecciones digitales en la plataforma de control.

En este caso, los tres módulos ePWM de la estrategia de control se configuran según los parámetros presentados en la Figura 5.15. En esta, solo se activa la opción OST, ya que corresponde al módulo diseñado para eventos relacionados a cortocircuitos y sobrecorrientes, pese a que también se puede utilizar para limitar cualquier variable medida.

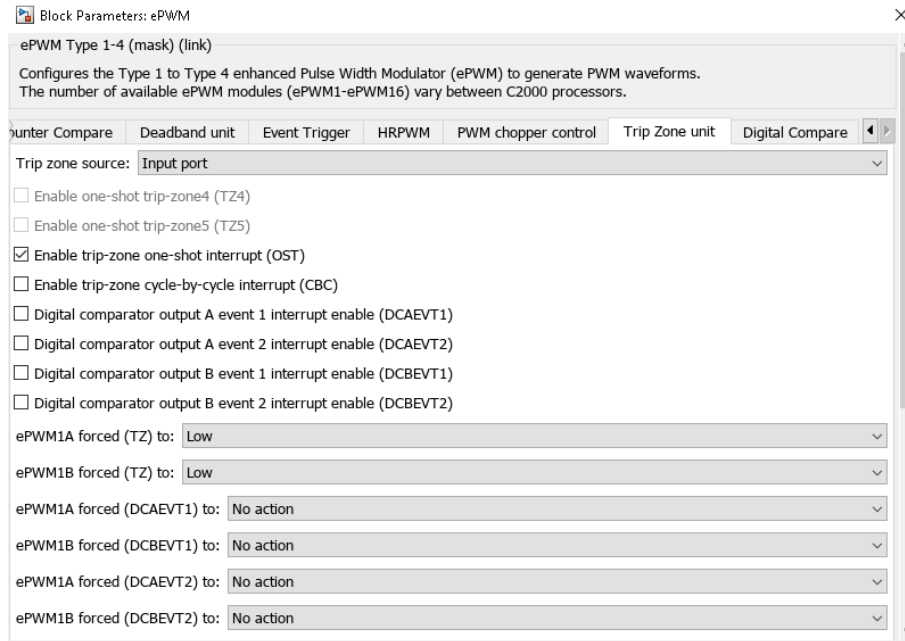


Figura 5.15: Configuración de trip para el módulo 1.

- **Trip zone source:** Este parámetro indica que la señal de trip se ingresa al bloque desde la plataforma de control a través del puerto de entrada identificado como “TZSEL”.
- **ePWM1A/B forced to:** Este parámetro indica cual es el estado que tendrán las señales ePWM1A y ePWM1B, en el caso del módulo 1, cuando se active la señal de trip. Para la protección digital ambas señales se cambian a un estado de apagado o low, lo cual termina el control del convertidor y lo devuelve a su estado no controlado.

Para programar la lógica de control de la protección digital se utiliza un bloque de función de MATLAB, en el cual se define una función denominada “fusible”, puesto que la protección actúa como lo haría un fusible. Sin embargo, la función también permite activar y desactivar el control del convertidor mediante un parámetro de activación. El diagrama de bloques de dicha protección digital se presenta en la Figura 5.16, mientras que su código se adjunta en la sección F del Apéndice.

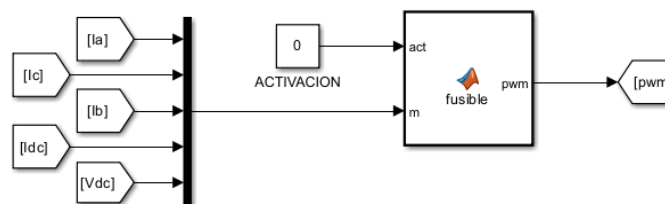


Figura 5.16: Diagrama de bloques protección digital.

El parámetro “act” actúa como un interruptor de encendido y apagado para el sistema de control. Cuando este toma un valor diferente a 1, el control está apagado. En cambio, cuando es igual a 1, el control se activa. Cabe destacar que este parámetro se puede modificar libremente durante la ejecución de la plataforma de control, siendo útil para evitar problemas cuando los instrumentos de medición están apagados o se quedan sin batería.

Por otro lado, el parámetro “m” concentra las mediciones de las corrientes de fase en la entrada del convertidor y las mediciones de tensión y corriente en la salida del convertidor. De esta forma, las magnitudes de las mediciones ingresan al algoritmo y se comparan con el límite establecido para cada variable. En caso de que cualquier medición supere el límite establecido, la salida del bloque enviará la señal de trip denominada “pwm”, la cual interrumpe el control de manera permanente hasta que la simulación de la plataforma de control se vuelva a ejecutar.

En cuanto al ingreso de la señal de referencia a los bloques ePWM, la Figura 5.17 muestra el diagrama de bloques empleado para adecuar los índices de modulación resultantes de la estrategia de control.

En primer lugar, la actuación del lazo interno de corriente produce las referencias de tensión que sintetiza el convertidor en su entrada $V_{c,dq}$, cuyas componentes ingresan a un bloque que transforma las coordenadas $dq0$ a abc utilizando el ángulo estimado por el PLL. Posteriormente, estas tensiones de referencia se normalizan por la mitad de la tensión de la carga, resultando en índices de modulación que oscilan entre ± 1 . Finalmente, los índices resultantes se adecuan para oscilar entre 0 – 1 y se amplifican por el período de la señal portadora de los módulos ePWM. De esta forma, los índices de modulación que ingresan a los bloques varían entre 0 – 2500, cubriendo todo el rango de ciclos de trabajo que pueden producir.

Adicionalmente, se puede notar que la señal “pwm”, correspondiente a la salida del bloque de la protección digital, ingresa a los tres bloques ePWM con el fin de interrumpir el control de las tres piernas del convertidor de manera simultánea frente a una sobrecorriente o sobretensión.

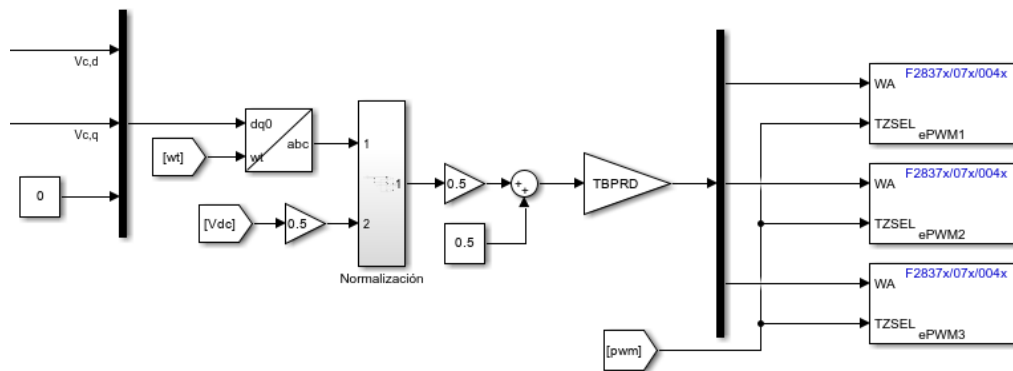


Figura 5.17: Diagrama de bloques para adecuar referencias.

Capítulo 6

Resultados

La implementación de la estrategia de control para el emulador de pilas de combustible es un proceso secuencial que requiere la correcta implementación de dos lazos de control. Estos lazos deben cumplir satisfactoriamente los criterios de diseño establecidos para garantizar que la estrategia de control propuesta permite emular las pilas de combustible. Por ende, en este capítulo se presentan los resultados de los lazos de control de corriente y de tensión, así como también los del emulador que utiliza los modelos de pilas de combustible caracterizados previamente.

6.1 Control de corriente

Para comprobar el desempeño del lazo de control de corriente, se implementa el esquema de la Figura 4.14, sin la prealimentación de las componentes dq de la tensión de alimentación, y se aplica una serie de escalones en la referencia de corriente en eje directo, manteniendo la referencia de cuadratura en cero. En la implementación no se incluye la prealimentación de tensión debido al uso del convertidor como inversor, donde se utiliza una fuente de tensión continua como alimentación, mientras que su salida se conecta en estrella. De esta forma, el lazo de corriente se encarga de controlar la tensión en la salida del inversor para producir corrientes que sigan las referencias establecidas en los ejes dq .

El ensayo empieza con el escalón de corriente que aumenta la referencia de eje directo de 5 a 10 A, cuya respuesta se obtiene con el osciloscopio y se presenta en la Figura 6.1. En esta, se puede notar una distorsión periódica en las tres fases en los instantes que la fase alcanza su valor mínimo, aunque también se destaca una leve diferencia de amplitud entre las fases que incrementa al aumentar la magnitud de las corrientes.

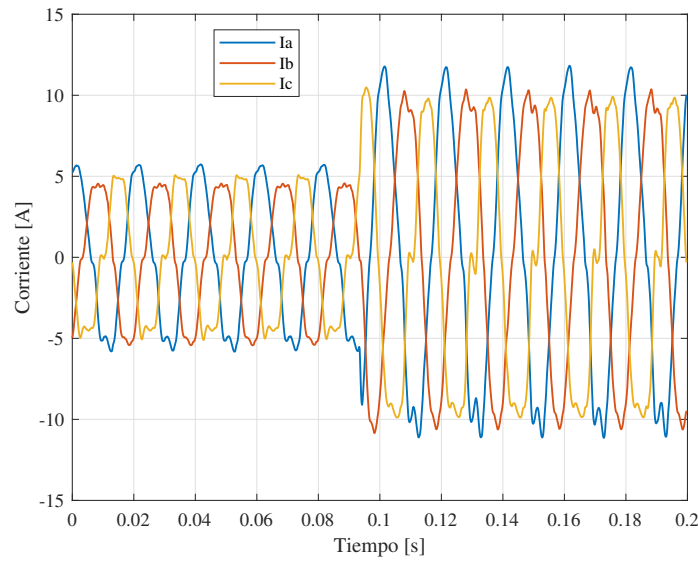


Figura 6.1: Corrientes abc durante escalón en eje d de 5 a 10 A.

El comportamiento de las corrientes en la salida del inversor se debe a un error en la medición de las tensiones entre líneas en la plataforma de control, las cuales se muestran en la Figura 6.2. Dicho error, provoca que la tensión calculada V_{ca} tenga una amplitud aproximadamente de 10 V menos que las demás fases, causando un comportamiento desbalanceado en las tensiones de fase calculadas, que se presentan en el gráfico inferior de la misma figura.

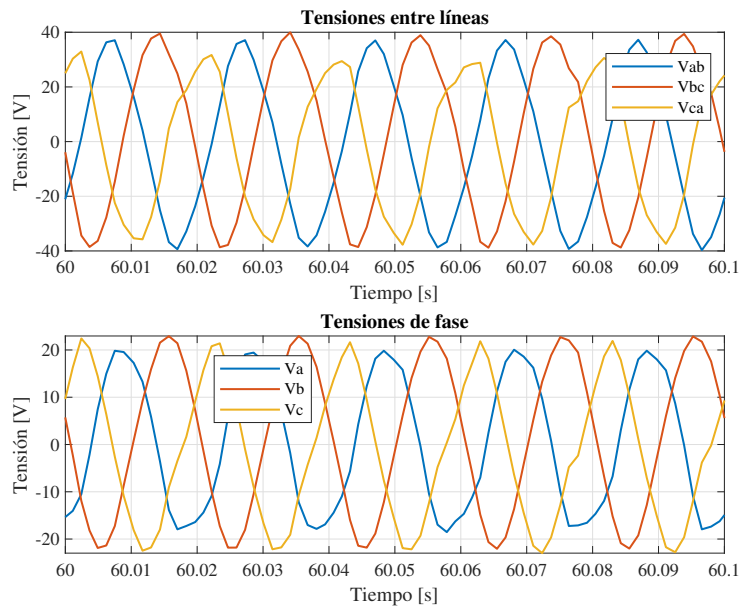


Figura 6.2: Tensiones de línea y de fase medidas en Simulink.

Este desbalance impacta directamente en la estimación del ángulo de orientación wt que realiza el PLL, estropeando su comportamiento con respecto al de un conjunto de ten-

siones sinusoidales perfectamente balanceadas. En consecuencia, las tensiones de referencia $V_{c,abc}$, resultantes de la transformación de la actuación del lazo de corriente, no son completamente sinusoidales. Esto, se puede ver en la distorsión presente en los momentos que la estimación de wt cambia su pendiente, como se muestra en los gráficos de la Figura 6.3.

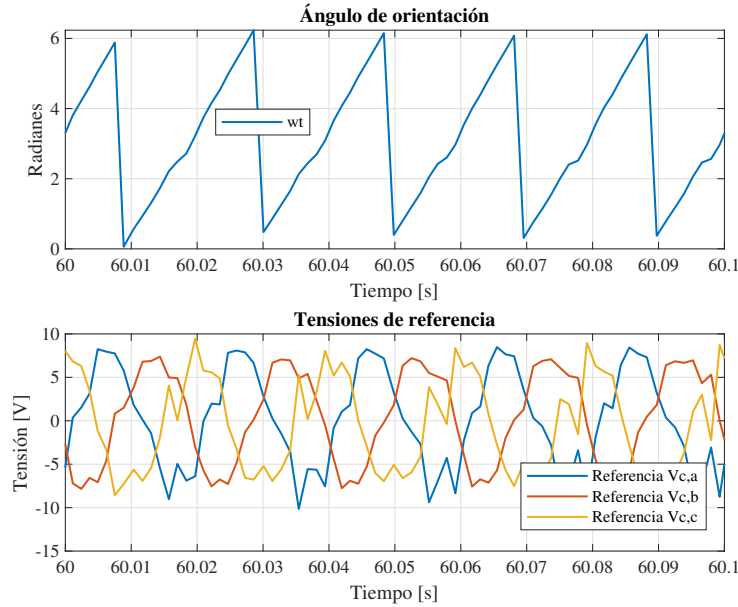


Figura 6.3: Estimación ángulo de orientación y tensiones de referencia en Simulink.

Por otra parte, al aplicar la transformación de Clarke y Park, usando un ángulo orientación ideal de 50 Hz , se obtienen las componentes de los ejes dq ilustradas en la Figura 6.4. En este caso, la componente de eje directo muestra oscilaciones alrededor de las magnitudes de referencia, mientras que la componente de cuadratura tiene un valor medio diferente a cero. Esto implica que la respuesta medida no es controlada perfectamente por el lazo, debido al comportamiento no ideal del ángulo de orientación, pero principalmente se debe a las diferencias entre las corrientes reales y las mediciones que recibe la plataforma.

La comparación entre las corrientes reales y las mediciones de la plataforma se muestra en la Figura 6.5, donde se puede observar que estas últimas tienen un comportamiento notablemente más balanceado y menos distorsionado que las corrientes reales. Esta diferencia se produce por errores en la implementación de la adquisición de datos o por una calibración incorrecta del instrumento de medición, de manera similar a lo ocurrido en las mediciones de tensión entre líneas.

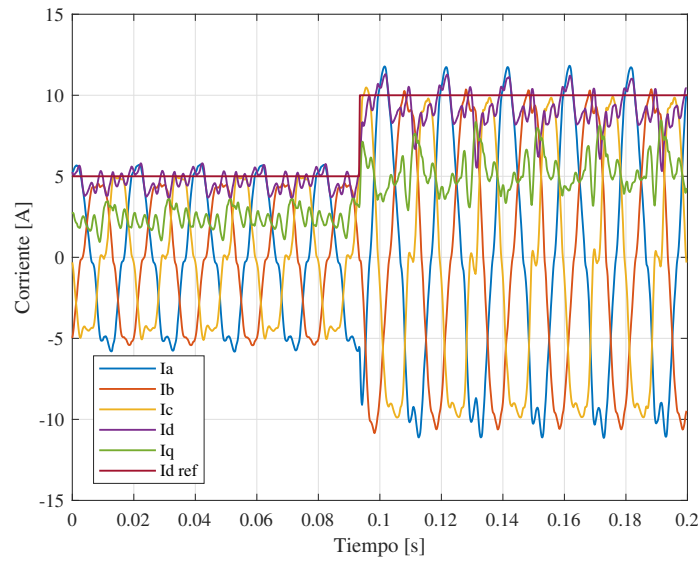


Figura 6.4: Corrientes abc y dq durante escalón en eje d de 5 a 10 A.

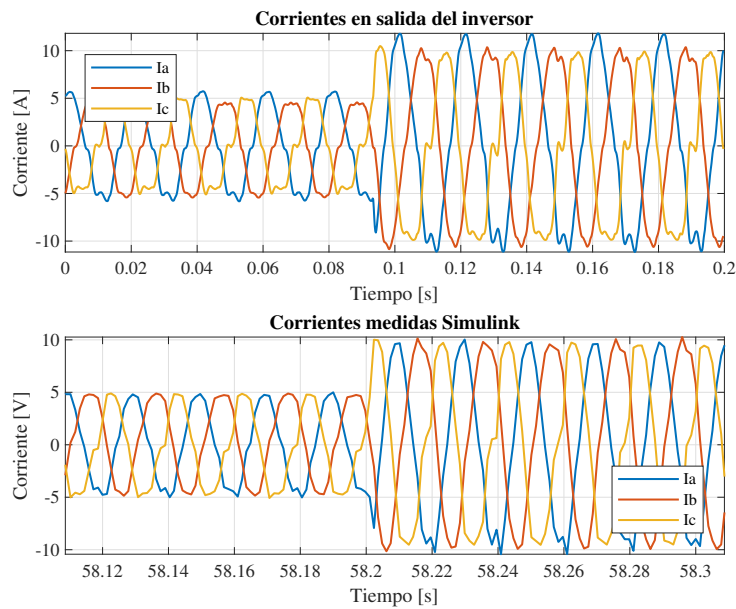


Figura 6.5: Comparación entre corrientes reales y medidas por plataforma de control.

Adicionalmente, es importante destacar que la ganancia utilizada en las puntas de corriente (100mV/A), permite medir magnitudes entre 0.1 y 10 A según especifica el fabricante, cubriendo parcialmente el rango de corrientes dimensionado para el rectificador. En cambio, para medir corrientes entre 1 y 100 A se utiliza la ganancia (10mV/A). Sin embargo, con esta ganancia las mediciones resultantes son imprecisas e imposibilitan el control de corriente. Por lo tanto, se mantiene la primera ganancia de (100mV/A), la cual evidencia la capacidad de medir la máxima corriente del inversor al aplicar el escalón de 10 a 15 A, tal como se muestra en la Figura 6.6, pese a que se existen diferencias entre las corrientes

reales y las que mide la plataforma de control.

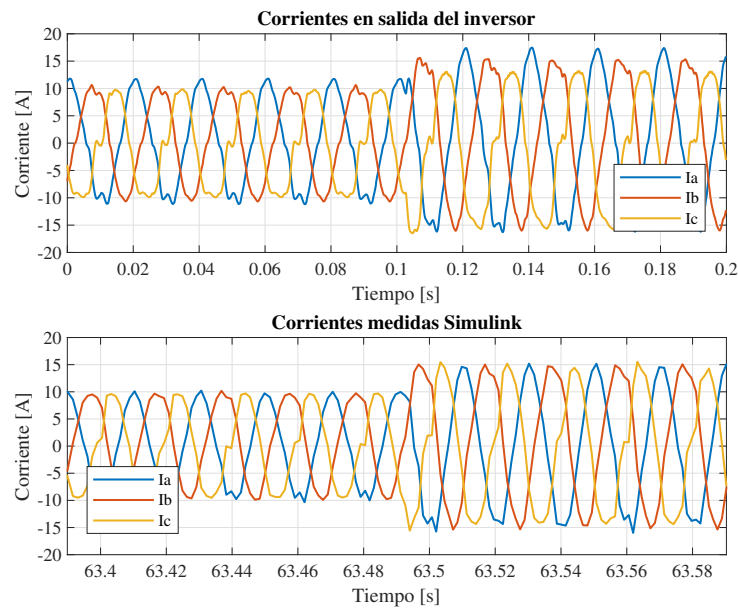


Figura 6.6: Comparación entre corrientes reales y medidas por plataforma de control.

Las leves diferencias en la adquisición de las corrientes provocan que el lazo de control genere una actuación errónea, causando un comportamiento desbalanceado que aumenta en la medida que incrementa la amplitud de las corrientes, tal como se presentan en la Figura 6.7. Este desbalance, en conjunto con la estimación del ángulo ωt , hacen que las componentes dq calculadas por la plataforma presenten oscilaciones alrededor sus referencias, afectando directamente en la precisión y eficacia de la respuesta del lazo de control, como se puede notar en las marcadas variaciones que tiene su actuación.

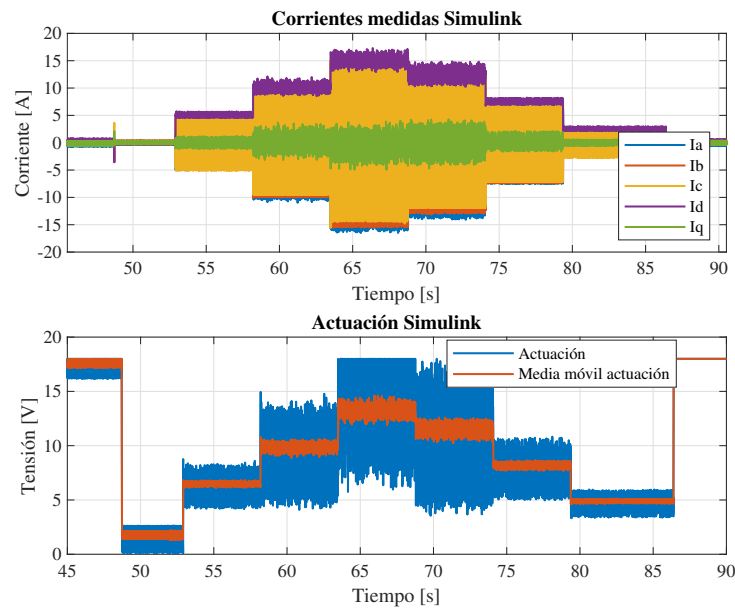


Figura 6.7: Variables medidas en plataforma de control durante el ensayo.

El estado transitorio de los otros cambios de referencia aplicados se presentan en las Figuras 6.8 y 6.9, donde se muestran las corrientes medidas en la salida del inversor, junto con sus respectivas componentes de los ejes dq . Estas respuestas tienen características similares a las del primer escalón analizado, tales como la distorsión asociada al ángulo wt y el desbalance producido por la adquisición de datos.

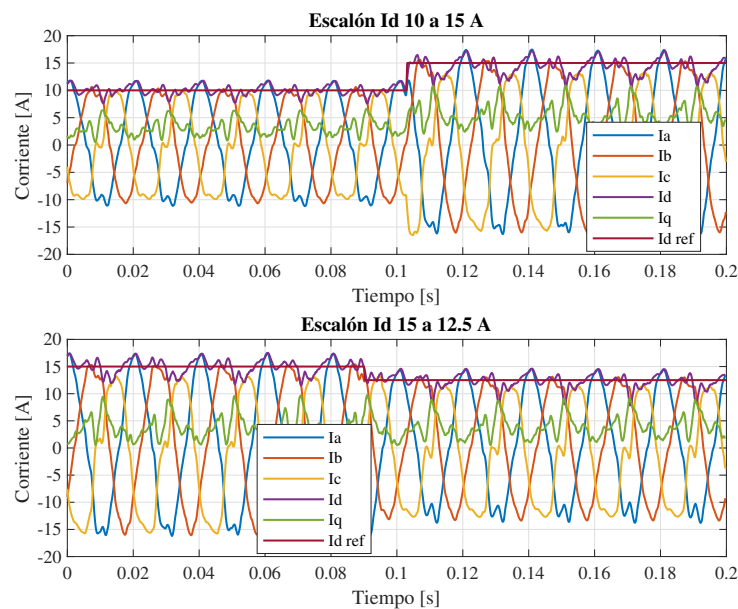


Figura 6.8: Corrientes en salida del inversor.

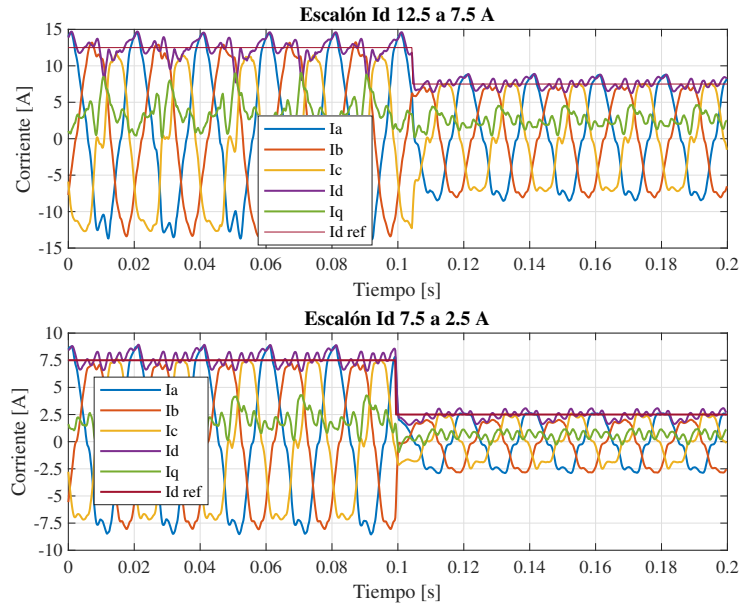


Figura 6.9: Corrientes en salida del inversor.

Las corrientes medidas a lo largo del ensayo presentan diferencias relevantes entre las magnitudes de cada fase, lo cual se produce por errores en las mediciones. Esto provoca imprecisiones en la actuación del lazo de corriente, haciendo que presente oscilaciones de hasta 5 V en torno a sus valores medios. Pese a lo anterior, la actuación medida demuestra que el lazo de control es estable, mientras que las amplitudes y componentes dq calculadas oscilan alrededor de los valores de referencia establecidos. Además, el tiempo de asentamiento de las variables controladas es inferior a 5 ms, cumpliendo satisfactoriamente con el criterio de diseño del lazo, el cual produce una respuesta 20 veces más rápida que la planta controlada.

Por otra parte, para evitar pérdidas de precisión en la estrategia de control, es importante calibrar correctamente los instrumentos de medición y verificar que las mediciones que ingresan en la plataforma son correctas. En el caso contrario, la estrategia de control puede generar un patrón de pulsos ineficaz que no permita el control preciso de corriente.

6.1.1 PLL

Si bien el ángulo estimado por el PLL no presenta un comportamiento ideal debido a las mediciones de tensión utilizadas, su estimación es lo suficientemente precisa para cumplir con el objetivo de la estrategia de control implementada. Esta estrategia busca producir corrientes cuya componente de eje directo esté orientada con la componente de eje directo de la tensión de alimentación. Así, las tensiones y corrientes quedan en fase, permitiendo la operación del convertidor con factor de potencia unitario o cercano a la unidad, mejorando su eficiencia.

Para demostrar esto se presenta la Figura 6.10, donde se muestran las corrientes en la salida del inversor junto a la tensión de la fase a del autotransformador, el cual produce las tensiones de referencia del PLL, aunque además se incluye con líneas punteadas la misma tensión desfasada para representar las fases b y c. En esta figura se puede notar

que las corrientes coinciden con las tensiones en los cruces por cero, manteniéndose aproximadamente en sincronía, a pesar de que las corrientes presentan una leve distorsión en sus formas de onda.

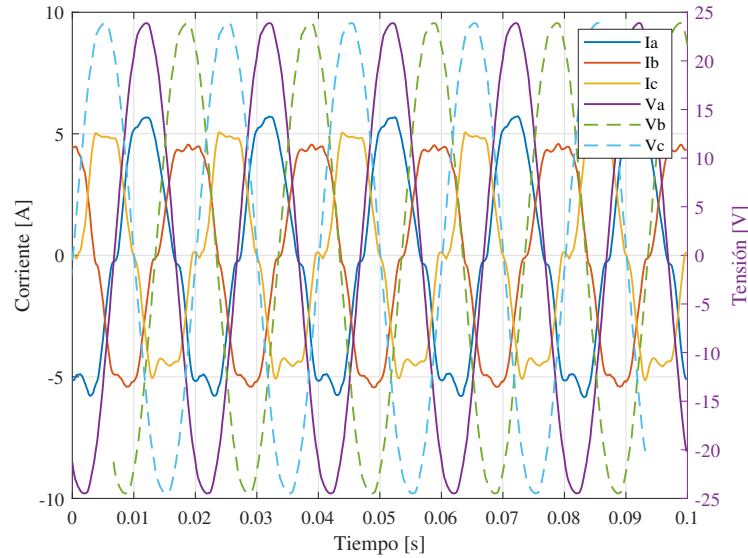


Figura 6.10: Escalones ascendentes de referencia.

La estimación del ángulo de orientación sigue siendo precisa cuando se establecen referencias de corriente de mayor magnitud, puesto que no depende de las corrientes, sino que las tensiones medidas. Esto se demuestra en los gráficos de la Figura 6.11, donde se presentan las corrientes en la salida del inversor para referencias de 10 y 15 A junto a la tensión de la fase a utilizada como referencia.

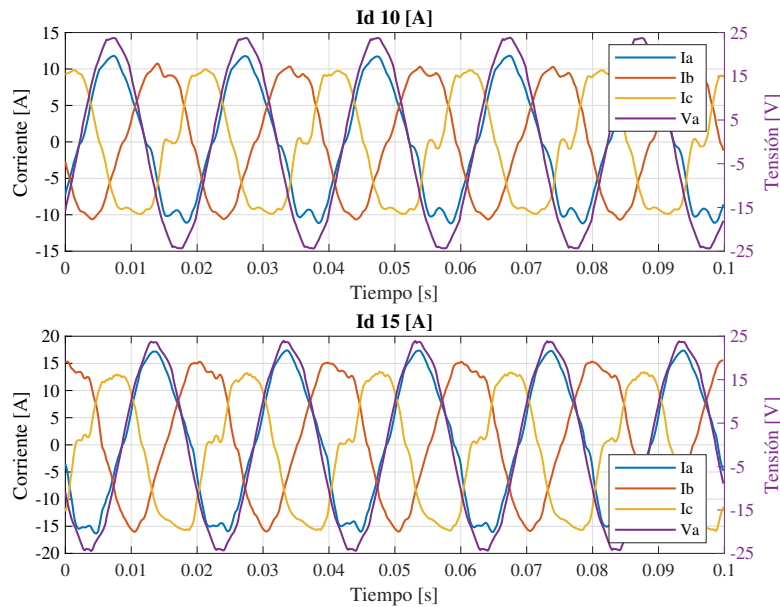


Figura 6.11: Corrientes en salida del inversor y tensión V_a de referencia PLL.

6.2 Control de tensión

Para evaluar el control de tensión, se usa el convertidor como un rectificador, implementando el circuito de potencia mostrado en la Figura 4.1. Además, se configura el esquema de la Figura 4.20 en cascada con el esquema utilizado previamente para probar el control de corriente, incluyendo la prealimentación de las componentes dq de la tensión de alimentación. De esta forma, el lazo de tensión produce la actuación necesaria para controlar la tensión continua en la carga, mediante el control de las corrientes que ingresan al rectificador.

En este caso, el ensayo realizado se compone de una serie de escalones aplicados en la referencia de tensión, cuyas respuestas medidas con osciloscopio y referencias establecidas se muestran en la Figura 6.12. En estos resultados, se puede notar que el lazo de control sigue las referencias impuestas con leves diferencias a lo largo de todo el ensayo, cumpliendo con el objetivo principal del lazo de control.

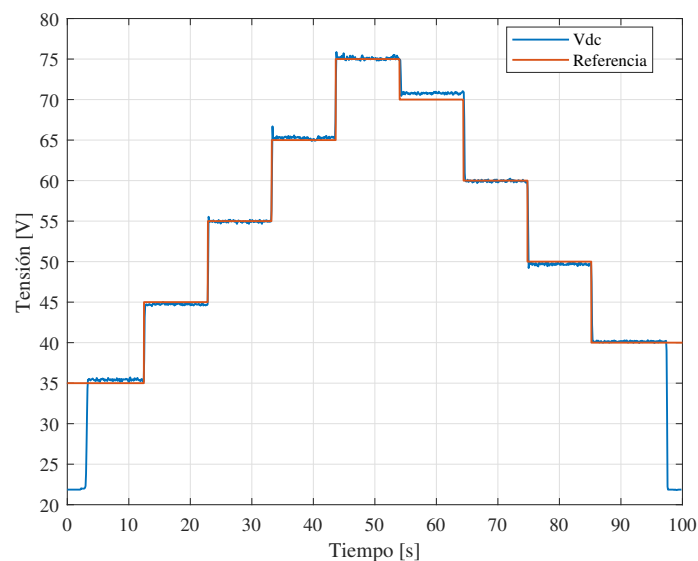


Figura 6.12: Escalones de referencia y tensión medida en la salida del rectificador.

Al analizar los escalones de tensión ascendentes, presentados en la Figura 6.13, se evidencia que la tensión tiene overshoots que varían entre 5 y 10 V. Este tipo de respuesta impacta directamente en el tiempo de asentamiento de la tensión, haciendo que tarde entre 70 y 200 ms en alcanzar su estado estacionario.

Particularmente, en los escalones de mayor magnitud se distinguen leves distorsiones de tensión durante su estado transitorio, las cuales se deben a la saturación de los lazos de control, tal como se muestra en los gráficos de la Figura 6.14. En esta figura, se puede notar que la actuación del lazo de tensión se satura, provocando un aumento en la actuación del lazo de corriente. No obstante, dicha actuación también se satura y resulta ser insuficiente, causando la pérdida del control de corriente y una caída de tensión durante un breve instante de tiempo. A pesar de esto, la tensión alcanza el valor de referencia y la estrategia de control disminuye sus actuaciones para mantener la referencia en estado estacionario.

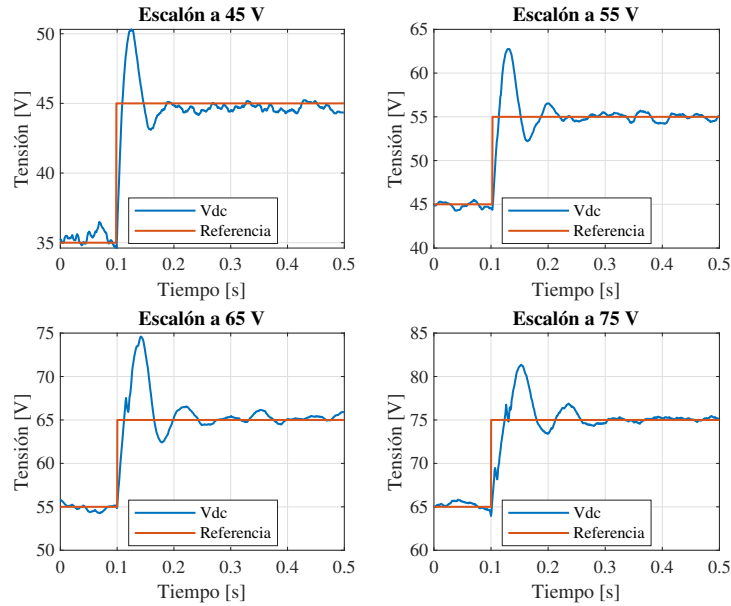


Figura 6.13: Escalones ascendentes en referencia de lazo de tensión y tensión medida.

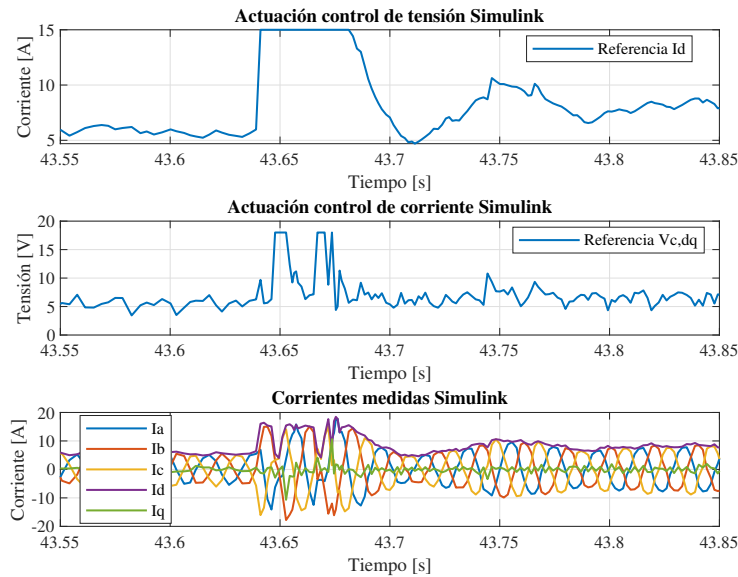


Figura 6.14: Actuaciones y corrientes medidas en Simulink.

Por otra parte, al analizar los escalones de tensión descendentes de la Figura 6.15, se puede notar que al reducir la referencia se producen undershoots que varían entre 5 y 10 V, de amplitud similar al caso de los escalones ascendentes, pero la tensión tarda menos de 100 ms en alcanzar el estado estacionario y tampoco exhibe distorsión en su estado transitorio. Adicionalmente, se destaca que el control no logra seguir la referencia completamente en el escalón a 70 V. No obstante, la diferencia medida entre la tensión y la referencia es inferior a 1 V, por lo que este error se considera un problema puntual

relacionado a las ganancias en la simulación o al instrumento de medición, ya que ningún otro escalón presenta diferencias de tal magnitud.

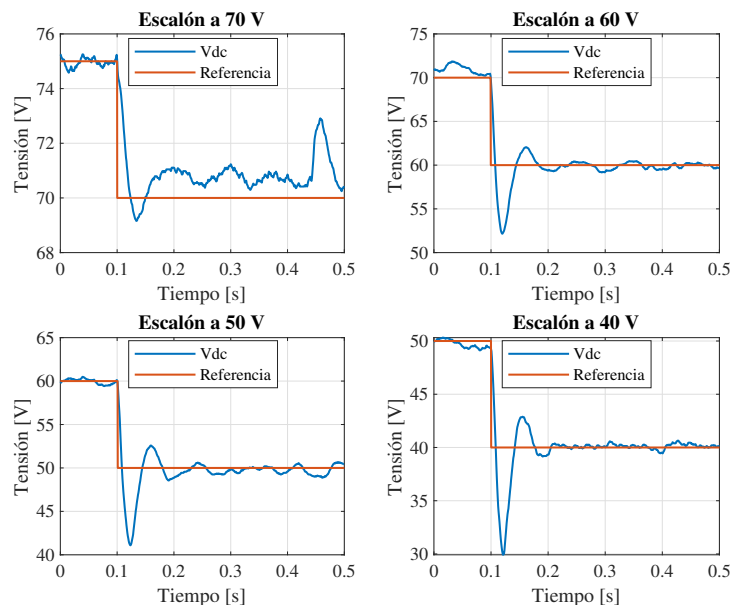


Figura 6.15: Escalones descendentes en referencia de lazo de tensión y tensión medida.

Las respuestas de tensión y su capacidad de realizar seguimiento a las referencias impuestas son el resultado de un adecuado diseño de los lazos de control. Esto se demuestra con los gráficos de la Figura 6.16, que corresponden a las actuaciones medidas en la plataforma de control. En esta figura, se destaca que la actuación del lazo de tensión no supera el valor de saturación establecido en la estructura anti-enrollamiento y tampoco presenta variaciones significativas, excepto en las mayores magnitudes de referencia, manteniendo un valor medio aproximadamente definido para cada escalón a lo largo del ensayo.

Por su parte, la actuación del lazo de corriente también trabaja en el rango de saturación diseñado y exhibe un comportamiento considerablemente menos agresivo que el presentado en los resultados del control de corriente. Dicha respuesta se debe a la correcta calibración de los instrumentos de medición y a la incorporación de la prealimentación de tensión en la estructura de control, la cual disminuye el esfuerzo del controlador para cumplir su objetivo. Sin embargo, en su actuación se destacan algunas variaciones relevantes en los escalones de mayor amplitud, procedentes de la referencia de corriente en eje directo.

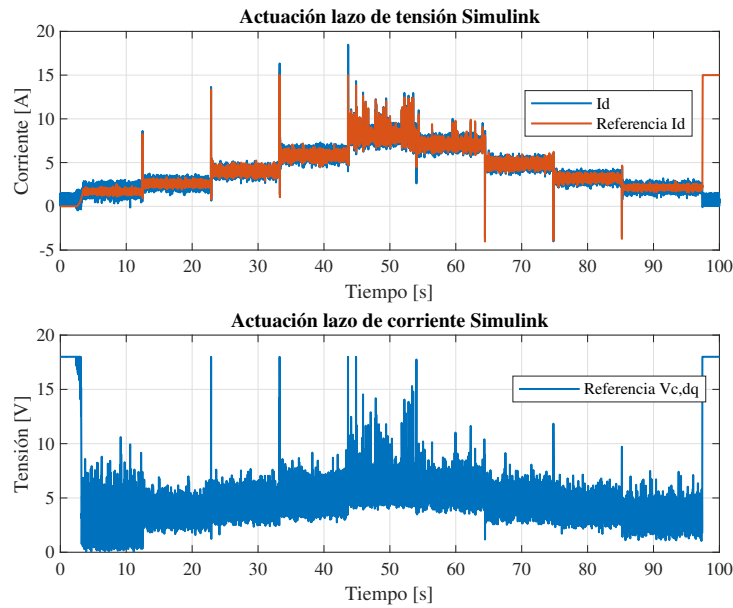


Figura 6.16: Actuaciones de lazos de control medidas en Simulink.

Dado que la actuación del lazo de corriente resulta ser menos agresiva y sin tantas variaciones, la tensión sintetizada en la entrada del rectificador permite controlar corrientes trifásicas que exhiben formas de onda sinusoidales, cuya amplitud varía conforme a las variaciones de la actuación del lazo de tensión, tal como se muestra en la Figura 6.17, las cuales corresponden al escalón de 75 V.

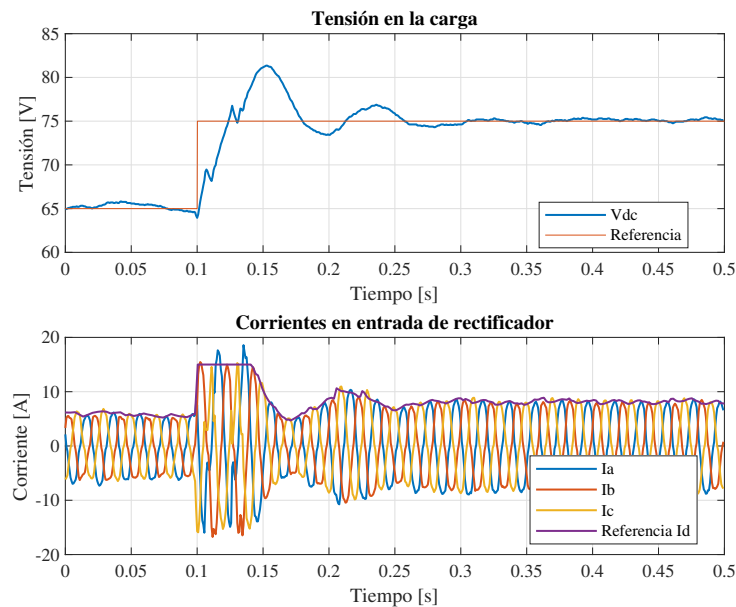


Figura 6.17: Tensión y corrientes del rectificador.

No obstante, al aplicar la transformación de Clarke y Park, usando un ángulo de orientación

ideal de 50 Hz , se obtienen las componentes de los ejes dq presentadas en la Figura 6.18, donde se destaca que la componente de eje directo sigue la referencia establecida con diferencias mínimas, mientras que la componente de eje de cuadratura presenta variaciones con respecto a su referencia de 0 A . Estas diferencias se producen principalmente porque la actuación del lazo de corriente presenta oscilaciones de aproximadamente 2 V en torno a su valor medio, causando que las corrientes en la entrada del rectificador no sigan las referencias establecidas con tanta precisión.

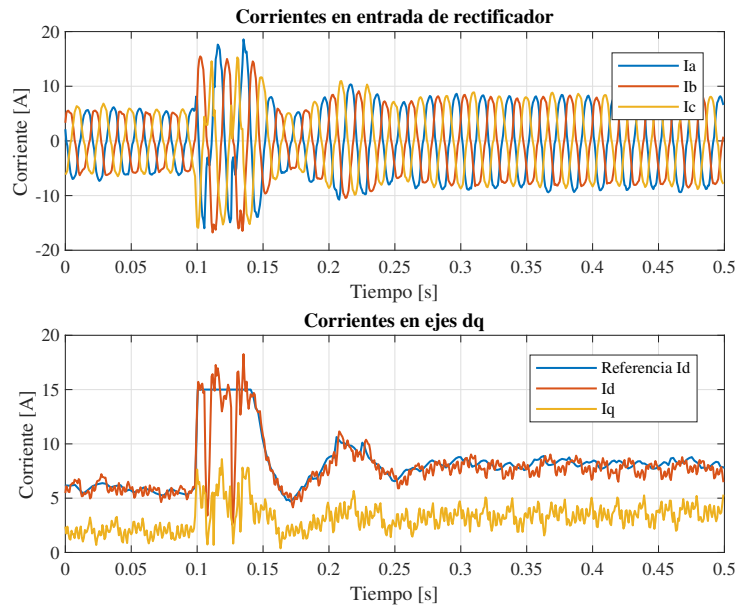


Figura 6.18: Corrientes abc y dq en la entrada del rectificador.

Los resultados obtenidos demuestran que la operación conjunta del lazo de tensión y de corriente permiten hacer seguimiento de las referencias de tensión establecidas, manteniendo el sistema en condiciones estables y operando dentro de sus límites de saturación.

Adicionalmente, el controlador de tensión cumple con los criterios de diseño, ya que su respuesta es por lo menos 15 veces más lenta que la respuesta del lazo interno, brindándole tiempo suficiente al controlador de corriente para seguir las referencias impuestas por el lazo de tensión y lograr el objetivo de controlar la tensión en la carga.

En este caso, los resultados del control de corriente para los escalones de tensión aplicados se presentan en la sección G del Apéndice. En estos, se puede notar que las componentes en ejes dq tienen un comportamiento similar al que se muestra en la Figura 6.18. Esto quiere decir que la componente de eje directo sigue su referencia, pero la componente en eje de cuadratura difiere levemente de los 0 A . Pese a ello, el lazo interno controla la corriente de manera eficaz y la tensión en la carga sigue las referencias con variaciones mínimas.

6.3 Pilas de combustible

El emulador de pilas de combustible busca representar el comportamiento eléctrico de estado estacionario y de estado transitorio de estos dispositivos. Con esto, se hace referencia a que el emulador debe tener la capacidad de mapear las curvas de polarización y

reproducir su respuesta transitoria típica. Por lo tanto, para comprobar el desempeño del emulador y de la estrategia de control propuesta, se desarrollan ensayos experimentales, cuyos resultados de tensión son comparados con las simulaciones de los modelos de pilas.

En dichos ensayos, se modifica periódicamente la resistencia de la carga para producir escalones de corriente, los cuales modifican el nivel de tensión de la carga según el modelo de pila utilizado. Esto, brinda la posibilidad de analizar la respuesta transitoria de la tensión producida por el emulador y evaluar si la respuesta coincide con los parámetros de diseño del modelo transitorio. Adicionalmente, con la información de estos ensayos es posible construir la curva de polarización de los modelos. Para ello, basta con obtener una serie de puntos correspondientes a la tensión y corriente del emulador en su estado estacionario, los cuales, al ser representados en un gráfico, dan como resultado la curva de la pila modelada.

Para llevar a cabo los ensayos se utiliza el algoritmo de tensión en su primer modo de operación y así representar el comportamiento de pilas de combustible comerciales, previamente caracterizadas. Por su parte, el modelo de estado transitorio se compone de una resistencia de $2\ \Omega$ para producir un escalón de $2\ V/A$ ante un cambio en la magnitud de corriente, con una inductancia de $6\ H$ para obtener un tiempo de asentamiento de aproximadamente 15 segundos.

6.3.1 H-300

Utilizando la información de la curva de polarización de la pila H-300 y variando la resistencia conectada en la carga del emulador, se obtienen los perfiles de tensión y de corriente que se presentan con color azul en la Figura 6.19, donde también se incluyen los escalones de corrientes aplicados en la simulación y la respuesta de tensión del modelo con color naranja.

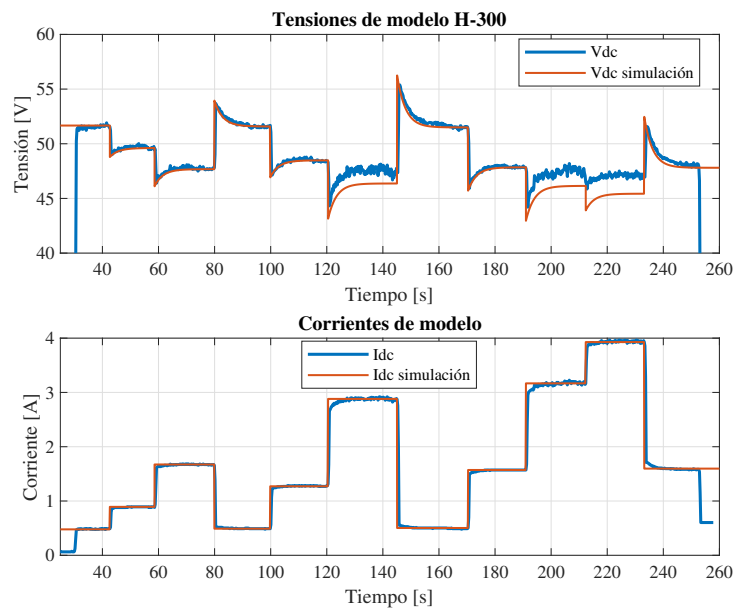


Figura 6.19: Tensión y corriente emulador H-300.

Comparando la respuesta medida del emulador con la respuesta de la simulación del modelo, se puede notar que la estrategia de control implementada sigue la referencia en la mayor parte del perfil presentado, emulando correctamente el comportamiento transitorio del modelo de pila. No obstante, hay claras diferencias que varían de 1 a 2 V entre el emulador y la simulación en los momentos que la corriente de la carga alcanza sus mayores magnitudes. Pese a ello, el perfil presentado en la Figura 6.19 tiene un RMSE de 1.01 V, implicando que los resultados obtenidos se ajustan en gran medida a la tensión del modelo, tanto en estado estacionario como en estado transitorio.

Por su parte, las diferencias no se producen por un error de referencia en la plataforma de control, sino que se deben a la saturación de los lazos de control, cuyas actuaciones se presenta en los gráficos de la Figura 6.20. Particularmente, se destaca que cuando la referencia de corriente en eje directo supera cierta magnitud, se incrementa significativamente el ruido en la actuación de ambos lazos de control, provocando la saturación prematura de la actuación que no le permite a la tensión seguir su referencia con precisión.

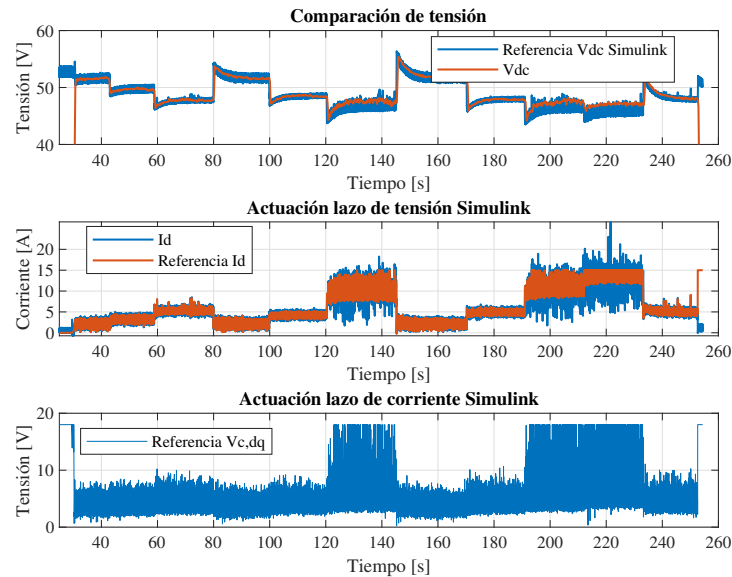


Figura 6.20: Actuaciones del modelo H-300.

El ruido presente en las actuaciones proviene principalmente de las mediciones de tensión y corriente que se utilizan en la estrategia de control, presentadas en la Figura 6.21. En estas mediciones, se ve que el ruido aparece abruptamente en el instante en que las corrientes superan los 10 A, afectando los lazos de la estrategia de control y reduciendo su efectividad.

La aparición de ruido en esos momentos específicos se puede atribuir a los rápidos cambios de encendido y apagado que experimentan los semiconductores utilizados en el rectificador, ya que al aumentar la magnitud de corriente que fluye a través de ellos y la magnitud de tensión entre sus terminales, se producen altas tasas de cambio que generan interferencia electromagnética. Esta, se propaga mediante los conductores utilizados y por radiación, pudiendo afectar directamente a los instrumentos de medición.

Otra fuente del ruido radica indirectamente en los instrumentos utilizados. Particularmente, las puntas de corriente se saturan cuando registran magnitudes superiores a 10 A

debido a la ganancia empleada, pese a que se logran medir corrientes de hasta 15 A. Dicha saturación causa que el instrumento pierda la capacidad de medir correctamente, produciendo una relación no lineal entre la corriente real y su medición. Esto conlleva a que la estrategia de control produzca un patrón de conmutación que no permite el control preciso de corriente, generando interferencia electromagnética y ruido acústico similar al de un cortocircuito en las cercanías de las inductancias utilizadas en el circuito de potencia.

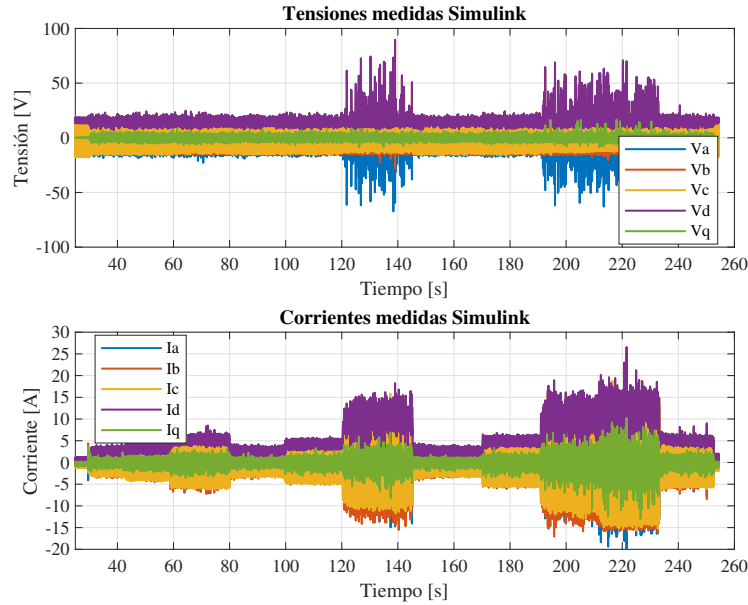


Figura 6.21: Mediciones de tensión y corrientes en la entrada del emulador H-300.

A pesar de que el emulador no logra representar completamente el perfil de la Figura 6.19, los valores de tensión en estado estacionario coinciden, en su mayoría, con los valores predichos por la simulación. Esto se puede comprobar mediante las curvas características de polarización y de potencia que se muestran en la Figura 6.22, cuyas características se resumen en la Tabla 6.1.

Tabla 6.1: Resumen de emulador H-300

Modelo H-300	
Tensión [V]	51.56 – 46.76
Corriente [A]	0.48 – 3.93
Potencia [W]	24.64 – 183.91

En este caso, la curva de polarización presenta un RMSE de 0.57 V y tiene una diferencia máxima de 1.34 V con respecto a la tensión del modelo. En cambio, la curva de potencia tiene un RMSE de 2.01 W y una diferencia máxima de 5.28 W con la curva del modelo.

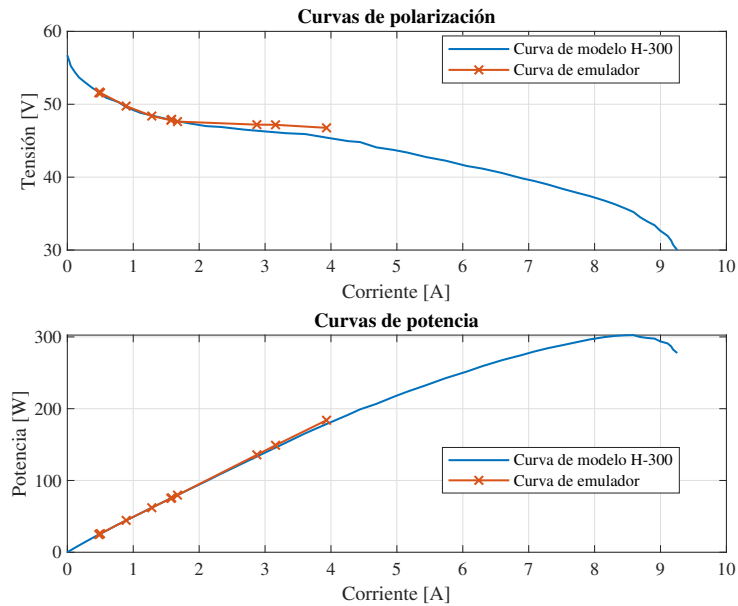


Figura 6.22: Curvas de polarización y de potencia emulador H-300.

6.3.2 H-1000

Al ingresar usa la información de la pila H-1000 y variar la resistencia en la carga del emulador, se genera el perfil de tensión de y corriente que se muestra en la Figura 6.23.

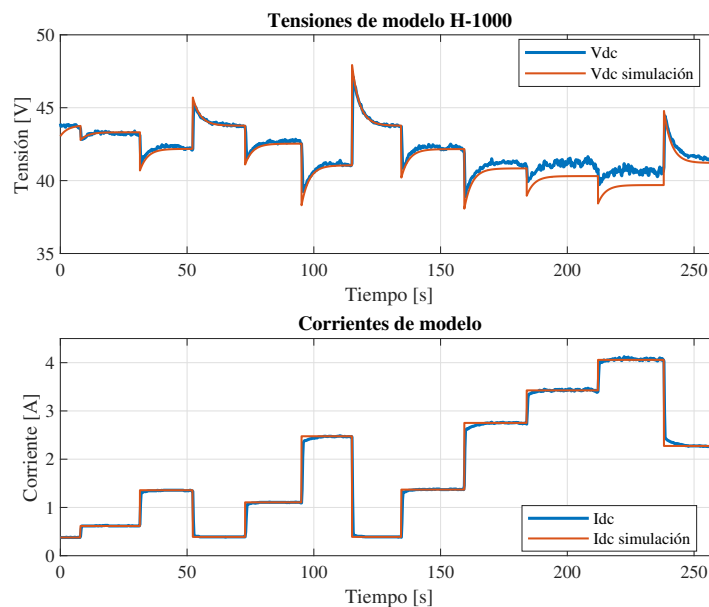


Figura 6.23: Tensión y corriente emulador H-1000.

En esta figura, se puede notar que la tensión del emulador exhibe un comportamiento muy similar a los resultados de la simulación cuando se aplican escalones de la misma magnitud que la corriente en la carga. La tensión medida presenta un RMSE de 0.702 V

en comparación a la tensión de la simulación. Esta baja magnitud indica que la respuesta del emulador logra una fiel representación del modelo de pila H-1000.

En este caso, y al igual que en los resultados del modelo anterior, las diferencias entre el emulador y la simulación se producen por la posible presencia de interferencia electromagnética, la cual es causada por la conmutación de los semiconductores al seguir un patrón de pulsos generado con mediciones de corriente que no coinciden exactamente con las variables reales. Esta interferencia afecta las mediciones de tensión y corriente, provocando que la actuación de los lazos de control tenga fuertes oscilaciones e incluso llegue a saturarse. Por su parte, los gráficos de las actuaciones de los lazos de control y las mediciones adquiridas por la plataforma de control se presentan en la sección H del Apéndice.

Con la información de estado estacionario extraída de los datos experimentales, se confeccionan las curvas de polarización y de potencia presentadas en la Figura 6.24, cuyas características se resumen en la Tabla 6.2.

Tabla 6.2: Resumen de emulador H-1000

Modelo H-1000	
Tensión [V]	43.85 – 40.62
Corriente [A]	0.38 – 4.06
Potencia [W]	16.54 – 164.85

La curva de polarización tiene un RMSE de 0.39 V y una diferencia máxima de 0.93 V con respecto a la tensión del modelo, mientras que la curva de potencia tiene un RMSE de 1.49 W y una diferencia máxima de 3.84 W en comparación a la curva del modelo.

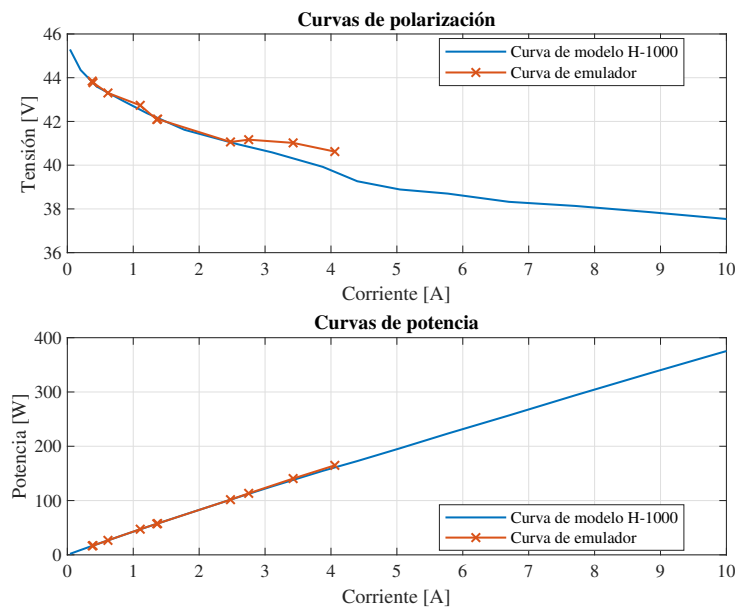


Figura 6.24: Curvas de polarización y de potencia emulador H-1000.

6.3.3 H-1000XP

Repitiendo el procedimiento anterior, pero con la información de la pila H-1000XP, se obtiene el perfil de tensión y corriente presentado en la Figura 6.25.

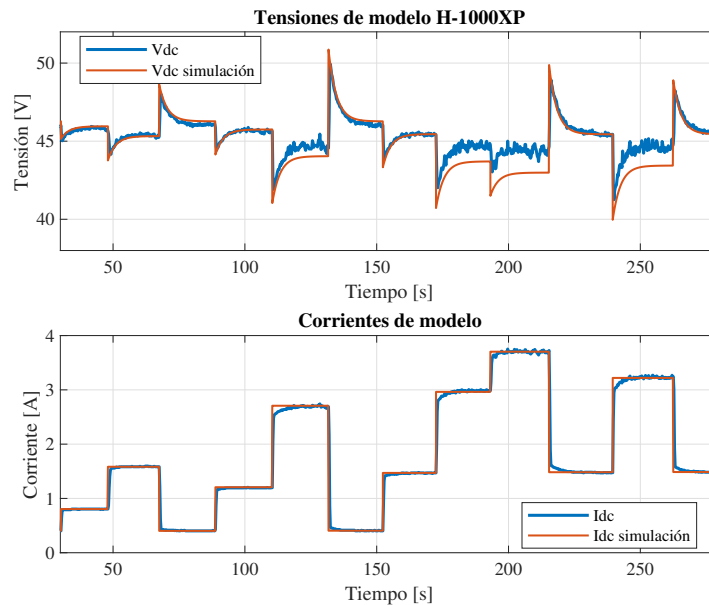


Figura 6.25: Tensión y corriente emulador H-1000XP.

En esta figura, se destaca que la tensión producida por el emulador presenta características similares a las de la simulación, pero con claras diferencias en algunos instantes. Estas diferencias se producen por la presencia de ruido en las mediciones y por la saturación de la actuación de los lazos de control, al igual que en los otros modelos de pilas presentados, las cuales se pueden ver en la sección H del Apéndice. No obstante, el perfil de tensión obtenido tiene un RMSE de 0.9 V al compararlo con el perfil simulado. Esto quiere decir que a pesar de las notorias diferencias entre la tensión medida y la simulación, el emulador logra una buena acertada representación del modelo de pila H-1000XP.

El perfil de tensión medido permite obtener las curvas características de polarización y de potencia de la pila, las cuales se muestran en la Figura 6.26 y cuyas características se resumen en la Tabla 6.3.

Tabla 6.3: Resumen de emulador H-1000XP

Modelo H-1000XP	
Tensión [V]	46.11 – 44.53
Corriente [A]	0.40 – 3.69
Potencia [W]	18.44 – 164.50

En este caso, la curva de polarización tiene un RMSE de 0.71 V y cuenta con una diferencia máxima de 1.54 V respecto a la curva del modelo. Por otra parte, la curva de potencia tiene un RMSE de 2.4 W y una diferencia máxima de 5.74 W con la curva de potencia del modelo.

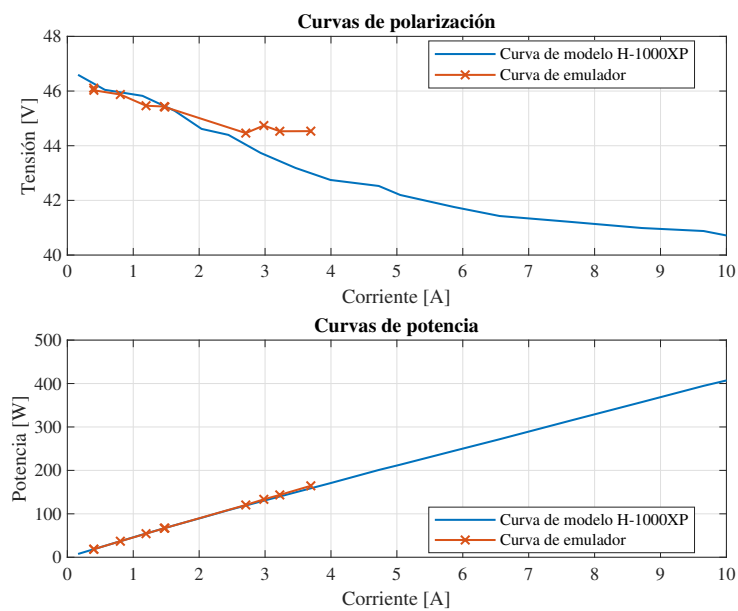


Figura 6.26: Curvas de polarización y de potencia emulador H-1000XP.

Capítulo 7

Conclusiones

El emulador de pilas de combustible debe representar el estado estacionario y transitorio de la tensión producida por estos dispositivos al modificar su carga, lo cual plantea un importante reto debido al comportamiento no lineal entre su tensión y corriente. Por ende, se estudian las principales características del funcionamiento eléctrico de las pilas y de los sistemas auxiliares asociados a su operación, comprendiendo las magnitudes que se alcanzan en estado estacionario y distinguiendo los diferentes fenómenos transitorios que ocurren al variar el nivel de carga. Esto permite proponer un modelo de pila que brinda la posibilidad de utilizar una curva de polarización teórica o una curva existente para emular el estado estacionario, pero que a su vez determina las características de la respuesta transitoria mediante la elección de parámetros RL de un circuito eléctrico, convirtiéndolo en un modelo versátil y sencillo de utilizar.

Las características eléctricas de las pilas de combustible que se desean emular influyen considerablemente en la operación y diseño del rectificador de frente activo. La causa de esto radica en la disminución de la tensión de los modelos de pilas en la medida que aumenta su corriente, al mismo tiempo que el rectificador debe mantener un nivel mínimo de tensión continua para no comprometer su estabilidad. Esto constituye un importante desafío en el que se debe equilibrar entre un amplio rango de emulación y parámetros eléctricos físicamente posibles para el rectificador. Por lo tanto, para lograr determinar el rango de operación del rectificador y poder dimensionar sus componentes, se propone un método basado en la potencia suministrada desde la fuente trifásica y la potencia de los modelos de pilas, el cual considera los límites de estabilidad del rectificador y puede ser fácilmente aplicable a futuros emuladores compuestos por diferentes topologías de convertidores.

El kit de desarrollo LAUNCHXL-F28379D de Texas Instruments posee todas las características y funciones necesarias para desarrollar el emulador de pilas de combustible, ya que permite tomar mediciones, realizar cálculos complejos, configurar protecciones digitales, implementar lazos de control con funciones de transferencia y generar patrones de pulsos PWM de alta frecuencia, todo en tiempo real. Además, la programación de la plataforma de control no requiere el conocimiento de lenguajes de programación específicos, ya que se realiza en el ambiente de MATLAB Simulink. En este caso, los resultados del esquema de control demuestran el buen desempeño del kit de desarrollo y el correcto funcionamiento de las protecciones digitales implementadas, convirtiéndolo en una excelente opción para futuras aplicaciones de control.

Los resultados de la estrategia VOC demuestran que los lazos de control cumplen satisfactoriamente con los criterios de diseño propuestos, tardando aproximadamente 100 *ms* en controlar la tensión continua de la carga. Esto, constituye un punto fundamental para desarrollar el emulador de pilas de combustible, ya que la respuesta de la estrategia de control debe ser al menos igual de rápida que la dinámica típica de las pilas que se desea emular, la cual puede durar desde varios segundos hasta algunos minutos. En base a esto, se concluye que los controladores tipo PI proporcionan una respuesta adecuada para el emulador, debido a que se pueden diseñar con el fin de que la estrategia de control sea al menos uno o dos órdenes de magnitud más rápidos que los modelos de pilas. De esta manera, los fenómenos transitorios como overshoots y undershoots no afectan la capacidad de emulación debido su dinámica varias veces más rápida que la dinámica establecida en la referencia del lazo de tensión.

Por su parte, los resultados del emulador de pilas de combustible se ajustan en gran medida a la tensión de los modelos utilizados, tanto en estado estacionario como en transitorio, ya que el RMSE de los perfiles de tensión presentados es del orden 1 *V* o menos. Adicionalmente, al comparar las curvas de polarización y de potencia obtenidas a partir de los datos experimentales, se miden errores relativos cercanos al 2% con respecto a los valores predichos por los modelos. Esto, permite concluir que el emulador de pilas es capaz de representar el comportamiento de los modelos utilizados con gran exactitud, pese a que el rango de representación es acotado debido a las limitaciones de corriente y al excesivo ruido introducido en las mediciones, impidiendo cubrir todo el espectro de potencias para el cual fue diseñado. Además, es relevante considerar que el diseño propuesto se basa en los modelos de pilas utilizados. Por ende, si se desea emular otra pila, es necesario evaluar las condiciones de operación y así determinar si se requiere dimensionar nuevamente el emulador.

Como recomendaciones y trabajos futuros relacionados al desarrollo de emuladores de pilas de combustible, se proponen los siguientes puntos:

- Estudiar la posibilidad de utilizar una topología de convertidor diferente, como un convertidor reductor o de otro tipo, que permita controlar bajos niveles de tensión con altas corrientes. Esta recomendación se basa en el hecho de que el rectificador AFE no es la mejor opción para desarrollar el emulador, debido a que presenta restricciones relacionadas a la tensión mínima que se puede controlar en su salida, limitando las características de modelos de pilas que se pueden emular.
- Incluir filtros Anti-Aliasing y sistemas de blindaje contra interferencia electromagnética para eliminar el ruido de alta frecuencia en las mediciones que ingresan al ADC de la plataforma de control. Estos elementos permitirían aumentar la precisión de las señales medidas y mejorar la calidad de los resultados. Aunque el emulador desarrollado demuestra un buen desempeño incluso sin utilizar estos elementos.
- Desarrollar un modelo de pilas de combustible que incluya variaciones de sus condiciones de operación en tiempo real, como diferencias de temperatura o cambios en la humedad relativa de la membrana. Esto representa un importante desafío, ya que dicho modelo sería mucho más preciso y realista, pero aumentaría considerablemente su nivel de complejidad.

Bibliografía

- [1] M. de Energía, “Carbono neutralidad en el sector energía: Proyección de consumo energético nacional 2020.” Tech. Rep., 2020.
- [2] O. Z. Sharaf and M. F. Orhan, “An overview of fuel cell technology: Fundamentals and applications,” *Renewable and Sustainable Energy Reviews*, vol. 32, pp. 810–853, 2014.
- [3] J.-S. Lai and M. W. Ellis, “Fuel cell power systems and applications,” *Proceedings of the IEEE*, vol. 105, no. 11, pp. 2166–2190, 2017.
- [4] O. Gröger, H. A. Gasteiger, and J.-P. Suchsland, “Review—electromobility: Batteries or fuel cells?” *Journal of The Electrochemical Society*, vol. 162, no. 14, p. A2605, oct 2015.
- [5] C. H. T. Lee, W. Hua, T. Long, C. Jiang, and L. V. Iyer, “A critical review of emerging technologies for electric and hybrid vehicles,” *IEEE Open Journal of Vehicular Technology*, vol. 2, pp. 471–485, 2021.
- [6] S.-I. Sohn, J.-H. Oh, Y.-S. Lee, D.-H. Park, and I.-K. Oh, “Design of a fuel-cell-powered catamaran-type unmanned surface vehicle,” *IEEE Journal of Oceanic Engineering*, vol. 40, no. 2, pp. 388–396, 2015.
- [7] L. Xu, Y. Huangfu, R. Ma, R. Xie, Z. Song, D. Zhao, Y. Yang, Y. Wang, and L. Xu, “A comprehensive review on fuel cell uav key technologies: Propulsion system, management strategy, and design procedure,” *IEEE Transactions on Transportation Electrification*, vol. 8, no. 4, pp. 4118–4139, 2022.
- [8] S. Roth and P. Tricoli, “Stationary fuel cell power supply for railway electrification systems,” in *2023 IEEE 17th International Conference on Compatibility, Power Electronics and Power Engineering (CPE-POWERENG)*, 2023, pp. 1–6.
- [9] V. Cigolotti, M. Genovese, and P. Fragiaco, “Comprehensive review on fuel cell technology for stationary applications as sustainable and efficient poly-generation energy systems,” *Energies*, vol. 14, no. 16, 2021.
- [10] S. Sahoo and P. Timmann, “Energy storage technologies for modern power systems: A detailed analysis of functionalities, potentials, and impacts,” *IEEE Access*, vol. 11, pp. 49 689–49 729, 2023.
- [11] L. Fan, Z. Tu, and S. H. Chan, “Recent development of hydrogen and fuel cell technologies: A review,” *Energy Reports*, vol. 7, pp. 8421–8446, 2021.
- [12] F. Rigas and P. Amyotte, “Myths and facts about hydrogen hazards,” *Chemical Engineering Transactions*, vol. 31, pp. 913–918, May 2013.

- [13] S. T. Thompson, B. D. James, J. M. Huya-Kouadio, C. Houchins, D. A. DeSantis, R. Ahluwalia, A. R. Wilson, G. Kleen, and D. Papageorgopoulos, "Direct hydrogen fuel cell electric vehicle cost analysis: System and high-volume manufacturing description, validation, and outlook," *Journal of Power Sources*, vol. 399, pp. 304–313, 2018.
- [14] A. Kampker, P. Ayvaz, C. Schön, J. Karstedt, R. Förstmann, and F. Welker, "Challenges towards large-scale fuel cell production: Results of an expert assessment study," *International Journal of Hydrogen Energy*, vol. 45, no. 53, pp. 29 288–29 296, 2020.
- [15] J. Rodriguez, J. Dixon, J. Espinoza, J. Pontt, and P. Lezana, "Pwm regenerative rectifiers: state of the art," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 52, no. 1, pp. 5–22, 2005.
- [16] S. Samuelson, "The automotive future belongs to fuel cells range, adaptability, and refueling time will ultimately put hydrogen fuel cells ahead of batteries," *IEEE Spectrum*, vol. 54, no. 2, pp. 38–43, 2017.
- [17] J. Pukrushpan, A. Stefanopoulou, and H. Peng, "Control of fuel cell breathing," *Control Systems, IEEE*, vol. 24, pp. 30 – 46, 05 2004.
- [18] B. Blunier and A. Miraoui, "Optimization and air supply management of a polymer electrolyte fuel cell," in *2005 IEEE Vehicle Power and Propulsion Conference*, 2005, pp. 7 pp.–.
- [19] C. Kunusch, P. F. Puleston, M. A. Mayosky, and J. Riera, "Sliding mode strategy for pem fuel cells stacks breathing control using a super-twisting algorithm," *IEEE Transactions on Control Systems Technology*, vol. 17, no. 1, pp. 167–174, 2009.
- [20] C. A. Ramos-Paja, C. Bordons, A. Romero, R. Giral, and L. Martinez-Salamero, "Minimum fuel consumption strategy for pem fuel cells," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 56, no. 3, pp. 685–696, 2009.
- [21] J. Chen, Z. Liu, F. Wang, Q. Ouyang, and H. Su, "Optimal oxygen excess ratio control for pem fuel cells," *IEEE Transactions on Control Systems Technology*, vol. 26, no. 5, pp. 1711–1721, 2018.
- [22] F. Marignetti, M. Minutillo, A. Perna, and E. Jannelli, "Assessment of fuel cell performance under different air stoichiometries and fuel composition," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 58, no. 6, pp. 2420–2426, 2011.
- [23] F. Asensio, J. San Martín, I. Zamora, G. Saldaña, and O. Oñederra, "Analysis of electrochemical and thermal models and modeling techniques for polymer electrolyte membrane fuel cells," *Renewable and Sustainable Energy Reviews*, vol. 113, p. 109283, 2019.
- [24] S. M. C. Ang, E. S. Fraga, N. P. Brandon, N. J. Samsatli, and D. J. Brett, "Fuel cell systems optimisation – methods and strategies," *International Journal of Hydrogen Energy*, vol. 36, no. 22, pp. 14 678–14 703, 2011, fuel Cell Technologies: FUCETECH 2009.
- [25] J. C. Amphlett, R. M. Baumert, R. F. Mann, B. A. Peppley, P. R. Roberge, and T. J. Harris, "Performance modeling of the ballard mark iv solid polymer electrolyte fuel cell: I . mechanistic model development," *Journal of The Electrochemical Society*, vol. 142, no. 1, p. 1, jan 1995.

- [26] J. Amphlett, R. Mann, B. Peppley, P. Roberge, and A. Rodrigues, "A model predicting transient responses of proton exchange membrane fuel cells," *Journal of Power Sources*, vol. 61, no. 1, pp. 183–188, 1996.
- [27] I. San Martín, A. Ursúa, and P. Sanchis, "Modelling of pem fuel cell performance: Steady-state and dynamic experimental validation," *Energies*, vol. 7, no. 2, pp. 670–700, 2014.
- [28] X. Xue, J. Tang, A. Smirnova, R. England, and N. Sammes, "System level lumped-parameter dynamic modeling of pem fuel cell," *Journal of Power Sources*, vol. 133, no. 2, pp. 188–204, 2004.
- [29] S. Sharifi Asl, S. Rowshanzamir, and M. Eikani, "Modelling and simulation of the steady-state and dynamic behaviour of a pem fuel cell," *Energy*, vol. 35, no. 4, pp. 1633–1646, 2010, demand Response Resources: the US and International Experience.
- [30] J. Pukrushpan, H. Peng, and A. Stefanopoulou, "Simulation and analysis of transient fuel cell system performance based on a dynamic reactant flow model," *ASME Int. Mech. Eng. Congress Expo.*, vol. 2, 01 2002.
- [31] A. J. del Real, A. Arce, and C. Bordons, "Development and experimental validation of a pem fuel cell dynamic model," *Journal of Power Sources*, vol. 173, no. 1, pp. 310–324, 2007.
- [32] F. Z. Belhaj, H. Fadil, Z. Idrissi, A. Intidam, M. Koundi, and F. Giri, "New equivalent electrical model of a fuel cell and comparative study of several existing models with experimental data from the pemfc nexa 1200 w," *Micromachines*, vol. 12, p. 1047, 08 2021.
- [33] B. Singh, S. Gairola, B. N. Singh, A. Chandra, and K. Al-Haddad, "Multipulse ac–dc converters for improving power quality: A review," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 23, no. 1, pp. 260–281, 2008.
- [34] B. Patnaik, S. Kumar, and S. Gawre, "Recent advances in converters and storage technologies for more electric aircrafts: A review," *IEEE Journal on Miniaturization for Air and Space Systems*, vol. 3, no. 3, pp. 78–87, 2022.
- [35] M. Safayatullah, M. T. Elrais, S. Ghosh, R. Rezaii, and I. Batarseh, "A comprehensive review of power converter topologies and control methods for electric vehicle fast charging applications," *IEEE Access*, vol. 10, pp. 40 753–40 793, 2022.
- [36] C. Wang, P. Zheng, and J. Bauman, "A review of electric vehicle auxiliary power modules: Challenges, topologies, and future trends," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 38, no. 9, pp. 11 233–11 244, 2023.
- [37] B. Singh, B. Singh, A. Chandra, K. Al-Haddad, A. Pandey, and D. Kothari, "A review of three-phase improved power quality ac-dc converters," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 51, no. 3, pp. 641–660, 2004.
- [38] M. P. Kazmierkowski, M. Malinowski, and M. Bech, "Chapter 4 - pulse width modulation techniques for three-phase voltage source converters," in *Control in Power Electronics*, ser. Academic Press Series in Engineering, M. P. Kazmierkowski, R. Krishnan, and F. Blaaajerg, Eds. Burlington: Academic Press, 2002, pp. 89–160.
- [39] J. Holtz, "Pulsewidth modulation for electronic power conversion," *Proceedings of the IEEE*, vol. 82, no. 8, pp. 1194–1214, 1994.

- [40] S. S. Lechat, “Voltage oriented control of three-phase boost pwm converters,” Master of Science Thesis in Electric Power Engineering, Chalmers University Of Technology, 2010.
- [41] S. Borreggine, V. G. Monopoli, G. Rizzello, D. Naso, F. Cupertino, and R. Consoletti, “A review on model predictive control and its applications in power electronics,” in *2019 AEIT International Conference of Electrical and Electronic Technologies for Automotive (AEIT AUTOMOTIVE)*, 2019, pp. 1–6.
- [42] K. J. Åström and B. Wittenmark, *Computer-Controlled Systems (3rd Ed.)*. USA: Prentice-Hall, Inc., 1997.
- [43] T. E. Springer, T. A. Zawodzinski, and S. Gottesfeld, “Polymer electrolyte fuel cell model,” *Journal of The Electrochemical Society*, vol. 138, no. 8, p. 2334, aug 1991.
- [44] *H-300 Fuel Cell Stack User Manual*, Horizon Fuel Cell Technologies, Aug. 2013.
- [45] H. il Kim, C. Y. Cho, J. H. Nam, D. Shin, and T.-Y. Chung, “A simple dynamic model for polymer electrolyte membrane fuel cell (pemfc) power modules: Parameter estimation and model prediction,” *International Journal of Hydrogen Energy*, vol. 35, no. 8, pp. 3656–3663, 2010.
- [46] F. D. Freijedo, J. Doval-Gandoy, O. Lopez, and E. Acha, “Tuning of phase-locked loops for power converters under distorted utility conditions,” *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 45, no. 6, pp. 2039–2047, Nov 2009.
- [47] M. Zarif and M. Monfared, “Step-by-step design and tuning of voc control loops for grid connected rectifiers,” *International Journal of Electrical Power & Energy Systems*, vol. 64, pp. 708–713, 2015.
- [48] Y. Peng, D. Vrancic, and R. Hanus, “Anti-windup, bumpless, and conditioned transfer techniques for pid controllers,” *IEEE Control Systems Magazine*, vol. 16, no. 4, pp. 48–57, 1996.

Apéndice A

Código obtención de datos curvas V-I

```
1 rutaCarpeta = 'C:\Users\costl\OneDrive - Universidad Tecnica
    Federico Santa Maria\Desktop\RAMOS\ELI\Seminario\Temas
    Memoria\simulaciones\Control Inversor\FC curvas V-I'; %
    Ruta de la carpeta donde esta la imagen
2 nombreArchivo = 'H1000-paper2.png'; % Nombre de la imagen
3 rutaCompleta = fullfile(rutaCarpeta, nombreArchivo);
4 img = imread(rutaCompleta);
5 imshow(img); % Muestra la imagen para la calibracion manual
6 % Limites del grafico
7 XMAX = 3500;
8 XMIN = 0;
9 YMAX = 50;
10 YMIN = -10;
11 [x,y] = ginput(2); % Click dos puntos del grafico,
    preferentemente el (0,0) y el extremo opuesto del grafico
12 [x_curve,y_curve] = ginput(50); % Se da la posibilidad de
    hacer 50 Clicks para mapear la curva de la imagen
13 % Factores de escala
14 x_scale = (XMAX-XMIN)/(x(2)-x(1));
15 y_scale = (YMAX-YMIN)/(y(2)-y(1));
16 % Se hacen vectores para graficar la curva mapeada
17 x_real = transpose(XMIN+x_scale*(x_curve-x(1)));
18 y_real = transpose(YMIN+y_scale*(y_curve-y(1)));
```

Apéndice B

Pilas de combustible caracterizadas

En esta sección se presentan más modelos de pilas de combustible, además del modelo H-300, los cuales son caracterizados para representar su comportamiento de estado estacionario y transitorio mediante el primer modo de operación del algoritmo de tensión propuesto.

La información de cada punto de las curvas de polarización está incluida en el código principal de la simulación.

B.1 Pila de combustible H-1000

La pila de combustible H-1000 se caracteriza a partir de la curva de polarización de color rosado que entrega el fabricante, la cual se presenta en la Figura B.1. Por su parte, la curva de potencia de este modelo se muestra en la Figura B.2.

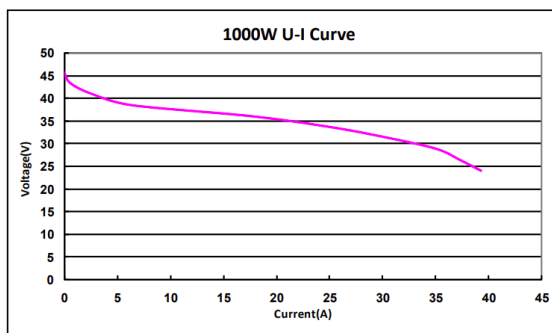


Figura B.1: Polarización H-1000.

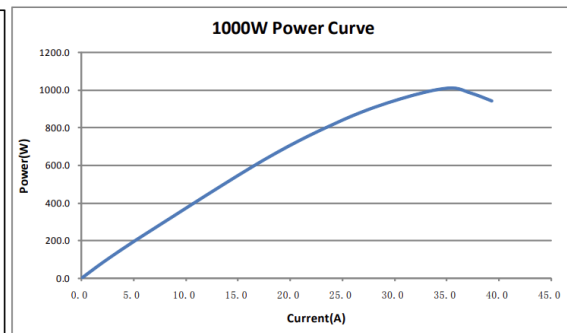


Figura B.2: Potencia H-1000.

La información extraída de la curva de polarización se ingresa al algoritmo de tensión y se aplica una rampa de corriente en el modelo. Este procedimiento da como resultado las curvas de la Figura B.4, las cuales se ajustan casi en su totalidad a la curva de polarización y a la curva de potencia.

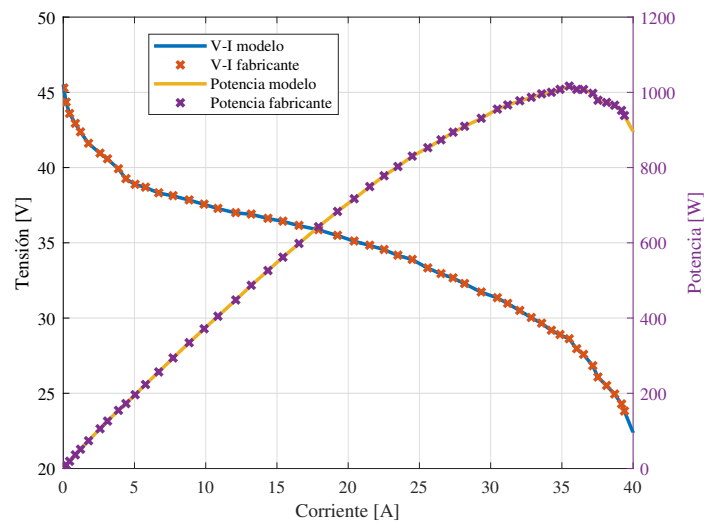


Figura B.3: Curvas V-I y de potencia pila H-1000.

B.2 Pila de combustible H-1000XP

La pila de combustible H-1000XP es caracterizada con la curva de polarización presentada en la Figura B.4, donde también se presenta su curva de potencia.

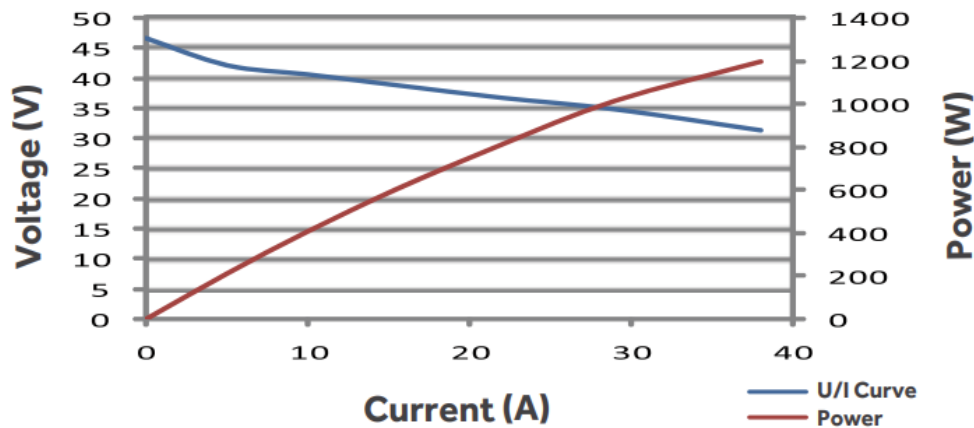


Figura B.4: Curvas características de pila H-1000XP.

La información de la curva de polarización se ingresa al algoritmo de tensión. Se realiza el mismo procedimiento que se lleva a cabo con el modelo de pila anterior y se obtiene la curva de polarización y de potencia de este modelo, las cuales se presentan en la Figura B.5.

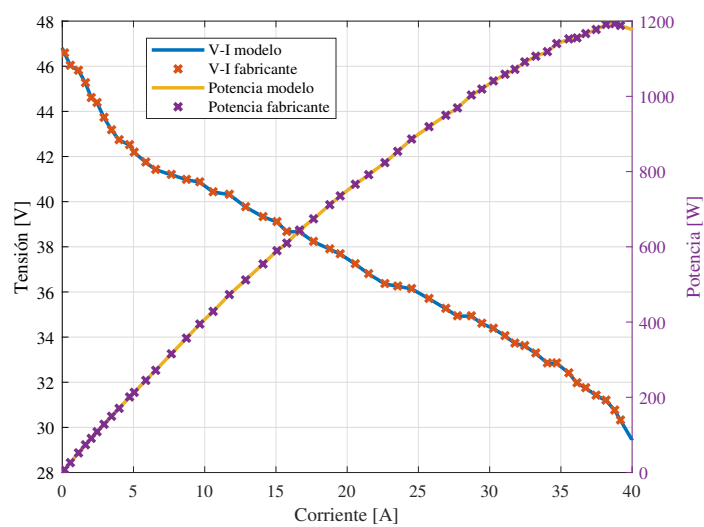


Figura B.5: Curvas V-I y de potencia pila H-1000XP.

Apéndice C

Transformación de sistema de coordenadas

C.1 Transformada de Clarke

La Transformada de Clarke permite representar un sistema de vectores trifásicos como un único vector en un sistema de coordenadas ortogonal $\alpha\beta$, denominado fasor espacial $x_{\alpha\beta}$. En la ecuación (C.1) se presenta esta transformada en su forma invariante en amplitud y en la ecuación (C.2) se presenta su forma matricial, en la cual incluye la variable γ para representar la secuencia cero de las variables trifásicas.

$$x_{\alpha\beta} = x_{\alpha} + jx_{\beta} = \frac{3}{2} \cdot \left[x_a + x_b \cdot e^{j\frac{2\pi}{3}} + x_c \cdot e^{-j\frac{2\pi}{3}} \right] \quad (C.1)$$

$$\begin{bmatrix} x_{\alpha} \\ x_{\beta} \\ \gamma \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} x_a \\ x_b \\ x_c \end{bmatrix} \quad (C.2)$$

Esta forma se denomina invariante en amplitud porque el valor instantáneo de la fase a es igual al valor instantáneo de la componente α en ausencia de secuencia cero, tal como se muestra en la transformada inversa de la ecuación (C.3).

$$\begin{bmatrix} x_a \\ x_b \\ x_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 1 \\ -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} & 1 \\ -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} & 1 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} x_{\alpha} \\ x_{\beta} \\ \gamma \end{bmatrix} \quad (C.3)$$

La representación gráfica de esta transformación se muestra en la Figura C.1.

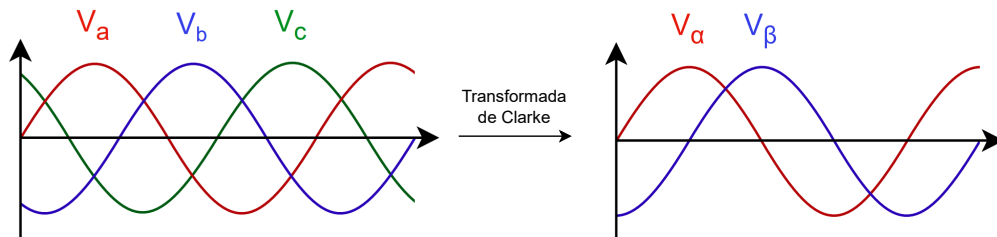


Figura C.1: Transformación de Clarke.

C.2 Transformada de Park

La Transformada de Park efectúa una rotación del fasor espacial $x_{\alpha\beta}$ en el plano complejo, como se describe en la ecuación (C.4), donde θ representa el ángulo de rotación entre el sistema de referencia síncrono dq y el sistema de referencia $\alpha\beta$.

$$x_{dq} = x_{\alpha\beta} \cdot e^{-j\theta} \quad (\text{C.4})$$

El sistema de referencia dq se denomina síncrono porque el ángulo de rotación θ varía con una tasa de cambio igual a frecuencia angular del fasor espacial $x_{\alpha\beta}$. Esto implica que el sistema de referencia mantiene su rotación sincronizada con el fasor espacial, lo que a su vez garantiza que las componentes del fasor permanezcan constantes.

La Transformada de Park también puede ser representada mediante el sistema matricial de la ecuación (C.5), mientras que la transformada inversa corresponde a la ecuación (C.6).

$$\begin{bmatrix} x_d \\ x_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \sin(\theta) \\ -\sin(\theta) & \cos(\theta) \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} x_\alpha \\ x_\beta \end{bmatrix} \quad (\text{C.5})$$

$$\begin{bmatrix} x_\alpha \\ x_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(\theta) & -\sin(\theta) \\ \sin(\theta) & \cos(\theta) \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} x_d \\ x_q \end{bmatrix} \quad (\text{C.6})$$

Esta transformación tiene como resultado que las variables parezcan estáticas desde el sistema de referencia síncrono, puesto que este gira a la misma velocidad, pasando de ser variables sinusoidales a variables constantes, tal como se puede notar en el esquema de la Figura C.2.

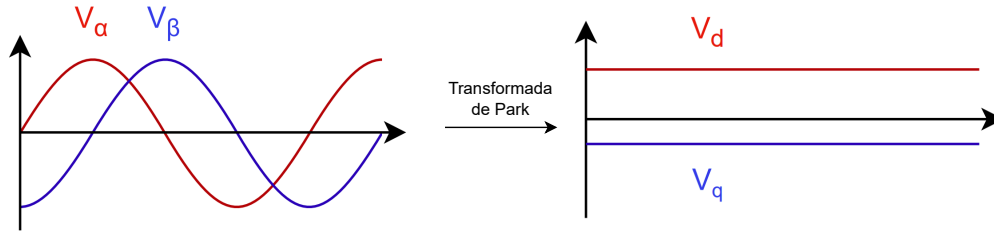


Figura C.2: Transformación de Park.

Apéndice D

Ecuaciones eléctricas en coordenadas dq

D.1 Potencia instantánea de la red

Para determinar la potencia instantánea suministrada por la red se recurre al producto entre el fasor espacial de tensión y el conjugado del fasor espacial de corriente, tal como se describe en la ecuación (D.1), en el sistema de coordenadas dq . No obstante, cabe destacar que esta ecuación es igual en el sistema de coordenadas $\alpha\beta$, ya que la Transformada de Park efectúa únicamente una rotación compleja y no altera la magnitud de los fasores.

$$S = v_{dq} \cdot (i_{dq})^* = v_{\alpha\beta} \cdot (i_{\alpha\beta})^* \quad (\text{D.1})$$

Aplicando la Transformada de Clarke inversa a la tensión y corriente de la ecuación (D.1), se descompone el producto en función de las tensiones y corrientes instantáneas de la red, obteniendo la ecuación (D.2).

$$v_{\alpha\beta} \cdot (i_{\alpha\beta})^* = \left(\frac{2}{3}\right)^2 \cdot \left(V_a + V_b \cdot e^{j\frac{2\pi}{3}} + V_c \cdot e^{-j\frac{2\pi}{3}}\right) \cdot \left(I_a + I_b \cdot e^{-j\frac{2\pi}{3}} + I_c \cdot e^{j\frac{2\pi}{3}}\right) \quad (\text{D.2})$$

Posteriormente, se desarrolla la ecuación (D.2) y se calcula su componente real e imaginaria, resultando en las ecuaciones (D.3) y (D.4), respectivamente.

$$\Re\{v_{\alpha\beta} \cdot (i_{\alpha\beta})^*\} = \left(\frac{2}{3}\right)^2 \cdot \left[\frac{3}{2} \cdot (V_a I_a + V_b I_b + V_c I_c)\right] \quad (\text{D.3})$$

$$\Im\{v_{\alpha\beta} \cdot (i_{\alpha\beta})^*\} = \left(\frac{2}{3}\right)^2 \cdot \left[\frac{\sqrt{3}}{2} \cdot (V_a \cdot (I_c - I_b) + V_b \cdot (I_a - I_c) + V_c \cdot (I_b - I_a))\right] \quad (\text{D.4})$$

De estas últimas dos ecuaciones, se define la potencia activa instantánea suministrada por la red en la ecuación (D.5), mientras que la potencia reactiva instantánea queda definida por la ecuación (D.6).

$$P = \frac{3}{2} \cdot \Re\{v_{\alpha\beta} \cdot (i_{\alpha\beta})^*\} = \frac{3}{2} \cdot \Re\{v_{dq} \cdot (i_{dq})^*\} = V_a I_a + V_b I_b + V_c I_c \quad (\text{D.5})$$

$$\begin{aligned} Q &= \frac{3}{2} \cdot \Im\{v_{\alpha\beta} \cdot (i_{\alpha\beta})^*\} = \frac{3}{2} \cdot \Im\{v_{dq} \cdot (i_{dq})^*\} \\ &= \frac{\sqrt{3}}{3} \cdot (V_a \cdot (I_c - I_b) + V_b \cdot (I_a - I_c) + V_c \cdot (I_b - I_a)) \end{aligned} \quad (\text{D.6})$$

Por lo tanto, las expresiones para la potencia activa y reactiva en términos de los fasores espaciales de tensión y corriente corresponden a las ecuaciones (D.7) y (D.8), respectivamente.

$$P = \frac{3}{2} \cdot (v_d i_d + v_q i_q) \quad (\text{D.7})$$

$$Q = \frac{3}{2} \cdot (v_q i_d - v_d i_q) \quad (\text{D.8})$$

D.2 Ecuación dinámica de corriente

El sistema de ecuaciones (2.6) gobierna el comportamiento de la corriente trifásica de entrada al convertidor. A este se le aplica la Transformada de Clarke (C.1) para expresarlo en el sistema de referencia ortogonal $\alpha\beta$, obteniéndose el sistema (D.9).

$$\begin{bmatrix} v_\alpha \\ v_\beta \end{bmatrix} = R \cdot \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} + L \cdot \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} v_{c,\alpha} \\ v_{c,\beta} \end{bmatrix} \quad (\text{D.9})$$

Este sistema de ecuaciones puede ser reordenado como una sola ecuación si se suma componente real α y la componente imaginaria β de los fasores espaciales, tal como se muestra en la ecuación (D.10).

$$v_{\alpha\beta} = R \cdot i_{\alpha\beta} + L \cdot \frac{di_{\alpha\beta}}{dt} + v_{c,\alpha\beta} \quad (\text{D.10})$$

En este sistema de referencia, los fasores espaciales rotan a la frecuencia angular de la red en el sistema de referencia $\alpha\beta$. Por lo tanto, es necesario aplicar la Transformada de Park para cambiar a un sistema de referencia síncrono dq , el cual permita trabajar con un fasor espacial de componentes constantes.

Para llevar a cabo la Transformada de Park, se utiliza la estimación del ángulo del fasor espacial de tensión $v_{\alpha\beta}$ obtenida mediante el uso del PLL, asegurando así que el fasor de tensión solo tenga componente en el eje d . La ecuación dinámica resultante se corresponde con la ecuación (D.11), que se emplea para modelar la respuesta de la planta en el lazo de control de corriente.

$$\begin{aligned} v_{dq} &= R \cdot i_{dq} + L \cdot \frac{di_{dq}}{dt} + j\omega L \cdot i_{dq} + v_{c,dq} \\ v_d &= R \cdot (i_d + ji_q) + L \cdot \frac{d(i_d + ji_q)}{dt} + j\omega L \cdot (i_d + ji_q) + (v_{c,d} + jv_{c,q}) \end{aligned} \quad (\text{D.11})$$

Apéndice E

Sintonización de controladores

E.1 Controlador PLL

La función de transferencia de lazo cerrado del PLL presentado en la Figura 4.4 esta dada por la expresión (E.1), la cual tiene dos polos que son asignados en base a los parámetros del controlador tipo PI propuesto.

$$H(s)_{PLL} = \frac{k_{cpll} \cdot \tau_{cpll} \cdot s + k_{cpll}}{\tau_{cpll} \cdot s^2 + k_{cpll} \cdot \tau_{cpll} \cdot s + k_{cpll}} \quad (E.1)$$

Para la asignación de polos se representa el denominador de la función (E.1) como un sistema canónico de segundo orden de la ecuación (E.2), cuya solución está dada por (E.3). Donde ζ es el factor de amortiguamiento y ω_n la frecuencia natural no amortiguada del lazo cerrado.

$$s^2 + 2\zeta\omega_n \cdot s + \omega_n^2 = s^2 + k_{cpll} \cdot s + \frac{k_{cpll}}{\tau_{cpll}} = 0 \quad (E.2)$$

$$s_{1,2} = -\zeta\omega_n \pm j\omega_n\sqrt{1-\zeta^2} \quad (E.3)$$

De esta manera, se pueden seleccionar los parámetros del controlador para obtener la respuesta dinámica deseada.

$$k_{cpll} = 2\zeta\omega_n \quad (E.4)$$

$$\tau_{cpll} = \frac{2\zeta}{\omega_n} \quad (E.5)$$

E.2 Controlador de corriente

La función de transferencia de lazo cerrado del control de corriente de la Figura 4.9 está definida por la expresión (E.6).

$$\frac{i_d(s)}{i_{d\ ref}(s)} = \frac{k_{ci} \cdot k_i \cdot \tau_{ci} \cdot s + k_{ci} \cdot k_i}{\tau_{ci} \cdot \tau_d \cdot \tau_i \cdot s^3 + \tau_{ci} \cdot (\tau_d + \tau_i) \cdot s^2 + \tau_{ci} \cdot (k_{ci} \cdot k_i + 1) + k_{ci} \cdot k_i} \quad (E.6)$$

De esta expresión se puede notar que los polos de la función de transferencia dependen de los parámetros de la planta, del retardo del convertidor y de los parámetros del controlador. Esto implica que se puede modificar la respuesta dinámica del lazo cerrado con una adecuada elección de parámetros k_{ci} y τ_{ci} .

En este caso, la función de transferencia presenta tres polos. Sin embargo, si la frecuencia de la señal portadora de modulación es significativamente alta, la constante de tiempo del retardo puede aproximarse a cero. Este supuesto permite simplificar la función de transferencia, resultando en la expresión (E.7).

$$\frac{i_d(s)}{i_{d\ ref}(s)} = \frac{k_{ci} \cdot k_i \cdot \tau_{ci} \cdot s + k_{ci} \cdot k_i}{\tau_{ci} \cdot \tau_i \cdot s^2 + \tau_{ci} \cdot (k_{ci} \cdot k_i + 1) \cdot s + k_{ci} \cdot k_i} \quad (E.7)$$

Esta función simplificada posee dos polos, y por consiguiente, está la opción de asignarlos según un sistema canónico de segundo orden de la expresión (E.8), cuyos polos complejos conjugados tienen la forma de (E.9).

$$s^2 + 2\zeta\omega_n \cdot s + \omega_n^2 = s^2 + \frac{k_{ci} \cdot k_i + 1}{\tau_i} \cdot s + \frac{k_{ci} \cdot k_i}{\tau_{ci} \cdot \tau_i} = 0 \quad (E.8)$$

$$s_{1,2} = -\zeta\omega_n \pm j\omega_n \cdot \sqrt{1 - \zeta^2} \quad (E.9)$$

De esta manera, los parámetros del controlador quedan definidos por (E.10) y (E.11).

$$k_{ci} = \frac{2\zeta\omega_n \cdot \tau_i - 1}{k_i} \quad (E.10)$$

$$\tau_{ci} = \frac{2\zeta\omega_n \cdot \tau_i - 1}{\omega_n^2 \cdot \tau_i} \quad (E.11)$$

E.3 Controlador de tensión

La función de transferencia de lazo cerrado del diagrama de bloques de la Figura 4.16 está definida por la ecuación (E.12). Donde se puede notar la función tiene tres polos y su respuesta dinámica depende de los parámetros del controlador, de los parámetros de la planta y del lazo de control de corriente.

$$\frac{W(s)}{W_{ref}(s)} = \frac{k_{cw} \cdot k_w \cdot (\tau_{cw} \cdot s + 1)}{\tau_{cw} \cdot \tau_w \cdot \tau_{Ci} \cdot s^3 + \tau_{cw} \cdot \tau_w \cdot s^2 + k_{cw} \cdot k_w \cdot \tau_{cw} \cdot s + k_{cw} \cdot k_w} \quad (E.12)$$

No obstante, es posible simplificar la ecuación (E.12) al tener en cuenta que la respuesta dinámica del lazo cerrado de tensión debe ser considerablemente más lenta que la del lazo cerrado de corriente. En consecuencia, el polo dominante del lazo de corriente tiene un efecto limitado en la respuesta del lazo de tensión, lo que permite despreciar esa dinámica en el lazo cerrado de tensión, resultando en la función de transferencia (E.13).

$$\frac{W(s)}{W_{ref}(s)} = \frac{k_{cw} \cdot k_w \cdot (\tau_{cw} \cdot s + 1)}{\tau_{cw} \cdot \tau_w \cdot s^2 + k_{cw} \cdot k_w \cdot \tau_{cw} \cdot s + k_{cw} \cdot k_w} \quad (E.13)$$

Esta versión simplificada tiene dos polos que determinan su respuesta dinámica, los cuales se asignan en base al sistema canónico de segundo orden de la ecuación (E.14).

$$s^2 + 2\zeta\omega_n \cdot s + \omega_n^2 = s^2 + \frac{k_{cw} \cdot k_w}{\tau_w} \cdot s + \frac{k_{cw} \cdot k_w}{\tau_{cw} \cdot \tau_w} = 0 \quad (E.14)$$

$$s_{1,2} = -\zeta\omega_n \pm j\omega_n \cdot \sqrt{1 - \zeta^2} \quad (E.15)$$

Despejando los parámetros del controlador en el sistema canónico, se obtienen las expresiones (E.16) y (E.17) que permiten modificar la dinámica del lazo cerrado.

$$k_{cw} = \frac{2\zeta\omega_n \cdot \tau_w}{k_w} \quad (\text{E.16})$$

$$\tau_{cw} = \frac{2\zeta}{\omega_n} \quad (\text{E.17})$$

Apéndice F

Código de protección digital

```
1 function pwm = fusible(act,m)
2
3     % Variable persistente que mantiene el estado del
4     % fusible (activado o no)
5     persistent fuse
6     if act == 1
7
8         % Inicializa la variable persistente en falso la
9         % primera vez que se ejecuta
10        if isempty(fuse)
11            fuse = false;
12        end
13        max = 25*sqrt(2);
14        % Verifica si alguna variable de entrada excede el
15        % valor limite y activa el fusible
16        if abs(m(1)) > max || abs(m(2)) > max || abs(m(3)) >
17            max || abs(m(4)) > max || abs(m(5)) > 100
18            fuse = true;
19        end
20
21        % El estado del fusible se mantiene activado una vez
22        % que se activa
23        if fuse == true
24            pwm = single(1);
25        else
26            pwm = single(0);
27        end
28    else
29        pwm = single(1);
30    end
31 end
```

Apéndice G

Resultados control de corriente ante cambios referencia de tensión

G.1 Escalón a 45 V

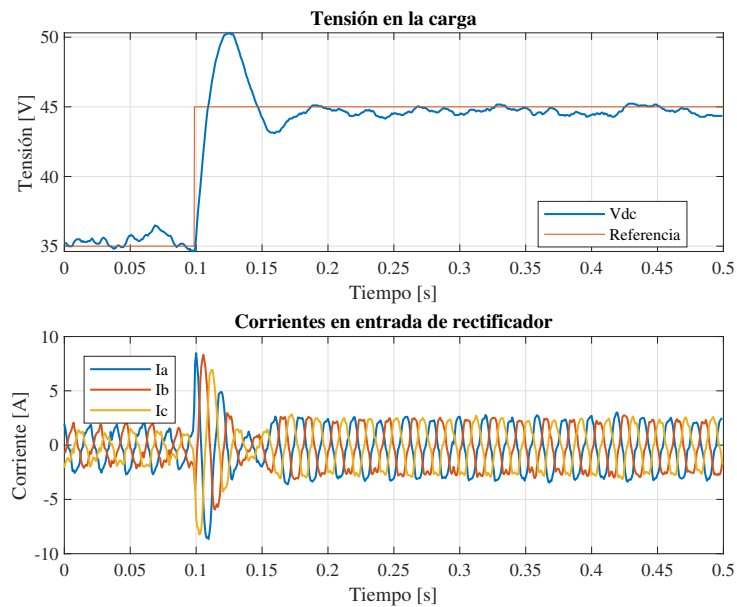


Figura G.1: Tensión y corrientes del rectificador.

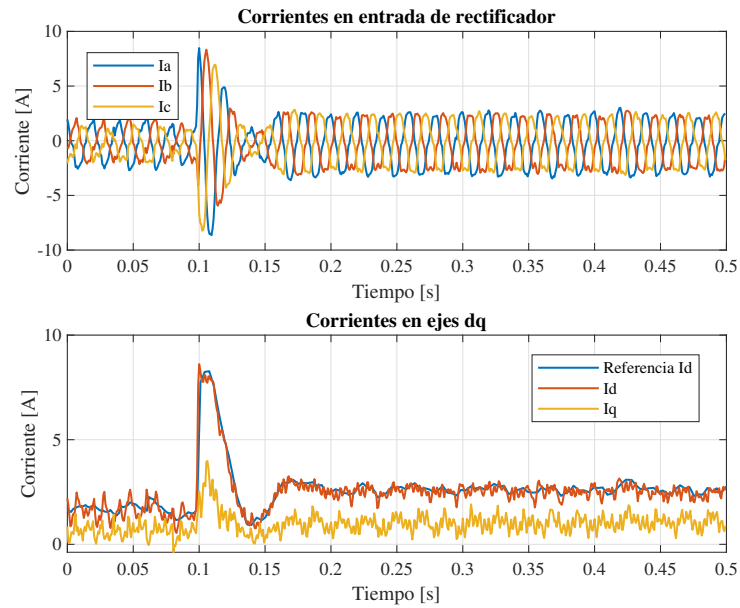


Figura G.2: Corrientes abc y dq en la entrada del rectificador.

G.2 Escalón a 55 V

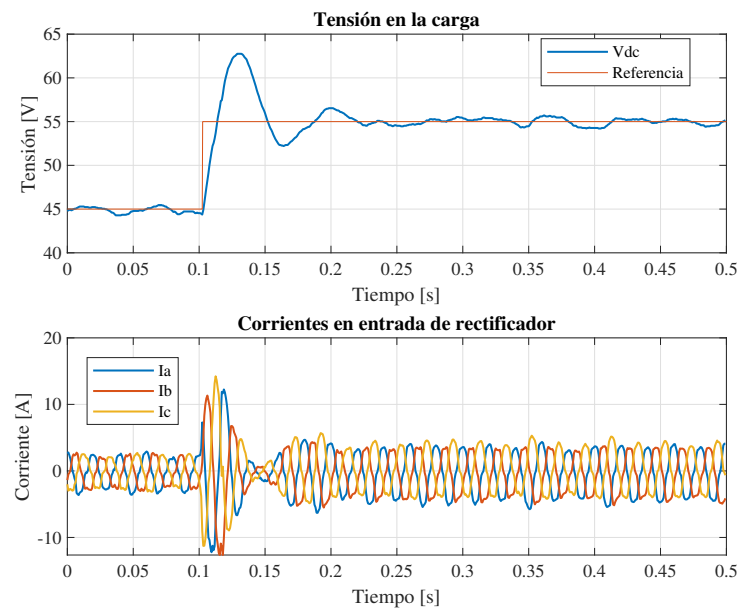


Figura G.3: Tensión y corrientes del rectificador.

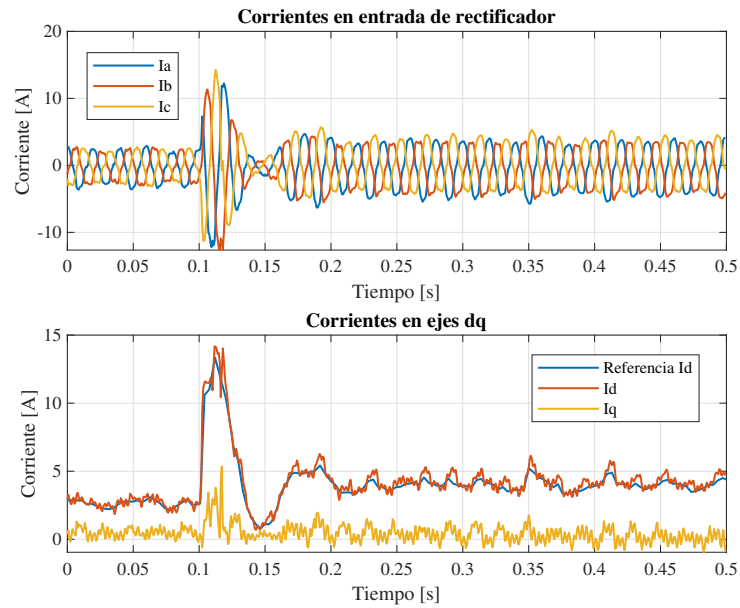


Figura G.4: Corrientes abc y dq en la entrada del rectificador.

G.3 Escalón a 65 V

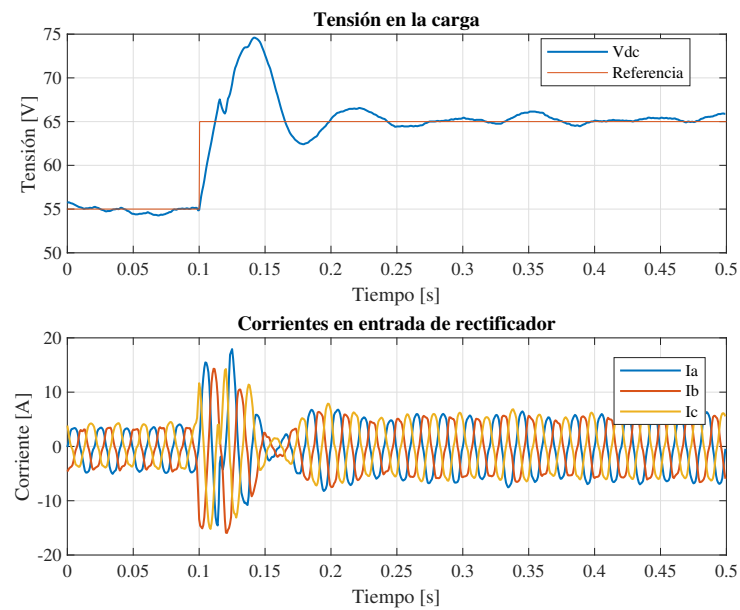


Figura G.5: Tensión y corrientes del rectificador.

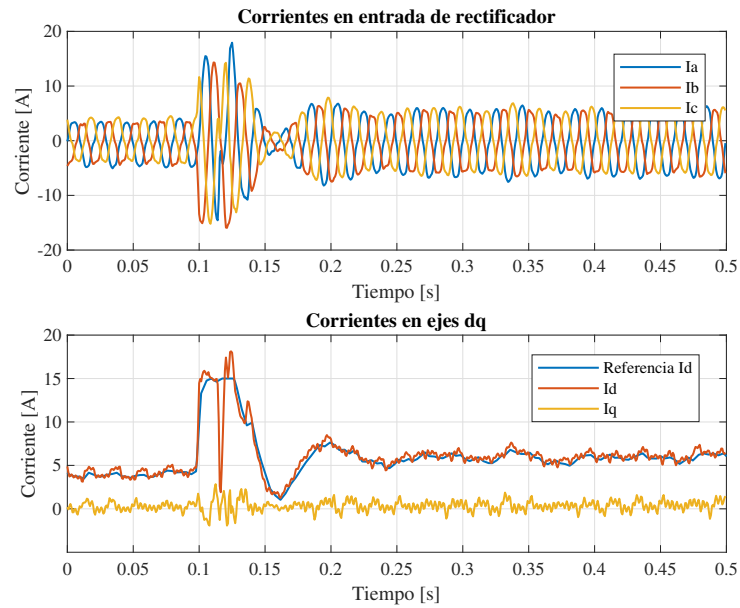


Figura G.6: Corrientes abc y dq en la entrada del rectificador.

G.4 Escalón a 70 V

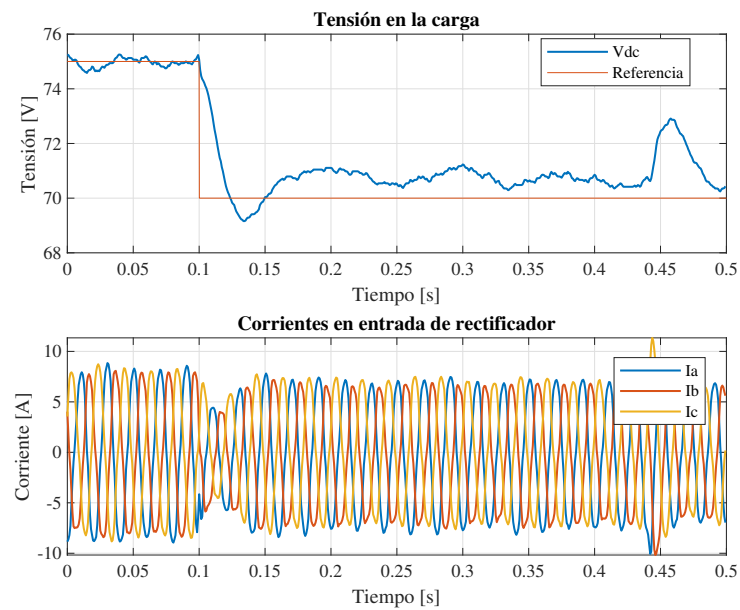


Figura G.7: Tensión y corrientes del rectificador.

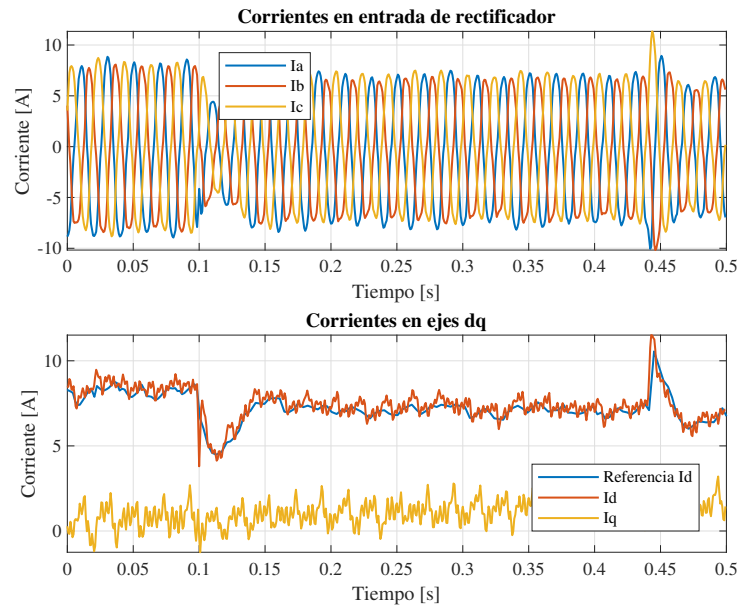


Figura G.8: Corrientes abc y dq en la entrada del rectificador.

G.5 Escalón a 60 V

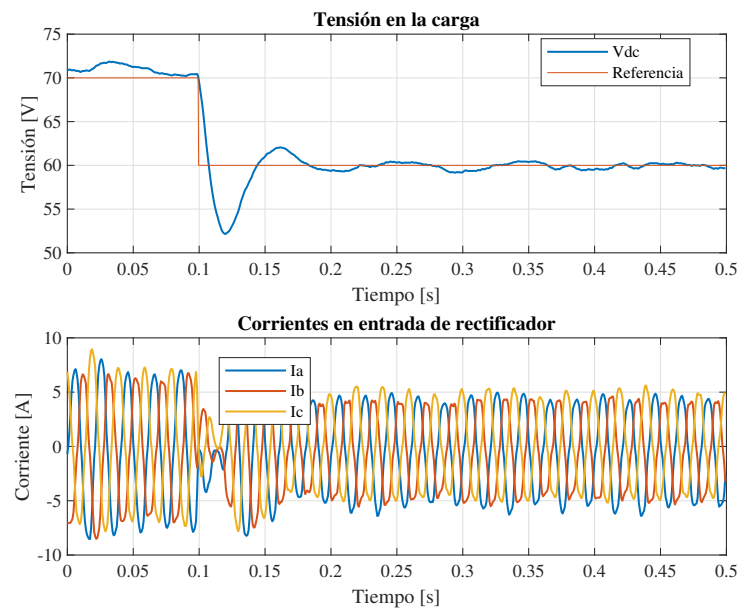


Figura G.9: Tensión y corrientes del rectificador.

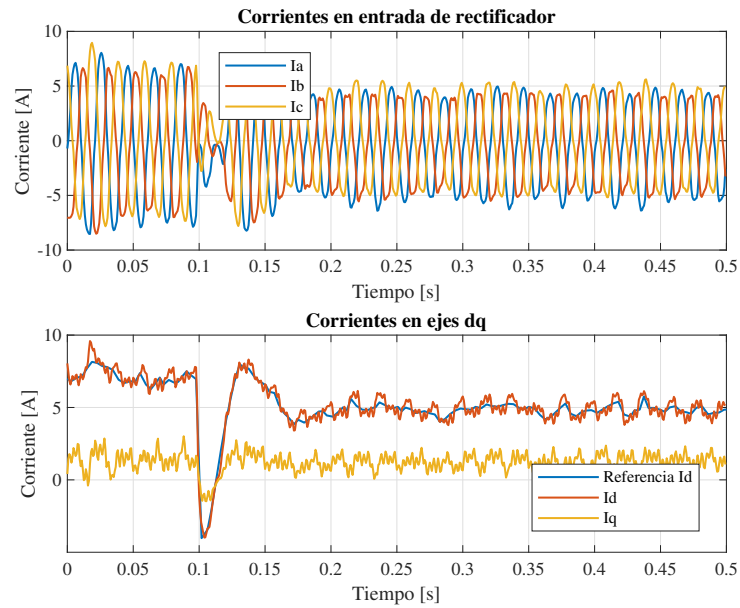


Figura G.10: Corrientes abc y dq en la entrada del rectificador.

G.6 Escalón a 50 V

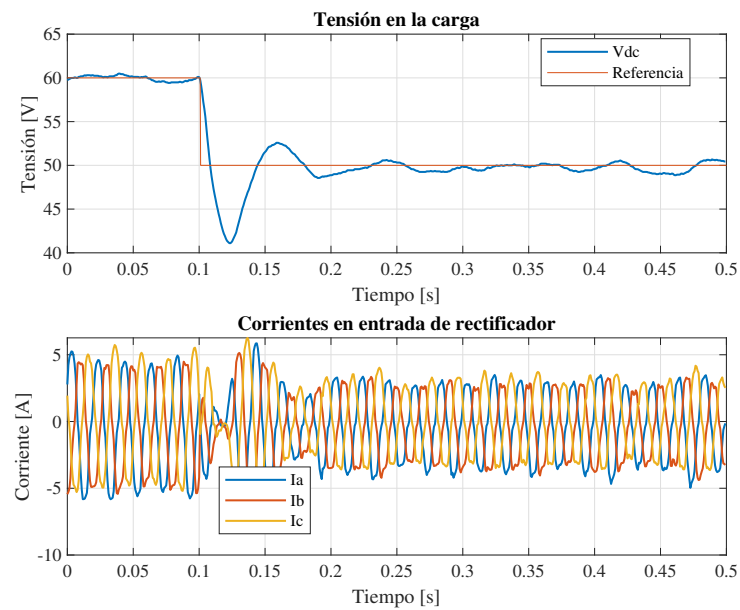


Figura G.11: Tensión y corrientes del rectificador.

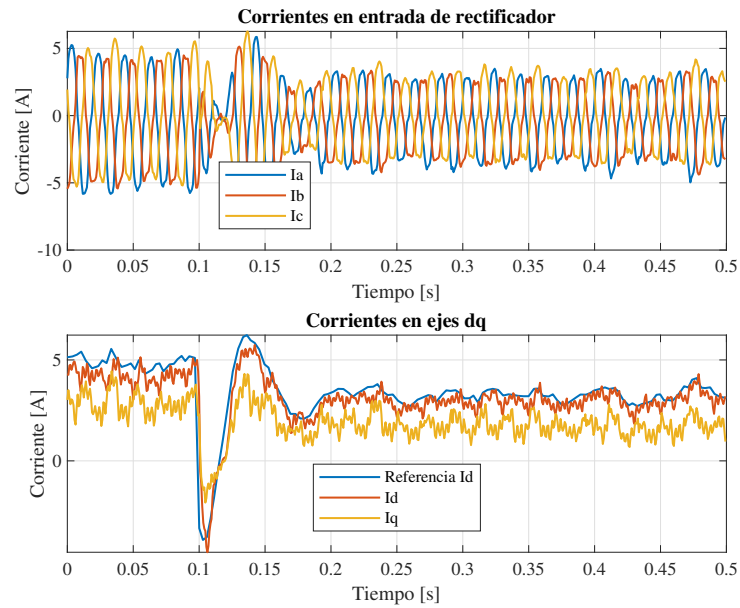


Figura G.12: Corrientes abc y dq en la entrada del rectificador.

G.7 Escalón a 40 V

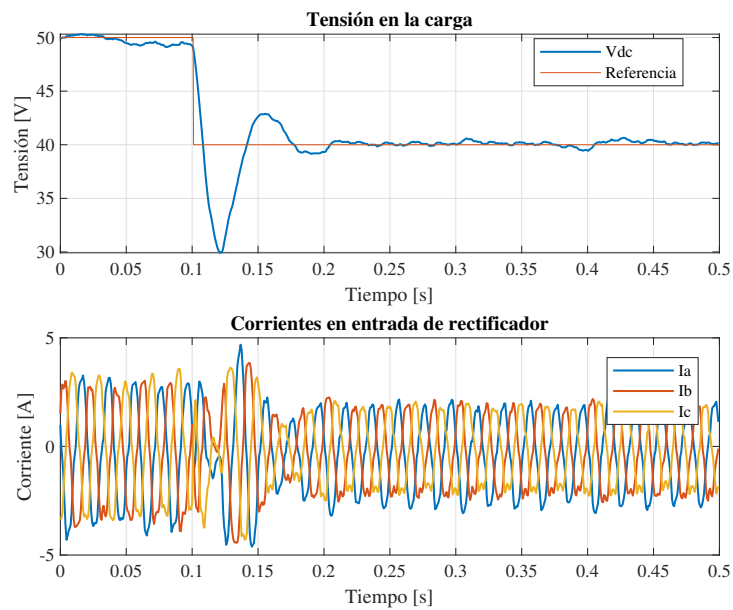


Figura G.13: Tensión y corrientes del rectificador.

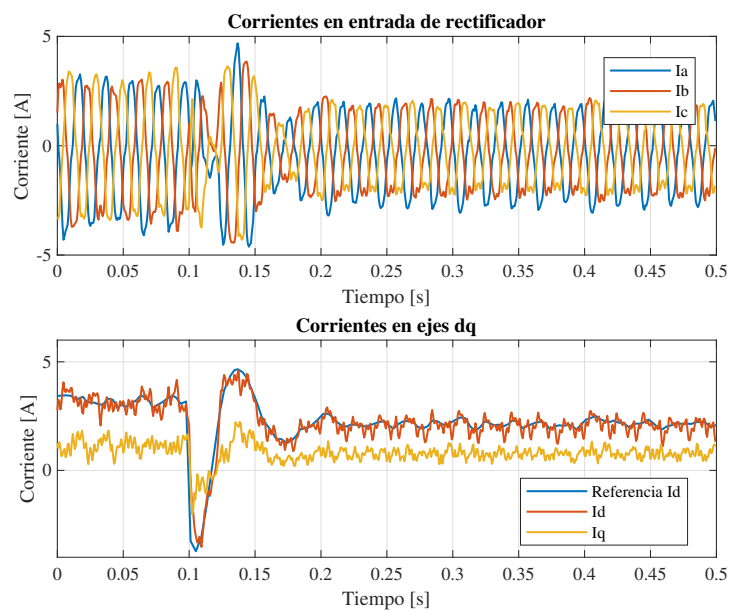


Figura G.14: Corrientes abc y dq en la entrada del rectificador.

Apéndice H

Actuaciones y mediciones del emulador de pilas de combustible

H.1 Actuaciones del modelo H-1000

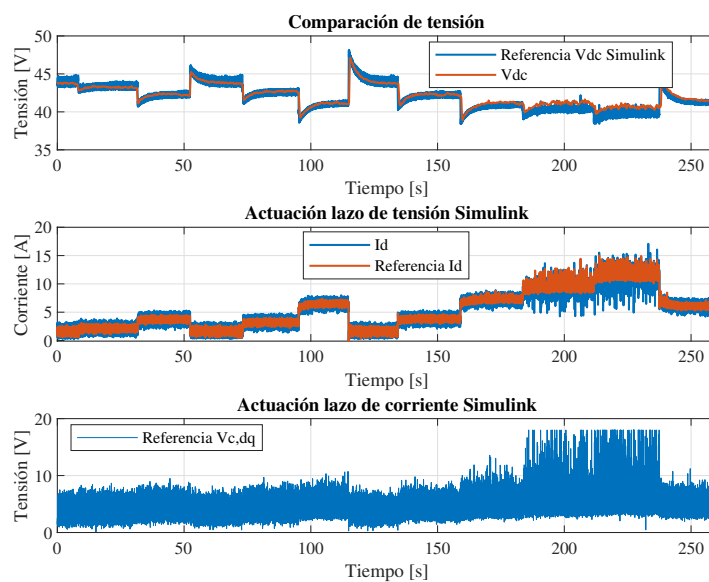


Figura H.1: Actuaciones del modelo H-1000.

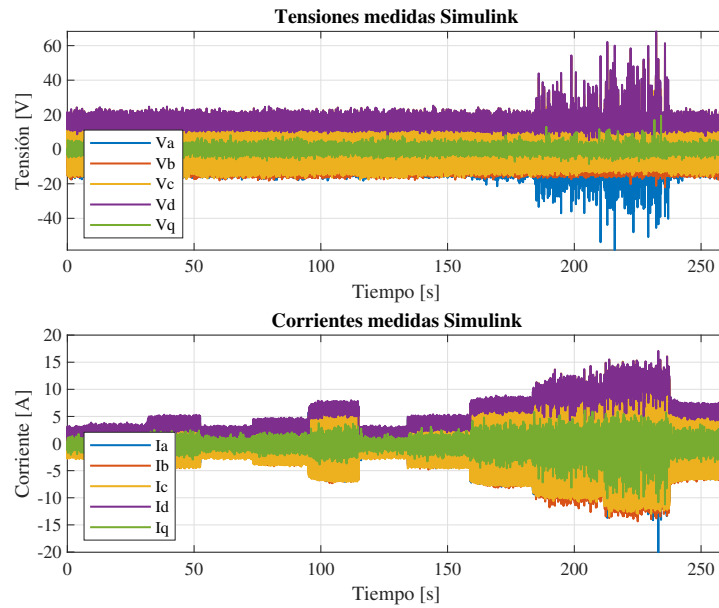


Figura H.2: Mediciones de tensión y corrientes en la entrada del emulador H-1000.

H.2 Actuaciones y mediciones pila H-1000XP

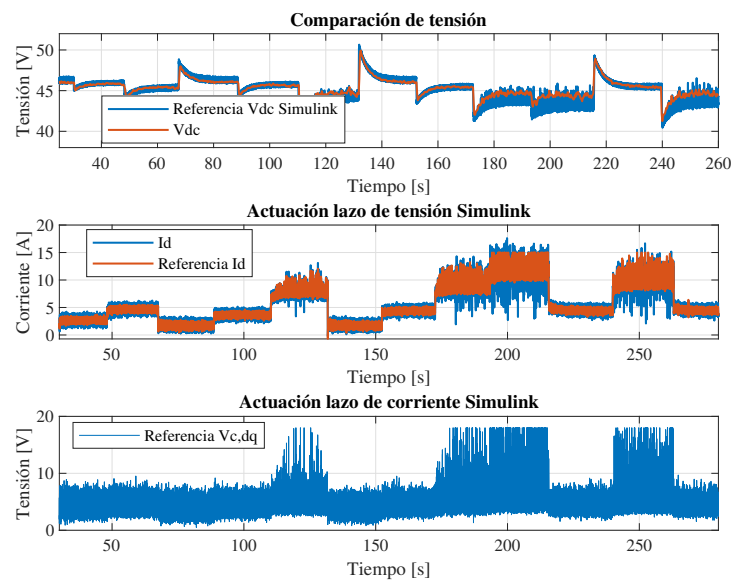


Figura H.3: Actuaciones del modelo H-1000XP.

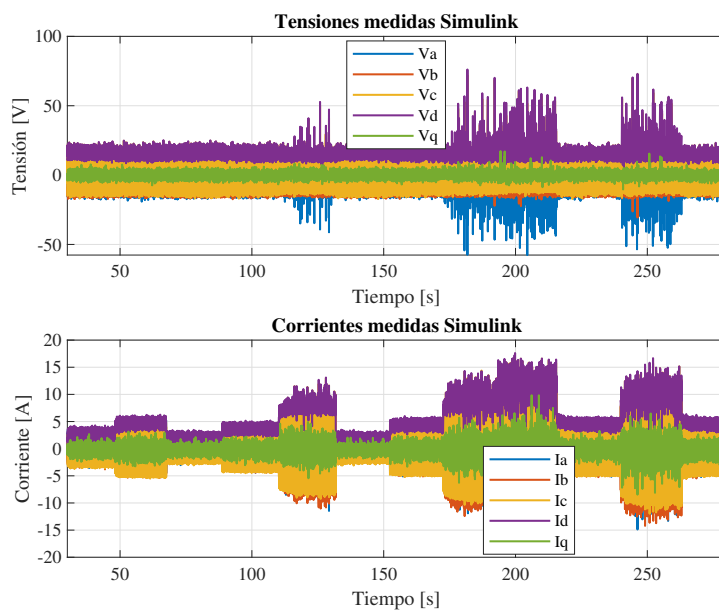


Figura H.4: Mediciones de tensión y corrientes en la entrada del emulador H-1000XP.