

UNIVERSIDAD DE CONCEPCIÓN
FACULTAD DE INGENIERÍA
DEPARTAMENTO DE INGENIERÍA ELÉCTRICA



**SISTEMA DE CONTROL PARA
PRODUCCIÓN DE HIDRÓGENO
VERDE SIN CONEXIÓN A RED**

Martín Ignacio Squella Pérez

Informe de Tesis
para optar al Grado de Magíster en Ciencias de la
Ingeniería con Mención en Ingeniería Eléctrica

Profesor Guía de Tesis
José Ruben Espinoza Castro

Fecha
19 de diciembre de 2024

Agradecimientos

En primer lugar, quisiera agradecerle a mi profesor guía Dr. José Espinoza por su apoyo y orientación a lo largo de todo el transcurso del postgrado, el cual fue la mejor decisión profesional que he hecho hasta la fecha.

En segundo lugar, me gustaría agradecerle a mi familia y amistades por el apoyo emocional y espiritual que me otorgaron durante el transcurso del postgrado. Sin su soporte hubiese sido mucho más difícil mi estadía de estos últimos dos años en Concepción.

También quisiera declarar mis agradecimientos a los colegas del LCDA, con quienes conviví gratas experiencias y de los colegas del LaSER junto al Dr. Luis Morán, quienes me acogieron como a uno más durante los últimos tiempos del postgrado.

Por último, se le agradece a todo el equipo del proyecto H2V por su colaboración y también se agradece el apoyo de los proyectos ANID / SERC / 1523A0006 y ANID / RP22I40002

Resumen

En este trabajo se establece el sistema de control para un sistema de producción de hidrógeno a partir de generación fotovoltaica sin la posibilidad de conexión a la red. La finalidad de este control es asegurar la confiabilidad y el correcto funcionamiento del sistema. Considerando que los electrolizadores de membrana de intercambio de protones logran una mejor operación cuando el suministro de corriente tiende a ser más constante, el sistema de control se encarga de mantener dentro de lo posible un suministro de corriente lo más constante posible, gestionando el esquema de producción de hidrógeno a partir de la disponibilidad del recurso solar. Para poder producir hidrógeno incluso en las noches se necesita de un banco de baterías, de manera tal de poder desacoplar la generación solar del proceso de electrólisis. Esto a su vez conlleva a que la conexión entre el arreglo fotovoltaico, las baterías y el electrolizador se realice mediante dos etapas de conversión, siendo la primera etapa la encargada del control de seguimiento del punto de máxima potencia del arreglo fotovoltaico y la segunda la encargada de controlar el suministro de corriente al electrolizador, regulando en consecuencia la producción de hidrógeno. Cada una de estas etapas está basada en módulos de convertidores *Dual Active Bridge* conectados en forma entrelazada y en potencia parcial, esto último con el objetivo de asegurar una alta eficiencia y calidad de onda bajo las condiciones de bajo voltaje y alta corriente en las cuales opera el electrolizador. Ahora bien, debido a que los parámetros de las componentes de los convertidores no son idénticos, también se necesita de una estrategia de control que reparta el flujo de potencia entre los convertidores de manera que las componentes posean estreses térmicos equitativos dentro de cada etapa de conversión. Adicionalmente, se debe establecer un mecanismo de encendido y apagado de los convertidores en caso de reparación, de manera tal de que el sistema pueda seguir operando con las unidades restantes. En síntesis, se establecen los esquemas de control para un sistema de producción de hidrógeno *off-grid*, el cual a partir de los resultados obtenidos permite conseguir una eficiencia de conversión global superior al 90%. Además, se prueba que este sistema de control permite equilibrar los flujos de potencia entre módulos en paralelo, realizar encendidos y apagados controlados de estos, y hacer una gestión energética de todo el sistema.

Keywords – Hidrógeno Verde *Off-Grid*, Potencia Parcial, Control de Balance de Potencias, Encendido y Apagado de Convertidores, Gestión de Energía.

Índice general

Agradecimientos	i
Resumen	ii
1 Introducción	1
1.1 Descripción y motivación del problema	1
1.2 Análisis bibliográfico del estado del arte	3
1.3 Hipótesis de trabajo	13
1.4 Objetivos	14
1.4.1 Objetivo general	14
1.4.2 Objetivos específicos	14
1.5 Alcances y limitaciones	15
1.6 Metodología de trabajo	15
1.7 Resumen de capítulos	17
2 Modelamiento del sistema	18
2.1 Arreglo fotovoltaico	18
2.1.1 Celda solar	19
2.1.2 Temperatura de trabajo de la celda solar	20
2.1.3 Panel PV	22
2.1.4 Arreglo PV	23
2.2 Sistema de almacenamiento en baterías	26
2.2.1 Batería	26
2.2.2 Banco de baterías	31
2.3 Electrolizador tipo PEM	32
2.3.1 Modelo estático	32
2.3.2 Modelo dinámico	38
2.4 Electrónica de potencia	40
2.4.1 Modelamiento térmico de semiconductores	40
2.4.2 Topología <i>Dual Active Bridge</i>	47
2.4.3 DAB en conexión de potencia parcial tipo ISOP	59
2.4.4 DABs en configuración entrelazada tipo IPOP	62
2.4.5 Arquitectura DC propuesta	65
2.5 Regiones de operación del sistema	70
3 Diseño del sistema de control	75

3.1	Regulación de corriente del electrolizador	75
3.2	Seguimiento del punto de máxima potencia	80
3.3	Control de balance de potencias	83
3.4	Encendido y apagado de módulos DAB	87
3.5	Control supervisor	94
4	Validación del sistema de control	101
4.1	Pruebas por simulaciones computacionales	101
4.1.1	Control de la electrónica de potencia	101
4.1.2	Encendido y apagado de módulos DAB	107
4.1.2.1	Etapa de conversión Arreglo PV-Batería	107
4.1.2.2	Etapa de conversión Batería-Electrolizador	113
4.1.3	Control supervisor	118
4.1.3.1	Modo <i>On-Sleep</i>	120
4.1.3.2	Modo <i>On-Off</i>	125
4.2	Prueba experimental	129
5	Conclusión	134
5.1	Sumario	134
5.2	Conclusiones	134
5.3	Trabajo futuro	135
	Referencias	136

Índice de tablas

2.1.1 Datos eléctricos del panel PV en condiciones STC.	18
2.1.2 Clasificaciones de temperatura del panel PV.	19
2.1.3 Parámetros utilizados para modelar el arreglo PV en PLECS.	24
2.1.4 Resultados obtenidos del modelo del arreglo PV a 25°C y 1 kW/m ²	25
2.2.1 Parámetros utilizados para modelar la batería en PLECS.	30
2.3.1 Parámetros del modelo estático del electrolizador en PLECS.	36
2.3.2 Parámetros del modelo dinámico del electrolizador en PLECS.	38
2.4.1 Equivalencias entre las variables del modelo térmico y eléctrico.	45
2.4.2 Parámetros del modelo térmico del MOSFET de la Figura 2.4.3.	46
2.4.3 Parámetros utilizados para modelar la topología DAB en PLECS.	55
2.4.4 Resultados al simular la topología DAB con $u = 0,5$ pu.	58
2.4.5 Modificaciones para la conexión S-PPC tipo ISOP.	61
2.4.6 Resultados de la conexión S-PPC tipo ISOP con $u = 0,5$ pu.	61
2.4.7 Resultados de la conexión entrelazada tipo IPOP con $u = 0,5$ pu.	64
2.4.8 Resultados de la arquitectura DC propuesta con $u = 0,5$ pu.	67
2.5.1 Consideraciones en los transformadores de ambas etapas del sistema.	70

Índice de figuras

1.1.1	<i>Coupling</i> entre generación solar y producción de hidrógeno verde.	3
1.2.1	Resumen de configuraciones para procesamiento en potencia parcial.	7
1.2.2	Resumen de las configuraciones entrelazadas de convertidores DC.	9
1.2.3	Resumen de las técnicas de ecualización de potencias entre módulos.	12
2.1.1	Curvas características del panel de 450 W.	23
2.1.2	Modelo del arreglo PV en PLECS.	24
2.1.3	Curvas características del arreglo PV.	25
2.2.1	Modelo de la batería en PLECS.	30
2.2.2	Tensión y estado de carga ante descargas a 25°C.	31
2.3.1	Modelo estático del electrolizador PEM en PLECS.	36
2.3.2	Curva de polarización y de potencia-corriente del electrolizador.	37
2.3.3	Producción del electrolizador para una membrana de 200 μm .	37
2.3.4	Modelo dinámico del electrolizador PEM en PLECS.	39
2.3.5	Dinámica del electrolizador PEM a 20°C y 1 atm.	39
2.4.1	Encendido en la realidad con respecto a la simulación en PLECS.	41
2.4.2	Pérdidas en la realidad con respecto a las simuladas en PLECS.	43
2.4.3	Diagrama térmico de un MOSFET con encapsulado PG-HSOF-8.	44
2.4.4	Circuito térmico del MOSFET con encapsulado PG-HSOF-8.	45
2.4.5	Modelo conmutado de la topología DAB.	48
2.4.6	Formas de onda en la topología DAB bajo modulación SPS.	49
2.4.7	Corrientes sin filtrar a la entrada y a la salida del DAB.	51
2.4.8	Modelo promedio de la topología DAB.	54
2.4.9	Modelos <i>lossless</i> (arriba) y <i>w/losses</i> (abajo) del DAB en PLECS.	56
2.4.10	Curva de desfase v/s potencia de salida del DAB.	56
2.4.11	Formas de ondas principales del DAB bajo modulación SPS.	57
2.4.12	Corrientes en puentes del DAB bajo modulación SPS.	58
2.4.13	Diagrama de un convertidor DAB en conexión S-PPC tipo ISOP.	60
2.4.14	Diagrama de módulos DAB en conexión entrelazada tipo IPOP.	63
2.4.15	Diagrama de módulos DAB entrelazados y en conexión S-PPC.	66
2.4.16	Formas de ondas principales en un DAB de la arquitectura DC.	68
2.4.17	<i>Ripple</i> en la corriente y potencia de salida de la arquitectura DC.	68
2.4.18	Pérdidas en uno de los módulos DAB de la arquitectura DC.	69
2.4.19	Temperatura de juntura en función de la resistencia térmica.	69
2.5.1	Perturbaciones que determinan las regiones de operación.	70
2.5.2	Región de operación de la 1 ^{ra} etapa en función de G .	72
2.5.3	Región de operación de la 1 ^{ra} etapa en función de T_c .	73

2.5.4	Región de operación de la 1 ^{ra} etapa en función de V_{bat} .	73
2.5.5	Región de operación de la 2 ^{da} etapa en función de V_{bat} .	74
2.5.6	Región de operación de la 2 ^{da} etapa en función de T_{pem} .	74
3.1.1	Diagrama de bloques del algoritmo PI con integración condicional.	76
3.1.2	Modelo de pequeña señal para regulación de corriente de salida.	80
3.2.1	Diagrama de flujo del algoritmo “Perturbar y Observar”.	81
3.2.2	Modelo de pequeña señal para regulación de voltaje de entrada.	82
3.3.1	Diagrama de bloques del control de balance de potencias ($N_i = 2$).	87
3.4.1	Diagrama de bloques de la modulación SPS de un módulo DAB.	88
3.4.2	Portadoras y ciclo de trabajo en la modulación SPS.	88
3.4.3	Pulsos de disparo resultantes de la modulación SPS.	89
3.4.4	Esquemático de PLECS de las componentes incorporadas al DAB.	90
3.4.5	Diagrama de flujo de la secuencia de encendido del módulo DAB.	91
3.4.6	Diagrama de flujo de la secuencia de apagado del módulo DAB.	92
3.4.7	Diagrama de estados de un módulo DAB.	93
3.5.1	Métodos de aprovechamiento de la generación solar.	94
3.5.2	Región de eficiencia de la 2 ^{da} etapa de conversión.	96
3.5.3	Diagrama de flujo del control supervisor en modo <i>On-Sleep</i> .	99
3.5.4	Diagrama de flujo del control supervisor en modo <i>On-Off</i> .	100
4.1.1	Simulación del sistema de control de balance en PLECS.	102
4.1.2	Perturbaciones externas durante un segundo.	102
4.1.3	Diagrama de bloques del control de balance en PLECS.	103
4.1.4	Variables eléctricas en el arreglo fotovoltaico.	104
4.1.5	Balance de potencias en la 1 ^{ra} etapa de conversión.	104
4.1.6	Variables eléctricas en el electrolizador.	105
4.1.7	Balance de potencias en la 2 ^{da} etapa de conversión.	106
4.1.8	Señales de control (desfases) en los módulos del sistema.	106
4.1.9	Eficiencia en las conversiones eléctricas del sistema.	106
4.1.10	Simulación del encendido y apagado de la 1 ^{ra} etapa en PLECS.	108
4.1.11	Diagrama de bloques del control para la 1 ^{ra} etapa en PLECS.	108
4.1.12	Encendido del módulo “maestro” de la 1 ^{ra} etapa de conversión.	109
4.1.13	Encendido del módulo “esclavo” de la 1 ^{ra} etapa de conversión.	110
4.1.14	Variables eléctricas del arreglo PV ante el encendido de DABs.	110
4.1.15	Apagado del módulo “esclavo” de la 1 ^{ra} etapa de conversión.	111
4.1.16	Apagado del módulo “maestro” de la 1 ^{ra} etapa de conversión.	112
4.1.17	Variables eléctricas del arreglo PV ante el apagado de DABs.	112
4.1.18	Simulación del encendido y apagado de la 2 ^{da} etapa en PLECS.	113
4.1.19	Diagrama de bloques del control para la 2 ^{da} etapa en PLECS.	114
4.1.20	Encendido del módulo “maestro” de la 2 ^{da} etapa de conversión.	114
4.1.21	Encendido del módulo “esclavo” de la 2 ^{da} etapa de conversión.	115
4.1.22	Variables eléctricas del electrolizador ante el encendido de DABs.	116
4.1.23	Apagado del módulo “esclavo” de la 2 ^{da} etapa de conversión.	116
4.1.24	Apagado del módulo “maestro” de la 2 ^{da} etapa de conversión.	117
4.1.25	Variables eléctricas del electrolizador ante el apagado de DABs.	118

4.1.26	Simulación del sistema de control supervisor en PLECS.	119
4.1.27	Datos horarios de las condiciones ambientales durante una semana.	119
4.1.28	Diagrama de bloques del control supervisor en PLECS.	120
4.1.29	Variables eléctricas en el arreglo fotovoltaico (Modo <i>On-Sleep</i>). . .	121
4.1.30	Variables eléctricas en el banco de baterías (Modo <i>On-Sleep</i>). . .	122
4.1.31	Estado de carga del banco de baterías (Modo <i>On-Sleep</i>).	122
4.1.32	Tiempo de carga y de cambio de operación (Modo <i>On-Sleep</i>). . .	123
4.1.33	Variables eléctricas en el electrolizador (Modo <i>On-Sleep</i>).	124
4.1.34	Producción de hidrógeno en términos de masa (Modo <i>On-Sleep</i>). . .	124
4.1.35	Energía generada y consumida por día (Modo <i>On-Sleep</i>).	125
4.1.36	Variables eléctricas en el arreglo fotovoltaico (Modo <i>On-Off</i>). . .	126
4.1.37	Variables eléctricas en el banco de baterías (Modo <i>On-Off</i>). . . .	126
4.1.38	Estado de carga del banco de baterías (Modo <i>On-Off</i>).	127
4.1.39	Variables eléctricas en el electrolizador (Modo <i>On-Off</i>).	127
4.1.40	Producción de hidrógeno en términos de masa (Modo <i>On-Off</i>). . .	128
4.1.41	Energía generada y consumida por día (Modo <i>On-Off</i>).	128
4.2.1	Prototipo de módulo DAB implementado en el LaSER.	130
4.2.2	<i>Kit</i> de desarrollo <i>F28379D LaunchPad</i> de Texas Instruments TM . . .	130
4.2.3	Disposición de la prueba experimental implementada en el LaSER.	131
4.2.4	Variables eléctricas de la arquitectura DC en lazo abierto.	132
4.2.5	Variables eléctricas de la arquitectura DC con control de balance.	132
4.2.6	Transitorios al pasar de lazo abierto a operar bajo control. . . .	133

Capítulo 1

Introducción

1.1. Descripción y motivación del problema

La problemática en cuestión forma parte de un trabajo que busca dar solución al desafío de establecer un *coupling* entre electrolizadores y generación renovable para la producción eficiente de hidrógeno verde. Esto tiene como objetivo general el diseño de uno o varios dispositivos que permitan maximizar la eficiencia de conversión y optimizar el acoplamiento de electrolizadores y generación renovable para la producción eficiente de hidrógeno verde en el contexto de zonas remotas sin respaldo de una red de distribución eléctrica. Para abordar este desafío, en una primera etapa se buscó establecer mediante simulación una propuesta para entrelazar la generación fotovoltaica con la producción de hidrógeno verde.

En base a la propuesta elaborada en una primera etapa, ahora se busca elaborar un prototipo real como segunda etapa. En particular, el sistema de *coupling* que se propuso en la primera etapa resulta de intereses para seguir siendo investigada desde la perspectiva del estudio de convertidores estáticos de potencia. Esto debido a que posee la particularidad de que permite la realización de conversiones eléctricas de alta eficiencia en condiciones de bajo voltaje y alta corriente, tales como las que se observan en la operación de electrolizadores. A grandes rasgos, este sistema de conversión se basa en la utilización de convertidores de corriente continua (DC) conectados en forma entrelazada y en potencia parcial. Ahora, si bien la arquitectura propuesta ha sido validada mediante simulación, hay una serie de desafíos en relación al sistema de control que aún faltan por investigar.

En base al contexto y a la problemática recién señaladas, cabe preguntarse cuál es la relevancia de resolver esta última. Para poder responder a esta interrogante, resulta pertinente hacer una breve recapitulación sobre por qué el hidrógeno verde se ha vuelto un actor relevante en materia energética en los últimos años. En primer lugar, este elemento resulta ser una forma de almacenamiento de energía que presenta una serie de ventajas tales como que su masa inherente posee una alta densidad de energía, su utilización no genera contaminación alguna y que además sirve como una fuente de energía térmica o eléctrica según los requerimientos de cada aplicación. Adicionalmente, el hidrógeno verde presenta ciertas ventajas sobre las baterías de litio, ya que por un lado presenta una mayor longevidad de almacenamiento y, por otro lado, es menos sensible a diferentes condiciones de temperatura ambiente. Ahora bien, se le denomina verde al hidrógeno producido a partir de Energías Renovables No-Convencionales (ERNC). Dada la riqueza en ERNC que posee Chile y a la reducción en los costos de las tecnologías involucradas de los últimos años, el hidrógeno verde aparece como una forma de almacenamiento de energía viable de desarrollar a nivel nacional.

A priori, existen dos formas generales de abordar la producción de hidrógeno verde a nivel nacional. La primera es a gran escala y la segunda es a pequeña escala. El trabajo que se presenta en este documento se centra en esta última¹, con énfasis en localidades remotas sin respaldo a la red eléctrica. Esto en base a que la apuesta de este trabajo es que el hidrógeno verde pueda utilizarse en sectores aislados como una fuente de energía térmica, similar a los cilindros de gas, pero con la ventaja de que puede ser generada para auto-consumo y sin contaminación alguna. Para poder abordar este desafío, se ha propuesto una interfaz entre un arreglo de paneles fotovoltaicos y un equipo de electrólisis. Esta interfaz consiste de dos arreglos de convertidores estáticos y un banco de baterías, tal como se muestra en la Figura 1.1.1². Dado que la eficiencia global del *coupling* es una parte fundamental del desafío en el cual se centra este trabajo, se requiere de un sistema de control que permita generar la mayor cantidad de hidrógeno considerando la variabilidad de la generación solar. En consecuencia, el tema de investigación a abordar es la elaboración del sistema de control para el *coupling* entre generación fotovoltaica y producción de hidrógeno verde, el cual difiere de otros sistemas

¹Lo cual no quita que la propuesta elaborada sea escalable a mayores niveles de potencia.

²Las variables $i_{in,i,j}$ y $d_{i,j}$ indican la corriente de entrada y el desfase del módulo j en la etapa i .

abordados en la literatura debido al contexto particular del problema en cuestión.

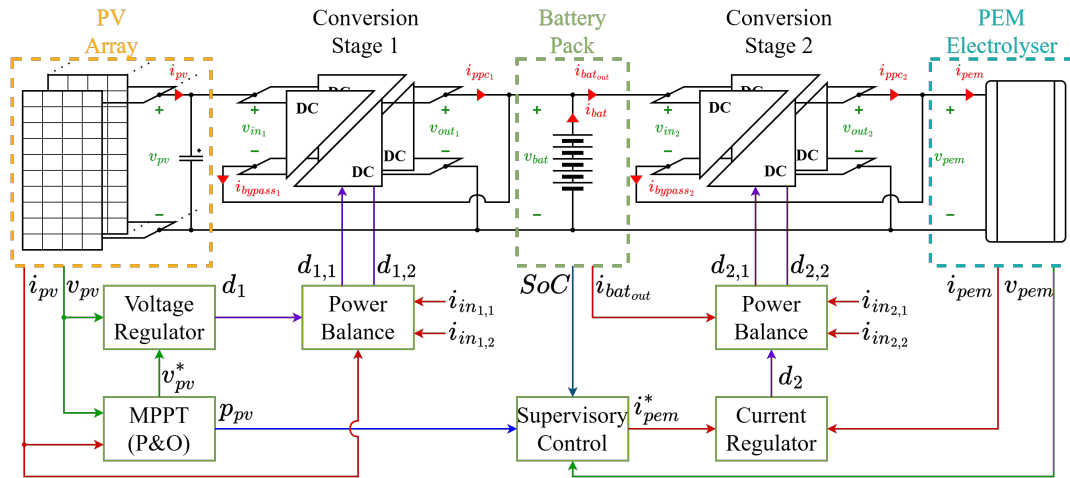


Figura 1.1.1: *Coupling* entre generación solar y producción de hidrógeno verde.

El sistema de control en cuestión consiste de tres niveles jerárquicos. El nivel superior corresponde al control supervisor, el cual está encargado de decidir cuál va a ser el esquema de producción de hidrógeno en base a las limitaciones impuestas por las condiciones ambientales. A continuación, se tiene el nivel intermedio, el cual tiene dos finalidades dependiendo de la etapa de conversión en cuestión. En la primera conversión se busca controlar el seguimiento del punto de máxima potencia del arreglo solar (MPPT) y en la segunda conversión se busca controlar la corriente suministrada al electrolizador. Por último, en cada uno de estos controladores se tiene un nivel inferior de control, el cual se encarga de ecualizar el flujo de potencia que circula por cada uno de los convertidores conectados en forma entrelazada. Ahora bien, para diseñar los lazos de control de los niveles intermedio e inferior se tomarán como fuentes bibliográficas a aquellos trabajos que hayan abordado el control de convertidores DC conectados en forma entrelazada y en potencia parcial. Por su parte, para diseñar el sistema de control superior se tomarán como fuentes bibliográficas a aquellos trabajos que hayan elaborado sistemas de control supervisor para sistemas de producción de hidrógeno verde a partir de ERNC.

1.2. Análisis bibliográfico del estado del arte

Dentro de las investigaciones desarrolladas en los últimos años en el campo de la electrónica de potencia, existe un gran número de trabajos que se han enfocado en el estudio y perfeccionamiento de los convertidores DC de alta potencia. Esta

clase de convertidores se han vuelto de interés debido al constante aumento en los requerimientos de potencia demandada y en los incentivos actuales por establecer sistemas de energía más sustentables y eficientes para hacer frente a la crisis climática. Estos convertidores DC de alta potencia son de utilidad en una amplia variedad de aplicaciones, tales como en la generación de energías renovables a partir de energía solar fotovoltaica [1], en la integración de energía eólica con redes DC [2], en accionamientos eléctricos de aviones [3], en la distribución de potencia de vehículos eléctricos [4] y en la producción de hidrógeno mediante electrólisis [5]. Estas son sólo algunas de las aplicaciones en las cuales el desarrollo de los convertidores DC podría traer beneficios sustanciales para la industria.

Para mejorar la eficiencia de estos convertidores, en la literatura se han propuesto una variedad de topologías y técnicas de diseño. Entre estas, una de las ideas que ha tomado relevancia en los últimos años es el empleo de nuevas configuraciones (o arquitecturas) de convertidores DC³ [6]. Dentro de estas destaca lo que se conoce como convertidores de potencia parcial (PPC), los cuales no son una topología como tal, sino que son un tipo de conexión no convencional que permite disminuir la potencia procesada por el convertidor, conllevando a un aumento en la eficiencia global del sistema de conversión [7]. Su principio de funcionamiento se basa en la parcialización de la potencia, estableciendo un camino alternativo entre la entrada y la salida del convertidor [8]. De esta manera, se puede mejorar la eficiencia global ya que se reducen las pérdidas generadas en el convertidor debido al menor procesamiento de potencia eléctrica y por que el *bypass* (también conocido como “vía de derivación”) tiene $\approx 100\%$ de eficiencia producto de su baja resistividad [7].

Tal como se menciona en [9] y [10], el concepto de PPC se puede implementar de dos maneras. Una es mediante el uso de convertidores de potencia parcial conectados en paralelo (P-PPC) y la otra es mediante el uso de convertidores de potencia parcial conectados en serie (S-PPC). Los primeros son también conocidos en la literatura como procesadores de potencia diferencial (DPP) [10] y básicamente estos actúan como fuentes de corriente controlables que permiten que módulos fotovoltaicos (PV) en serie puedan operar a niveles de corriente independientes [11]. Los DPP pueden ser usados para establecer la máxima

³No confundir entre configuración (conexión del convertidor) y topología (tipo de convertidor).

potencia de generación en paneles PV, cadenas de paneles PV o en celdas solares individuales [12]. Ahora bien, existen limitaciones y compensaciones respecto a las distintas arquitecturas DPP. Tanto en [11] como en [12] se hace una revisión de las distintas configuraciones DPP existentes considerando las conexiones de los módulos PV, las topologías de los convertidores DC y los algoritmos MPPT.

Para poder escoger la configuración PPC apropiada para el arreglo PV presentado en la Figura 1.1.1 se toma en consideración lo establecido en la literatura. En [9] se menciona que los P-PPC permiten realizar MPPT en una cadena individual de paneles PV en condiciones de sombreado parcial, en cambio los S-PPC permiten realizar regulación de voltaje en una o varias cadenas de módulos PV mediante el uso de convertidores DC conectados en serie. Por otra parte, en [13] se propone una configuración S-PPC reductora como una forma eficiente de realizar MPPT en una cadena de paneles PV conectados en serie bajo condiciones ambientales desfavorables. Si bien la configuración de los paneles en la Figura 1.1.1 es a priori en paralelo, no se descarta la posibilidad de emplear también conexiones en serie a futuro, esto considerando que en [9] se menciona que la variación de voltaje del arreglo PV es uno de los parámetros que determina el procesamiento de potencia de la configuración PPC, y que por tanto se debe escoger bien la arquitectura PV a utilizar. También se debe considerar la capacidad de escalamiento en potencia del sistema. Si a lo anterior se le suman los bajos niveles de voltaje en los cuales se estará trabajando en el sistema de la Figura 1.1.1, para este trabajo resulta preferible utilizar las configuraciones S-PPC.

Para realizar una conexión S-PPC se establecen dos cosas, la primera es que el convertidor DC a utilizar disponga de una topología que presente aislación galvánica y la segunda es que el convertidor sea capaz de procesar menos potencia en comparación a su conexión convencional durante todo momento [14]. El primer punto es para evitar un corto circuito producto de la naturaleza de la conexión de la configuración S-PPC. Nótese que lo anterior no proporciona aislamiento galvánico en el sistema de conversión resultante entre el PV y la carga, aunque esto no resulta ser un problema si se realiza la conexión a tierra de todos los elementos del sistema [8]. El segundo punto guarda relación con el concepto de parcialidad, el cual indica cuanta potencia procesa el convertidor respecto a la potencia que entrega la fuente, lo cual depende tanto de la ganancia de

voltaje como de la configuración S-PPC empleada [6]. Este concepto junto con la eficiencia son claves para poder evaluar las configuraciones S-PPC [1], [7].

Existen dos posibles configuraciones para la conexión S-PPC, una es conectar el convertidor en paralelo a la entrada y en serie a la salida (IPOS, también conocido como tipo 1) y la otra es conectar el convertidor en serie a la entrada y en paralelo a la salida (ISOP, también conocido como tipo 2) [15]. También se debe considerar si la conversión realizada por la configuración S-PPC es una reducción o una elevación de voltaje. Luego, en la práctica se tienen cuatro tipos de configuraciones S-PPC. Nótese que estas definiciones son válidas para un flujo de potencia unidireccional, es decir, que si por ejemplo se tiene un IPOS reductor, al invertir el flujo de potencia este se convierte en un ISOP elevador [10]. La elección de la mejor configuración S-PPC para una aplicación determinada no es trivial y hay trabajos como los de [6] en los cuales se hace una revisión de los S-PPC en base a su tipo de configuración, a la topología de los convertidores y a las arquitecturas de los módulos PV empleados. En la Figura 1.2.1 se presenta un diagrama donde se resumen las distintas configuraciones en potencia parcial.

Si bien existen topologías que permiten configurar un S-PPC sin utilizar transformadores de alta frecuencia [16] [17], normalmente se prefieren las topologías con transformadores ya que este elemento proporciona una alta densidad de potencia, aislamiento de alta frecuencia y la inductancia de fuga necesaria para una transferencia de potencia determinada [18] [19]. Dos de las topologías que disponen de este elemento son los convertidores *Flyback* y *Full-Bridge*, los cuales son estudiados en [6] para conexiones S-PPC. Usualmente, en aplicaciones de alta potencia con flujo unidireccional se opta principalmente por la topología *Full-Bridge* [1], [15], [20]. Por otra parte, cuando se requiere de alta potencia pero con capacidad de flujo bidireccional se opta principalmente por la topología *Dual Active Bridge* (DAB) [7], [10]. Por supuesto existen trabajos que proponen variantes de las topologías mencionadas, como es el caso de [20], en donde se propone una configuración distinta del filtro de salida del *Full-Bridge*, el cual es la topología preferida para cargadores unidireccionales de vehículos [21].

En cuanto a lo que a generación solar respecta, en [9] se establece que es preferible utilizar topologías que permitan tanto elevar como reducir el voltaje para

ser empleadas en conexión S-PPC. Esto se debe a que estas topologías permiten disminuir las pérdidas, reducir el estrés de las componentes circuitales y además logran conseguir una mejor operación del sistema ante condiciones de sombreado parcial. Si bien tanto el DAB como el *Full-Bridge* poseen estas capacidades, en aplicaciones PV se opta principalmente por la topología *Full-Bridge* debido al flujo unidireccional de la potencia [15]. A pesar de lo anterior, también se ha propuesto el uso de la topología DAB en aplicaciones PV debido a que dispone de una alta eficiencia, una gran densidad de potencia y un gran rango de conversión de voltaje [22]. Ahora bien, en el caso del sistema de la Figura 1.1.1 existe la particularidad de que todos los equipos trabajan a bajos voltajes. Esto conlleva a que el uso de diodos en el puente rectificador sea ineficiente. Es por eso que en este trabajo se opta por emplear la topología DAB en configuración S-PPC.

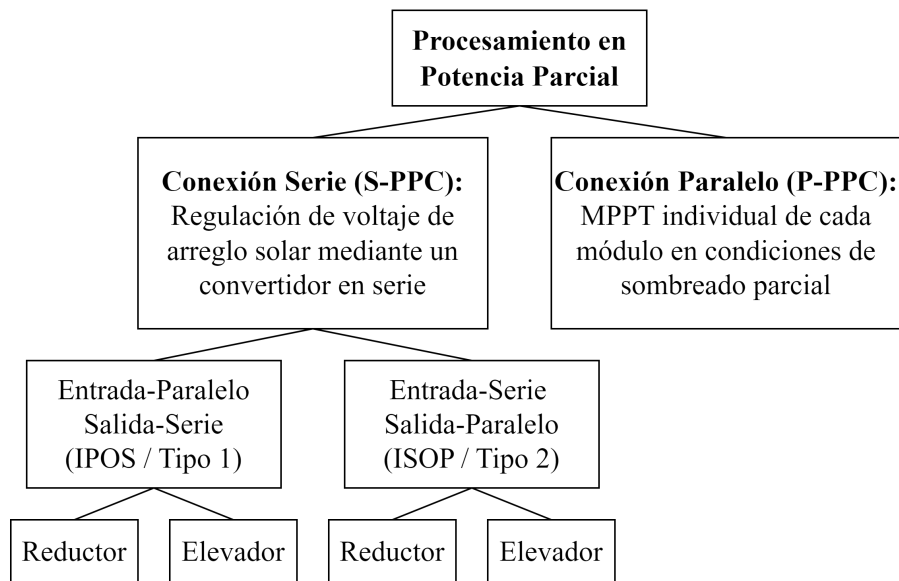


Figura 1.2.1: Resumen de configuraciones para procesamiento en potencia parcial.

En términos de su control y modulación, la topología DAB presenta algunas bondades adicionales, ya que por una parte presenta esquemas de control simples y por otra parte permite la aplicación de técnicas de conmutación suave, las cuales reducen las pérdidas asociadas a los semiconductores [23]. Ahora bien, para poder aplicar una determinada estrategia de control se requiere del modelo apropiado. En la literatura se presentan varios modelos de la topología DAB, los cuales pueden dividirse a grandes rasgos en aquellos que se obtienen a partir de

un análisis en el dominio del tiempo [24], [25] y aquellos que se obtienen a partir de un análisis en el dominio de la frecuencia [26], [27]. También existen modelos que consideran ambos dominios como es el caso de [28]. Una vez determinado el modelo adecuado, se debe establecer el enfoque de diseño del convertidor DAB. Por ejemplo, en [24] se establecen dos criterios de diseño, uno que se enfoca en obtener el mayor rendimiento a plena carga y otro que se enfoca en mantener una alta eficiencia en un mayor rango de operación. Por su parte, uno de los aspectos clave en el diseño del DAB es el transformador de alta frecuencia, ya que es la inductancia de fuga del transformador la que determina la capacidad de transferencia de potencia que dispondrá el convertidor DAB [18], [19]. Ahora, con respecto a las técnicas de modulación empleadas en la topología DAB, en [25] se analizan dos de las modulaciones más comunes, las cuales son la modulación por cambio de fase única (SPS) y la modulación por cambio de fase doble (DPS) [29]. Si bien existen otras técnicas que poseen mejores resultados en términos de pérdidas por conmutación tales como el cambio de fase extendido (EPS) [7] o el cambio de fase fundamental-óptimo (FOPS) [26], esto se logra a cambio de una mayor complejidad que tampoco asegura una mayor eficiencia global, por ejemplo, en el caso de emplear una conexión S-PPC a alta potencia [14]. En el caso de este trabajo, se opta por utilizar la modulación SPS debido a que presenta buenos resultados y a su simplicidad en términos de implementación.

Volviendo a las nuevas arquitecturas DC, hasta ahora se ha hablado de las configuraciones en potencia parcial. Sin embargo, otra de las nuevas arquitecturas empleadas son las entrelazadas (también conocidas como “arquitecturas *interleaved*”). Estas se han vuelto atractivas porque no sólo son capaces de reducir las componentes armónicas y las pérdidas asociadas a los convertidores, sino que además permiten aumentar la redundancia del sistema de conversión [15]. También permiten aumentar la frecuencia de conmutación equivalente y disminuir el *ripple* de corriente de salida cuando se aplica desfase entre las portadoras [30]. Existen cuatro tipos de configuraciones entrelazadas, las cuales son la conexión de módulos en serie a la entrada y en serie a la salida (ISOS), en serie a la entrada y en paralelo a la salida (ISOP), en paralelo a la entrada y en serie a la salida (IPOS), y en paralelo a la entrada y en paralelo a la salida (IPOP). Las últimas dos configuraciones presentan ventajas respecto a la distribución de corrientes entre los módulos convertidores. En particular, la configuración

IPOS se emplea cuando la carga demanda alto voltaje y la configuración IPOP se emplea cuando la carga demanda alta corriente [23]. Tal como se establece en [31], una solución que ha menudo funciona para asegurar el aumento del rango de potencia de las energías renovables es mediante estructuras IPOP. Por otra parte, en [2] se menciona que la estructura IPOP facilita la redundancia ante la falla de alguna unidad. En base a lo anterior y a que el sistema de la Figura 1.1.1 trabaja con bajos niveles de voltaje, en este trabajo se opta por la configuración IPOP. En la Figura 1.2.2⁴ se resumen los distintos tipos de configuraciones entrelazadas.

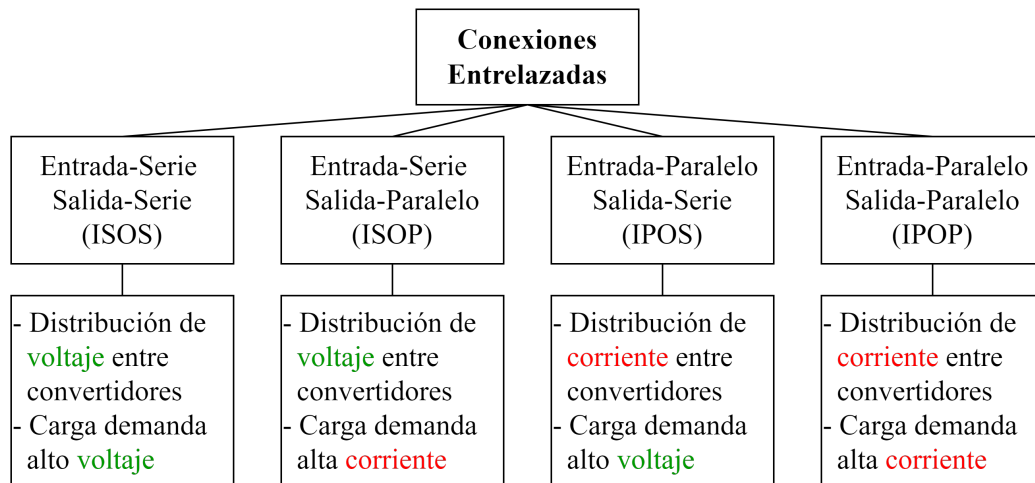


Figura 1.2.2: Resumen de las configuraciones entrelazadas de convertidores DC.

Si bien la utilización de arquitecturas entrelazadas en conversiones DC resulta ser beneficiosa en términos de clasificaciones de componentes más bajas, capacidad de escalabilidad, costos reducidos y mayor fidelidad [2], su implementación en la práctica viene acompañada de algunos desafíos técnicos. En particular, son tres las problemáticas principales que surgen al incorporar convertidores DC en una configuración entrelazada tipo IPOP. En primer lugar, ocurre que el número óptimo de convertidores en funcionamiento varía en función de la potencia demandada por la carga y de la potencia suministrada por la fuente [32]. En segundo lugar, la estructura debe ser capaz de responder ante condiciones de falla, detectando el módulo defectuoso y aislándolo rápidamente para evitar daños al resto del sistema [2]. Por último, se debe asegurar una equalización de los flujos de potencia, esto debido a que siempre existen diferencias entre los parámetros de los

⁴A lo largo del informe se identificará el voltaje con el color verde y la corriente con el color rojo.

convertidores que provocan desbalances que ocasionan un mayor estrés y pérdidas en las componentes, llegando incluso a propiciar la falla de las unidades [15].

Para abordar las problemáticas asociadas a la implementación de las arquitecturas entrelazadas de tipo IPOP, en la literatura se han propuesto algunas soluciones para atacar cada una de estas dificultades técnicas. En particular, para la determinación del número óptimo de convertidores en paralelo, en [3] se propone un modelo analítico de una arquitectura IPOP en base a convertidores DAB a partir del cual se determina el número óptimo de módulos en paralelo que permite reducir el volumen del capacitor de salida sin penalizar la etapa de aislamiento. Por su parte, en [32] se propone un algoritmo que permite encontrar el número óptimo de módulos para cada condición de operación. Este se basa en el supuesto de que todos los convertidores son iguales y en que todas las funciones dependen de una única variable, que corresponde al desfase entre puentes de cada convertidor DAB. Cabe mencionar que en este trabajo se señala que el encender y apagar módulos particulares es una de forma más sencilla de optimizar el funcionamiento del sistema IPOP en comparación a otras técnicas que emplean cambios en la modulación o que directamente modifican la topología de los convertidores, incorporando cambiadores de tap y/o inductancias variables.

Respecto a la respuesta de las arquitecturas entrelazadas de tipo IPOP ante condiciones de falla en una de sus unidades, en [2] se establecen dos acciones de respuesta ante la falla de una de las unidades de la estructura entrelazada. Primero, se procede a aislar el módulo con la falla de manera tal que la desconexión no perturbe al resto del sistema y, posteriormente, se procede a restablecer el valor de referencia nominal del sistema bajo operación normal. En el corto plazo, esto se hace aumentando la referencia de corriente de las unidades restantes, lo cual sirve como una solución temporal dado que a la larga los módulos restantes quedarán expuestos a un mayor estrés y a mayores pérdidas, disminuyendo la eficiencia global del sistema. Por lo tanto, es de esperar que en el mediano plazo se deba añadir manualmente un módulo en reemplazo a la unidad con la falla. Ahora bien, queda claro que para lograr el aislamiento de la falla y el restablecimiento de la operación nominal, se requiere de un sistema de conexión y desconexión de módulos adecuado. Esto es lo que directamente se aborda en [31], donde se propone una estrategia para disminuir las sobrecorrientes provocadas durante

el encendido y el apagado de los convertidores mediante una modulación adecuada.

Tal como se discutió con anterioridad, en las arquitecturas entrelazadas tipo IPOP, el balance de potencias es fundamental para la operación nominal del sistema, por lo que en la literatura se han propuesto varias formas de abordar esta problemática. En [33] se establece que hay tres formas generales para resolver la repartición de corrientes entre los módulos convertidores. La primera se basa en el uso de técnicas de control activas, entre las cuales hay de varios tipos. Por ejemplo, en [15] se presenta una estrategia basada en la dinámica maestro-esclavo, en [23] se propone el control de balance de potencias a partir de la corriente de entrada promedio, en [34] y [35] se propone la implementación de bucles en paralelo para el balance de potencias, y tanto en [36] como en [37] se propone el uso de control predictivo basado en modelos (MPC) para el balance de potencias. Por otra parte, están las técnicas que emplean la estimación de parámetros, tales como las presentadas en [4], [29] y [38]. Por último, están las técnicas pasivas tales como la implementación de cambios en la topología empleada o las que emplean el uso del acoplamiento magnético, como es el caso de [33]. Cada una de las formas para resolver la repartición de corriente tiene sus ventajas y desventajas. Por ejemplo, el uso de técnicas de estimación permite reducir los costes de fabricación debido a que no se requiere de sensores de corriente [29], sin embargo, implican una mayor complejidad en la aritmética de control y en algunos casos vienen acompañadas de un aumento en el uso de otro tipo de sensores. Por otra parte, el uso de técnicas pasivas de acoplamiento magnético permite resolver el desbalance de potencias sin usar técnicas de control [33], pero a su vez entorpecen la escalabilidad de la configuración entrelazada. Por último, las técnicas de control activas requieren de un mayor número de sensores, pero a cambio facilitan el escalamiento de la arquitectura entrelazada cuando se requiere de un mayor número de módulos [15]. En la Figura 1.2.3 se presenta un resumen de las distintas técnicas que se han propuesto en la literatura para abordar la ecualización de potencias entre módulos.

Hasta ahora se ha hecho una revisión de las temáticas relacionadas con la electrónica de potencia involucrada en el sistema de la Figura 1.1.1. Sin embargo, también es importante tener modelos que describan adecuadamente las dinámicas de los equipos involucrados en el sistema. Por ejemplo, en el caso de las celdas PV, existen trabajos como el de [39] que incorporan el efecto de la velocidad del

viento en la temperatura de celda, y en consecuencia, en la generación fotovoltaica. También hay trabajos como el de [40] donde se hace una revisión extensa de la evolución que ha tenido la tecnología solar. Por otra parte, existen varias formas de modelar un banco de baterías, pero uno de los modelos más adoptados es el modelo de Thevenin debido a su alta precisión y baja complejidad [10], [41]. Respecto al modelamiento de los electrolizadores de intercambio de protones (PEM), existen trabajos en donde se calcula la tensión del equipo en base a ecuaciones que describen el comportamiento químico de este, como en el caso de [41]. Sin embargo, también hay trabajos como los de [42] en los cuales se elabora un circuito equivalente del electrolizador PEM para describir su dinámica.

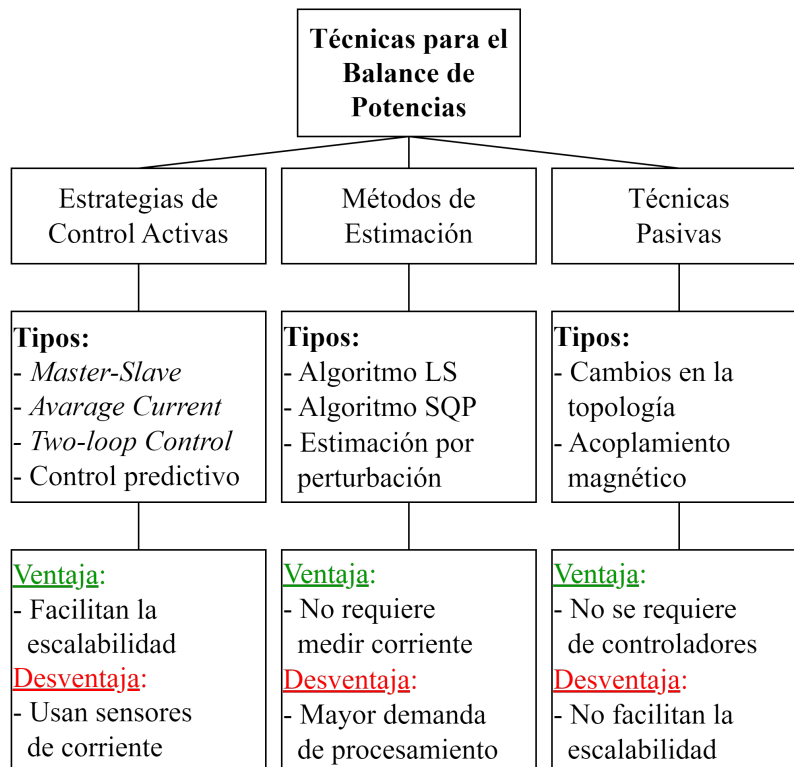


Figura 1.2.3: Resumen de las técnicas de equalización de potencias entre módulos.

Bajo una perspectiva global, se vuelve evidente que para que en el sistema de la Figura 1.1.1 exista una coordinación entre la electrónica de potencia y los equipos involucrados, y que además el sistema sea capaz de operar de manera autónoma, se necesita de un control supervisor que se encargue de decidir el esquema de producción de hidrógeno en base a las condiciones ambientales. Para poder diseñar este controlador, primero es pertinente conocer algunas de las ideas que se han

propuesto en la literatura. Por ejemplo, en [43] se propone una estrategia de control híbrido basado tanto en el modelamiento físico de las componentes del sistema como en métodos de *Machine Learning* para la predicción de los consumos y la generación ERNC. Si bien en el sistema que se aborda en este trabajo existe generación PV y almacenamiento mediante baterías, en este no se incluye producción de hidrógeno y además si considera la conexión a la red. Ahora bien, hay otros trabajos que abordan la gestión de energía para situaciones en las cuales no hay conexión a red, tales como en [44] donde se usa control *fuzzy* para regular el comportamiento diario de una celda de combustible y un electrolizador. Sin embargo, acá el hidrógeno se utiliza como sustituto a las baterías electroquímicas. Lo mismo ocurre en [45], donde se usa el algoritmo *Mixed Integer Linear Program* para optimizar el manejo energético, y en [46], donde se presenta un estudio de factibilidad del uso de hidrógeno verde como almacenamiento en sistemas energía domésticos aislados de la red. Por una parte, el uso del hidrógeno como reemplazo a las baterías implica que el electrolizador es apagado cuando cesa la generación ERNC, y, por otra parte, esto difiere con la finalidad del sistema de la Figura 1.1.1, en donde la producción de hidrógeno verde tiene como objetivo la obtención de este combustible para ser usado como fuente de energía térmica en zonas aisladas.

1.3. Hipótesis de trabajo

A partir del estudio del estado del arte y del *coupling* propuesto entre generación solar y producción de hidrógeno verde en un contexto aislado de la red, queda en evidencia que no se han encontrado trabajos que aborden el control de un sistema de estas características. Esto último considerando que el *coupling* en cuestión se basa en dos etapas de conversión compuestas por estructuras modulares de convertidores DAB conectados de forma entrelazada y en potencia parcial, las cuales permiten realizar simultáneamente el control MPPT y la regulación de la producción de hidrógeno. En concordancia con lo anterior, tampoco se han encontrado trabajos que propongan una estrategia control de gestión de la energía para un sistema de esta naturaleza. En base a todo lo anterior, se establece como hipótesis de trabajo que es posible controlar el sistema basado en arreglo PV - convertidor 1 - banco de baterías - convertidor 2 - electrolizador PEM (Figura 1.1.1) de manera de maximizar la generación de hidrógeno mientras se resguarda el adecuado funcionamiento del electrolizador PEM para maximizar su vida útil.

1.4. Objetivos

1.4.1. Objetivo general

El objetivo general de este trabajo es establecer las estrategias de control necesarias para la operación del *coupling* propuesto en la Figura 1.1.1. La finalidad de este sistema de control es asegurar la confiabilidad y el correcto funcionamiento del *coupling*, además de conseguir la máxima producción de hidrógeno verde a partir de la energía solar generada por el arreglo PV, considerando las restricciones técnicas del sistema. El control será diseñado considerando que cada etapa de conversión está compuesta por una arquitectura modular de convertidores DAB que están estructurados de manera entrelazada (particularmente, en formato IPOP) y en conexión de potencia parcial (en este caso, en formato ISOP reductor). Además, el sistema de control tanto a nivel de la electrónica de potencia como a nivel supervisor será elaborado jerárquicamente teniendo en consideración las dinámicas asociadas de los dispositivos de conversión y de los equipos involucrados.

1.4.2. Objetivos específicos

Para conseguir el objetivo general que se plantea, es necesario reconocer los subproductos a generar para lograr este objetivo, los cuales son los siguientes:

- Establecer los modelos matemáticos de los equipos involucrados en el *coupling* propuesto. La intención es modelar los elementos asociados al *coupling* con la finalidad de poder elaborar las estrategias de control de manera adecuada.
- Diseñar el sistema de control del *coupling* propuesto. En el nivel inferior se busca realizar el balance de potencia de la arquitectura DC entrelazada y asegurar el encendido y apagado de los módulos en caso de reparación de alguno de estos. En el nivel intermedio se establecerá el control MPPT y la regulación de corriente suministrada al electrolizador PEM. Por último, en el nivel supervisor se establecerá el esquema de producción de hidrógeno en base a la energía almacenada del día anterior y se implementarán las acciones pertinentes sobre las etapas de conversión para maximizar la eficiencia global.
- Validar el sistema de control del *coupling* propuesto. Esto se realizará primero mediante simulaciones computacionales y posteriormente mediante pruebas

experimentales en un prototipo real bajo condiciones de laboratorio.

1.5. Alcances y limitaciones

Con la finalidad de dar claridad sobre los puntos que serán abordados en los capítulos posteriores, resulta pertinente establecer cuales son los alcances y limitaciones de este trabajo. En primer lugar, se debe tener presente que tanto la topología como la arquitectura de conversión propuestas ya se encuentran preestablecidas. Bajo la misma línea, tanto los niveles de potencia con los que se trabajará como las características del arreglo PV y del electrolizador PEM ya se encuentran definidas de antemano. Ahora, con respecto al banco de baterías, este no se encuentra predefinido, por lo que se ha diseñado con la finalidad de evitar la incorporación de lazos de control para la regulación de carga. En relación a la modelación del *coupling* propuesto, se considerarán como ideales a todos aquellos elementos que no influyan de manera considerable en el desarrollo del sistema de control. Esto último no quita que en las simulaciones computacionales de los equipos de conversión se consideren pérdidas no modeladas, esto con el objetivo de validar el sistema de control en un entorno lo más fidedigno de la realidad posible antes de su implementación en el prototipo de laboratorio. En relación a este último, su construcción no será parte de este trabajo, así como también todo lo alusivo a los métodos de almacenamiento y de manipulación del gas hidrógeno. Cabe señalar que lo anterior no quita el hecho de que la realización de pruebas experimentales sobre este prototipo de laboratorio si sean parte de este trabajo.

1.6. Metodología de trabajo

Para abordar el problema que se plantea en la hipótesis, resulta pertinente establecer la metodología de trabajo. La base de la metodología que se plantea en este trabajo corresponde al cumplimiento de los objetivos específicos planteados anteriormente siguiendo en forma general un orden cronológico acorde al orden en el cual se plantean estos objetivos específicos. Ahora bien, lo anterior no quita el hecho de que en el transcurso del trabajo se incurra en ocasiones en abordar dos objetivos específicos en forma al-unisona. Dicho esto, a continuación se mencionan los aspectos más relevantes de la metodología según cada objetivo específico.

Para establecer los modelos matemáticos de los equipos involucrados en el *coupling*, se parte por la modelación del arreglo PV, del banco de baterías y del electrolizador PEM, respectivamente. Estos modelos serán validados haciendo uso de los *softwares* MATLAB y PLECS, donde se contrastarán las curvas obtenidas con las que se presentan en las hojas de datos de los equipos reales que se pretenden utilizar en el *coupling*. Una vez establecidos los modelos de estos equipos, se procede con el modelamiento de la electrónica de potencia, partiendo con el modelamiento térmico de los semiconductores, cuya motivación deriva de la necesidad de estimar las pérdidas en estos así como también las temperaturas que estos alcanzan de manera de poder diseñar adecuadamente las estructuras disipadoras de calor. A continuación, se procederá con la unidad más pequeña de la arquitectura DC propuesta, es decir, se continuará con el modelamiento de la topología DAB. Luego, se procederá a modelar esta topología conectada en potencia parcial tipo ISOP y posteriormente en configuración entrelazada tipo IPOP. Finalmente, se modelará la arquitectura propuesta, la cual se compone de convertidores DAB en configuración entrelazada tipo IPOP y en conexión de potencia parcial tipo ISOP. Lo anterior se realizará para las dos etapas de conversión involucradas en el sistema de la Figura 1.1.1. Los modelos resultantes serán validados a partir del uso de las herramientas computacionales MATLAB y PLECS. La idea es calcular los puntos de operación en estado estacionario aplicando los modelos desarrollados en MATLAB para luego comparar los resultados con los que se obtiene al simular en PLECS. En particular, se contrastarán los resultados con dos simulaciones, una que sólo considera las pérdidas de las componentes pasivas y otra que considera las pérdidas tanto en los dispositivos semiconductores como en el transformador de alta frecuencia.

Para diseñar el sistema de control del *coupling* se tomará como base los modelos matemáticos desarrollados. Las técnicas de diseño que se utilizarán serán aquellas que estén sustentadas por la teoría de control automático y que se encuentren en el estado del arte. En el caso de los niveles de control inferior e intermedio del *coupling*, el diseño y sintonización de los controladores respectivos se hará mediante las herramientas que ofrece el *software* MATLAB y la simulación de estos se realizará en el *software* PLECS. En el caso del nivel supervisor del *coupling*, la simulación se realizará en PLECS o en el ambiente SIMULINK utilizando dentro de este el *Blockset* de PLECS en caso de que se requiera

simular ventanas temporales considerables. Ahora, con respecto al diseño del control supervisor, este será elaborado de manera analítica considerando los distintos casos que se podrían llegar a presentar en el sistema. El árbol de decisión resultante será escrito en lenguaje de programación C, el cual será implementado en el ambiente de simulación de PLECS mediante el uso del bloque *C-Script*.

La validación del sistema de control del *coupling* se hará en primer lugar mediante las simulaciones computacionales ya mencionadas y, en segundo lugar, a partir de pruebas experimentales en un prototipo de laboratorio. Para lograr esto último, se dispondrá del equipamiento disponible en el Laboratorio de Control Digital Aplicado (LCDA) y en el Laboratorio de Sistemas de Energía Renovables (LaSER). Ahora bien, en vista de que el objetivo de esta segunda etapa es la construcción de un prototipo del *coupling* propuesto en la primera etapa, se aprovechará precisamente este equipamiento para implementar el sistema de control en cuestión. En última instancia, esta implementación se realizará en un procesador digital de señales (DSP), por lo que todo el sistema de control deberá ser implementado utilizando el lenguaje de programación C. En vista de lo anterior, la implementación experimental se dividirá en dos partes. La primera consistirá en implementar la totalidad del sistema de control en el ambiente de simulación de PLECS mediante el uso del bloque *C-Script*. Una vez verificado su funcionamiento, se procederá a adaptar el código al ambiente de desarrollo CODE COMPOSER STUDIO (CCS) de *Texas Instruments*TM. Para evaluar los resultados experimentales se realizará una comparación entre las mediciones que se obtengan con los valores obtenidos a partir de las simulaciones computacionales. Por último, se reportarán los indicadores más relevantes del sistema, es decir, aquellos que den cuenta de su eficiencia, así como también de su adecuado funcionamiento.

1.7. Resumen de capítulos

El trabajo en cuestión se sintetiza en el presente informe siguiendo la siguiente estructura. El 2^{do} capítulo presenta el modelamiento de todos los equipos del sistema, haciendo énfasis en la electrónica de potencia. En el 3^{er} capítulo se presenta el diseño de las estrategias de control empleadas. Luego, en el 4^{to} capítulo se valida el sistema de control tanto por simulación como experimentalmente. Finalmente, en el 5^{to} y último capítulo se exponen las conclusiones de este trabajo.

Capítulo 2

Modelamiento del sistema

2.1. Arreglo fotovoltaico

Tal como se mencionó en el capítulo anterior, las características del arreglo PV ya se encuentran establecidas de base. En consecuencia, en este trabajo se establece que los paneles que componen el arreglo PV corresponden al modelo Tallmax de 450 W fabricados por Trina Solar™. A partir de la hoja de datos del fabricante en [47], se obtienen las características eléctricas del panel PV en condiciones estándar de prueba (STC), las cuales se resumen en la Tabla 2.1.1. Adicionalmente, de este documento se obtienen las clasificaciones de temperatura del panel PV, las cuales se presentan en la Tabla 2.1.2. Ahora bien, para mantener una consistencia con el trabajo realizado en la primera etapa, la operación de la central PV debe seguir el modelo de [48], verificando la consistencia con las curvas indicadas en [47]. En base a lo anterior, se parte analizando el modelo PV de [48].

Tabla 2.1.1: Datos eléctricos del panel PV en condiciones STC.

Símbolo	Parámetro	Valor
P_{mpp}	Potencia máxima	450 W (± 5 W)
V_{mpp}	Tensión de potencia máxima	41 V
I_{mpp}	Corriente de potencia máxima	10,98 A
V_{oc}	Voltaje de circuito abierto	49,6 V
I_{sc}	Corriente de corto circuito	11,53 A
η_{STC}	Eficiencia del módulo	20,6 %
V_{max}	Tensión máxima del sistema	1500 V _{DC}
I_{fuse}	Capacidad máxima del fusible	20 A

Tabla 2.1.2: Clasificaciones de temperatura del panel PV.

Símbolo	Parámetro	Valor
T_{NOCT}	Temperatura nominal de operación de la celda (NOCT)	43°C ($\pm 2^\circ\text{C}$)
α	Coefficiente de temperatura de I_{sc}	0,04 %/°C
λ	Coefficiente de temperatura de V_{oc}	-0,25 %/°C
γ	Coefficiente de temperatura de P_{mpp}	-0,34 %/°C

2.1.1.1. Celda solar

El modelo PV que se expone en [48] se basa en ciertas suposiciones que no son mencionadas por los autores, las cuales permiten extraer los parámetros característicos del modelo equivalente de un diodo de una celda solar a partir de la hoja de datos del fabricante. Este modelo se encuentra representado en (2.1.1)¹,

$$i_c = i_{phc} - i_0 \cdot \left[\exp \left\{ \frac{q \cdot (v_c + i_c \cdot R_{sc})}{\beta \cdot k \cdot T_c} \right\} - 1 \right] - \frac{(v_c + i_c \cdot R_{sc})}{R_{shc}}, \quad (2.1.1)$$

donde i_c corresponde a la corriente que circula por la celda, i_{phc} es la fotocorriente de la celda e i_0 es la corriente de saturación de la celda. Por su parte, las constantes q y k corresponden a la carga de un electrón y a la constante de Boltzmann, respectivamente. Con respecto a los parámetros β , R_{sc} y R_{shc} , estos corresponden al factor de idealidad del diodo, la resistencia serie de la celda y la resistencia paralelo (*shunt*) de la celda², respectivamente³. Ahora bien, en el modelo equivalente de un diodo presentado en (2.1.1) existen ciertas variables que no son indicadas en [48]. Sin embargo, en [49] se expone en mayor detalle las características de este modelo. En particular, se señala que la fotocorriente depende principalmente de la radiación solar (G) y de la temperatura de trabajo de la celda (T_c). Si se considera el efecto del coeficiente de temperatura de I_{sc} , entonces i_{phc} queda dada por,

$$i_{phc} = I_{sc} \cdot [1 + \alpha \cdot (T_c - T_{ref})] \cdot \frac{G}{G_{ref}}. \quad (2.1.2)$$

En el modelo equivalente de un diodo presentado en (2.1.1) se aprecia que la fotocorriente no es la única variable que afecta en la corriente producida por una celda solar, sino que también influye la corriente de saturación de la celda. Tal

¹El sufijo $(\cdot)_c$ hace relación a que la variable es correspondiente a una celda solar individual.

²La resistencia R_{shc} está inversamente relacionada con la corriente de fuga de derivación a tierra.

³Los valores de β , R_{sc} y R_{shc} se obtienen a partir del *software* SAM desarrollado por NREL™.

como se indica en [49], esta corriente I_0 depende de T_c , y esta se expresa como,

$$i_0 = i_{rs} \cdot (T_c - T_{ref})^3 \cdot \exp \left\{ \frac{q \cdot E_g}{\beta \cdot k} \cdot \left(\frac{1}{T_{ref}} - \frac{1}{T_c} \right) \right\}, \quad (2.1.3)$$

donde $T_{ref} = 298,15^\circ\text{K}$ es la temperatura de referencia de la celda en condiciones STC, la constante E_g representa la energía de banda prohibida del silicio y la variable i_{rs} corresponde a la corriente de saturación inversa. Tal como se señala en [49], si se ignora la corriente de fuga de derivación, i_{rs} queda influenciada por la temperatura de trabajo de la celda y por el voltaje de circuito abierto en condiciones STC. Luego, la corriente de saturación inversa puede ser descrita por,

$$i_{rs} = \frac{I_{sc_c}}{\left[\exp \left\{ \frac{q \cdot V_{oc_c}}{\beta \cdot k \cdot T_c} \right\} - 1 \right]}. \quad (2.1.4)$$

Ahora, con respecto al último término de (2.1.1), en [49] se señala que en general, la eficiencia PV es insensible a la variación de R_{sh_c} , y se puede suponer que la resistencia de fuga de derivación se aproxima al infinito sin corriente de fuga a tierra. Si además se considera que el valor de i_0 es lo suficientemente pequeño, entonces de (2.1.1) se tiene que i_c queda exclusivamente descrito por i_{ph_c} .

2.1.2. Temperatura de trabajo de la celda solar

En base a lo mencionado en los párrafos anteriores, la temperatura de trabajo de la celda solar es una variable fundamental a la hora de modelar la corriente i_c . Tal como se indica en [50], dado que las celdas solares son semiconductores, es de esperar que estas sean sensibles a la temperatura de trabajo. Bajo esta misma línea, la curva de potencia de un módulo PV también se ve afectada significativamente por variaciones en T_c . Luego, es necesario tener un modelo que permita describir T_c a partir de las condiciones ambientales. En [50], se señala que el enfoque estándar para su obtención está dado por la formula estándar utilizada en el cálculo de la temperatura nominal de funcionamiento de la celda (NOCT),

$$T_c = T_a + \frac{G}{G_{NOCT}} \cdot (T_{NOCT} - T_{a,NOCT}), \quad (2.1.5)$$

donde T_a es la temperatura ambiente en $^\circ\text{K}$, $G_{NOCT} = 0,8 \text{ kW/m}^2$ es la irradiación NOCT y $T_{a,NOCT} = 20^\circ\text{C}$ es la temperatura ambiente NOCT.

Todo esto, considerando que la velocidad del viento NOCT es de $v_{w,NOCT} = 1$ m/s.

Una gran desventaja de la expresión (2.1.5) es que no permite modelar como el viento afecta a T_c . En [39] se señala que la temperatura de un módulo PV cambia indirectamente con la velocidad del viento y que, además, la eficiencia del módulo fotovoltaico está directamente relacionada con la velocidad del viento. Quedando clara la influencia que tiene el viento, es imperante tener una expresión de T_c que permita considerar su efecto. En [50] se comparan diferentes expresiones de T_c que consideran el efecto del viento. En este trabajo, se considera la expresión,

$$T_c = T_a + \frac{G}{G_{NOCT}} \cdot (T_{NOCT} - T_{a,NOCT}) \cdot \frac{h_{w,NOCT}}{h_w(v)} \cdot \left[1 - \frac{\eta_{STC}}{\tau\alpha} \cdot (1 - \gamma \cdot T_{STC}) \right], \quad (2.1.6)$$

donde h_w es el coeficiente de convección del viento en función de su velocidad, $h_{w,NOCT}$ es el mismo coeficiente en NOCT, $T_{STC} = 25^\circ\text{C}$ es la temperatura de celda en condición STC y $\tau\alpha = 0,9$ corresponde al multiplicador de transmitancia-absorción, que es la porción de energía que efectivamente es absorbida por la celda.

En lo que a este trabajo respecta, se opta por utilizar la expresión (2.1.6) para modelar el efecto del viento en T_c . Esto se debe a que, por una parte, la expresión (2.1.6) permite conservar los parámetros de la ecuación (2.1.5) y, por otra parte, en [50] se señala que el modelo denominado como *Skoplaki 2*, que está dado por la expresión (2.1.6), es el que mejor representa el efecto del viento en paneles PV monocristalinos de silicio para datos de viento *in-situ*. Ahora bien, para poder trabajar con (2.1.6) se debe calcular el coeficiente de convección del viento como,

$$h_w = 5,7 + 2,8 \cdot v_w. \quad (2.1.7)$$

La expresión (2.1.7) depende de la velocidad del viento en la celda (v_w). Dado que por lo general esta medición no se realiza cerca de la celda, en [50] se presenta una ecuación que relaciona v_w con el viento medido a 10 m sobre el suelo (v_f),

$$v_w = 0,68 \cdot v_f - 0,5. \quad (2.1.8)$$

La expresión anterior podría utilizarse con datos como los que se entrega en el explorador eólico que proporciona el Ministerio de Energía, los cuales consideran una velocidad del viento medida a 5,5 m sobre el suelo. Cabe mencionar que en

estricto rigor se debería de considerar el grado de rugosidad del suelo en (2.1.8).

2.1.3. Panel PV

Conociendo como se realiza la modelación de una celda solar y teniendo ya una expresión que permite modelar la temperatura T_c a partir de las condiciones ambientales, es posible obtener un modelo fidedigno de un panel PV. En [48] se menciona que los parámetros característicos del modelo equivalente de un diodo de una celda solar se pueden extender a los parámetros equivalentes de un panel PV para obtener su curva corriente-voltaje. Esta se obtiene a partir de la expresión,

$$i_{pv} = i_{ph} \cdot \left[1 - \exp \left\{ q \cdot \frac{(v_{pv} - V_{oc}) \cdot (1 + \lambda) + i_{pv} \cdot R_s}{(\beta \cdot k \cdot T_c \cdot N_{cs})} \right\} \right], \quad (2.1.9)$$

la cual a diferencia de la ecuación presentada en [48], esta considera los coeficientes de temperatura de I_{sc} y V_{oc} . Adicionalmente, la expresión (2.1.9) corresponde a la extensión de (2.1.1), en donde se considera que i_c queda exclusivamente descrito por i_{phc} . En concordancia con lo anterior, la expresión matemática de la fotocorriente del panel PV (i_{ph}) es idéntica a la presentada en (2.1.2), con la salvedad de que se debe realizar el cálculo correspondiente considerando la corriente de cortocircuito de todo el panel (I_{sc}) y no de una celda solar individual (I_{sc_c}). El modelo del panel PV representado por la ecuación (2.1.9) es denominado en [49] como modelo generalizado PV. Es en particular este modelo el que se utiliza para la representación del panel PV de 450 W que se presenta en [47].

Antes de modelar el panel de 450 W, primero se obtuvieron las curvas de corriente-voltaje y de potencia-voltaje para el panel de 445 W. De esta manera, se realizó primeramente una comparación con las curvas que se observan en [47]. Adicionalmente, también se obtuvieron las curvas de corriente-voltaje y de potencia-voltaje para el panel de 445 W considerando la expresión (2.1.1), esto último con el fin de corroborar que las componentes i_0 y R_{sh} prácticamente no influyen en el modelo del panel PV. Luego, haciendo uso de MATLAB se procede a obtener las curvas características del panel PV de 450 W en condición STC, las cuales se presentan en la Figura 2.1.1. Para obtener estas curvas se ha considerado que $v_f = 1,0972$ m/s, $T_a = 269,4^\circ\text{K}$ y $G=1$ kW/m², esto con

el fin de obtener $T_c = 298,15^\circ\text{K}$ en STC. Como se puede apreciar a partir de la Tabla 2.1.1, los valores obtenidos son muy similares a los que se presentan en [47].

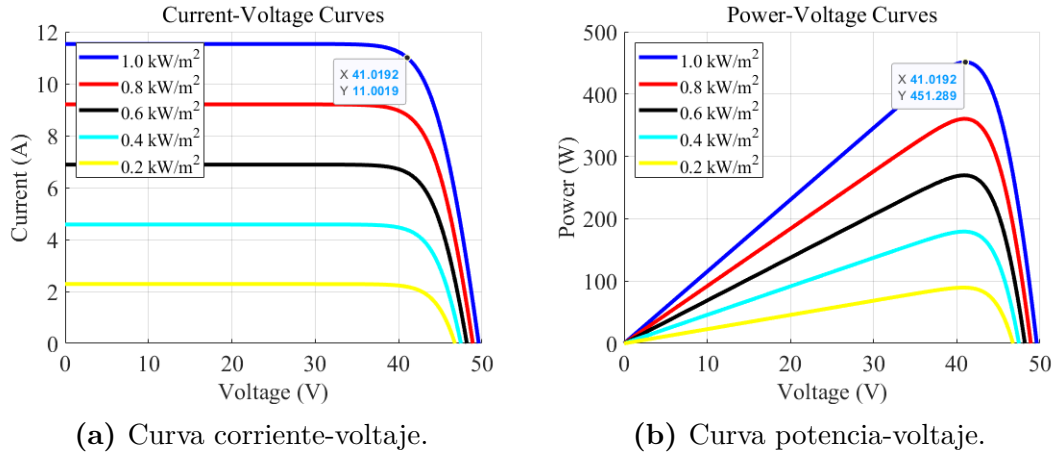


Figura 2.1.1: Curvas características del panel de 450 W.

2.1.4. Arreglo PV

Contando ya con un modelo del panel modelo Tallmax de 450 W, se procede a extenderlo al arreglo PV compuesto por estos paneles. Cabe recalcar que las características de este arreglo se encuentran establecidas de antemano. Este se compone de ocho paneles conectados en paralelo y cuya potencia máxima es de 3,6 kW. Luego, haciendo uso de las expresiones (2.1.6), (2.1.7), (2.1.8) y (2.1.9), se elabora un modelo equivalente del arreglo PV en el ambiente de simulación PLECS, cuyo diagrama se presenta en la Figura 2.1.2 y cuyos parámetros se muestran en la Tabla 2.1.3. Tal como se puede observar, el modelo equivalente del arreglo PV se encuentra dentro del bloque *PV Model* el cual calcula la corriente a la que opera el arreglo PV (i_{pv}) en base a las condiciones ambientales y al voltaje de operación del arreglo. Debido a que el objetivo de la simulación es obtener las curvas características del arreglo PV en condición STC, se considera que $v_f = 1,0972$ m/s, $T_a = 269,4^\circ\text{K}$ y $G=1$ kW/m² para obtener un $T_c = 298,15^\circ\text{K}$ en STC y, por otra parte, se hace un barrido de voltaje entre los 0 V y V_{oc} con el fin de obtener estas curvas. Ahora bien, en estricto rigor el bloque *PV Model* representa el modelo de solo un panel PV, sin embargo, al modificar los valores de R_s e I_{sc} en función del número de paneles en paralelo es posible representar el arreglo entero haciendo uso de un solo

bloque *PV Model* y una sola fuente de corriente, lo cual resulta bastante menos costoso en términos del costo computacional que si se usaran ocho veces estos bloques. Cabe mencionar que los diodos de *Bypass* y de *Blocking* se colocan en el diagrama con el fin de recordar que estos deben ser incorporados en el arreglo PV.

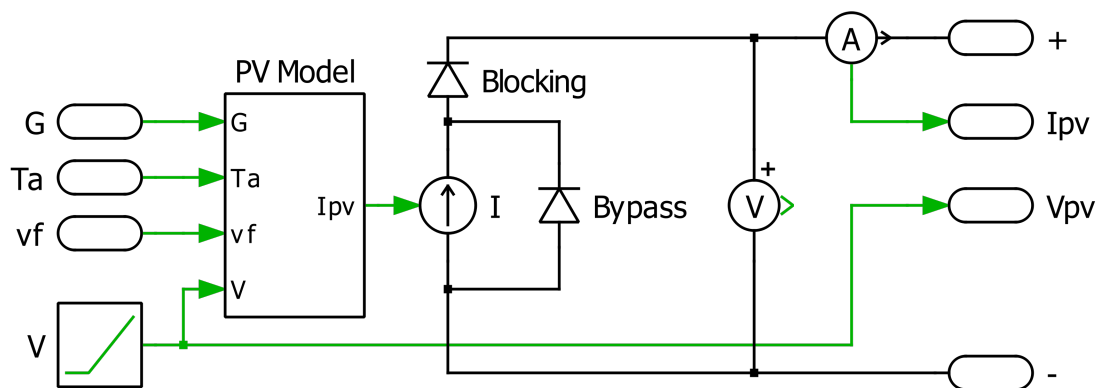


Figura 2.1.2: Modelo del arreglo PV en PLECS.

Tabla 2.1.3: Parámetros utilizados para modelar el arreglo PV en PLECS.

Símbolo	Parámetro	Valor
N_{pv_p}	Número de paneles en paralelo	8
N_{c_s}	Número de celdas en serie	72
G_{ref}	Radiación solar de referencia	1 kW
T_{ref}	Temperatura de referencia	298.15°K
G_{NOCT}	Radiación solar en condición NOCT	0,8 kW
T_{NOCT}	Temperatura de celda en condición NOCT	43°C
$T_{a,NOCT}$	Temperatura ambiente en condición NOCT	20°C
$v_{w,NOCT}$	Velocidad del viento en condición NOCT	1 m/s
T_{STC}	Temperatura de celda en condición STC	25°C
η_{STC}	Eficiencia del módulo	20,6 %
$\tau\alpha$	Multiplicador de transmitancia-absorción	0,9
α	Coefficiente de temperatura de I_{sc}	0,04 %/°C
λ	Coefficiente de temperatura de V_{oc}	-0,25 %/°C
γ	Coefficiente de temperatura de P_{mpp}	-0,34 %/°C
q	Carga de un electrón	$1,602 \cdot e^{-19}$ C
k	Constante de Boltzmann	$1,3806 \cdot e^{-23}$ J/K
β	Factor de idealidad del diodo	0,9735
R_s	Resistencia serie	$0,27545 \left(\cdot 1/N_{pv_p} \right)$ Ω
V_{oc}	Voltaje de circuito abierto	49,6 V
I_{sc}	Corriente de corto circuito	$11,53 \left(\cdot N_{pv_p} \right)$ A

Tras simular en el *software* PLECS el modelo presentado en la Figura 2.1.2 con los parámetros que se muestran en la Tabla 2.1.3, se obtienen las curvas características del arreglo PV en condición STC que se muestran en la Figura 2.1.3. Como se puede apreciar, ambas curvas se condicen con las obtenidas a partir del modelo del panel PV que se muestran en la Figura 2.1.1. La única diferencia es que tanto la corriente de cortocircuito como la potencia máxima son ocho veces mayores producto de los ocho paneles conectados en paralelo que conforman el arreglo PV. De todas maneras, el punto de máxima potencia (MPP) se mantiene en torno a los 41 V, tal como es de esperar dada la conexión del arreglo y los datos del panel PV presentados en la Tabla 2.1.1. Para hacer una comparación más exhaustiva del punto MPP obtenido en la Tabla 2.1.4 se presentan los valores esperados con los obtenidos en PLECS. Como se puede apreciar, los valores son bastante cercanos entre sí, por lo que la diferencia se encuentra dentro del margen de error señalado por el fabricante en la Tabla 2.1.4.

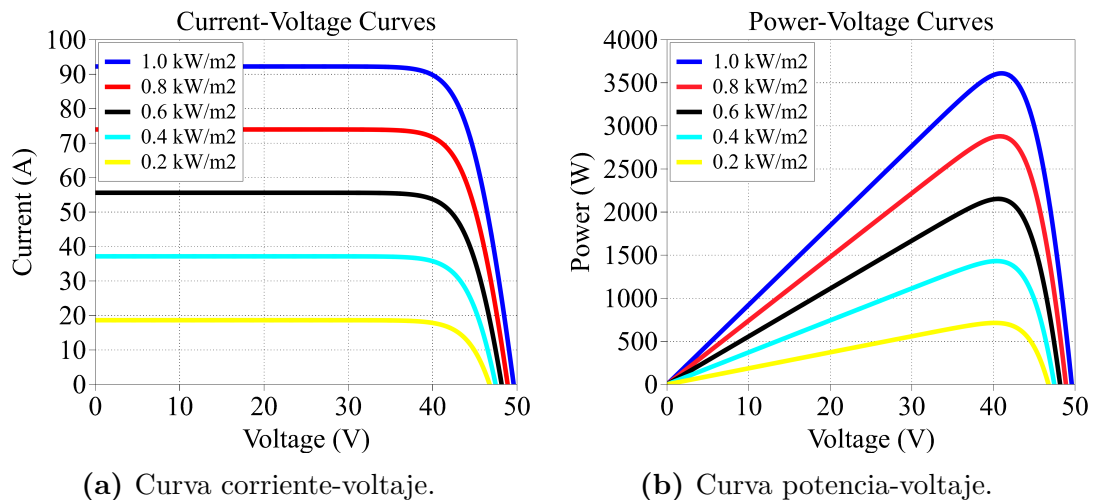


Figura 2.1.3: Curvas características del arreglo PV.

Tabla 2.1.4: Resultados obtenidos del modelo del arreglo PV a 25°C y 1 kW/m².

Símbolo	Parámetro	Valor esperado	Valor resultante
V_{mpp}	Tensión de potencia máxima	41 V	40,99 V
I_{mpp}	Corriente de potencia máxima	87,84 A	88,06 A
P_{mpp}	Potencia máxima	3600 W	3610,32 W

2.2. Sistema de almacenamiento en baterías

El sistema de almacenamiento de energía en baterías (BESS) es un elemento fundamental en la propuesta elaborada. Esto se debe a que el BESS permite desacoplar la generación solar de la producción de hidrógeno verde, es decir, abre la posibilidad de operar el electrolizador PEM incluso en los momentos del día en los cuales no hay generación solar, además de que permite cuidar de este ante posibles sobrecargas de corriente en momentos del día en donde exista una alta tasa de generación solar. A esto se suma que la incorporación del BESS hace que el control supervisor del sistema de la Figura 1.1.1 no requiera de pronósticos de las condiciones meteorológicas para elaborar los esquemas de producción de hidrógeno, ya que este podrá tomar decisiones en base a la energía almacenada del día anterior. Ahora bien, a diferencia del arreglo PV, las características del BESS no se encuentran definidas de antemano. En consecuencia, se tiene libertad de elegir el modelo de la batería, cuantas de ellas usar y su tipo de conexión.

2.2.1. Batería

En este trabajo se opta por utilizar un almacenamiento electroquímico de energía en base a baterías de ión litio. Esto se debe a que esta tecnología ya lleva ciertos años desarrollándose y a que presenta una serie de ventajas con respecto a otras alternativas en relación a la densidad de energía, a la energía específica, a la baja tasa de auto descarga⁴ y a la vida útil que estas baterías ofrecen [51]. Con respecto al voltaje de operación de la batería a utilizar, se decide por una tensión de operación intermedia entre el arreglo PV y el equipo electrolizador. Es por ello que en este trabajo se opta por utilizar baterías de ion litio de 24 V como las que presenta el modelo 24 V LiFePO4 Power Brick+ de PowerTech Systems™ en [52]. Se escoge este modelo debido a que asegura que no se superará en ningún momento la máxima corriente de carga y descarga, y a que cumple con los requerimientos de tensión de capacidad de almacenamiento deseados. Cabe señalar que si bien se utilizará esta batería para validar el modelo del BESS del sistema, no se descarta la posibilidad de cambiarla por otra de similares características en caso que las condiciones del proyecto lo estimen conveniente.

⁴Si bien este efecto no se considera en el modelamiento, es importante recalcar su existencia.

Tal como se menciona en [51], existen diferentes tipos de modelos para representar las baterías de ion litio con sus respectivas ventajas y desventajas. Entre estos, se escoge el modelamiento mediante un circuito equivalente ya que a pesar de que el proceso de identificación de parámetros resulta más complejo, la representación mediante un modelo circuital permite entender de manera más simple las características eléctricas de la batería, que son las de mayor interés para efectos del diseño del sistema de control del *coupling* propuesto. Ahora bien, existen distintos modelos de circuito equivalente propuestos en la literatura, sin embargo, en este caso se opta por el modelo de Thevenin debido a que ofrece una alta precisión a costa de una baja complejidad [51]. El modelo de Thevenin consiste de una fuente de tensión controlada (e_{bat}), en serie con una resistencia interna (R_{bat}), la cual modela la caída de tensión en la batería producto de las variaciones en la corriente que circula a través de esta (i_{bat}), esto se expresa como,

$$v_{bat} = e_{bat} - R_{bat} \cdot i_{bat}, \quad (2.2.1)$$

donde v_{bat} corresponde a la tensión en los terminales de la batería. Si bien hay modelos que le agregan a (2.2.1) un circuito RC en serie para describir el efecto de relajación y la impedancia AC de la batería, en este trabajo se opta por sólo considerar la resistencia interna R_{bat} ya que es suficiente para modelar el comportamiento de la batería para efectos del diseño del sistema de control. También resulta importante mencionar que si bien todas las componentes pasivas del circuito equivalente varían dependiendo del estado de carga (SoC) y de la temperatura, en este trabajo estos parámetros se consideran como constantes [51].

Un aspecto importante del modelo de Thevenin que se presenta en (2.2.1) es la fuente de tensión controlada e_{bat} . Esta representa el voltaje en circuito abierto de la batería y depende del estado de carga (SoC), de la corriente a través de la batería (i_{bat}) y del fenómeno de histeresis de la batería [41]. El comportamiento de la batería se distingue en dos formas, cuando esta está en estado de carga o de descarga. Para definir cuál es el comportamiento de la batería en un determinado instante de tiempo, se hace uso del sentido de la corriente de la siguiente manera,

$$e_{bat} = e_{chg}, \text{ si } i^* < 0 \quad \vee \quad e_{bat} = e_{dis}, \text{ si } i^* > 0, \quad (2.2.2)$$

es decir, que si la corriente i^* entra a la batería ($i^* < 0$), entonces esta se encontraría

en estado de carga, en cuyo caso el voltaje en circuito abierto quedaría dado por,

$$e_{chg} = E_o - K \cdot \frac{Q_{max}}{Q_{max} - i \cdot t} \cdot i^* - K \cdot \frac{Q_{max}}{Q_{max} - i \cdot t} \cdot i \cdot t + A \cdot e^{-B \cdot i \cdot t}. \quad (2.2.3)$$

En caso contrario, la corriente i^* estaría saliendo de la batería ($i^* > 0$), luego esta estaría en estado de descarga y el voltaje en circuito abierto quedaría dado por,

$$e_{dis} = E_o - K \cdot \frac{Q_{max}}{Q_{max} + i \cdot t} \cdot i^* - K \cdot \frac{Q_{max}}{Q_{max} - i \cdot t} \cdot i \cdot t + A \cdot e^{-B \cdot i \cdot t}. \quad (2.2.4)$$

Nótese que se toma en consideración el sentido de la corriente i^* , la cual es la medición de la corriente que circula a través de la batería tras pasarla por un filtro pasa-bajos (LPF). Esto se hace para descartar los transitorios en la corriente I_{bat} .

Al observar las expresiones (2.2.3) y (2.2.4) del voltaje en circuito abierto de la batería en condiciones de carga y descarga, respectivamente, es posible dar cuenta de que estas ecuaciones dependen de una serie de variables. En primer lugar, está el voltaje constante E_o , el cual queda descrito mediante la siguiente expresión,

$$E_o = V_{full} + K + R \cdot I_{nom} - A. \quad (2.2.5)$$

Este a su vez depende de la amplitud en la zona nominal (o factor de polarización),

$$K = \frac{V_{full} - V_{nom} + A \cdot (e^{-B \cdot Q_{nom}}) \cdot (Q_{max} - Q_{nom})}{Q_{nom}}, \quad (2.2.6)$$

el cual representa tanto el cambio en la resistencia de polarización como en la profundidad de descarga [51], y del factor de voltaje en la zona exponencial,

$$A = V_{full} - V_{exp}. \quad (2.2.7)$$

Por su parte, tanto las expresiones (2.2.3) y (2.2.4), como el factor de polarización dependen del factor de capacidad en la zona exponencial, el cual está dado por,

$$B = 3/Q_{exp}. \quad (2.2.8)$$

Lo que tienen en común las variables presentadas en (2.2.5), (2.2.6), (2.2.7) y (2.2.8), así como también las expresiones (2.2.3) y (2.2.4) de e_{bat} , es que todas dependen de una serie de parámetros inherentes al modelo de la batería utilizado.

Afortunadamente, estos pueden obtenerse a partir de los datos entregados en [52].

En base a que la finalidad de la batería es el almacenamiento de energía eléctrica, se necesita de una expresión que de cuenta de la cantidad de energía almacenada en un momento determinado. Es acá donde toma relevancia el estado de carga del BESS (SoC), el cual se estima a partir del movimiento de cargas que entren o salen de la batería [51]. Esto se puede expresar de la siguiente manera,

$$SoC(t) = SoC_0 - \frac{1}{Q_{max}} \cdot \int_{t_0}^t i \cdot d\tau, \quad (2.2.9)$$

donde SoC_0 es el estado de carga inicial. Conocer el SoC resulta clave a la hora de cuidar de la vida útil de la batería y de sacar un mejor provecho de esta durante las acciones de control. Otra variable de interés en el modelamiento de la batería es la tasa de carga o descarga (C_{rate}) [41], la cual se expresa de la siguiente manera,

$$C_{rate} = \frac{I_{nom}}{Q_{max}/h}. \quad (2.2.10)$$

Esta tasa resulta útil a la hora de interpretar las curvas que aparecen en [52]. Por ejemplo, la curva de descarga a 25°C y 1C indica que para $I_{nom} = 150$ A y $Q_{max} = 150$ Ah la batería se descargará completamente en el lapso de una hora.

Para poder verificar las expresiones anteriores, se elabora un modelo equivalente de estas en el *software* PLECS, cuyo diagrama resultante se presenta en la Figura 2.2.1⁵. Como se puede apreciar, el circuito que aparece corresponde al modelo de Thevenin mostrado en (2.2.1), donde se hace uso de la corriente i_{bat} para calcular tanto el estado de carga como el voltaje de circuito abierto de la batería. Haciendo uso de este modelo, se elabora una simulación en el *software* PLECS para verificar que las curvas de voltaje de la batería a 25°C sean equivalentes a las presentadas por el fabricante en [52], donde se consideran distintas tasas de descarga. Esta simulación consiste en que la batería, que inicialmente se encuentra con un SoC del 100 %, alimenta una carga a corriente constante, cuyo valor guarda relación con la tasa de descarga correspondiente. La carga en cuestión se modela como una fuente de corriente constante y la batería se modela considerando los parámetros obtenidos a partir de [52] que se presentan en la Tabla 2.2.1.

⁵Para efectos del modelo, no se considera la influencia que tiene la temperatura en la batería.

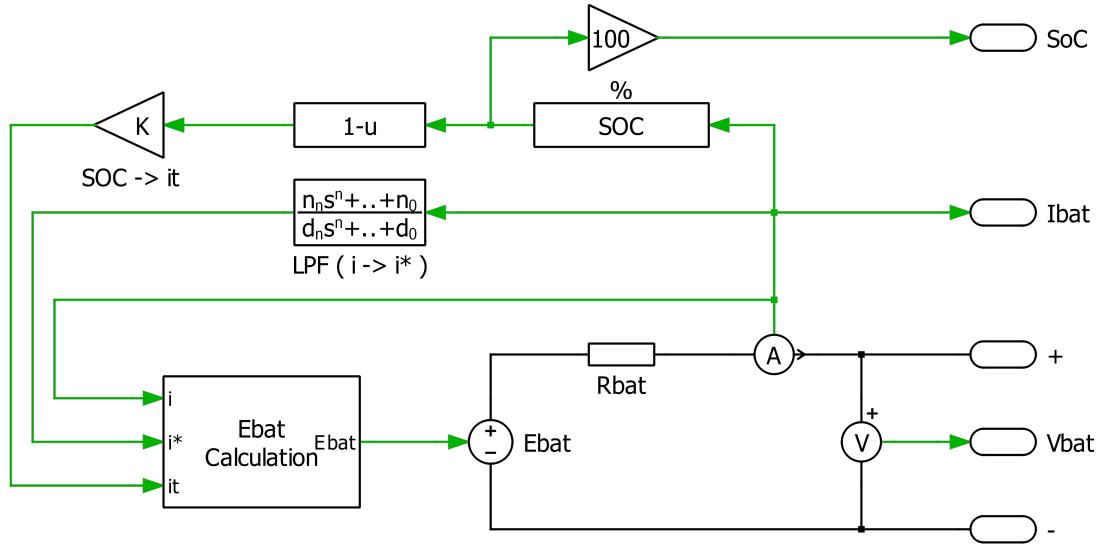
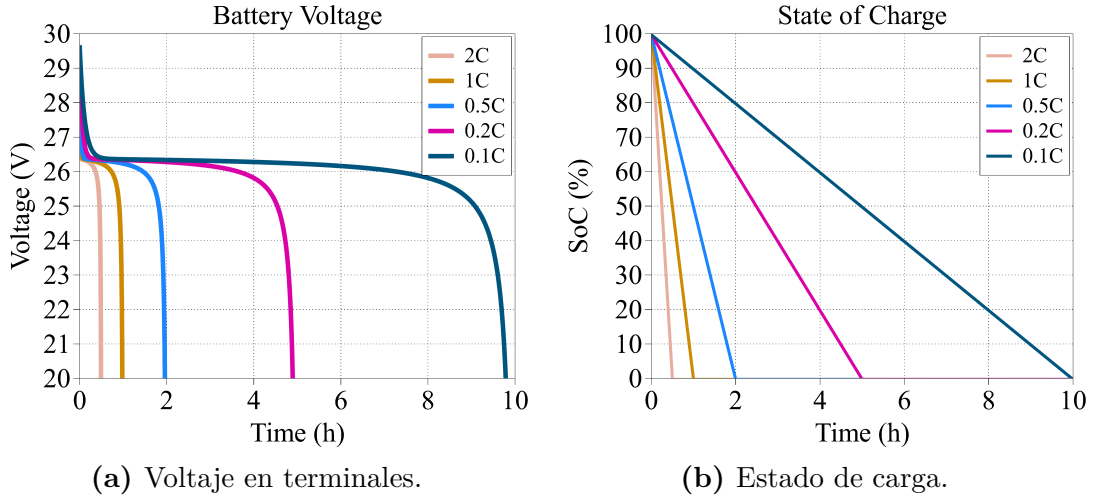


Figura 2.2.1: Modelo de la batería en PLECS.

Tabla 2.2.1: Parámetros utilizados para modelar la batería en PLECS.

Símbolo	Parámetro	Valor
V_{full}	Voltaje a pleno SoC	29,6 V
V_{exp}	Voltaje en fin de la zona exponencial	26,3716 V
V_{nom}	Voltaje en fin de la zona nominal	25,6 V
Q_{max}	Capacidad máxima	150 Ah
Q_{exp}	Capacidad en fin de la zona exponencial	5 Ah
Q_{nom}	Capacidad en fin de la zona nominal	149,82 Ah
I_{nom}	Corriente de descarga nominal a 1C	150 A
R_{bat}	Resistencia interna	0,05 Ω
τ_{bat}	Constante de tiempo del LPF	30 s

Tras simular en PLECS el modelo presentado en la Figura 2.2.1, se obtienen las curvas de descarga del voltaje y del estado de carga de la batería a 25°C que se muestran en la Figura 2.2.2. Como se puede observar, a medida que el estado de carga de la batería va descendiendo, el voltaje desciende de manera similar a las curvas de descarga a 25°C que muestra el fabricante en [52]. En particular, en cada una de las curvas que muestran el voltaje en los terminales de la batería se logran distinguir las tres regiones de operación de la batería. Estas son, la zona exponencial, que comienza desde el inicio de la descarga decayendo de manera exponencial, la zona nominal, que es donde el voltaje se mantiene más estable y la zona lineal, que es donde el voltaje comienza a decaer más abruptamente [51].



(a) Voltaje en terminales.

(b) Estado de carga.

Figura 2.2.2: Tensión y estado de carga ante descargas a 25°C.

2.2.2. Banco de baterías

Contando ya con un modelo de la batería, se procede a dimensionar el banco de baterías teniendo como criterio de diseño el que se pueda almacenar en su totalidad la energía obtenida durante un ciclo diario desde el arreglo PV, es decir,

$$E_{pv} = P_{mpp} \cdot h_{pv} \cdot \eta_{PB} = 3,6 \cdot 8 \cdot 0,95 = 27,36 \text{ kWh}, \quad (2.2.11)$$

donde se considera una irradiación de 1 kW/m² durante ocho horas y una eficiencia de conversión entre el arreglo PV y el BESS del 95 %. Por otro lado, a partir de [52] se deriva que para obtener una vida útil de al menos 7000 ciclos, la profundidad de descarga (*DoD*) no debe exceder el 70 %. Luego, bajo esta condición se tiene,

$$E_{pack} = \frac{E_{pv}}{DoD_{max}} = \frac{27,36}{0,7} = 39,09 \text{ kWh}. \quad (2.2.12)$$

Habiendo determinado la energía que debe ser capaz de almacenar el banco de baterías, es posible obtener el número de unidades que deben conectarse en paralelo para alcanzar esa determinada capacidad pero manteniendo el voltaje constante,

$$N_{pack} = \frac{E_{pack}}{V_{nom} \cdot Q_{max}} = \frac{39,09 \cdot 10^3}{25,6 \cdot 150} = 10,18 \approx 10. \quad (2.2.13)$$

Nótese que el banco de baterías está levemente sobredimensionado en términos de su capacidad neta. Adicionalmente, dadas las baterías empleadas, no se requiere de un control de carga dado que nunca se alcanzará la corriente máxima de carga.

2.3. Electrolizador tipo PEM

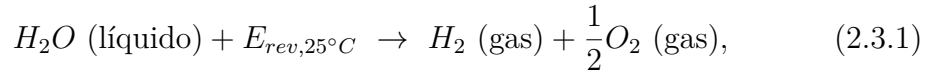
Al igual que con el arreglo PV, las características del electrolizador tipo PEM se encuentran establecidas de antemano. En consecuencia, los modelos estático y dinámico que se presentan en esta sección están en concordancia con el trabajo realizado en la primera etapa, en la cual se estableció que el equipo de electrólisis a considerar opera entre los 8 V y los 18 V, considerando una potencia de alimentación máxima de 8 kW. Adicionalmente, se estableció que el electrolizador tipo PEM a considerar posee una configuración de siete celdas en serie con un área de 300 cm² y que el modelamiento de este equipo de electrólisis debe seguir el modelo de [48], esto último con la idea de contrastar las curvas obtenidas. Si bien también existen los electrolizadores de tipo alcalino, los cuales se encuentran disponibles comercialmente durante más tiempo, estos han sido paulatinamente reemplazados por los de tipo PEM debido a que estos pueden operar a una mayor densidad de corriente y a que pueden generar hidrógeno de mayor pureza [53]. Además, los electrolizadores PEM son más compactos, poseen una respuesta más rápida ante cambios en el suministro y dan mayor flexibilidad de operación [54].

2.3.1. Modelo estático

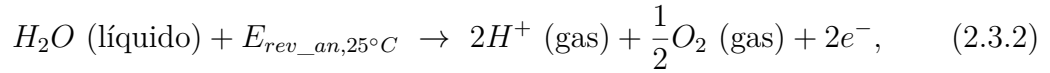
A grandes rasgos, existen dos tipos de modelos del electrolizador PEM, los estáticos y los dinámicos. Los primeros revelan el comportamiento en estado estacionario y ofrecen información sobre las características de voltaje-corriente, fenómenos de polarización y eficiencia general, en cambio, los modelos dinámicos capturan las respuestas transitorias y las reacciones ante variaciones abruptas en la entrada. Ahora bien, debido que la respuesta eléctrica de una celda de tipo PEM está típicamente caracterizada por una respuesta relativamente rápida (≈ 50 ms), se tiene que los modelos estáticos son comúnmente utilizados para representar al electrolizador tipo PEM. Estos modelos resultan válidos bajo el supuesto de que el equilibrio eléctrico de cada celda se establece instantáneamente [55]. Por su parte, en [48] también se presenta un modelo estático del electrolizador tipo PEM, el cual se basa en una serie de supuestos. En primer lugar, los efectos de la presión son despreciados, la temperatura se asume uniforme en todo el electrolizador, las celdas son idénticas entre si y además se considera que la membrana de las celdas

está completamente saturada en agua, por lo que su conductividad solo depende de la temperatura. En vista de que este trabajo debe estar alineado con el de [48], se tiene que todos los supuestos mencionados anteriormente se mantienen, además de que se asume que la presión en cada celda PEM es constante y fija a 1 atm.

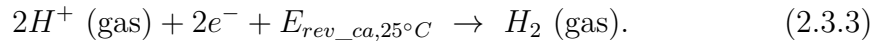
El electrolizador tipo PEM usa el principio de electrólisis para disociar la molécula de agua mediante la aplicación de alta corriente a través de dos electrodos (un ánodo y un cátodo) separados por un electrolito [53]. Tal como se señala en [48], la reacción de la electrólisis del agua puede expresarse de la siguiente manera,



donde $E_{rev,25^\circ C}$ representa el potencial reversible del electrolizador a $25^\circ C$, el cual debe ser suministrado externamente para que la reacción se lleve a cabo. Ahora bien, esta reacción es en realidad una combinación de dos reacciones individuales que ocurren en cada electrodo [55]. En particular, en el ánodo ocurre lo siguiente,



mientras que en el cátodo, por su parte, tiene lugar la siguiente reacción química,



Nótese que si bien tanto en (2.3.2) como en (2.3.3) aparece la expresión del potencial reversible, este resulta ser nulo para el cátodo. Es decir, que el potencial reversible que se aplica externamente se necesita para llevar a cabo la reacción que ocurre en el ánodo, y que para una celda PEM a $25^\circ C$, este debe ser de 1,229 V.

En una celda PEM, el potencial general aplicado a la celda se compone del potencial reversible, los sobrepotenciales del electrodo cinético y los sobrepotenciales debidos a resistencias internas [48]. A partir de estos potenciales se puede describir la curva de voltaje-corriente mediante la siguiente expresión,

$$v_{cell} = V_{rev} + \eta_{act} + \eta_{ohm} + \eta_{dif}. \quad (2.3.4)$$

Al analizar la expresión (2.3.4) es posible dar cuenta de que esta se componen

de cuatro potenciales que representan los distintos fenómenos que ocurren en una celda PEM. En primer lugar, el potencial reversible (V_{rev}) es el mínimo potencial requerido para inducir la reacción de disociación de agua entre dos electrodos de una celda. En segundo lugar, el sobrepotencial de activación (η_{act}) corresponde al exceso de voltaje requerido para iniciar la transferencia de protones para impulsar la cinética electroquímica dentro del sistema. A continuación, surge el sobrepotencial óhmico (η_{ohm}) producto de limitaciones en la conductividad de cada celda, lo cual puede expresarse como resistencias de la siguiente manera,

$$\eta_{ohm} = \eta_{ohm_{mem}} + \eta_{ohm_{ele}} = (R_{mem} + R_{ele}) \cdot i_{pem} = R_{pem} \cdot i_{pem}, \quad (2.3.5)$$

donde R_{mem} y R_{ele} son las resistencias en la membrana y en los electrodos, respectivamente. En última instancia, la electrólisis a altas corrientes deja de estar influenciada solamente por la transferencia eléctrica y empieza a verse afectada por el movimiento de la materia. Este fenómeno se conoce como sobrepotencial de difusión (η_{dif}) y puede llegar a modificar la curva de voltaje-corriente [55].

Tal como se señaló anteriormente, la expresión (2.3.4) permite obtener la curva de voltaje-corriente, también conocida como curva de polarización, de una celda PEM. Ahora bien, esta expresión también permite describir fácilmente la curva de polarización de un electrolizador compuesto por N_{pem_s} celdas en serie⁶ al ponderar por N_{pem_s} los potenciales descritos anteriormente. Sin embargo, hay distintas maneras de expresar los potenciales involucrados en electrólisis. En [55] se menciona que los modelos estáticos pueden tener una aproximación analítica o empírica. Los modelos analíticos se basan en ecuaciones derivadas de leyes físicas y parámetros con significado físico. Por su parte los modelos empíricos proveen de una descripción matemática de la curva de polarización usando ecuaciones y parámetros que no poseen una interpretación física. En este trabajo en particular, se opta por utilizar un modelo empírico ya que permite obtener de manera simple la curva de polarización del electrolizador tipo PEM que se presenta en [48]. Esta curva se compone de un voltaje inicial, dos exponenciales de activación, una zona lineal y una exponencial de difusión. Estas partes representan el potencial reversible, el sobrepotencial de activación, el sobrepotencial óhmico y el sobrepotencial de

⁶La conexión de celdas en paralelo puede conllevar a tener desbalance de corrientes entre celdas.

difusión, respectivamente. A partir de ello se deriva el siguiente modelo empírico,

$$v_{pem} = V_{rev} + (V_{act} - V_{rev}) \cdot \left(1 - e^{-i_{pem} \cdot K_{act}}\right) + R_{pem} \cdot i_{pem} + e^{(i_{pem} - I_{max}) \cdot K_{dif}}, \quad (2.3.6)$$

el cual está en función de la corriente de alimentación. Este modelo es capaz de ajustarse a las curvas de polarización en [48] para las temperaturas de operación de 20°C, 40°C, 60°C y 80°C, mediante el reajuste de parámetros en (2.3.6).

Con respecto a la eficiencia en un electrolizador tipo PEM, esta se compone de la eficiencia eléctrica (η_{pem}) y de Faraday ($\eta_{faraday}$). La primera guarda relación con cuanta de la potencia eléctrica suministrada se disipa como calor, es decir,

$$\eta_{pem} = \frac{P_{pem} - (R_{pem} \cdot i_{pem})}{P_{pem}}. \quad (2.3.7)$$

Por su parte, la eficiencia de Faraday se define como la tasa de producción real de hidrógeno en relación a la teórica [53]. Esta guarda directa relación con la tasa de flujo molar en función de la corriente i_{pem} , la cual se obtiene de la ley de Faraday,

$$\frac{dn_{H_2}(t)}{dt} = \frac{N_{pem_s} \cdot i_{pem}}{2 \cdot F} \cdot \eta_{faraday}. \quad (2.3.8)$$

A partir de la expresión (2.3.8) se puede extrapolar que la eficiencia de Faraday es una medida de cuán efectivamente se está utilizando la energía eléctrica para producir hidrógeno. Tal como se presenta en [53], la eficiencia de Faraday presenta un comportamiento exponencial, el cual puede representarse de la siguiente manera,

$$\eta_{faraday} = \kappa \cdot \left(1 - e^{-\frac{i_{pem}}{\rho}}\right), \quad (2.3.9)$$

donde κ y ρ son parámetros empíricos utilizados para ajustar la curva de $\eta_{faraday}$ a la que se presenta en [53] para una membrana de 200 μm de grosor a 1 atm. Notar acá que la temperatura no tiene mayor efecto sobre $\eta_{faraday}$ aunque si la presión. Luego, al reemplazar (2.3.9) en (2.3.8) e integrar en función del tiempo, es posible obtener la masa de hidrógeno producida en función del tiempo como,

$$m_{H_2}(t) = 2 \cdot 1,008 \cdot \int_0^t \frac{dn_{H_2}(t)}{dt} \cdot d\tau. \quad (2.3.10)$$

Haciendo uso de las expresiones (2.3.6), (2.3.8), (2.3.9) y (2.3.10) se elabora

un modelo estático del electrolizador en el *software* PLECS, cuyo diagrama resultante se presenta en la Figura 2.3.1. Como se puede apreciar, el circuito que aparece consiste de cinco fuentes de voltaje que corresponde a los cuatro potenciales involucrados en la electrólisis y que aparecen en la expresión (2.3.6). En particular, a partir de la corriente i_{pem} se puede calcular los sobrepotenciales de activación, el óhmico y el de difusión. Haciendo uso de este modelo y de los parámetros que se muestran en la Tabla 2.3.1, se elabora una simulación en el *software* PLECS con el objetivo de verificar que las curvas de polarización del electrolizador a una presión de 1 atm sean equivalentes a las presentadas en [48].

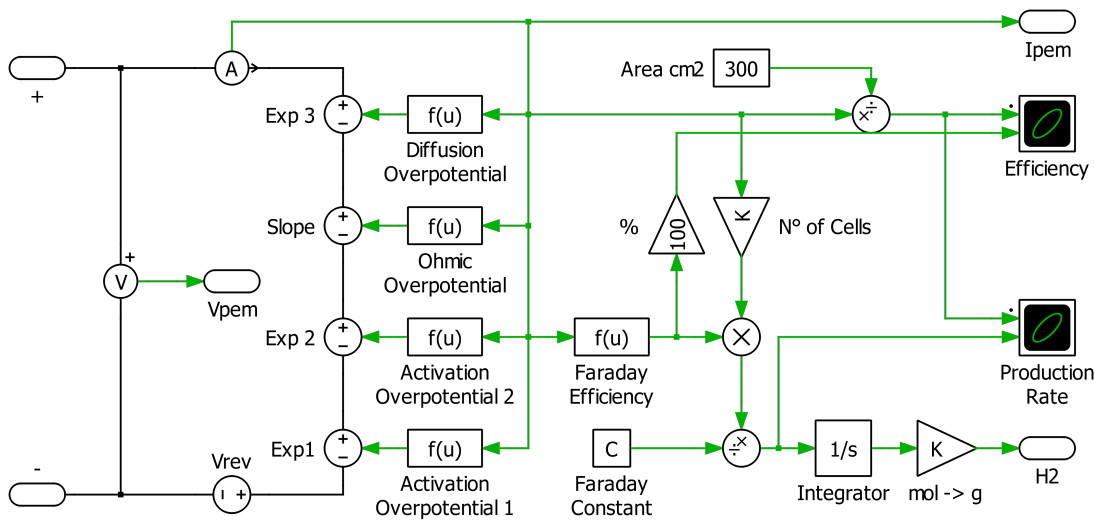


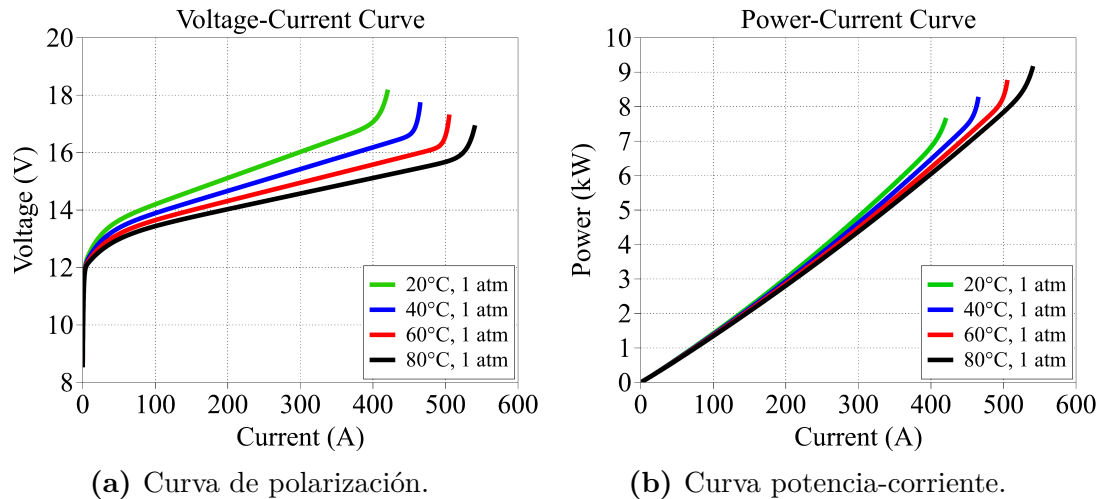
Figura 2.3.1: Modelo estático del electrolizador PEM en PLECS.

Tabla 2.3.1: Parámetros del modelo estático del electrolizador en PLECS.

Símbolo	Parámetro	Valor			
		20°C	40°C	60°C	80°C
N_{pem_s}	Número de celdas en serie		7		
V_{rev}	Potencial reversible		1,229 ($\cdot N_{pem_s}$) V		
V_{act_min}	Sobrepotencial de activación mínimo		1,7 ($\cdot N_{pem_s}$) V		
V_{act}	Sobrepotencial de activación	13,3 V	13,15 V	13,05 V	12,95 V
K_{act}	Constante de activación	0,05	0,0425	0,035	0,03
R_{pem}	Resistencia interna	9,083 mΩ	7,583 mΩ	6,333 mΩ	5,416 mΩ
K_{dif}	Constante de difusión	0,1	0,2	0,2	0,1
I_{max}	Corriente máxima de alimentación	420 A	465 A	505 A	540 A
κ	Máxima eficiencia		0,99		
ρ	Factor de eficiencia		6		
F	Constante de Faraday		96485,3 C/mol		

La simulación consiste en que se alimenta al electrolizador con una corriente que va de 0 A a I_{max} , a partir de lo cual se obtienen las curvas de polarización a

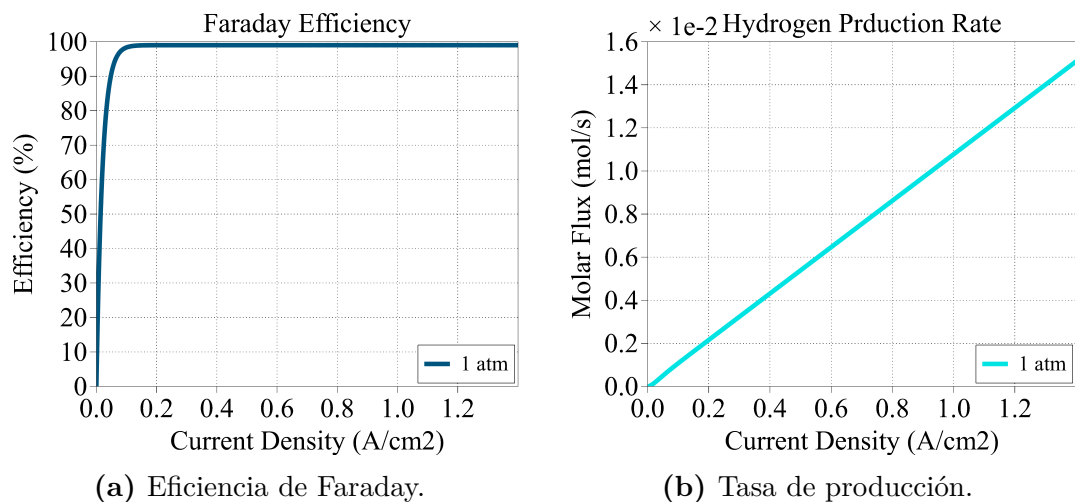
1 atm que se presentan en la Figura 2.3.2a. Al contrastar estas curvas con las que se presentan en [48], es posible corroborar que el modelo presentado logra describir la curvas de polarización de manera satisfactoria. Por su parte, en la Figura 2.3.3b se observa que la tasa de producción crece proporcionalmente con la corriente. Respecto a las eficiencias, en la Figura 2.3.2b se muestra la curva de potencia-corriente que da cuenta de cuanta potencia eléctrica debe ser suministrada para lograr inyectar una determinada corriente i_{pem} . Por su parte, en la Figura 2.3.3 se muestran la eficiencia de Faraday y la tasa de producción considerando una membrana con $200 \mu\text{m}$ de grosor a 1 atm. Nótese que la eficiencia de Faraday se mantiene en torno al 99% a partir de los $0,1 \text{ A/cm}^2$, tal como ocurre en [53].



(a) Curva de polarización.

(b) Curva potencia-corriente.

Figura 2.3.2: Curva de polarización y de potencia-corriente del electrolizador.



(a) Eficiencia de Faraday.

(b) Tasa de producción.

Figura 2.3.3: Producción del electrolizador para una membrana de $200 \mu\text{m}$.

2.3.2. Modelo dinámico

A pesar de que la respuesta eléctrica de una celda PEM es relativamente rápida (≈ 50 ms), esta no es instantánea [55]. En consecuencia, se requiere de un modelo que tome en cuenta el comportamiento dinámico del electrolizador, ya que este resulta de interés en aplicaciones donde hay electrónica de potencia involucrada [54]. Ahora bien, para modelar la dinámica interna se hace uso de un circuito eléctrico equivalente con parámetros ajustados para reproducir el comportamiento eléctrico. Si bien se han propuesto varios de estos modelos en la literatura [55], en este trabajo se opta por representar el electrolizador mediante un circuito equivalente simple, ya que este permite representar de manera satisfactoria la dinámica en torno a cualquier punto de operación que esté dentro de su zona lineal.

El modelo dinámico corresponde a una versión particular de la expresión (2.3.6), la cual no considera el sobrepotencial de difusión por encontrarse fuera de la zona lineal y que considera por separado los sobrepotenciales de activación,

$$v_{pem} = V_{act} + \eta_{act_a} + \eta_{act_c} + R_{mem} \cdot i_{pem}. \quad (2.3.11)$$

Lo anterior se representa mediante el circuito implementado en PLECS que se muestra en la Figura 2.3.4. Aquí se observa que las pérdidas óhmicas en la membrana y en los electrodos se representan mediante resistencias [54] y la acumulación de cargas en los electrodos se representan mediante capacitancias [42]. Luego, en vista que los sobrepotenciales de activación se representan mediante circuitos RC, se tiene que sus constantes de tiempo $\tau_a = R_a \cdot C_a$ y $\tau_c = R_c \cdot C_c$ gobiernan la dinámica del electrolizador [55]. Los parámetros utilizados se presentan en la Tabla 2.3.2, donde se deriva que la dinámica está más influenciada por el ánodo.

Tabla 2.3.2: Parámetros del modelo dinámico del electrolizador en PLECS.

Símbolo	Parámetro	Valor
R_{mem}	Resistencia de membrana	10 m Ω
V_{act}	Voltaje de activación	12,786 V
R_c	Resistencia del cátodo	0,58 m Ω
R_a	Resistencia del ánodo	5,22 m Ω
C_c	Capacitancia del cátodo	37,26 F
C_a	Capacitancia del ánodo	37,26 F

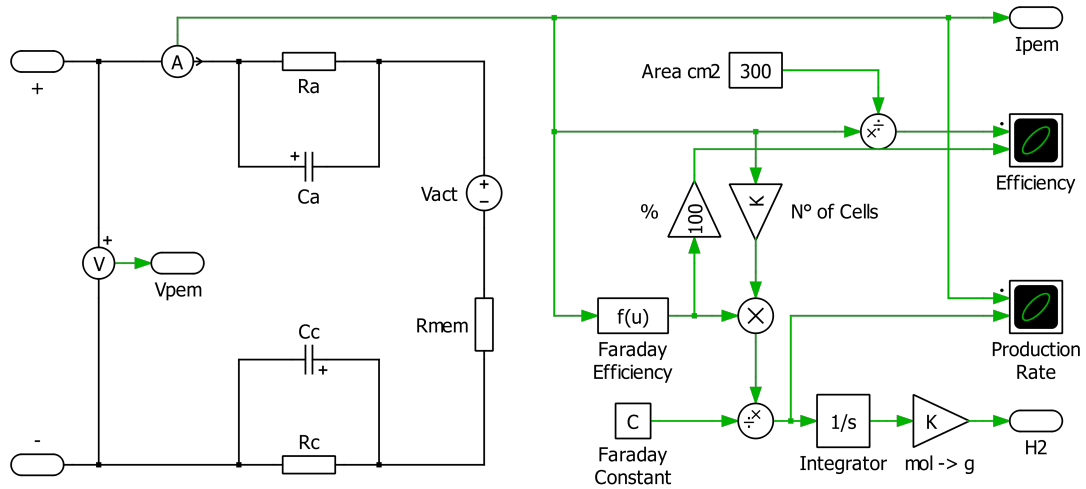


Figura 2.3.4: Modelo dinámico del electrolizador PEM en PLECS.

Haciendo uso del modelo de la Figura 2.3.4 y de los parámetros que se muestran en la Tabla 2.3.2, se elabora una simulación en el *software* PLECS con el objetivo de verificar que la dinámica del electrolizador posea una curva equivalente a la que se presenta en [54]. Para ello se elabora una simulación en la cual se alimenta al electrolizador con una corriente inicial de 30 A que cambia a 70 A mediante un escalón a los 2 s⁷. Con esto se obtiene la curva de voltaje que se presenta en la Figura 2.3.5. Al contrastarla con la curva de voltaje presentada en [54], es posible corroborar que el modelo logra emular la dinámica que se esperaría experimentalmente, a la vez que se condice con la curva de la Figura 2.3.2a.

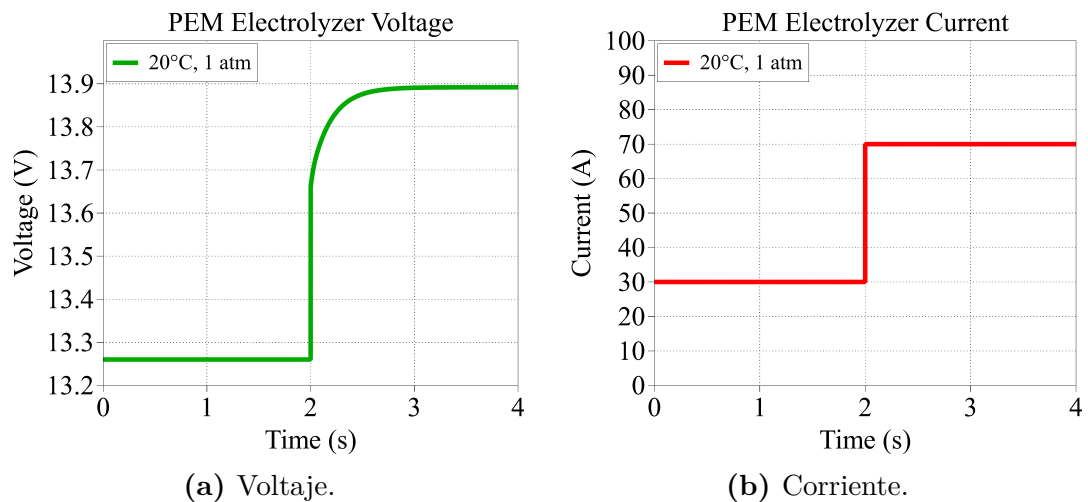


Figura 2.3.5: Dinámica del electrolizador PEM a 20°C y 1 atm.

⁷El cambio en escalón es sólo para captar la dinámica, en la práctica no debería de aplicarse.

2.4. Electrónica de potencia

La electrónica de potencia representa la parte central de este trabajo, ya que es acá donde se incorporan las soluciones innovadoras en materia tecnológica y de control que permiten incrementar la eficiencia de conversión entre la generación solar y la producción de hidrógeno verde. En vista de lo anterior, el modelamiento de la electrónica de potencia se verá en mayor profundidad, partiendo con el modelamiento térmico de los semiconductores, y continuando con los modelos de la topología DAB, de su conexión de potencia parcial y en configuración entrelazada. Luego, se prosigue con el modelamiento de la arquitectura DC propuesta para ambas etapas de conversión del *coupling* presentado en la Figura 1.1.1.

2.4.1. Modelamiento térmico de semiconductores

En la práctica, todos los dispositivos semiconductores presentan pérdidas por conducción y por conmutación, las cuales se disipan en forma de calor en la juntura del dispositivo. Esto genera ciertos inconvenientes, ya que los semiconductores poseen un cierto rango de temperatura en el cual pueden operar. En consecuencia, si no se mantiene la temperatura dentro de ciertos valores, se podría reducir la vida útil del dispositivo, o incluso se podría llegar a provocar el fallo de este. Por lo tanto, resulta fundamental tener un modelo que permita establecer las pérdidas por conducción y por conmutación generadas durante la operación de los semiconductores para así poder modelar térmicamente el circuito bajo estudio. Esto último con la finalidad de diseñar estructuras que disipen el calor generado para mantener la confiabilidad de operación en caso de ser necesario.

Para poder calcular las pérdidas en los semiconductores y obtener un modelo térmico del *coupling* propuesto, se hace uso del *software* PLECS. Este programa posee algunas ventajas respecto a SIMULINK que lo hacen más apto para realizar la modelación térmica de la electrónica de potencia. En primer lugar, posee la capacidad de incorporar componentes de distintos dominios físicos (control, eléctrico, magnético, mecánico y térmico) en un mismo ambiente de simulación y, en segundo lugar, permite modelar los *switches* como ideales, considerando cada conmutación como un evento instantáneo, de manera que la

simulación sea más rápida y eficiente [56]. Esto último permite reducir el costo computacional que implica calcular las pérdidas por conmutación. A modo de poder dilucidar mejor lo que ocurre en una conmutación real respecto a la que simula PLECS, en la Figura 2.4.1 se presenta una comparación entre ambos casos.

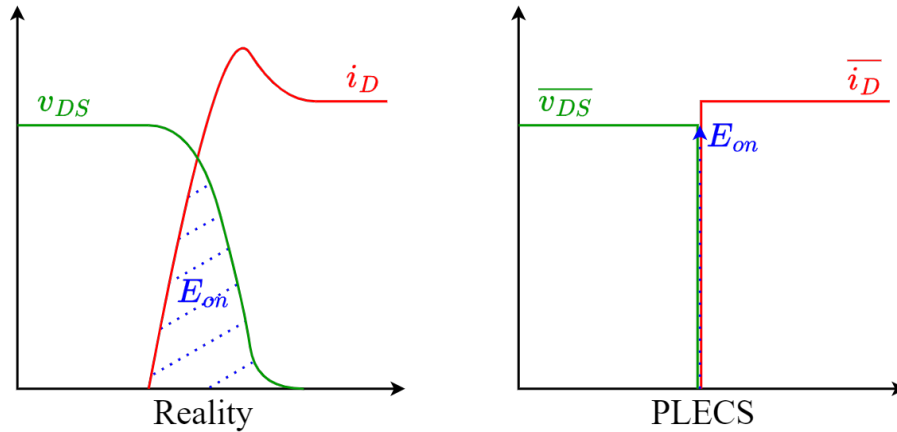


Figura 2.4.1: Encendido en la realidad con respecto a la simulación en PLECS.

Dada la forma en la cual se simula la conmutación, surge la incógnita de cómo entonces PLECS calcula las pérdidas asociadas. Es acá donde entra en escena el dominio térmico, en donde las pérdidas por conducción y por conmutación en cada semiconductor se calculan haciendo uso de dos elementos. El primero es el disipador de calor, el cual se modela como una capa isotermal que funciona como una superficie de igual temperatura, el otro elemento, y el más crítico, es el método de computación. Este se puede presentar en forma de tabla de valores, como fórmula matemática o una combinación de ambas. En el caso particular de las pérdidas por conducción, se opta por calcularlas a partir de una tabla de valores, aunque también se podrían calcular haciendo uso de la siguiente expresión,

$$P_{cond} = \left(i_{D(on)}\right)^2 \cdot R_{DS(on)}, \quad (2.4.1)$$

donde $i_{D(on)}$ y $R_{DS(on)}$ ⁸ corresponden a la corriente que ingresa al transistor de efecto de campo con un semiconductor de óxido metálico (MOSFET) y a la resistencia de encendido de este, respectivamente [57]. En el caso de las pérdidas

⁸Los sufijos D , S y (\cdot) hacen alusión al *drain*, *source* y al estado del MOSFET, respectivamente.

por conmutación, se opta por calcularlas a partir de la siguiente formulación,

$$\begin{aligned} E_{on} &= \int_0^{t_{d(on)}+t_r} v_{DS(on)} \cdot i_{D(on)} \cdot d\tau = v_{DS(on)} \cdot i_{D(on)} \cdot (t_{d(on)} + t_r) \\ E_{off} &= \int_0^{t_{d(off)}+t_f} v_{DS(off)} \cdot i_{D(off)} \cdot d\tau = v_{DS(off)} \cdot i_{D(off)} \cdot (t_{d(off)} + t_f) \end{aligned}, \quad (2.4.2)$$

donde $t_{d(on)}$, t_r , $t_{d(off)}$ y t_f corresponden al retardo de encendido, tiempo de subida, retardo de apagado y tiempo de bajada, respectivamente [58]. Notar que en (2.4.2) se hace razón de que en PLECS la conmutación es instantánea, por lo que v_{DS} e i_D pueden asumirse como constantes durante el encendido y apagado.

La razón por la cual se opta por distintos métodos de computación para determinar las pérdidas por conducción y conmutación se debe al modelo de *switch* que se decide utilizar en el *coupling* propuesto. Este corresponde al MOSFET modelo IPT007N06N de Infineon™ [59], el cual se elige debido a que tiene una baja resistencia $R_{DS(on)}$ y a que está diseñado para operar a altas corrientes y bajas tensiones (< 60 V). Ahora bien, en la hoja de datos de este dispositivo semiconductor aparece las curvas de características típicas de la salida, a partir de la cual se puede generar una tabla de valores para computar las pérdidas por conducción. Sin embargo, el fabricante no entrega las curvas de las pérdidas por conmutación, razón por la cual estas se calculan en cada periodo de conmutación. Cabe mencionar que el fabricante si entrega las curvas de impedancia térmica transitoria máxima, con lo cual es posible determinar la impedancia térmica entre la juntura y el encapsulado. Esta última puede ser especificada mediante un modelo Cauer (basado en capacitancias térmicas) o Foster (basado en constantes de tiempo), los cuales resultan ser equivalentes al reflejar la configuración física de las capas que componen un semiconductor [60].

Disponiendo ya de un método para computar las pérdidas por conducción (P_{cond}) y por conmutación (P_{sw}), es posible establecer las pérdidas totales en semiconductores (P_{loss}), las cuales quedan definidas a partir de la siguiente relación,

$$P_{loss} = P_{cond} + P_{sw} = P_{cond} + (P_{on} + P_{off}) = P_{cond} + (E_{on} + E_{off}) \cdot f_{sw}, \quad (2.4.3)$$

donde las pérdidas por conmutación corresponde a la suma entre las pérdidas de encendido (P_{on}) y de apagado (P_{off}), las cuales son calculadas a partir de la frecuencia de conmutación (f_{sw}) y de la energía disipada en cada encendido (E_{on})

y apagado (E_{off}). De esta forma, las pérdidas totales de cada semiconductor son calculadas en PLECS tal como se ilustra a la derecha de la Figura 2.4.2, donde se hace una comparación entre las pérdidas reales en relación a las simuladas en PLECS. Respecto a este último, para que este pueda calcular las pérdidas en semiconductores, se deben simular los dominios eléctrico y térmico en simultáneo. En particular, las corrientes y voltajes aplicados a los semiconductores son entregadas a la tabla de valores y a la formulación matemática para calcular las pérdidas por conducción y conmutación, respectivamente. Luego, las pérdidas calculadas son agregadas al dominio termal, el cual calcula la temperatura de la componente⁹ y la realimenta al método de computación correspondiente para el próximo evento de conmutación. Notar acá que para obtener las pérdidas promedio del dispositivo durante cada periodo de conmutación es necesario incorporar filtros. Específicamente, se utiliza el bloque (*Periodic Avarage*) para las pérdidas por conducción y el bloque (*Periodic Avarage Impulse*) para las pérdidas por conmutación [56]. Por último, cabe mencionar que producto de la forma en la cual PLECS calcula las pérdidas por conmutación, estas sólo se ven reflejadas en la disipación de calor (dominio térmico) y no en la potencia eléctrica de salida (dominio eléctrico), lo cual es algo a tener en consideración a la hora de poder calcular la eficiencia de conversión en el *coupling* propuesto.

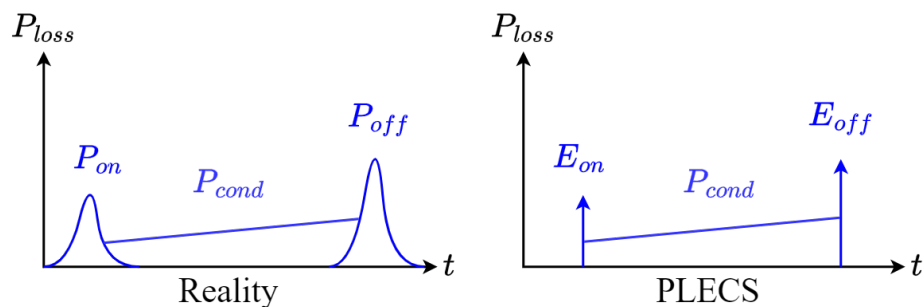


Figura 2.4.2: Pérdidas en la realidad con respecto a las simuladas en PLECS.

A partir de las pérdidas totales de cada MOSFET del sistema de conversión es posible establecer un modelo térmico de este. En particular, al observar el MOSFET que se muestra en la Figura 2.4.3 se aprecia que debido a las pérdidas por conducción y conmutación se genera calor en la juntura, el cual es evacuado

⁹Se puede hacer un análisis en estado estacionario para determinar las temperaturas alcanzadas.

hacia el encapsulado del MOSFET y posteriormente hacia al ambiente. Luego, asumiendo que el MOSFET se encuentra operando a una frecuencia de conmutación constante y que la temperatura ambiente (T_A) también es constante, se tendría que en estado estacionario la juntura y el encapsulado alcanzarían una temperatura T_J y T_C , respectivamente. Ahora, para modelar lo anterior se hace uso de parámetros concentrados al igual que en la teoría de circuitos tradicional. Dicho de otra manera, la modelación térmica del caso de la Figura 2.4.3 puede hacerse a partir de la elaboración de un circuito térmico. Ahora bien, para poder elaborar este último, primero es necesario establecer la analogía entre el dominio térmico y el eléctrico, la cual se resume en la Tabla 2.4.1. Como se puede apreciar, en el caso del circuito térmico se tiene que la temperatura ($^{\circ}\text{K}$), el flujo de calor (W) y la resistencia térmica ($^{\circ}\text{K}/\text{W}$) son equivalente al voltaje (V), la corriente (A) y la resistencia eléctrica (Ω), respectivamente. En particular, se puede definir la resistencia térmica entre un punto 1 y un punto 2 como la diferencia de temperatura entre ambos respecto a la disipación de calor (P_{loss}) [61], lo que en términos matemáticos sería,

$$R_{\theta_{12}} = \frac{T_1 - T_2}{P_{loss}} \text{ } ^{\circ}\text{K}/\text{W}. \quad (2.4.4)$$

Por su parte, también existe la capacitancia térmica ($^{\circ}\text{K}/\text{J}$), la cual es equivalente a la capacitancia eléctrica (F). Esta variable representa la inercia térmica, es decir, permite modelar el transiente térmico. Es por esta razón que esta variable no se considera cuando lo que se busca realizar es un análisis en estado estacionario.

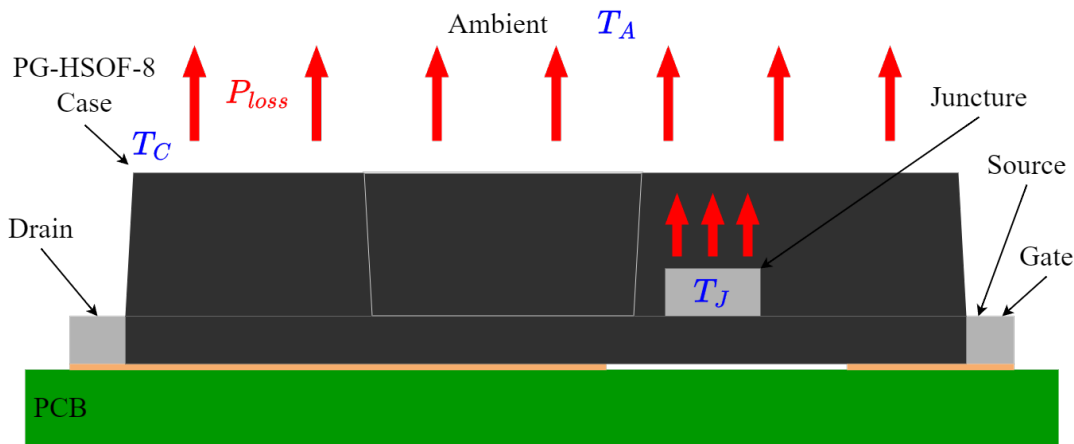
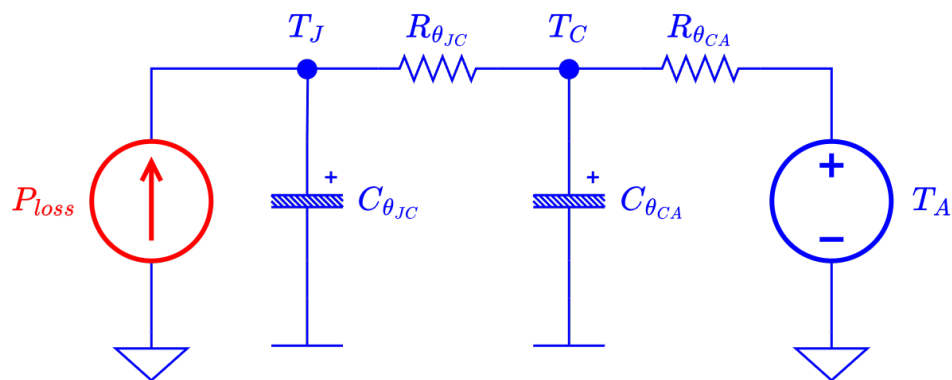


Figura 2.4.3: Diagrama térmico de un MOSFET con encapsulado PG-HSOF-8.

Tabla 2.4.1: Equivalencias entre las variables del modelo térmico y eléctrico.

Dominio térmico	Dominio eléctrico
Temperatura ($^{\circ}\text{K}$)	Voltaje (V)
Calor (J)	Carga (C)
Flujo de calor (W)	Corriente (A)
Resistencia térmica ($^{\circ}\text{K}/\text{W}$)	Resistencia eléctrica (Ω)
Capacitancia térmica ($^{\circ}\text{K}/\text{J}$)	Capacitancia eléctrica (F)

A partir de la analogía entre el dominio térmico y eléctrico es posible establecer el circuito térmico de la Figura 2.4.3, el cual se presenta en la Figura 2.4.4. Tal como se puede observar en este, el calor generado en la junta puede modelarse como una fuente que emite un flujo calor, cuya magnitud será equivalente a las pérdidas totales en el MOSFET (en W). Por su parte, cada punto representa una temperatura en cada etapa del circuito térmico. Específicamente, se tiene la temperatura en la junta (T_J), en el empaquetado (T_C) y en el ambiente (T_A). Cada transición entre las etapas del circuito térmico se representa mediante su resistencia y capacitancia térmica correspondientes [60]. Respecto al caso particular del ambiente, este se puede modelar como una fuente de temperatura constante, esto se debe a que todas las temperaturas bajo estudio siempre estarán sobre la temperatura ambiente, la cual es fácilmente medible y, por tanto, conocida.

**Figura 2.4.4:** Circuito térmico del MOSFET con encapsulado PG-HSOF-8.

Un punto importante del caso anterior es que, si bien la temperatura de la junta no es posible de medir directamente, si es posible de calcular. Por ejemplo, al suponer que el sistema se haya en estado estacionario y que el MOSFET se encuentra disipando una potencia de $P_{loss} = 1,62 \text{ W}$, se puede calcular la

temperatura que alcanza la juntura en estado estacionario de la siguiente forma,

$$R_{\theta_{JA}} = R_{\theta_{JC}} + R_{\theta_{CA}} = \frac{T_J - T_A}{P_{loss}} \text{ °K/W}. \quad (2.4.5)$$

Dado que en este trabajo se trabaja con los parámetros térmicos que se presentan en la Tabla 2.4.2, es posible reemplazar estos valores en (2.4.5) para determinar la temperatura que alcanza la juntura. Luego, al reordenar términos se llega a,

$$T_J = (R_{\theta_{JC}} + R_{\theta_{CA}}) \cdot P_{loss} + T_A = 125,44^\circ\text{C} < T_{J_{max}}, \quad (2.4.6)$$

a partir de lo cual se obtiene que la temperatura de la juntura del MOSFET de la Figura 2.4.3 se mantiene por debajo del máximo establecido por el fabricante.

Tabla 2.4.2: Parámetros del modelo térmico del MOSFET de la Figura 2.4.3.

Símbolo	Parámetro	Valor
$R_{\theta_{JC}}$	Resistencia entre juntura y empaquetado	0,41 °K/W
$R_{\theta_{CA}}$	Resistencia entre empaquetado y ambiente	61,59 °K/W
$C_{\theta_{JC}}$	Capacitancia entre juntura y empaquetado	0,108 °K/J
$C_{\theta_{CA}}$	Capacitancia entre empaquetado y ambiente	0,1 °K/J
$T_{J_{max}}$	Máxima temperatura de juntura	175°C
T_A	Temperatura ambiente	25°C

Algo importante que mencionar del ejemplo anterior es que se parte el análisis poniéndose en el peor caso, que es cuando el MOSFET disipa el calor directamente al ambiente con la mayor resistencia entre la juntura y el ambiente posible según el fabricante, que en este caso resulta ser de $R_{\theta_{JA}} = 62 \text{ °K/W}$. Típicamente, la resistencia térmica en este caso suele ser bastante alta, por lo que normalmente resulta necesario incorporar un disipador de calor que actúe como el camino de menor resistencia para que el flujo de calor pueda ser evacuado al ambiente. Por otra parte, debido a que la unión entre el MOSFET y el disipador no es del todo uniforme, también se suele aplicar pasta térmica entre el encapsulado y el disipador para ayudar a reducir la resistencia de esta unión. Por lo tanto, a partir de las pérdidas generadas en cada semiconductor se debe decidir si es o no necesario incorporar estos elementos que ayudan a la disipación del calor del dispositivo. Cabe señalar que se ha descartado la presencia de algún fluido que perturbe la disipación de calor, lo cual en ciertas aplicaciones suele ser forzado.

2.4.2. Topología *Dual Active Bridge*

En concordancia con lo manifestado en el primer capítulo, el sistema de conversión propuesto se basa en el uso de la topología DAB. Este convertidor dispone de características altamente deseables en caso de implementarse en conexiones de tipo S-PPC, como son el aislamiento galvánico y la capacidad de elevar o reducir la tensión de salida [9]. A lo anterior se suma que el DAB provee de alta eficiencia, gran densidad de potencia y un amplio rango de conversión de voltaje [22]. Ahora bien, a pesar de que esta topología es capaz de generar un flujo de potencia bidireccional, esta cualidad no es utilizada en este trabajo. A pesar de ello, se opta por utilizar el DAB dado que el *coupling* propuesto opera a bajos niveles de voltaje, por lo que es más eficiente utilizar transistores que diodos en el puente rectificador debido a la caída de tensión en estos últimos.

La topología DAB consiste de un filtro de entrada, un puente inversor, un transformador de alta frecuencia, un puente rectificador y un filtro de salida, tal como se observa en el modelo conmutado de esta topología, la cual se muestra en la Figura 2.4.5. En consecuencia, la conversión DC que realiza el DAB se ejecuta en tres etapas distintivas. Primero se realiza la conversión de la corriente continua a corriente alterna (AC) mediante la etapa inversora. Luego, se genera la elevación o reducción de tensión del flujo AC mediante el transformador de alta frecuencia. Finalmente, se realiza la conversión de la corriente alterna a la corriente continua mediante la etapa rectificadora, concluyendo así la conversión DC del DAB [62]. De estas tres etapas, es el transformador de alta frecuencia el cual otorga la alta densidad de potencia del DAB. En particular, el diseño de este elemento resulta clave, ya que además de proporcionar de aislamiento galvánico, también provee de la inductancia de fuga (L_{lk}) necesaria para la transferencia de potencia activa [19].

Para entender mejor el funcionamiento de la transferencia de potencia activa en el DAB, primero se debe entender cómo funciona el control y la modulación en esta topología. Tal como se comentó en el primer capítulo, el DAB presenta esquemas de control simples y permite técnicas de conmutación suave que reducen las pérdidas por conmutación [23]. Sin embargo, la veracidad de la afirmación anterior depende de la técnica de modulación empleada. En el caso de la topología DAB, la potencia de salida puede ser controlada mediante la modulación por

ancho de pulso (PWM), la variación de frecuencia o mediante la aplicación de un desfase entre la señal AC del puente primario y secundario, siendo este último el método más utilizado para el control de la topología DAB [62]. La modulación por cambio de fase posee varias variantes, sin embargo de todas estas es la modulación SPS la más simple y utilizada de todas [51]. Lo anterior se debe a que la estrategia SPS es una buena alternativa para conversiones DC que requieren de una alta eficiencia y una baja magnitud de armónicas mediante un método simple de aplicar [14]. Debido a esto, en este trabajo se decide emplear la modulación SPS.

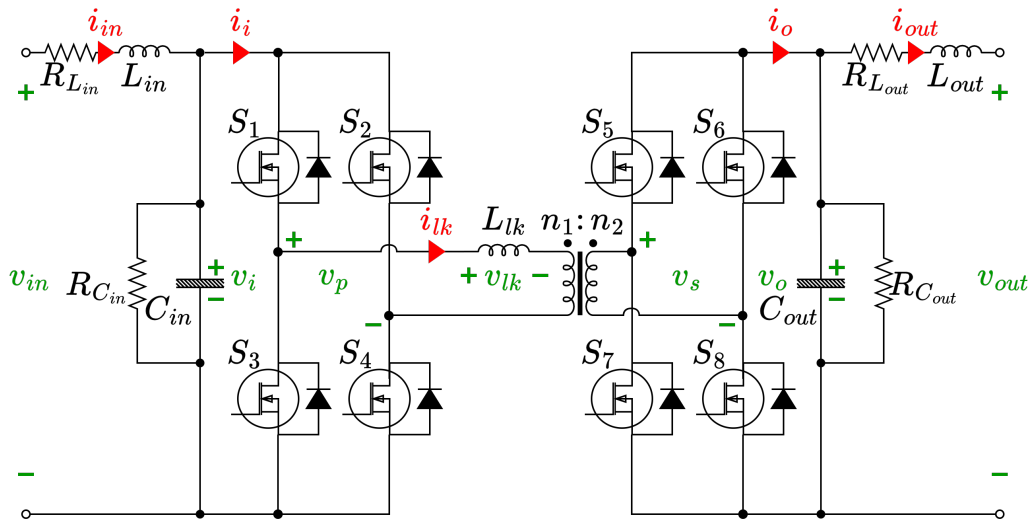


Figura 2.4.5: Modelo conmutado de la topología DAB.

La modulación SPS se basa en la incorporación de un ángulo de desfase entre ambos puentes del DAB [62]. En cada uno de los puentes del DAB, las dos piernas son accionadas mediante pulsos de onda cuadrada complementarios donde cada par de *switches* se enciende con un ciclo de trabajo del 50%. Luego, el flujo de potencia entre ambos puentes se controla desfasando los pulsos de un puente con respecto al otro, donde el sentido del flujo es determinado por el puente cuyos pulsos se encuentran retrasados respecto del otro [63]. Tal como se puede apreciar en la Figura 2.4.6, las ondas cuadradas aplicadas a los puentes crean voltajes de forma cuadrada en el puente primario (v_p) y en el secundario (v_s). Debido al desfase (d) entre ambos voltajes, se genera una diferencial de tensión a través de la inductancia de fuga (v_{lk}) que induce la circulación de corriente a través de esta (i_{lk}), generándose de esta manera una transferencia de potencia activa a través del DAB.

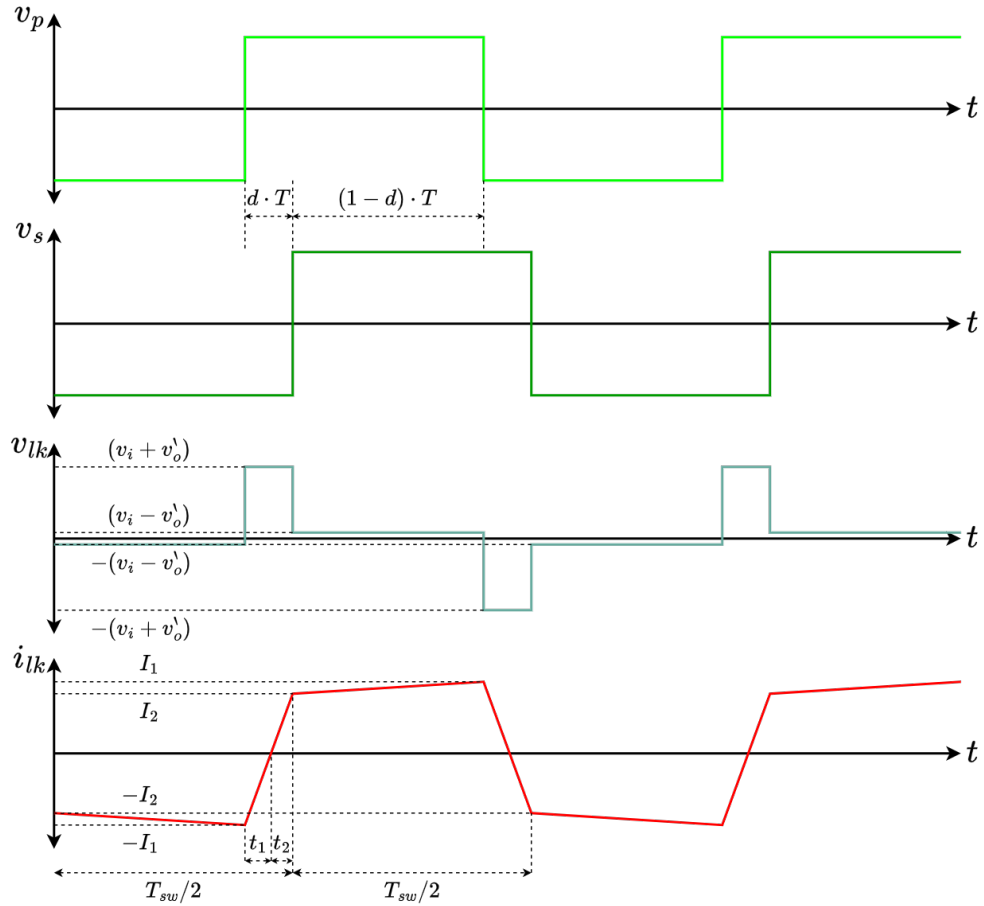


Figura 2.4.6: Formas de onda en la topología DAB bajo modulación SPS.

En vista de que uno de los objetivos específicos de este trabajo es diseñar un sistema de control para el *coupling* propuesto, y que este sistema se encuentra basado en la topología DAB, surge la necesidad de un modelo promedio que describa este convertidor bajo la modulación SPS. Para establecer este modelo, primero hay que notar que la operación en estado estacionario del DAB se puede separar en cuatro intervalos a partir de la operación de los *switches*. De este modo, el voltaje a través de la inductancia de fuga¹⁰, el cual puede expresarse mediante¹¹,

$$v_{lk} = L_{lk} \cdot \frac{di_{lk}}{dt} \quad \text{dado que } v_p > v_s' \rightarrow v_{lk} = v_p - v_s' \quad (2.4.7)$$

¹⁰La inductancia de fuga del transformador se refiere al primario como $L_{lk} = L_{prim} + \left(\frac{n_2}{n_1}\right)^2 \cdot L_{sec}$.

¹¹El sufijo en v_s' hace alusión a que se está refiriendo v_s al lado primario del transformador.

también variará dentro de estos cuatro intervalos [25], cuyos valores se ilustran en el gráfico de v_{lk} que aparece en la Figura 2.4.6. A su vez, dada la expresión del lado izquierdo de (2.4.7), se tiene que existen cuatro tasas de cambio distintas en la corriente que circula a través de la inductancia de fuga, lo que está en concordancia con los cuatro valores que toma v_{lk} para un determinado valor de L_{lk} , tal como se puede apreciar en el gráfico de i_{lk} que aparece en la Figura 2.4.6.

Un aspecto importante en la forma de onda de i_{lk} que aparece en la Figura 2.4.6 es que se asume un cambio lineal en la corriente que circula a través de L_{lk} ¹². Bajo este supuesto, al aplicar la expresión (2.4.7) al intervalo dado por $d \cdot T$ se obtiene,

$$\frac{I_1 + I_2}{d \cdot T} = \frac{v_i + v_o'}{L_{lk}} \implies I_1 + I_2 = (d \cdot T) \cdot \frac{v_i + v_o'}{L_{lk}}, \quad (2.4.8)$$

donde d es el cambio de fase entre v_p y v_s en por unidad (pu), y $T = \frac{T_{sw}}{2}$ corresponde a la mitad del período de conmutación T_{sw} producto de la simetría de media onda de i_{lk} [24]. Nótese que durante este intervalo de tiempo se cumple que la corriente que entra al puente inversor (i_i) que se observa en la Figura 2.4.5 será la misma que i_{lk} , mientras que la corriente que sale del puente rectificador (i_o) será el negado de i_{lk} , es decir, que en este caso ocurre que $i_i = i_{lk}$ e $i_o = -i_{lk}$. Esto se debe a que v_p posee signo positivo, mientras que v_s posee un signo negativo durante este lapso de tiempo, tal como se observa en la Figura 2.4.6. Bajo esta lógica, durante el intervalo de tiempo dado por $(1 - d) \cdot T$ se cumple que $i_i = i_o = i_{lk}$ debido a que tanto v_p como v_s poseen signo positivo durante este lapso de tiempo. Considerando este mismo intervalo, si se le aplica la expresión (2.4.7) se obtendría,

$$\frac{I_1 - I_2}{(1 - d) \cdot T} = \frac{v_i - v_o'}{L_{lk}} \implies I_1 - I_2 = [(1 - d) \cdot T] \cdot \frac{v_i - v_o'}{L_{lk}}. \quad (2.4.9)$$

Ahora bien, producto de la simetría de media onda de i_{lk} , ocurre que los dos intervalos restantes serán negativos respecto a los ya mencionados. Por otra parte, el flujo de potencia ilustrado por las Figuras 2.4.5 y 2.4.6 es unidireccional hacia la derecha. En consecuencia, las corrientes de entrada y salida del DAB serán las mismas que en los intervalos ya mencionados [25]. Por lo tanto, la frecuencia efectiva en las corrientes de entrada y salida del DAB será el doble de la frecuencia de conmutación, tal como queda representado en las corrientes de la Figura 2.4.7.

¹²Para efectos del modelo promedio se desprecian las no-linealidades en la dinámica de i_{lk} .

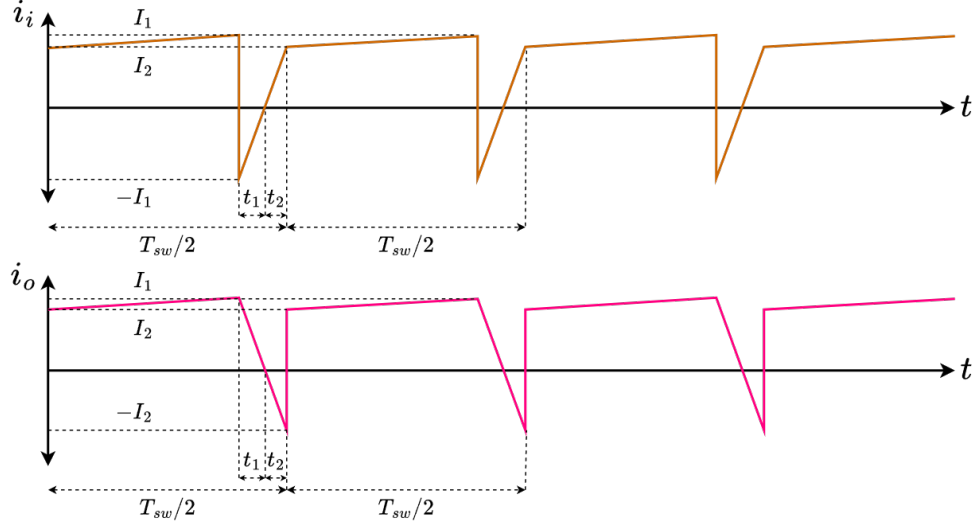


Figura 2.4.7: Corrientes sin filtrar a la entrada y a la salida del DAB.

A partir del análisis anterior es posible obtener las corrientes promedio que entran y salen de los puentes del DAB. Para ello primero se suma (2.4.8) y (2.4.9),

$$I_1 = \frac{T}{2 \cdot L_{lk}} \cdot \left(v_i - \left(\frac{n_1}{n_2} \right) \cdot v_o + 2 \cdot d \cdot \left(\frac{n_1}{n_2} \right) \cdot v_o \right), \quad (2.4.10)$$

donde $v_o' = \left(\frac{n_1}{n_2} \right) \cdot v_o$. Si a continuación se restan (2.4.8) y (2.4.9), se llega a que,

$$I_2 = \frac{T}{2 \cdot L_{lk}} \cdot \left(2 \cdot d \cdot v_i - v_i + \left(\frac{n_1}{n_2} \right) \cdot v_o \right). \quad (2.4.11)$$

Ahora, al observar las Figuras 2.4.6 y 2.4.7 es posible dar cuenta que para la corriente i_{lk} , y en consecuencia, para las corrientes i_i e i_o se cumple lo siguiente,

$$\frac{I_1}{I_2} = \frac{t_1}{t_2} \wedge t_1 + t_2 = d \cdot T \implies t_1 = \frac{d \cdot T}{1 + \frac{I_2}{I_1}} \wedge t_2 = \frac{d \cdot T}{1 + \frac{I_1}{I_2}}. \quad (2.4.12)$$

Al reemplazar (2.4.10) y (2.4.11) en las relaciones obtenidas en (2.4.12), se llega a,

$$t_1 = \frac{T}{2} \cdot \left(\frac{v_i - \left(\frac{n_1}{n_2} \right) \cdot v_o + 2 \cdot d \cdot \left(\frac{n_1}{n_2} \right) \cdot v_o}{v_i + \left(\frac{n_1}{n_2} \right) \cdot v_o} \right), \quad (2.4.13)$$

$$t_2 = \frac{T}{2} \cdot \left(\frac{2 \cdot d \cdot v_i - v_i + \left(\frac{n_1}{n_2}\right) \cdot v_o}{v_i + \left(\frac{n_1}{n_2}\right) \cdot v_o} \right). \quad (2.4.14)$$

Luego, las corrientes promedio que entran y salen de los puentes del DAB se pueden obtener a partir de la Figura 2.4.7 tomando el área bajo las curvas [25]. En el caso de la corriente i_i , lo anterior se puede expresar matemáticamente como,

$$\bar{i}_i = \frac{1}{2 \cdot T} \cdot [(1 - d) \cdot T \cdot (I_1 + I_2) - I_1 \cdot t_1 + I_2 \cdot t_2]. \quad (2.4.15)$$

Por su parte, el área bajo la curva de i_o en la Figura 2.4.7 se puede expresar como,

$$\bar{i}_o = \frac{1}{2 \cdot T} \cdot [(1 - d) \cdot T \cdot (I_1 + I_2) + I_1 \cdot t_1 - I_2 \cdot t_2]. \quad (2.4.16)$$

Por lo tanto, al reemplazar (2.4.10), (2.4.11), (2.4.13) y (2.4.14) en (2.4.15) y (2.4.16), se obtienen las ecuaciones simplificadas de \bar{i}_i e \bar{i}_o , respectivamente [24],

$$\bar{i}_i = \frac{(d \cdot (1 - d) \cdot T)}{\frac{n_2}{n_1} \cdot L_{lk}} \cdot v_o, \quad (2.4.17)$$

$$\bar{i}_o = \frac{(d \cdot (1 - d) \cdot T)}{\frac{n_2}{n_1} \cdot L_{lk}} \cdot v_i. \quad (2.4.18)$$

Cabe señalar dos cosas respecto a las corrientes \bar{i}_i e \bar{i}_o obtenidas. En primer lugar, en ambas expresiones se considera que los voltajes v_i y v_o se mantienen constantes durante la operación en estado estacionario del DAB. En segundo lugar, el término del lado derecho que acompaña a los voltajes v_o y v_i en (2.4.17) y (2.4.18), respectivamente, se define como δ para efectos de este trabajo, es decir,

$$\delta = \frac{(d \cdot (1 - d) \cdot T)}{\frac{n_2}{n_1} \cdot L_{lk}} = \frac{(d \cdot (1 - d))}{\frac{n_2}{n_1} \cdot 2 \cdot f_{sw} \cdot L_{lk}}, \quad (2.4.19)$$

donde si se asume que la frecuencia de conmutación se mantiene constante y que los parámetros n_1 , n_2 y L_{lk} no varían, entonces δ quedaría sólo en función de d .

Disponiendo ya de las corrientes promedio que entran y salen de los puentes del DAB, es posible dar cuenta de que los puentes primario y secundario del DAB actúan como fuentes dependientes de corriente, lo cual queda plasmado en el modelo promedio que se muestra en la Figura 2.4.8. A partir de este modelo se puede obtener una expresión de la ganancia de voltaje del DAB (G_v). Para ello se

aplica (2.4.18) y la ley de Ohm al voltaje de salida, a partir de lo cual se obtiene,

$$v_o = \bar{i}_o \cdot R_{load} = (\delta \cdot v_i) \cdot R_{load} \implies G_v = \frac{v_o}{v_i} = \delta \cdot R_{load}. \quad (2.4.20)$$

Por otra parte, al aplicar (2.4.18) y la ley de Joule se obtiene la potencia de salida,

$$p_{out} = v_o \cdot \bar{i}_o = v_o \cdot (\delta \cdot v_i) \iff p_{out} = \frac{v_i \cdot v_o \cdot d \cdot (1 - d)}{\frac{n_2}{n_1} \cdot 2 \cdot f_{sw} \cdot L_{lk}}, \quad (2.4.21)$$

con lo cual se verifica que la transferencia de potencia activa bajo la modulación SPS se regula mediante el desfase entre puentes [25]. Respecto a este desfase, ocurre que al observar la Figura 2.4.6 es posible dar cuenta de que la máxima transferencia de potencia se consigue cuando v_p adelanta a v_s en 90° , lo que equivale a la mitad de T . En consecuencia, este desfase se limita entre 0 pu y 0.5 pu dado que para efectos de este trabajo se requiere de un flujo unidireccional de potencia¹³. Ahora bien, la capacidad del DAB para realizar un determinado nivel de transferencia de potencia se ve limitado por la inductancia de fuga de su transformador, la cual se calcula reordenando el lado derecho de (2.4.21),

$$L_{lk} = \frac{V_i \cdot V_o \cdot d_{max} \cdot (1 - d_{max})}{\frac{n_2}{n_1} \cdot 2 \cdot f_{sw} \cdot P_{max}}, \quad (2.4.22)$$

donde V_i es la tensión esperada a la entrada del puente inversor, V_o es la tensión esperada a la salida del puente rectificador, d_{max} es el máximo desfase entre ambos puentes y P_{max} es la máxima potencia a la salida del puente rectificador.

A partir del modelo promedio es posible obtener los puntos de operación de este convertidor. Para ello se deben formular las ecuaciones que describen esta topología, lo cual se realiza teniendo en cuenta que en la Figura 2.4.8 se observan cuatro elementos almacenadores de energía. Esto implica que existen cuatro variables de estados ($i_{L_{in}}$, $v_{C_{in}}$, $v_{C_{out}}$ y $i_{L_{out}}$), en consecuencia, deben haber cuatro ecuaciones para poder resolver el sistema de ecuaciones resultante. Luego, para poder elaborar las ecuaciones de estado de este convertidor, se debe tener presente que cuando hay un capacitor se debe aplicar la ley de corrientes de Kirchoff (LCK) y cuando existe un inductor se debe aplicar la ley de voltajes de

¹³En teoría, para un d entre -0.5 pu y 0 pu se obtendría un flujo de potencia en sentido contrario.

Kirchoff (LVK). Aplicando esta lógica, se llega al siguiente sistema de ecuaciones,

$$\begin{aligned} \frac{d}{dt}i_{L_{in}}(t) &= \frac{1}{L_{in}} \cdot [v_{in}(t) - (R_{L_{in}} \cdot i_{L_{in}}(t)) - v_{C_{in}}(t)] \\ \frac{d}{dt}v_{C_{in}}(t) &= \frac{1}{C_{in}} \cdot [i_{L_{in}}(t) - (v_{C_{in}}(t)/R_{C_{in}}) - (\delta(t) \cdot v_{C_{out}}(t))] \\ \frac{d}{dt}v_{C_{out}}(t) &= \frac{1}{C_{out}} \cdot [(\delta(t) \cdot v_{C_{in}}(t)) - (v_{C_{out}}(t)/R_{C_{out}}) - i_{L_{out}}(t)] \\ \frac{d}{dt}i_{L_{out}}(t) &= \frac{1}{L_{out}} \cdot [v_{C_{out}}(t) - (R_{L_{out}} \cdot i_{L_{out}}(t)) - v_{out}(t)] \end{aligned}, \quad (2.4.23)$$

donde d (que está dentro de δ) es la variable manipulada (entrada), v_{in} es la entrada no controlada (perturbación) y v_{out} corresponde a la salida. El sistema de ecuaciones presentado en (2.4.23) corresponde al modelo promedio de la topología DAB que se ilustra en la Figura 2.4.8. Cabe señalar que este modelo sólo considera las pérdidas en las componentes pasivas de los filtros del DAB, despreciando las pérdidas y los efectos no-lineales del transformador de alta frecuencia, así como también las pérdidas y los efectos no-lineales de los dispositivos semiconductores.

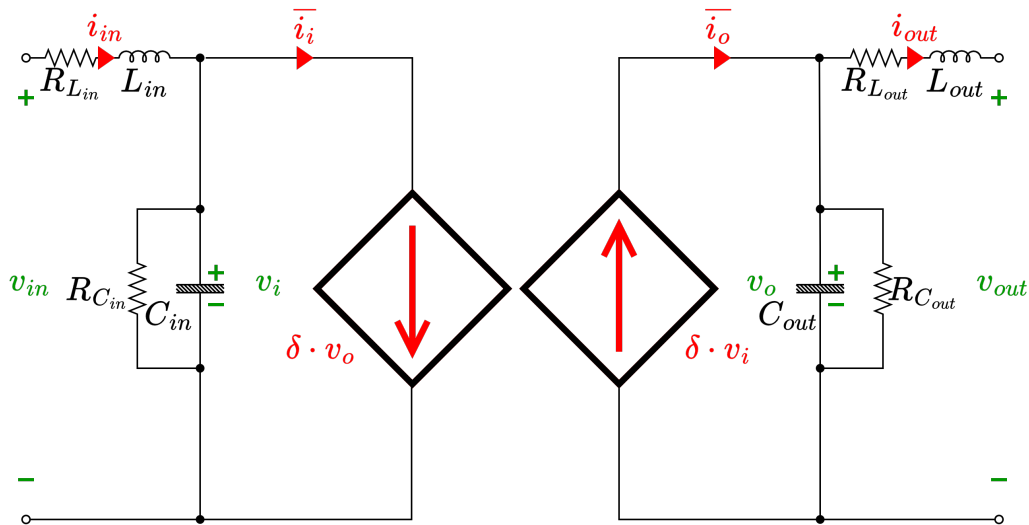


Figura 2.4.8: Modelo promedio de la topología DAB.

Disponiendo ya de un modelo promedio del DAB, se procede a simular esta topología mediante los *softwares* MATLAB y PLECS, considerando los parámetros que aparecen en la Tabla 2.4.3. La idea es resolver en MATLAB el modelo promedio representado en (2.4.23), para luego validar los resultados mediante dos simulaciones en PLECS del modelo conmutado del DAB, cuyos esquemáticos se presentan en la Figura 2.4.9. La primera simulación corresponde a la versión “sin pérdidas” (o *lossless*), la cual sólo considera las pérdidas de

las componentes pasivas de los filtros. Por su parte, la segunda simulación corresponde a la versión “con pérdidas” (o *w/losses*), la cual también considera las pérdidas tanto en el transformador como en los semiconductores. Cabe señalar que se fija la frecuencia de conmutación en 25 kHz dado que esta asegura menores pérdidas por conmutación y por efecto *skin*, estando por sobre el espectro audible.

Tabla 2.4.3: Parámetros utilizados para modelar la topología DAB en PLECS.

Símbolo	Parámetro	Valor
$n_1 : n_2$	Razón de transformación	40:26
f_{sw}	Frecuencia de conmutación	25 kHz
P_{max}	Máxima potencia	1400 W
d_{max}	Máximo desfase	0,5 pu
L_{lk}	Inductancia de fuga	5,71 μ H
R_{lk}	Resistencia de enrollados	20 m Ω
L_m	Inductancia de magnetización	1 mH
R_{fe}	Resistencia del núcleo	2 k Ω
L_{in}	Inductancia del filtro de entrada	1 μ H
$R_{L_{in}}$	Resistencia de L_{in}	2 m Ω
C_{in}	Capacitancia del filtro de entrada	2 mF
$R_{C_{in}}$	Resistencia de C_{in}	120 Ω
L_{out}	Inductancia del filtro de salida	1 μ H
$R_{L_{out}}$	Resistencia de L_{out}	2 m Ω
C_{out}	Capacitancia del filtro de salida	2 mF
$R_{C_{out}}$	Resistencia de C_{out}	120 Ω
R_{Don}	Resistencia de encendido del <i>drain</i>	750 $\mu\Omega$
T_s	Periodo de muestreo	200 μ s
t_d	Tiempo muerto	400 ns

Antes de validar los modelos presentados, resulta importante establecer la relación entre el ángulo de desfase entre puentes del DAB y su potencia de salida. Para ello se hace uso de los modelos conmutados elaborados en PLECS que se presentan en la Figura 2.4.9 junto con los parámetros de la Tabla 2.4.3. Con esto se simula en PLECS la transferencia de potencia entre fuente de 41 V y una carga a 25,6 V, ambas siendo modeladas como fuentes de tensión ideales. Luego, al hacer un barrido del ángulo de desfase entre 0° y 90°, se obtienen las curvas presentadas en la Figura 2.4.10. Como se puede apreciar, para ángulos de desfase pequeños resulta que la transferencia de potencia no es del todo nula. Esto se debe al efecto del tiempo muerto, el cual hace que exista una leve transferencia de potencia incluso cuando $d \approx 0$ debido a la diferencia de tensión entre la entrada y

la salida del DAB. Por otro lado, a medida que el ángulo de desfase se acerca al máximo ocurre que los modelos *lossless* y *w/losses* empiezan a diferir producto del aumento de las pérdidas en el transformador y en los semiconductores. Además, es posible dar cuenta de que la no-linealidad entre el desfase y la potencia de salida se vuelve más notoria a medida que el ángulo de desfase se acerca a los 90° . Luego, a modo de poder establecer un único modelo de pequeña señal del DAB, se opta por limitar d a un máximo de 0,25 pu, que equivaldría a 45° . Así se asegura una operación en la zona lineal del DAB tal como se indica en la Figura 2.4.10.

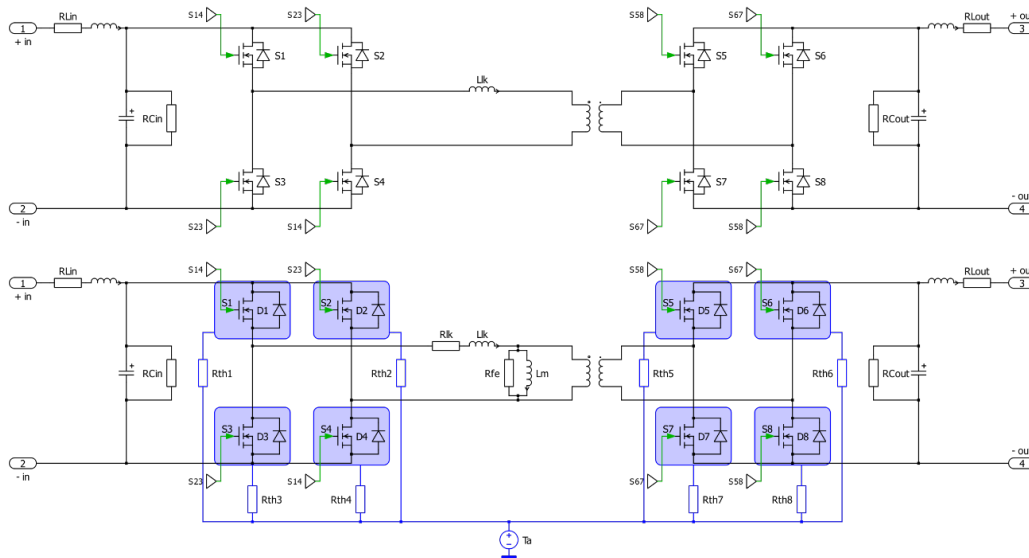


Figura 2.4.9: Modelos *lossless* (arriba) y *w/losses* (abajo) del DAB en PLECS.

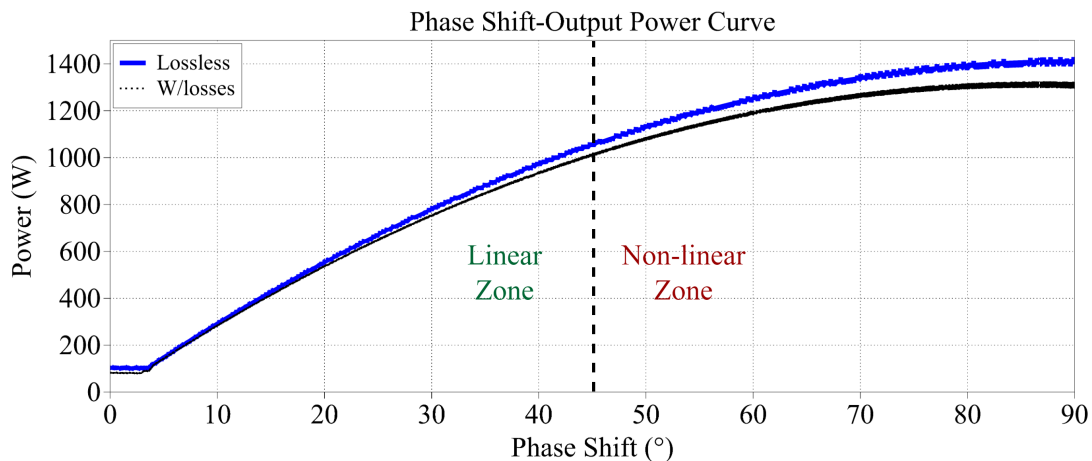


Figura 2.4.10: Curva de desfase v/s potencia de salida del DAB.

En vista del análisis anterior, se redefine la entrada del DAB como $u = d \cdot 0,25$. Esto último se hace con la intención de normalizar la entrada entre 0 pu y 1 pu, a modo de estandarizar la entrada para facilitar el diseño del sistema de control. Dicho esto, se procede a validar el modelo promedio presentado en la Figura 2.4.8. Para ello se presenta una simulación que consiste en operar el DAB a lazo abierto con una entrada constante de $u = 0,5$ pu (que equivale a $d = 0,125$ pu) considerando una fuente de 41 V y una carga a 25,6 V, con lo cual se tiene una ganancia de voltaje $G_v = 0,6244$. Mediante la herramienta de análisis en estado estacionario que dispone PLECS, es posible obtener el punto de operación para este caso. Con lo anterior, se obtienen las formas de onda de las Figuras 2.4.11 y 2.4.12, donde se presentan los resultados obtenidos a partir del modelos conmutados *lossless* y *w/losses*. Como se puede apreciar, los resultados obtenidos en ambos modelos resultan ser bastante similares a las formas de onda teóricas que se muestran en las Figuras 2.4.6 y 2.4.7.

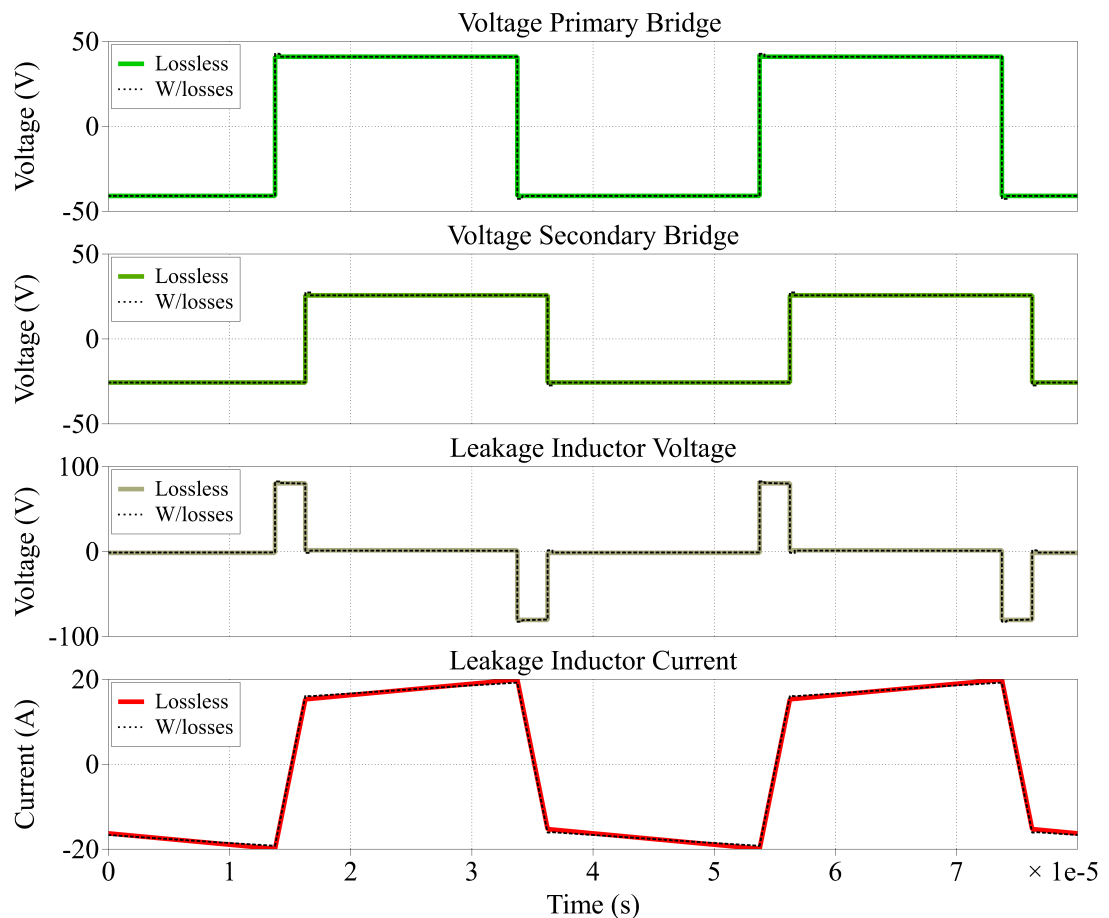


Figura 2.4.11: Formas de ondas principales del DAB bajo modulación SPS.

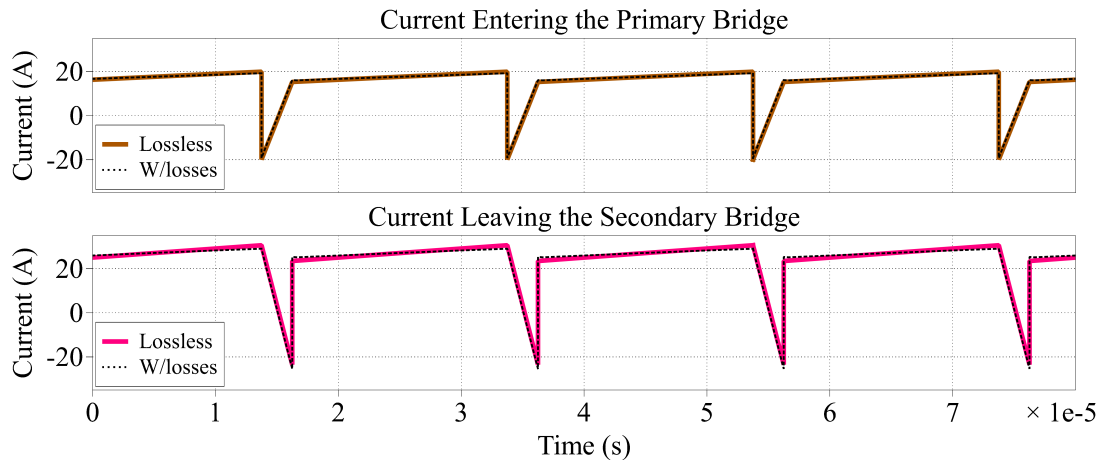


Figura 2.4.12: Corrientes en puentes del DAB bajo modulación SPS.

Si bien en las Figura 2.4.11 y 2.4.12 se observa que las formas de onda de ambos modelos conmutados resultan ser bastante similares, en el caso *w/losses* se aprecia una leve deformación en las formas de ondas de la inductancia de fuga y del puente secundario producto de las pérdidas y efectos no-lineales presentes en la topología DAB. Luego, a modo de poder comparar las diferencias de los modelos conmutados con el modelo promedio, en la Tabla 2.4.4 se resumen los resultados obtenidos con cada modelo. Acá se aprecia que el modelo conmutado *lossless* en PLECS presenta resultados muy similares al modelo promedio en MATLAB, mientras que en el modelo conmutado *w/losses* se tiene que los resultados difieren levemente de los modelos anteriores producto de las pérdidas adicionales consideradas. A pesar de estas diferencias, los tres modelos presentan resultados similares, lo cual daría cuenta de que el modelo promedio permite describir de manera satisfactoria la dinámica del DAB, al menos en torno a $u = 0,5$ pu. Sin embargo, dado que a partir de la Figura 2.4.10 se ha establecido que de ahora en adelante el DAB será operado en su zona lineal, entonces se puede concluir de que el modelo promedio es capaz de describir la dinámica del DAB para cualquier entrada entre 0 pu y 1 pu.

Tabla 2.4.4: Resultados al simular la topología DAB con $u = 0,5$ pu.

Símbolo	Parámetro	Matlab	PLECS (<i>lossless</i>)	PLECS (<i>w/losses</i>)
P_{in}	Potencia de entrada	633,31 W	633,99 W	638,29 W
I_{in}	Corriente de entrada	15,45 A	15,46 A	15,57 A
I_{out}	Corriente de salida	23,91 A	23,94 A	23,18 A
P_{out}	Potencia de salida	612,22 W	612,9 W	593,42 W
η_{tot}	Eficiencia total	96,67 %	96,67 %	92,97 %

2.4.3. DAB en conexión de potencia parcial tipo ISOP

Habiendo definido ya la topología a utilizar en el *coupling* propuesto, así como también el modelo que permite describir su dinámica, se procede a elaborar el modelo del convertidor DAB al conectarse en una configuración de potencia parcial. En particular, en este trabajo se opta por establecer una conexión S-PPC tipo ISOP tal como la que se observa en la Figura 2.4.13, en donde el bloque DC corresponde al convertidor DAB presentado en la Figura 2.4.5. Al aplicar la LVK al lado de la fuente del convertidor, se obtiene la siguiente relación de voltaje,

$$v_{source} = v_{in} + v_{out}. \quad (2.4.24)$$

Por su parte, al aplicar la LVK al lado de la carga, se obtiene lo siguiente,

$$v_{load} = v_{out}. \quad (2.4.25)$$

Ahora, al aplicar la LCK al lado de la fuente del convertidor, se obtiene que,

$$i_{source} = i_{in} = i_{bypass}, \quad (2.4.26)$$

donde i_{bypass} corresponde a la corriente que pasa directamente de la fuente a la carga. Por otro lado, al aplicar la LCK al lado de la carga resulta en lo siguiente,

$$i_{load} = i_{bypass} + i_{out} = i_{in} + i_{out}, \quad (2.4.27)$$

con lo cual se vuelve evidente que la conexión S-PPC tipo ISOP resulta ideal cuando se busca suministrar a la carga con un menor voltaje y una mayor corriente.

Guardando relación con lo anterior, la razón por la cual se escoge la conexión tipo ISOP (tipo II) tiene que ver con la relación entre la ganancia de voltaje (G_v) y la razón de parcialidad (K), la cual para en este caso se expresa como [51],

$$K = \frac{v_{in}}{v_{source}} = 1 - G_v. \quad (2.4.28)$$

Luego, considerado una fuente de 41 V y una carga a 25,6 V, se tiene una ganancia de voltaje $G_v = 0,6244$, lo cual en base a (2.4.24) se traduce en una razón de parcialidad de $K = 0,3756$. Es decir, que al implementar el DAB en conexión

S-PPC tipo ISOP se tiene que solo el 37,56 % de la potencia es procesada por este convertidor. En cambio, si se quisiera realizar la misma reducción de voltaje pero con una conexión S-PPC tipo IPOS (tipo I), se tendría una razón de parcialidad de $K \approx 0,60$, con lo cual se tendrían mayores pérdidas en la conversión [64]. Para poder corroborar lo anterior, primero se debe considerar que a diferencia de la conexión de potencia completa (FPC), la conexión S-PPC consiste de dos eficiencias, la primera es la del convertidor (η_{conv}), la cual se expresa como,

$$\eta_{conv} = \frac{v_{load} \cdot i_{out}}{v_{in} \cdot i_{source}}. \quad (2.4.29)$$

La segunda corresponde a la eficiencia total de la conversión (η_{tot}), la cual guarda directa relación con la eficiencia del convertidor, así como también con la razón de parcialidad. La relación entre estas dos puede expresarse de la siguiente manera,

$$\eta_{tot} = G_v + \eta_{conv} \cdot (1 - G_v) = 1 - K \cdot (1 - \eta_{conv}), \quad (2.4.30)$$

a partir de lo cual se tiene que para una misma eficiencia en el convertidor, se tiene que un mayor K implica una reducción en la eficiencia de conversión total.

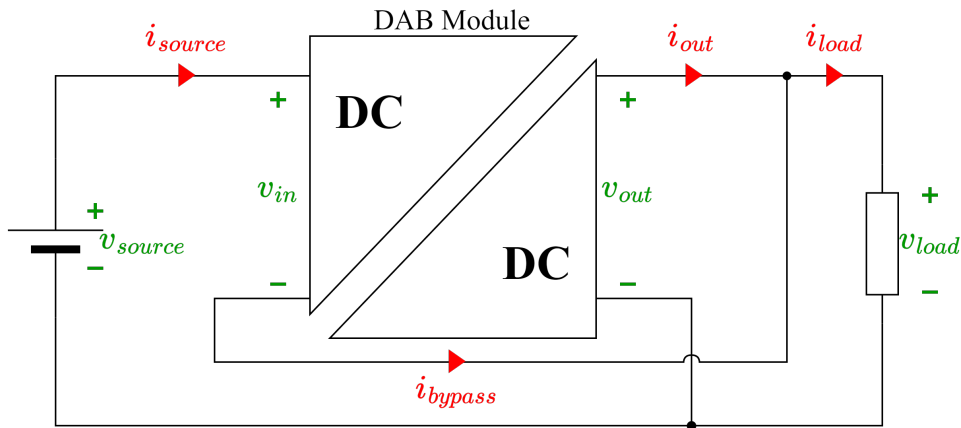


Figura 2.4.13: Diagrama de un convertidor DAB en conexión S-PPC tipo ISOP.

En base al análisis anterior, es posible establecer el modelo promedio del circuito de la Figura 2.4.13 haciendo uso de las expresiones (2.4.24), (2.4.25), (2.4.26) y (2.4.27), en conjunto con el sistema de ecuaciones (2.4.23). Ahora bien, en base a lo establecido en (2.4.24) resulta que la tensión en los terminales de la entrada del DAB (v_{in}) no es la misma que el voltaje de la fuente (v_{source}),

si no que ahora resulta ser la diferencia de tensión entre la fuente y la carga. Debido a lo anterior, se tiene que todos los parámetros del DAB presentados en la Tabla 2.4.3 se mantienen, a excepción de la razón de transformación y la inductancia de fuga, las cuales se modifican en función de las tensiones esperadas en la entrada y en la salida del DAB. En consecuencia, si se quiere conectar el DAB en configuración S-PPC tipo ISOP entre una fuente de 41 V y una carga a 25,6 V, se deben realizar las modificaciones que se especifican en la Tabla 2.4.5

Tabla 2.4.5: Modificaciones para la conexión S-PPC tipo ISOP.

Símbolo	Parámetro	FPC	S-PPC tipo ISOP
$n_1 : n_2$	Razón de transformación	40:26	14:26
L_{lk}	Inductancia de fuga	5,71 μH	0,7 μH

Para poder validar la teoría presentada, a continuación se procede a simular el DAB en configuración S-PPC tipo ISOP a lazo abierto con una entrada constante de $u = 0,5$ pu (que equivale a $d = 0,125$ pu) considerando una fuente de 41 V y una carga a 25,6 V. Mediante el uso de MATLAB y la herramienta de análisis en estado estacionario que dispone PLECS, se procede a obtener el punto de operación para este caso. Los resultados obtenidos tanto para el modelo promedio (calculado usando MATLAB), como para los modelos conmutados *lossless* y *w/losses* (calculados usando PLECS), se resumen en la Tabla 2.4.6. Al comparar estos resultados con los presentados en la Tabla 2.4.4, se deduce que la configuración S-PPC tipo ISOP no solo permite aumentar la potencia de salida para la misma entrada utilizada en el caso del DAB en FPC ($u = 0,5$ pu), sino que también lo hace consiguiendo una mayor eficiencia global de conversión.

Tabla 2.4.6: Resultados de la conexión S-PPC tipo ISOP con $u = 0,5$ pu.

Símbolo	Parámetro	Matlab	PLECS (<i>lossless</i>)	PLECS (<i>w/losses</i>)
P_{source}	Potencia de la fuente	1774,91 W	1781 W	1888,07 W
P_{in}	Potencia de entrada	666,67 W	668,96 W	709,18 W
I_{in}	Corriente de entrada	43,29 A	43,44 A	46,05 A
I_{out}	Corriente de salida	25,55 A	25,64 A	24,3 A
P_{out}	Potencia de salida	654,18 W	656,42 W	622,06 W
I_{load}	Corriente en la carga	68,84 A	69,08 A	70,35 A
P_{load}	Potencia en la carga	1762,42 W	1768,46 W	1800,95 W
η_{conv}	Eficiencia del convertidor	98,13 %	98,13 %	87,72 %
η_{tot}	Eficiencia total	99,3 %	99,3 %	95,39 %

2.4.4. DABs en configuración entrelazada tipo IPOP

La otra configuración a considerar al momento de asegurar una conversión DC a altas corrientes corresponde a la conexión entrelazada tipo IPOP de convertidores DAB. Esta se muestra en la Figura 2.4.14, en donde se observan dos convertidores DAB representados por bloques DC, los cuales se conectan en paralelo entre sí tanto al lado de la fuente como al lado de la carga. Producto de esta conexión ocurre que al aplicar la LVK a ambos lados de la arquitectura DC se obtiene que,

$$v_{source} = v_{in_1} = v_{in_2} = \dots = v_{in_N}, \quad (2.4.31)$$

$$v_{load} = v_{out_1} = v_{out_2} = \dots = v_{out_N}, \quad (2.4.32)$$

es decir que si hay N módulos DAB que se encuentran entrelazados entre sí en un formato IPOP, todos ellos tendrán los mismos voltajes en sus entradas y salidas. Por otro lado, al aplicar la LCK a ambos lados de la arquitectura DC se tiene que,

$$i_{source} = i_{in_1} + i_{in_2} + \dots + i_{in_N} = \sum_{j=1}^N i_{in_j}, \quad (2.4.33)$$

$$i_{load} = i_{out_1} + i_{out_2} + \dots + i_{out_N} = \sum_{j=1}^N i_{out_j}, \quad (2.4.34)$$

lo que quiere decir que si hay N convertidores DAB conectados en forma entrelazada tipo IPOP, entonces tanto la corriente suministrada por la fuente (i_{source}) como la entregada a la carga (i_{load}) se repartirán entre los módulos, lo cual permite reducir el estrés en las componentes producto de las altas corrientes.

Algo a tomar en consideración respecto al diagrama de la Figura 2.4.14 es que si bien en este caso se presentan dos módulos DAB, esto no quita el hecho de que se podría tener un mayor número de convertidores conectados en paralelo. Esta cualidad de la configuración entrelazada tipo IPOP hace que el sistema de conversión sea fácilmente escalable a mayores niveles de potencia. Por otra parte, esta configuración le otorga mayor resiliencia al sistema de conversión, ya que en caso de que un módulo falle, el resto de las unidades pueden seguir operando [65]. Adicionalmente, es posible aprovechar la conexión de varios convertidores DAB para mejorar la calidad de onda de la potencia suministrada a la carga. Esto se

logra desfasando las portadoras de cada módulo DAB siguiendo la relación,

$$\phi_j = \left(\frac{0,5}{f_{sw}}\right) \cdot \left(\frac{j-1}{N}\right) \quad \forall j = 1, \dots, N. \quad (2.4.35)$$

Luego, producto de la escalabilidad y resiliencia que otorga la configuración entrelazada tipo IPOP, sumado a la repartición de corrientes entre módulos DAB y a la mejora en la calidad de onda de la potencia suministrada a la carga, es que se decide incorporar esta configuración DC para el *coupling* propuesto.

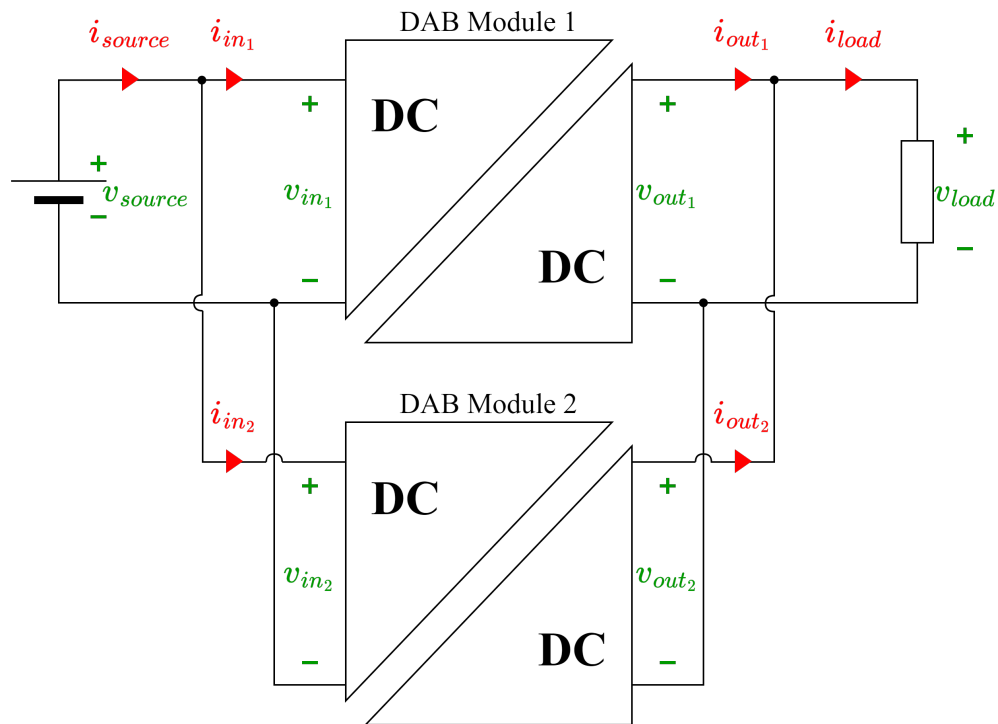


Figura 2.4.14: Diagrama de módulos DAB en conexión entrelazada tipo IPOP.

Si bien la incorporación de la configuración entrelazada tipo IPOP trae ventajas deseables para el *coupling* propuesto, su implementación no está exenta de desafíos. En primer lugar, ocurre que en la Figura 2.4.14 se ilustran dos módulos DAB los cuales se asumen fabricados con las mismas especificaciones de sus componentes. Sin embargo, en la práctica estos convertidores nunca serán del todo idénticos debido a las tolerancias en los parámetros de las componentes utilizadas. Esto conlleva a que se tenga un desbalance de las potencias procesadas por cada módulo DAB, lo cual implica una reducción de la eficiencia de conversión

junto a un mayor estrés en las componentes del sistema de conversión. Es por ello que en el próximo capítulo se aborda el balance de potencias para asegurar mediante lazos de control que se tenga una repartición equitativa de los flujos de potencias. En segundo lugar, se debe definir bien la forma de conectar y desconectar los módulos DAB, ya que en caso de que alguna unidad falle el sistema debe ser capaz de aislar la falla y permitir que el resto de las unidades sigan operando. Es por ello que este asunto también será abordado en el próximo capítulo.

Al igual que en el caso del convertidor DAB en FPC y S-PPC, a continuación se procede a simular dos convertidores DAB en configuración entrelazada tipo IPOP a lazo abierto con una entrada constante de $u = 0,5$ pu (que equivale a $d = 0,125$ pu) considerando una fuente de 41 V y una carga a 25,6 V. Mediante el uso de MATLAB y la herramienta de análisis en estado estacionario que dispone PLECS, se procede a obtener el punto de operación para este caso. Los resultados obtenidos tanto para el modelo promedio (calculado usando MATLAB), como para los modelos conmutados *lossless* y *w/losses* (calculados usando PLECS), se resumen en la Tabla 2.4.7. Al comparar estos resultados con los presentados en las Tablas 2.4.4 y 2.4.6, queda claro que la configuración entrelazada en formato IPOP no aumenta la eficiencia de conversión respecto a la configuración S-PPC tipo ISOP, ya que en la práctica todos los módulos se conectan en FPC, con lo cual toda la potencia es procesada por los convertidores. Sin embargo, debido a que ahora se tienen dos módulos DAB, se consigue duplicar la potencia de salida utilizando la misma entrada que en el caso del DAB en FPC ($u = 0,5$ pu). Esto último implica que la eficiencia de conversión aumentaría en caso que se quisiera la misma potencia de salida que en el caso del DAB en FPC ($u = 0,5$ pu).

Tabla 2.4.7: Resultados de la conexión entrelazada tipo IPOP con $u = 0,5$ pu.

Símbolo	Parámetro	Matlab	PLECS (<i>lossless</i>)	PLECS (<i>w/losses</i>)
P_{source}	Potencia de la fuente	1266,61 W	1267,97 W	1276,57 W
I_{source}	Corriente de la fuente	30,89 A	30,93 A	31,14 A
P_{in_j}	Potencias de entrada	633,31 W	633,98 W	638,29 W
I_{in_j}	Corrientes de entrada	15,45 A	15,46 A	15,57 A
I_{out_j}	Corrientes de salida	23,91 A	23,94 A	23,18 A
P_{out_j}	Potencias de salida	612,22 W	612,89 W	593,41 W
I_{load}	Corriente de la carga	47,83 A	47,88 A	46,36 A
P_{load}	Potencia en la carga	1224,43 W	1225,78 W	1186,82 W
η_{tot}	Eficiencia total	96,67 %	96,67 %	92,97 %

2.4.5. Arquitectura DC propuesta

Habiendo definido los modelos que describen la dinámica de la topología DAB en configuración S-PPC tipo ISOP y en conexión entrelazada tipo IPOP, se procede a establecer el modelo de la arquitectura DC a utilizar en el *coupling* propuesto. Esta arquitectura se muestra en la Figura 2.4.15, en donde se puede observar que consiste de dos módulos DAB conectados en forma entrelazada tipo IPOP, los cuales a su vez se encuentran en una configuración S-PPC tipo ISOP. Esto último implica que las relaciones eléctricas que describen a esta arquitectura son una combinación de las presentadas en las dos subsecciones anteriores. Para corroborar la aseveración anterior, se procede a aplicar la LVK al lado de la fuente y al lado de la carga, con lo cual se obtienen las siguientes relaciones de voltaje,

$$v_{source} = v_{in_1} + v_{load} = v_{in_2} + v_{load} = \dots = v_{in_N} + v_{load}, \quad (2.4.36)$$

$$v_{load} = v_{out_1} = v_{out_2} = \dots = v_{out_N}. \quad (2.4.37)$$

Por su parte, al aplicar la LCK al nodo del lado de la fuente y a los dos nodos del lado de la carga de la arquitectura DC, se obtienen las relaciones de corriente,

$$i_{source} = i_{bypass} = i_{in_1} + i_{in_2} + \dots + i_{in_N} = \sum_{j=1}^N i_{in_j}, \quad (2.4.38)$$

$$i_{ppc} = i_{out_1} + i_{out_2} + \dots + i_{out_N} = \sum_{j=1}^N i_{out_j}, \quad (2.4.39)$$

$$i_{load} = i_{bypass} + i_{ppc} = \sum_{j=1}^N i_{in_j} + \sum_{j=1}^N i_{out_j}, \quad (2.4.40)$$

donde i_{ppc} corresponde a la corriente procesada por los convertidores DAB. Al dar cuenta de la corriente que llega a la carga en (2.4.40) se vuelve evidente que la arquitectura DC de la Figura 2.4.15 es ideal a la hora de realizar conversiones DC a bajos niveles de voltaje y a altas corrientes, tal como se necesita en el caso de alimentar al electrolizador tipo PEM para la producción de hidrógeno.

Dado que la arquitectura DC en cuestión mantiene la conexión S-PPC tipo ISOP y que, por otra parte, los convertidores DAB poseen la misma tensión en sus terminales de entrada y de salida producto de la conexión entrelazada en formato

IPOP, se tiene que la razón de parcialidad en este caso queda expresada por,

$$K = \frac{v_{in_1}}{v_{source}} = \dots = \frac{v_{in_N}}{v_{source}} = 1 - G_v. \quad (2.4.41)$$

Luego, considerando una fuente de 41 V y una carga a 25,6 V, se tiene una ganancia de voltaje $G_v = 0,6244$, lo cual en base a (2.4.24) se traduce en una razón de parcialidad de $K = 0,3756$. Es decir, que al implementar la arquitectura DC propuesta se tiene que solo el 37,56 % de la potencia es procesada por los convertidores. Respecto a la eficiencia en cada módulo DAB, esta se expresa como,

$$\eta_{conv_j} = \frac{v_{load} \cdot i_{out_j}}{v_{in_j} \cdot i_{source}} \quad \forall j \in 1, \dots, N, \quad (2.4.42)$$

mientras que la eficiencia total de la arquitectura DC se puede calcular como,

$$\eta_{tot} = 1 - K \cdot \left(1 - \frac{1}{N} \cdot \sum_{j=1}^N \eta_{conv_j} \right). \quad (2.4.43)$$

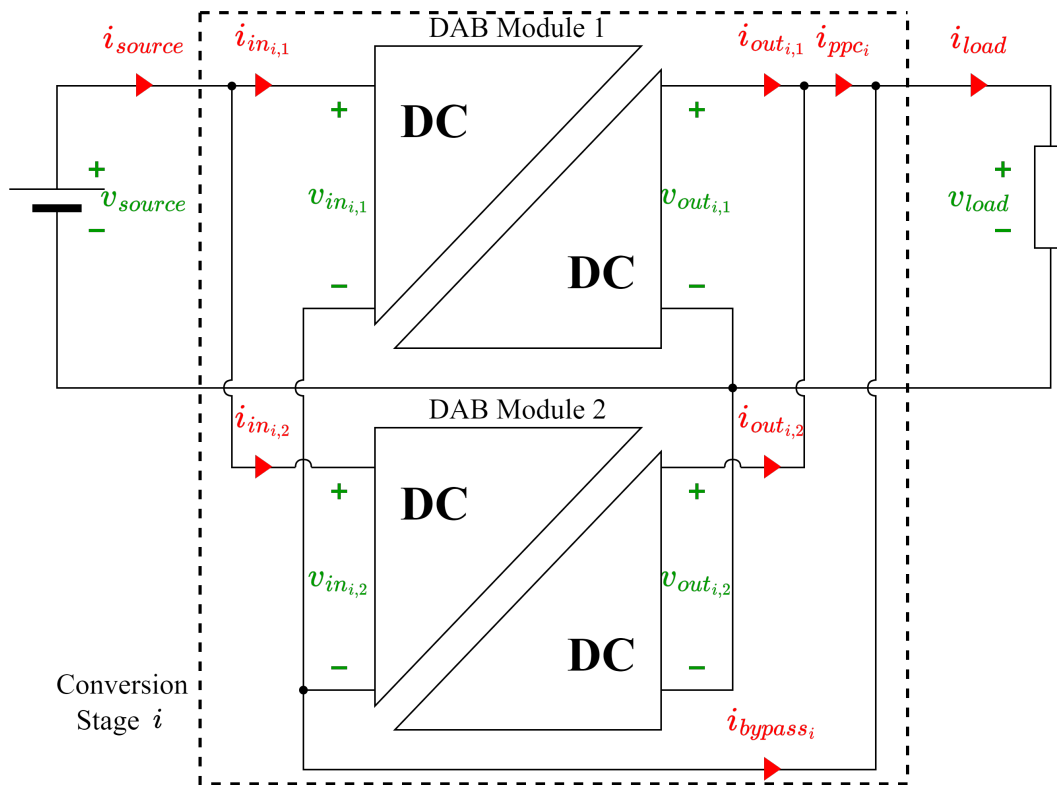


Figura 2.4.15: Diagrama de módulos DAB entrelazados y en conexión S-PPC.

Al igual que en los casos anteriores, a continuación se procede a simular

la arquitectura DC propuesta a lazo abierto con una entrada constante de $u = 0,5$ pu (que equivale a $d = 0,125$ pu) considerando una fuente de 41 V y una carga a 25,6 V. Mediante el uso de MATLAB y la herramienta de análisis en estado estacionario que dispone PLECS, se procede a obtener el punto de operación para este caso. Los resultados obtenidos tanto para el modelo promedio (calculado usando MATLAB), como para los modelos conmutados *lossless* y *w/losses* (calculados usando PLECS), se resumen en la Tabla 2.4.8. Al comparar estos resultados con los presentados en las Tablas 2.4.6 y 2.4.7, se puede dar cuenta de que la arquitectura DC permite aumentar la eficiencia de conversión respecto a la configuración entrelazada en FPC utilizando la misma entrada ($u = 0,5$ pu). Adicionalmente, dado que ahora se tienen dos módulos en S-PPC, se consigue duplicar la potencia de salida utilizando la misma entrada que en el caso del DAB en configuración S-PPC tipo ISOP ($u = 0,5$ pu). Luego, dados los resultados de la Tabla 2.4.8, se puede afirmar que la arquitectura DC propuesta es idónea para el *coupling* entre la generación PV y el electrolizador tipo PEM.

Tabla 2.4.8: Resultados de la arquitectura DC propuesta con $u = 0,5$ pu.

Símbolo	Parámetro	Matlab	PLECS (<i>lossless</i>)	PLECS (<i>w/losses</i>)
P_{source}	Potencia de la fuente	3549,82 W	3561,93 W	3781,28 W
I_{source}	Corriente de la fuente	86,58 A	86,88 A	92,23 A
P_{in_j}	Potencias de entrada	666,67 W	668,95 W	710,14 W
I_{in_j}	Corrientes de entrada	43,29 A	43,44 A	46,11 A
I_{out_j}	Corrientes de salida	25,55 A	25,64 A	24,31 A
P_{out_j}	Potencias de salida	654,18 W	656,42 W	622,36 W
I_{load}	Corriente de la carga	137,69 A	138,16 A	140,85 A
P_{load}	Potencia en la carga	3524,84 W	3536,87 W	3605,71 W
η_{conv_j}	Eficiencias módulos	98,13 %	98,13 %	87,64 %
η_{tot}	Eficiencia total	99,3 %	99,3 %	95,36 %

Respecto a las formas de onda principales en cada módulo de la arquitectura DC, estas se muestran en la Figura 2.4.16 para ambos modelos conmutados (*lossless* y *w/losses*). Como se puede apreciar al comparar con la Figura 2.4.11, las formas de onda se ven más distorsionadas producto de la conexión S-PPC empleada. Esta conlleva a que cada módulo haga una elevación de tensión para conseguir una reducción de voltaje a nivel de la conversión global. Si bien esto resulta contraintuitivo, esto se explica gracias a las expresiones (2.4.36) y (2.4.37) deducidas anteriormente. Ahora, respecto a la calidad del suministro eléctrico en la carga, este se observa en la Figura 2.4.17 de donde se concluye que el *ripple*

en la corriente y en la potencia suministradas a la carga resultan casi despreciables.

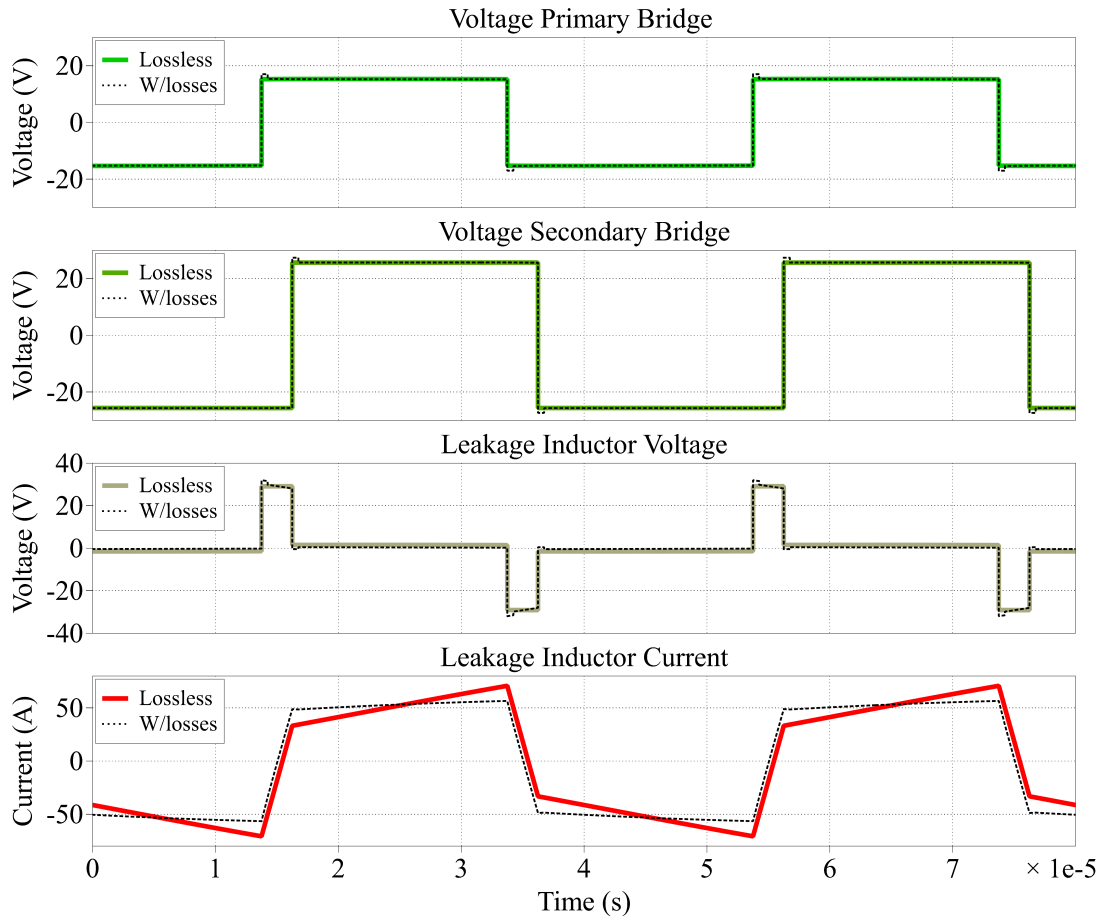


Figura 2.4.16: Formas de ondas principales en un DAB de la arquitectura DC.

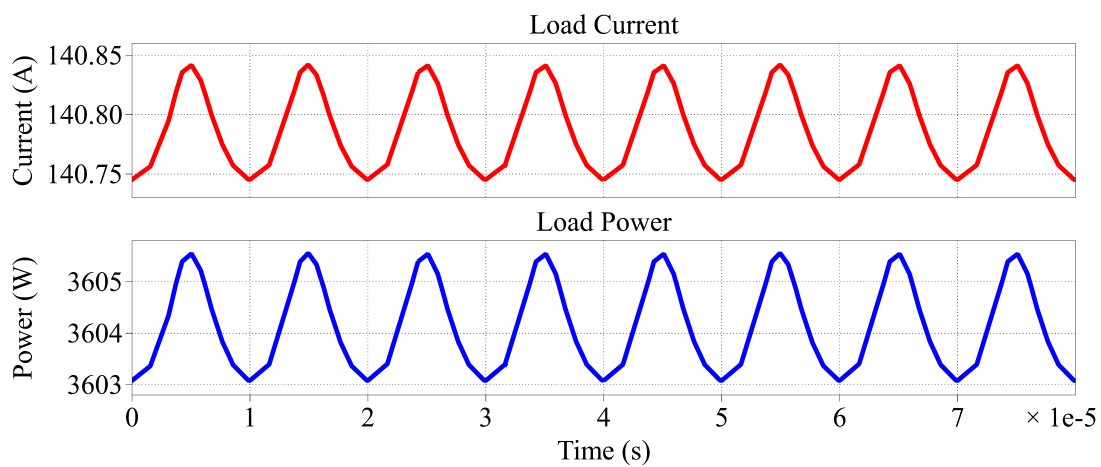


Figura 2.4.17: *Ripple* en la corriente y potencia de salida de la arquitectura DC.

El último aspecto de la arquitectura DC a considerar guarda relación con

las pérdidas en sus módulos y con la temperatura en sus *switches*. Para ello se considera la conversión de mayor estrés, la cual corresponde a la que ocurre entre el arreglo PV y el banco de baterías, los cuales son representados mediante una fuente de 41 V y una carga a 25,6 V, respectivamente. Las pérdidas en uno de los módulos DAB para este caso se presentan en la Figura 2.4.18, de donde se aprecia que las mayores pérdidas se deben a la resistencia del bobinado del transformador, seguido por las pérdidas en *switches* y por las pérdidas en las componentes pasivas. Respecto a la temperatura de juntura en los MOSFET, esta depende de la resistencia térmica que le otorga su entorno, tal como se observa en la Figura 2.4.19, en donde se consideran tres condiciones de disipación de calor.

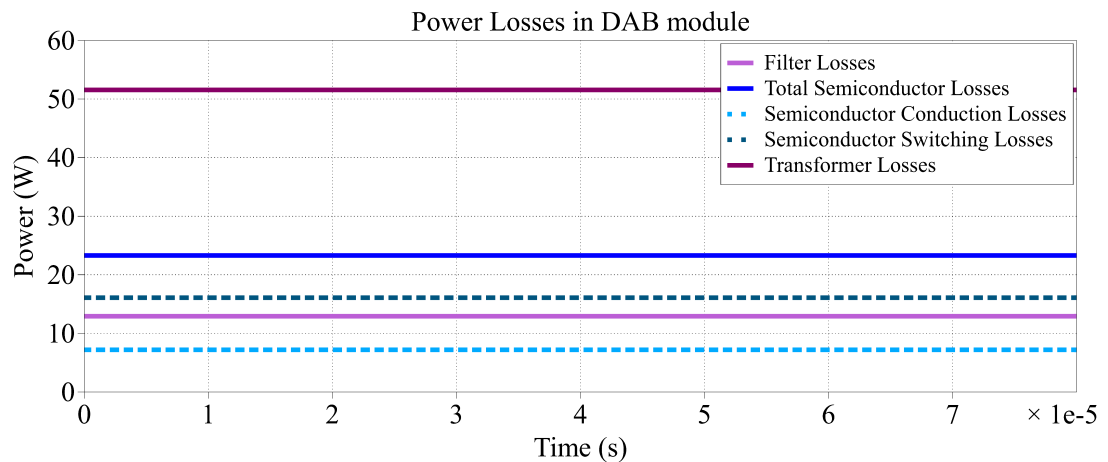


Figura 2.4.18: Pérdidas en uno de los módulos DAB de la arquitectura DC.

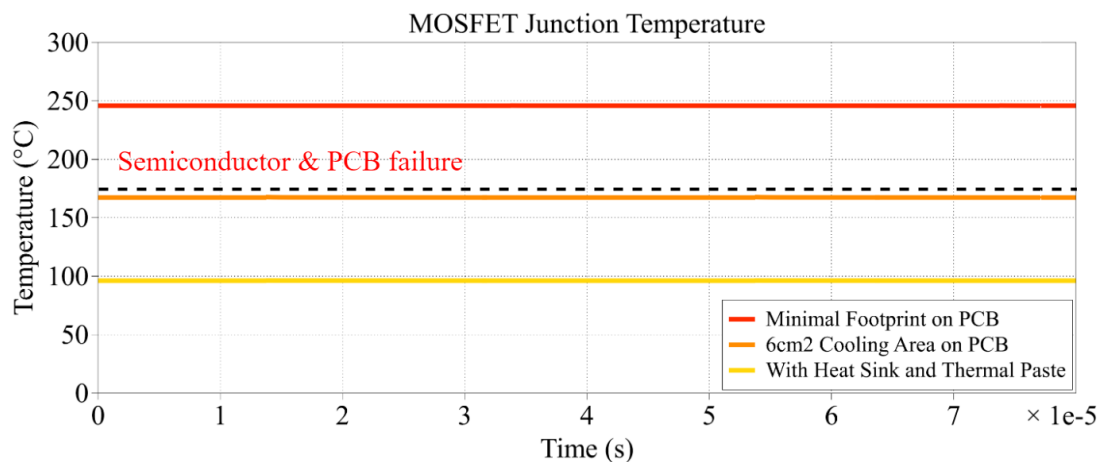


Figura 2.4.19: Temperatura de juntura en función de la resistencia térmica.

2.5. Regiones de operación del sistema

Para dar cierre al presente capítulo, a continuación se presenta un análisis de las regiones de operación del *coupling* propuesto, para lo cual se hace uso de los modelos anteriormente detallados. Para poder entender mejor como se realiza este análisis, en la Figura 2.5.1 se muestra el mismo sistema de la Figura 1.1.1 pero en lazo abierto, indicando las dos etapas de conversión del *coupling*, así como también las perturbaciones que influyen al sistema. De ahora en adelante para referirse a una variable de un modulo particular se utilizará la siguiente notación,

$$x_{i,j} \text{ donde } i \in \{1, 2\} \text{ y } j \in \{1, \dots, N_i\}, \quad (2.5.1)$$

donde el sufijo i indica la etapa de conversión y el sufijo j indica el módulo DAB de la etapa correspondiente. Por otra parte, con el objetivo de mantener la modularidad entre ambas etapas de conversión, se utiliza el mismo módulo DAB con el mismo transformador de alta frecuencia para ambas etapas del coupling, con la salvedad de que se conectan los terminales del transformador de manera tal que las razones de vueltas sean las que aparecen en la Tabla 2.5.1, las cuales se derivan a partir de la relación (2.4.36) y de los valores nominales de los equipos.

Tabla 2.5.1: Consideraciones en los transformadores de ambas etapas del sistema.

Símbolo	Parámetro	1 ^{ra} etapa	2 ^{da} etapa
$n_1 : n_2$	Razón de transformación	14:26	12:14
L_{lk}	Inductancia de fuga	0,7 μ H	0,7 μ H

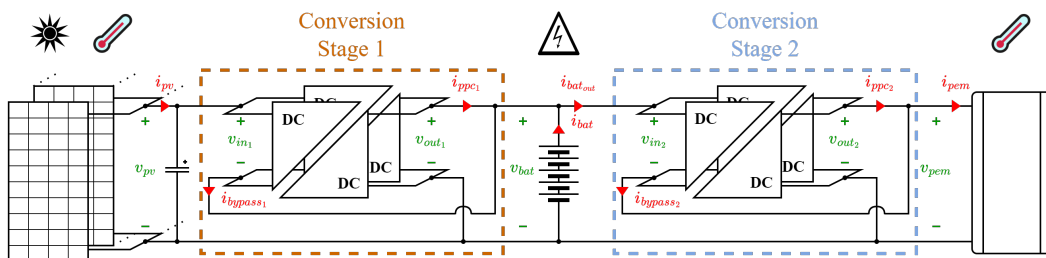


Figura 2.5.1: Perturbaciones que determinan las regiones de operación.

Para poder determinar las regiones de operación del sistema de la Figura 2.5.1, resulta necesario definir bien cuales son sus entradas y sus perturbaciones. En

relación a las entradas, se sabe de la sección anterior que gracias a que se emplea la modulación SPS, sólo se tiene una entrada por cada convertidor DAB. Sin embargo, si se asume que en cada etapa de conversión se tiene que los módulos DAB poseen los mismos parámetros, entonces para efectos del análisis de las regiones de operación se tienen dos entradas, específicamente una por cada etapa de conversión (u_1 y u_2). Respecto a las perturbaciones del sistema, estas se indican en la Figura 2.5.1, en donde se observa que existen cuatro perturbaciones no controladas. En particular, en el caso del arreglo PV se tienen como perturbaciones a la irradiación solar (G) y a la temperatura de operación de las celdas solares (T_c). Por su parte, en el banco de baterías se tiene como perturbación a su estado de carga (SoC), sin embargo, dado que este influye en el voltaje V_{bat} y que este a su vez influye en las conversiones DC, en este análisis se considera al voltaje del BESS como perturbación. Por parte del electrolizador tipo PEM se tiene como perturbación a su temperatura de operación (T_{pem}).

Teniéndose claridad de las entradas manipuladas y de las perturbaciones no controladas, se procede a realizar el análisis de las regiones de operación del sistema. Este análisis se divide por cada etapa de conversión dado que el banco de baterías genera un desacoplamiento entre ambas conversiones del *coupling* propuesto. En el caso de la primera etapa, se tienen tres perturbaciones que corresponden a la irradiación solar, la temperatura de operación de las celdas solares y el voltaje del banco de baterías. Para cada una de estas perturbaciones se realiza un barrido de la entrada u_1 por cada valor de una perturbación en particular, dejando las otras dos perturbaciones fijas en sus valores nominales. Para el caso de la segunda etapa, se tienen dos perturbaciones que corresponden al voltaje del banco de baterías y la temperatura de operación del electrolizador tipo PEM. Para cada una de estas perturbaciones se realiza un barrido de la entrada u_2 por cada valor de una perturbación en particular, dejando la otra perturbación fija en su valor nominal. Luego, los datos obtenidos de cada simulación en PLECS son exportados en formato *.csv* y posteriormente son unidos usando el lenguaje de programación PYTHON. Finalmente, haciendo uso de MATLAB se consigue visualizar las regiones de operación. Lo anterior se hace considerando los modelos conmutados *lossless* y *w/losses* del equipo de conversión para dar cuenta de como cada modelo influye en la determinación de estas regiones.

Con respecto a las regiones de operación de la primera etapa del sistema de la Figura 2.5.1, estas quedan caracterizadas por las Figuras 2.5.2, 2.5.3 y 2.5.4. Partiendo el análisis en función de la irradiación solar, se observa en la Figura 2.5.2 que dados los parámetros de los equipos en cuestión, se consigue seguir el punto MPP del arreglo PV hasta los 4 kW aproximadamente. Por otra parte, al comparar los resultados de los modelos conmutados *lossless* y *w/losses* se tiene que si bien ambas superficies presentan alteraciones similares, el modelo *w/losses* presenta una superficie más lisa. Adicionalmente, si bien en ambos modelos se observa que con $u_1 = 0$ pu se tiene igualmente un flujo de potencia del arreglo PV al banco de baterías, este es más pronunciado en el modelo *w/losses*. Siguiendo ahora el análisis en función de la temperatura de operación de las celdas solares, se observa en la Figura 2.5.3 que a menores temperaturas se consigue cosechar una mayor potencia del arreglo PV para una misma irradiación. Ahora bien, al comparar los resultados de los modelos conmutados *lossless* y *w/losses* se tiene que si bien sus superficies difieren bastante, en ambos modelos ocurre que a valores cercanos a $u_1 = 0$ pu se llega a una meseta producto de que el voltaje del arreglo PV en ese punto se iguala con la tensión del banco de baterías. También hay que destacar que si bien en ambos modelos se observa que con $u_1 = 0$ pu se tiene igualmente un flujo de potencia del arreglo PV al banco de baterías, esto es más pronunciado en el modelo *w/losses*. Por último, respecto al análisis en función de la tensión del banco de baterías, se observa en ambos modelos de la Figura 2.5.4 que si bien esta perturbación no influye en la generación solar, si determina la entrada u_1 necesaria para operar en el punto MPP del arreglo PV.

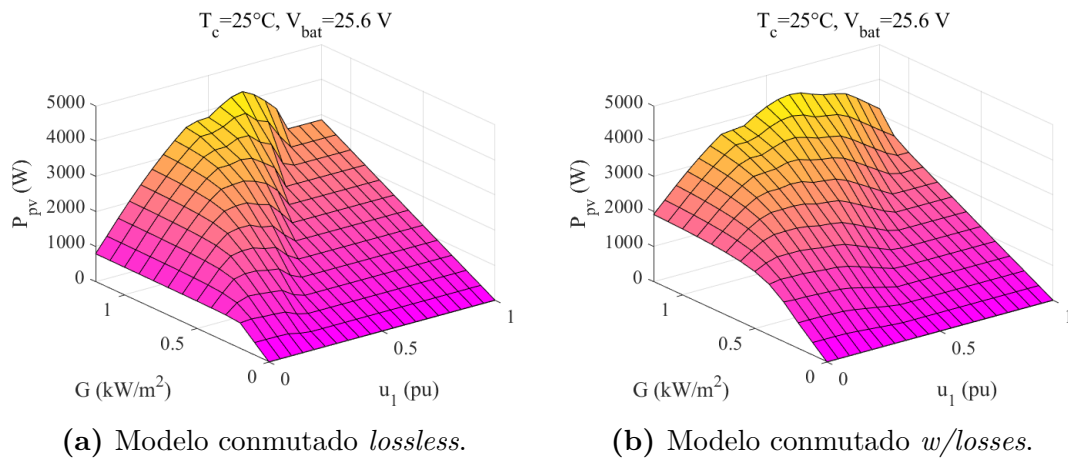


Figura 2.5.2: Región de operación de la 1^{ra} etapa en función de G .

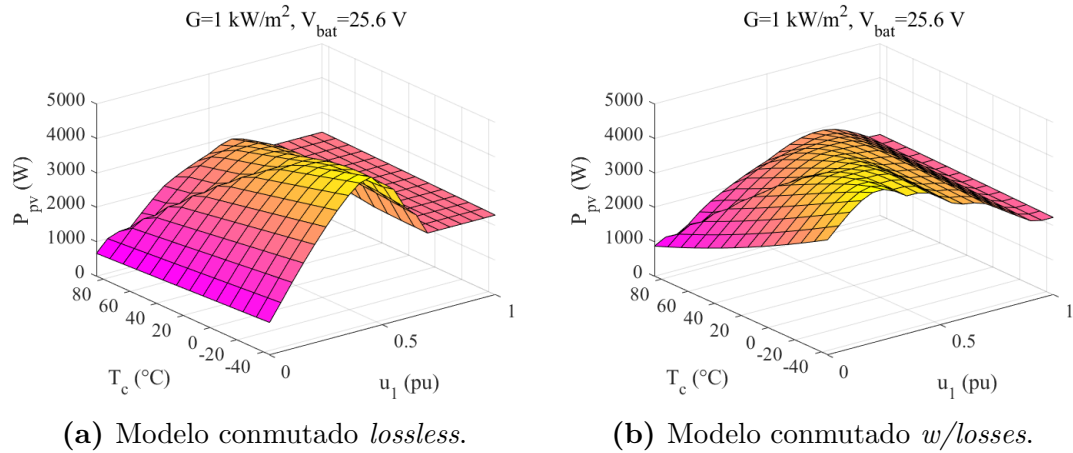


Figura 2.5.3: Región de operación de la 1^{ra} etapa en función de T_c .

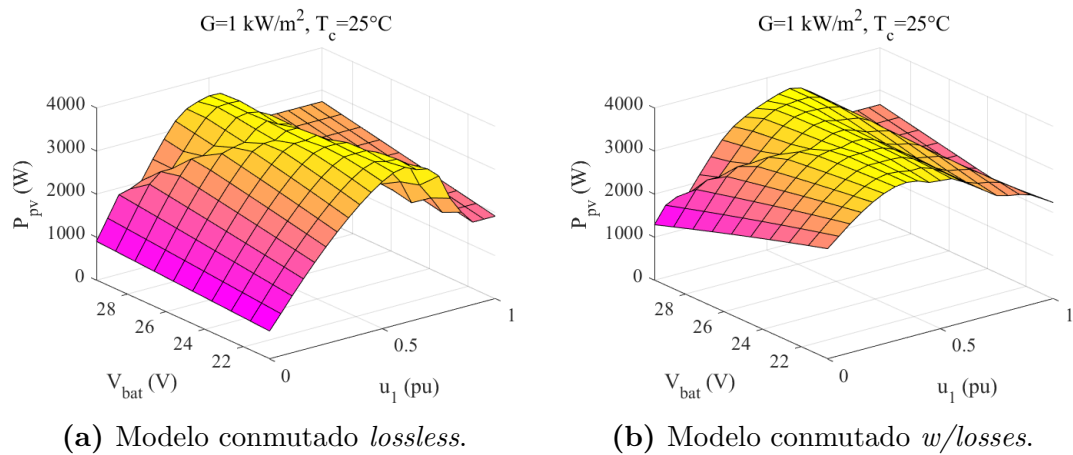


Figura 2.5.4: Región de operación de la 1^{ra} etapa en función de V_{bat} .

Siguiendo con las regiones de operación de la segunda etapa del sistema de la Figura 2.5.1, estas quedan caracterizadas por las Figuras 2.5.5 y 2.5.6. Centrándose en el análisis en función de la tensión del banco de baterías, se observa en ambos modelos de la Figura 2.5.5 que la potencia que es capaz de suministrar el banco de baterías al electrolizador tipo PEM depende en gran medida de la tensión V_{bat} , lo cual es más notorio para valores altos de u_2 . Por otra parte, al igual que como ocurre en el caso de la etapa 1, acá se tiene que cuando $u_2 = 0$ pu igual existe un flujo de potencia entre el banco de baterías y el electrolizador tipo PEM. Respecto al análisis en función de la temperatura de operación del electrolizador tipo PEM, se observa en ambos modelos de la Figura 2.5.6 que si bien se logra suministrar una potencia máxima mayor al electrolizador tipo PEM cuando su temperatura de operación es menor, se tiene

que esta variable no influye tanto en esta conversión como si lo hace V_{bat} .

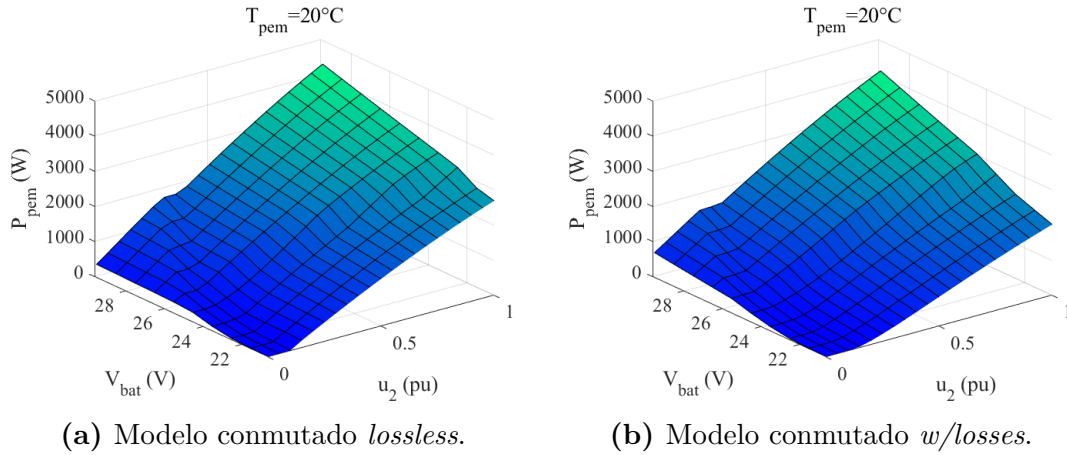


Figura 2.5.5: Región de operación de la 2^{da} etapa en función de V_{bat} .

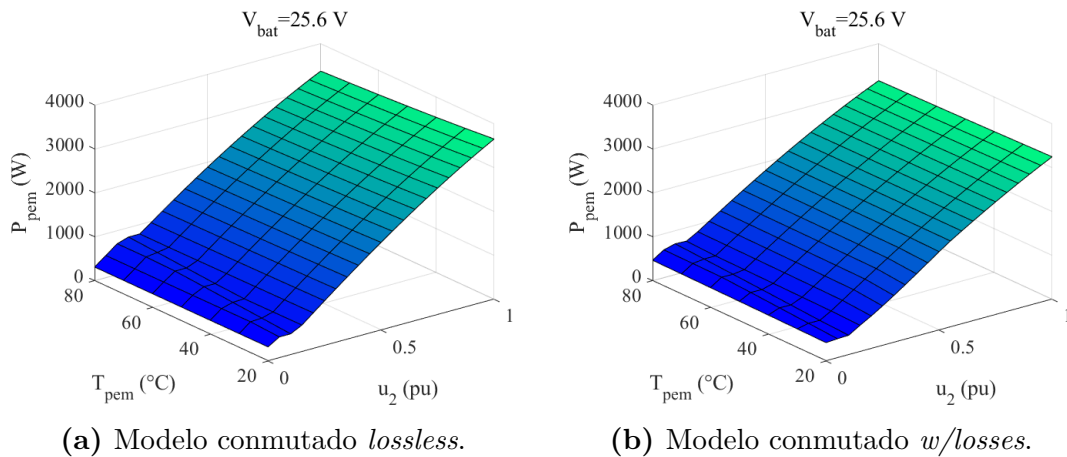


Figura 2.5.6: Región de operación de la 2^{da} etapa en función de T_{pem} .

A partir de las regiones de operación del sistema de la Figura 2.5.1 se pueden sacar algunas conclusiones. En primer lugar, a partir de las regiones de operación de la etapa 1 queda claro que se necesita de un sistema de control MPPT para que el arreglo PV siempre opere en su punto MPP independientemente de las condiciones impuestas por las perturbaciones externas. En segundo lugar, el hecho de que se tengan flujos de potencia en ambas etapas de conversión incluso cuando las entradas respectivas sean de 0 pu se debe de analizar en mayor detalle cuando se aborde la conexión y desconexión de módulos DAB. Por último, la gran influencia que tiene V_{bat} en la segunda etapa se traduce directamente en que el estado de carga del banco de baterías influye en gran medida en esta etapa de conversión.

Capítulo 3

Diseño del sistema de control

3.1. Regulación de corriente del electrolizador

Tal como se comentó en el capítulo anterior, la regulación de la producción de hidrógeno se logra mediante la regulación de la corriente en los terminales del electrolizador. Para poder llevar a cabo esta regulación existen distintas estrategias de control que podrían emplearse sobre el actuador de este sistema, que en este caso corresponde a la arquitectura DC ya presentada en el anterior capítulo. Sin embargo, dado que se pretende operar los módulos DAB dentro de su zona lineal de operación (mostrada en la Figura 2.4.10), se opta por emplear un algoritmo Proporcional-Integral (PI). La decisión de utilizar este algoritmo para regular la corriente en el electrolizador se debe a su simplicidad de construcción, a su claridad de funcionamiento, a su idoneidad para resolver la mayoría de los problemas y al bajo costo de este algoritmo, características que hacen que esté presente en más del 90 % de los controladores actuales [66]. Respecto a la parte derivativa, esta no se incluye debido al potencial ruido en la medición de corriente.

Lo primero a tener presente del algoritmo PI a utilizar en este trabajo, es que este se implementa en tiempo discreto para ser incorporado en un Procesador Digital de Señales (DSP). Teniendo en cuenta lo anterior, en la Figura 3.1.1 se presenta el diagrama de bloques del algoritmo PI. Como se puede observar la salida del control PI (u^*) posee una parte proporcional (p) y una integrativa (i),

$$u^*[k] = p[k] + i[k]. \quad (3.1.1)$$

Ambas operan en función del error (e), que es la diferencia entre la referencia de la variable a controlar (x_{ref}) y su medición (x). En la parte proporcional se tiene,

$$p[k] = K_p \cdot e[k], \quad (3.1.2)$$

mientras que en la parte integrativa se usa la transformada de Tustin para integrar,

$$i[k] = \frac{K_i \cdot T_s}{2} \cdot (e[k] + e[k - 1]) + i[k - 1]. \quad (3.1.3)$$

Debido a que la entrada manipulada (u) que se le entrega al actuador debe limitarse a los valores máximo y mínimo de la moduladora, se incorpora un bloque saturador entre la salida del control PI y la señal de entrada. Para evitar que ocurra saturación integral cuando la salida del control PI se encuentre limitada, se incorpora un mecanismo de protección también conocido como *anti-windup*. Los dos métodos principales son el *back-calculation* y la integración condicional, los cuales se encuentran ya incorporados en los *softwares* PLECS y SIMULINK. En este trabajo se opta por el segundo método dado que no necesita ajustar ganancias adicionales y a que presenta un mejor comportamiento transitorio [66]. Este *anti-windup* se encuentra encerrado por líneas punteadas en la Figura 3.1.1, y su objetivo consiste en encargarse de desactivar la parte integrativa cuando la salida del control PI se encuentra limitada y se empieza a acumular el error.

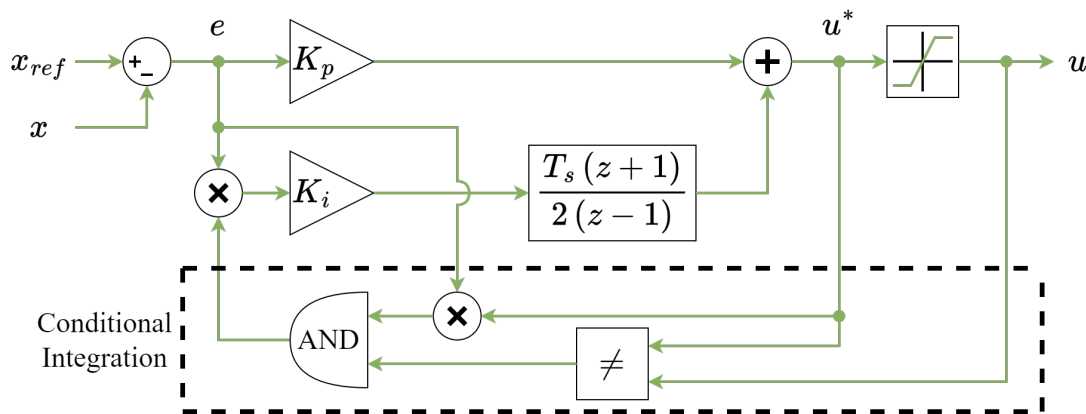


Figura 3.1.1: Diagrama de bloques del algoritmo PI con integración condicional.

Para poder sintonizar el controlador PI para la regulación de la corriente en el electrolizador, se necesita de un modelo lineal del convertidor DAB. Este puede obtenerse a partir del modelo promedio del DAB, el cual está representado por

la Figura 2.4.8 y el sistema de ecuaciones (2.4.23). Al observar este último se puede notar que las no linealidades se encuentran en los términos $\delta(t) \cdot v_{C_{out}}(t)$ y $\delta(t) \cdot v_{C_{in}}(t)$, los cuales corresponden a las fuentes de corrientes dependientes \bar{i}_i y \bar{i}_o de la Figura 2.4.8. Luego, para poder obtener un modelo lineal del DAB se debe linealizar \bar{i}_i e \bar{i}_o tal como se hace en [23] y [24]. Partiendo con \bar{i}_i , se tiene,

$$\hat{i}_i = \left. \frac{\partial \bar{i}_i}{\partial d} \right|_{\hat{v}_o=0} \cdot \hat{d} + \left. \frac{\partial \bar{i}_i}{\partial v_o} \right|_{\hat{d}=0} \cdot \hat{v}_o, \quad (3.1.4)$$

donde al desarrollar la primera derivada en función de (2.4.17), queda lo siguiente,

$$\frac{\partial \bar{i}_i}{\partial d} = \frac{(1 - 2 \cdot D) \cdot T}{\binom{n_2}{n_1} \cdot L_{lk}} \cdot V_o. \quad (3.1.5)$$

Ahora, para que la derivada en (3.1.5) quede en función de una carga resistiva (R_{load}), se multiplica por uno a ambos lados y se hace uso de la expresión (2.4.20),

$$\frac{\partial \bar{i}_i}{\partial d} \cdot 1 = \frac{(1 - 2 \cdot D) \cdot T}{\binom{n_2}{n_1} \cdot L_{lk}} \cdot V_o \cdot 1 \iff \frac{\partial \bar{i}_i}{\partial d} = \frac{(1 - 2 \cdot D) \cdot T}{\binom{n_2}{n_1} \cdot L_{lk}} \cdot V_o \cdot \left(\frac{V_o}{V_i} \cdot \frac{V_i}{V_o} \right). \quad (3.1.6)$$

Expandiendo el lado derecho de la equivalencia en (3.1.6), se obtiene lo siguiente,

$$\frac{\partial \bar{i}_i}{\partial d} = V_o \cdot (1 - 2 \cdot D) \cdot \frac{T}{\binom{n_2}{n_1} \cdot L_{lk}} \cdot \left(\frac{V_o}{V_i} \right) \cdot \frac{\binom{n_2}{n_1} \cdot L_{lk}}{T} \cdot \frac{1}{(1 - D) \cdot D \cdot R_{load}}, \quad (3.1.7)$$

por lo tanto, la primera derivada de (3.1.4) queda expresada de la siguiente manera,

$$\frac{\partial \bar{i}_i}{\partial d} = \frac{V_o^2 \cdot (1 - 2 \cdot D)}{V_i \cdot (1 - D) \cdot D \cdot R_{load}} = g_{id}. \quad (3.1.8)$$

Respecto a la otra derivada en (3.1.4), esta se expresa en función de (2.4.17) como,

$$\frac{\partial \bar{i}_i}{\partial v_o} = \frac{D \cdot (1 - D) \cdot T}{\frac{n_2}{n_1} \cdot L_{lk}} = \frac{V_o}{V_i \cdot R_{load}} = g_{iv}. \quad (3.1.9)$$

Luego, la linealización de la corriente \bar{i}_i puede escribirse de la siguiente manera,

$$\hat{i}_i = \overbrace{\left(\frac{V_o^2 \cdot (1 - 2 \cdot D)}{V_i \cdot (1 - D) \cdot D \cdot R_{load}} \right)}^{g_{id}} \cdot \hat{d} + \overbrace{\left(\frac{V_o}{V_i \cdot R_{load}} \right)}^{g_{iv}} \cdot \hat{v}_o. \quad (3.1.10)$$

El mismo procedimiento planteado anteriormente para la linealización de la corriente \bar{i}_i puede ser aplicado en la corriente \bar{i}_o . Luego, al linealizar \bar{i}_o se tiene,

$$\hat{i}_o = \left. \frac{\partial \bar{i}_o}{\partial d} \right|_{\hat{v}_i=0} \cdot \hat{d} + \left. \frac{\partial \bar{i}_o}{\partial v_i} \right|_{\hat{d}=0} \cdot \hat{v}_i, \quad (3.1.11)$$

donde al desarrollar la primera derivada en función de (2.4.18), se tiene lo siguiente,

$$\frac{\partial \bar{i}_o}{\partial d} = \frac{(1 - 2 \cdot D) \cdot T}{\left(\frac{n_2}{n_1}\right) \cdot L_{lk}} \cdot V_i. \quad (3.1.12)$$

Si se quiere que la derivada en (3.1.12) quede en función de una carga resistiva (R_{load}), se multiplica por uno a ambos lados y se aplica la expresión (2.4.20),

$$\frac{\partial \bar{i}_o}{\partial d} \cdot 1 = \frac{(1 - 2 \cdot D) \cdot T}{\left(\frac{n_2}{n_1}\right) \cdot L_{lk}} \cdot V_i \cdot 1 \iff \frac{\partial \bar{i}_o}{\partial d} = \frac{(1 - 2 \cdot D) \cdot T}{\left(\frac{n_2}{n_1}\right) \cdot L_{lk}} \cdot V_i \cdot \left(\frac{V_o}{V_i} \cdot \frac{V_i}{V_o}\right). \quad (3.1.13)$$

Expendiendo el lado derecho de la igualdad en (3.1.13), se llega a lo siguiente,

$$\frac{\partial \bar{i}_o}{\partial d} = V_i \cdot (1 - 2 \cdot D) \cdot \frac{T}{\left(\frac{n_2}{n_1}\right) \cdot L_{lk}} \cdot \left(\frac{V_o}{V_i}\right) \cdot \frac{\left(\frac{n_2}{n_1}\right) \cdot L_{lk}}{T} \cdot \frac{1}{(1 - D) \cdot D \cdot R_{load}}, \quad (3.1.14)$$

por lo tanto, la primera derivada en (3.1.11) se expresa de la siguiente forma,

$$\frac{\partial \bar{i}_o}{\partial d} = \frac{V_o \cdot (1 - 2 \cdot D)}{(1 - D) \cdot D \cdot R_{load}} = g_{od}. \quad (3.1.15)$$

Respecto a la otra derivada en (3.1.11), esta se expresa en función de (2.4.18),

$$\frac{\partial \bar{i}_o}{\partial v_i} = \frac{D \cdot (1 - D) \cdot T}{\frac{n_2}{n_1} \cdot L_{lk}} = \frac{V_o}{V_i \cdot R_{load}} = g_{ov}. \quad (3.1.16)$$

Luego, la linealización de la corriente \bar{i}_o puede escribirse de la siguiente manera,

$$\hat{i}_o = \overbrace{\left(\frac{V_o \cdot (1 - 2 \cdot D)}{(1 - D) \cdot D \cdot R_{load}}\right)}^{g_{od}} \cdot \hat{d} + \overbrace{\left(\frac{V_o}{V_i \cdot R_{load}}\right)}^{g_{ov}} \cdot \hat{v}_i. \quad (3.1.17)$$

Cabe señalar que al comparar las ganancias de las corrientes linealizadas \hat{i}_i y \hat{i}_o

presentadas en (3.1.10) y (3.1.17) respectivamente, se obtienen las equivalencias,

$$g_{id} = \frac{V_o}{V_i} \cdot g_{od} \wedge g_{iv} = g_{ov}. \quad (3.1.18)$$

A partir de las corrientes linealizadas \widehat{i}_i e \widehat{i}_o , presentadas en las ecuaciones (3.1.10) y (3.1.17), resulta posible construir un modelo de pequeña señal con el cual se puede sintonizar el controlador PI basándose en los siguientes supuestos,

1. Las resistencias parásitas de las componentes pasivas son despreciables.
2. La tensión en terminales del DAB no presenta perturbaciones ($\widehat{v}_i = \widehat{v}_0 = 0$).
3. La caída de tensión en inductancias son despreciables ($\widehat{v}_i \approx \widehat{v}_{in} \wedge \widehat{v}_o \approx \widehat{v}_{out}$).
4. No existe retardo de medición en la realimentación ni retardo por cálculo.

Con estas suposiciones se simplifica el modelo promedio del DAB presentado en la Figura 2.4.8, obteniéndose el modelo de pequeña señal de la Figura 3.1.2. A partir de este es posible obtener la función de transferencia (FT) de la “planta” a controlar para así poder sintonizar el controlador PI correspondiente. Aplicando la transformada de Laplace junto a la LCK en el nodo del lado derecho, se obtiene,

$$\widehat{i}_o = \widehat{i}_{C_{out}} + \widehat{i}_{out} = s \cdot \widehat{v}_o \cdot C_{out} + \widehat{i}_{out}. \quad (3.1.19)$$

Para despejar la tensión \widehat{v}_o en (3.1.19), se aplica LK a la malla de la derecha,

$$\widehat{i}_o = s \cdot \left(s \cdot \widehat{i}_{out} \cdot L_{out} + \widehat{i}_{out} \cdot R_{load} \right) \cdot C_{out} + \widehat{i}_{out}, \quad (3.1.20)$$

donde si se factoriza el lado derecho de la igualdad en (3.1.20) se llega a que,

$$\widehat{i}_o = \left(s^2 \cdot L_{out} \cdot C_{out} + s \cdot R_{load} \cdot C_{out} + 1 \right) \cdot \widehat{i}_{out}. \quad (3.1.21)$$

Luego, al aplicar la expresión (3.1.17) y haciendo uso de la segunda suposición del modelo de pequeña señal, se obtiene la FT para la corriente de salida del DAB,

$$\frac{\widehat{i}_o}{\widehat{d}} = \frac{g_{od}}{s^2 \cdot L_{out} \cdot C_{out} + s \cdot R_{load} \cdot C_{out} + 1}, \quad (3.1.22)$$

donde el valor de la resistencia R_{load} se obtiene a partir de la tensión y la corriente que se desean obtener en la carga, y en consecuencia, a la salida del DAB.

Finalmente, disponiendo de la FT para la corriente de salida del DAB en tiempo continuo, es posible sintonizar el control PI en tiempo continuo y luego discretizarlo para poder ser incorporado en una DSP. Respecto al método de sintonización, en este trabajo se aplica el Lugar Geométrico de la Raíz (LGR) haciendo uso de la herramienta *rltool* en MATLAB, guardando cuidado en que la frecuencia de resonancia del controlador no sea mayor a la mitad de la frecuencia de conmutación.

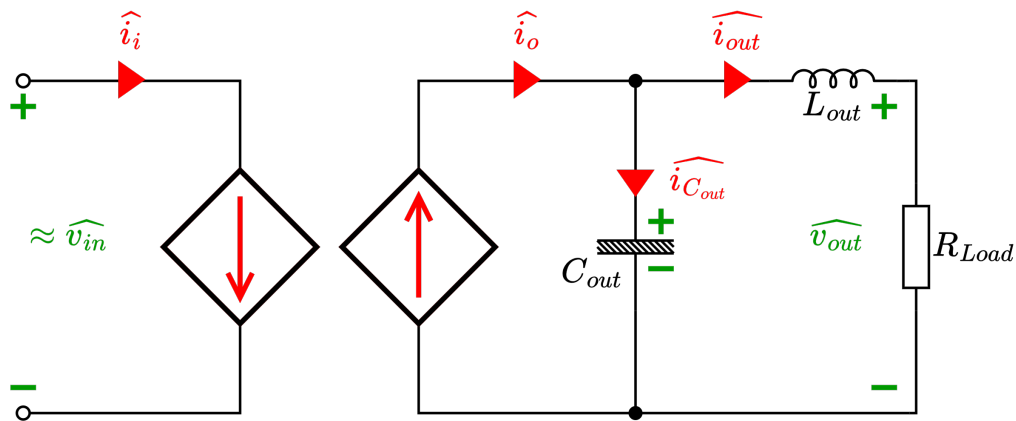


Figura 3.1.2: Modelo de pequeña señal para regulación de corriente de salida.

3.2. Seguimiento del punto de máxima potencia

Para que el arreglo PV pueda generar la mayor cantidad de energía eléctrica posible, este debe ser operado en su punto de máxima potencia durante todo tipo de condiciones ambientales. Esto último se consigue mediante el control MPPT, el cual permite encontrar automáticamente el voltaje de operación del arreglo PV (v_{pv}) que conlleva a la máxima extracción de potencia (p_{pv}) [67]. Si bien existen varios algoritmos MPPT, en este trabajo se opta por utilizar el conocido como Perturbar & Observar (P&O) debido a su efectividad y simpleza en su implementación [6]. El diagrama de flujo de este algoritmo se presenta en la Figura 3.2.1 y a partir de este es posible dar cuenta de que su funcionamiento consiste en aumentar o disminuir v_{pv} en función de si existe un aumento o una disminución de p_{pv} . En consecuencia, cuando el algoritmo llega al punto MPP, el voltaje v_{pv} oscila en torno a la tensión MPP. Ahora bien, si se quisiera disminuir la magnitud de esta oscilación se podría reducir el tamaño del paso (Δv) del algoritmo P&O. Sin embargo, se debe tener presente que existe un *trade-off* entre

la velocidad del seguimiento y la oscilación en torno al punto MPP, ya que si bien un Δv menor disminuye las oscilaciones, esto es a costa de una disminución en la velocidad de seguimiento del algoritmo. Otro aspecto a considerar del algoritmo P&O es que se ha definido una potencia mínima ($p_{pv_{min}}$) de 10 W para evitar problemas de operación durante las horas en que prácticamente no hay irradiación.

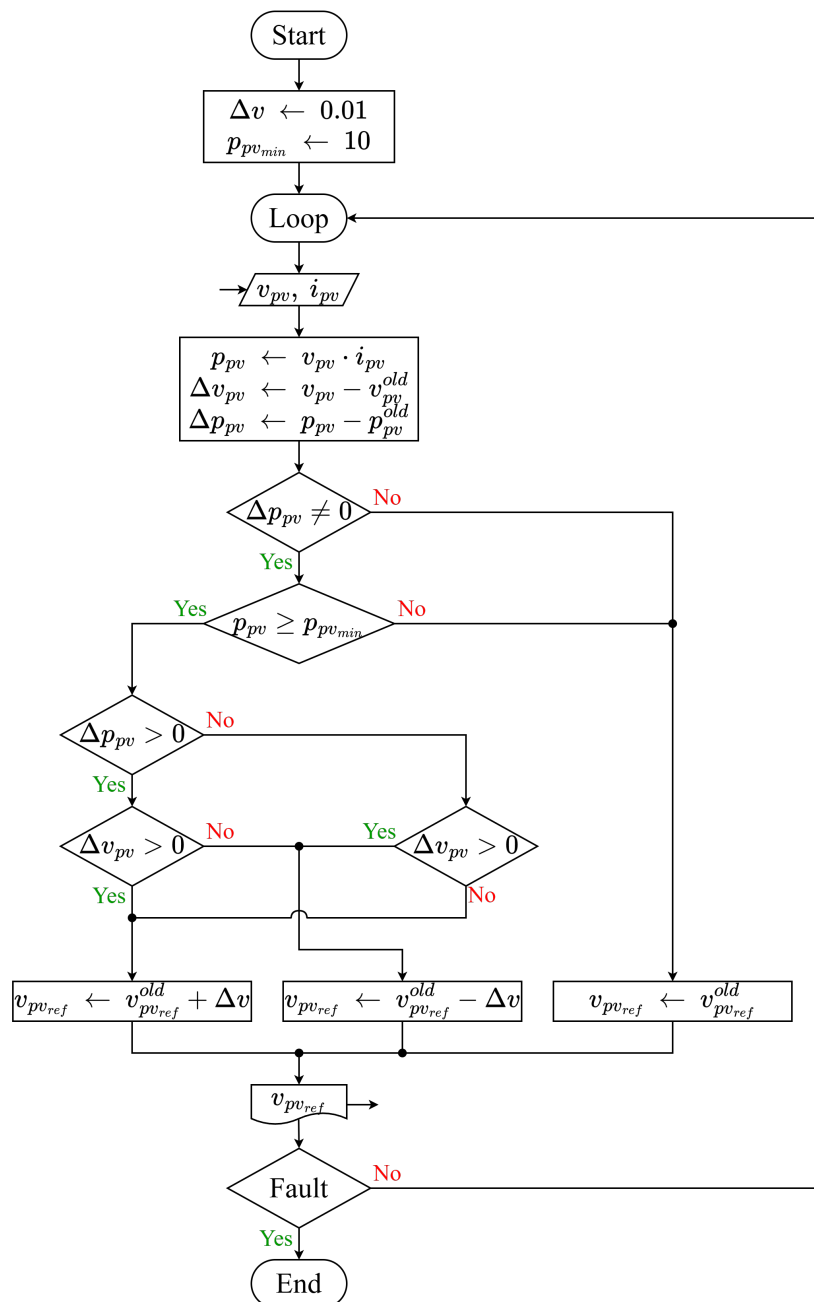


Figura 3.2.1: Diagrama de flujo del algoritmo “Perturbar y Observar”.

Un aspecto importante a notar del diagrama de flujo de la Figura 3.2.1 es que la salida resultante corresponde a la referencia de voltaje $v_{pv,ref}$ que permite conseguir la máxima extracción de potencia del arreglo PV. Esto se debe a que el control MPPT se implementa con un lazo de regulación de voltaje de entrada. La razón de incorporar este lazo nace de que si bien los módulos DAB se operan en su zona lineal de operación (mostrada en la Figura 2.4.10), la topología en sí sigue presentando una relación no lineal entre el desfase d y el voltaje v_{pv} [22]. Luego, para sintonizar este lazo de regulación de voltaje se hace uso de las corrientes linealizadas \hat{i}_i e \hat{i}_o expresadas en (3.1.10) y (3.1.17), respectivamente. A partir de estas expresiones y haciendo uso de las suposiciones mencionadas en la sección anterior, se simplifica el diagrama circuital del modelo promedio del DAB explotando la capacidad de flujo bidireccional que posee la topología DAB. Con lo anterior, se llega al modelo de pequeña señal que se presenta en la Figura 3.2.2.

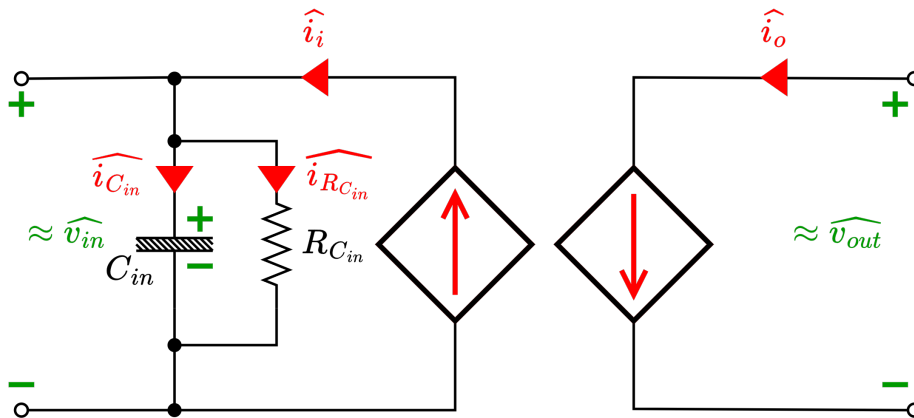


Figura 3.2.2: Modelo de pequeña señal para regulación de voltaje de entrada.

A partir del modelo que se muestra en la Figura 3.2.2 es posible conseguir la FT para el voltaje de entrada del DAB. Para ello se aplica la transformada de Laplace junto a la LCK en el nodo del lado izquierdo, con lo cual se obtiene que,

$$\hat{i}_i = \hat{i}_{C_{in}} + \hat{i}_{R_{C_{in}}} = (s \cdot \hat{v}_i \cdot C_{in}) + (\hat{v}_i \cdot R_{C_{in}}). \quad (3.2.1)$$

Si se factoriza en torno a \hat{v}_i el lado derecho de la igualdad en (3.2.1), se obtiene,

$$\hat{i}_i = (s \cdot C_{in} + R_{C_{in}}) \cdot \hat{v}_i. \quad (3.2.2)$$

Luego, al aplicar la expresión (3.1.10) y haciendo uso de la segunda suposición del

modelo de pequeña señal, se obtiene la FT para la tensión de entrada del DAB,

$$\frac{\hat{v}_i}{\hat{d}} = \frac{g_{id}}{s \cdot C_{in} + R_{C_{in}}}, \quad (3.2.3)$$

a partir de la cual es posible sintonizar el control PI para la regulación de voltaje del arreglo PV haciendo uso del LGR en MATLAB. Algo importante a mencionar es que tanto el lazo de regulación de voltaje como el de corriente visto en la sección anterior operan bajo un tiempo de muestreo de $T_s = 200 \mu s$, tal como se indica en la Tabla 2.4.3. Sin embargo, el tiempo de muestreo del algoritmo P&O (T_{mppt}) es de 1 s dada la dinámica de las condiciones ambientales. Adicionalmente, en base a los niveles de tensión a los cuales opera el arreglo PV y el banco de baterías, se opta por limitar v_{pvref} entre 49,6 y 30 V. Luego, considerando que las técnicas para abordar el sombreado parcial sólo se justifican en grandes instalaciones PV [67], se tiene que el control MPPT presentado basta para el sistema de la Figura 1.1.1.

3.3. Control de balance de potencias

Tal como se establece en la Figura 1.1.1, las dos etapas de conversión involucradas en el *coupling* propuesto entre la generación solar y la producción de hidrógeno se basan en la utilización de la arquitectura DC presentada en la Figura 2.4.15. Tal como se comentó en el capítulo anterior, esta arquitectura DC está pensada para mantener la eficiencia de conversión bajo condiciones de baja tensión y altas corrientes. Adicionalmente, debido a la conexión entrelazada, esta arquitectura permite otorgarle escalabilidad y redundancia al sistema de conversión. Sin embargo, debido a las potenciales diferencias entre los parámetros de los módulos DAB conectados en paralelo, en especial de la inductancia de fuga de los transformadores, ocurre una diferencia en la transferencia de potencia entre ambos que ocasionan un mayor estrés y pérdidas en las componentes que en última instancia propician la ocurrencia de fallas en estas unidades [15]. En consecuencia, se necesita de un control de balance de potencias entre módulos DAB conectados en paralelo para asegurar el funcionamiento adecuado del sistema.

Antes de presentar el razonamiento matemático detrás del control de balance de potencias, primero se deben tener presente que este control solo cobra sentido cuando en una etapa de conversión hay más de un módulo DAB en operación.

En caso que se de la situación anterior, se combinan los dos objetivos de control presentados en las secciones anteriores con el control de balance de potencias. Esto se realiza asignando roles a los módulos DAB, siendo uno el “maestro” y el resto los “esclavos”. El maestro es el encargado de ejercer la acción de control primordial de cada etapa de conversión, siendo el control MPPT en el caso de la etapa de conversión del arreglo PV al banco de baterías y la regulación de corriente en del electrolizador en el caso de la etapa de conversión del banco de baterías al electrolizador. Por su parte, los esclavos están encargados de apoyar a su maestro, ejerciendo el control de balance de potencias para ecualizar el flujo de transversalmente entre los módulos DAB de la etapa de conversión correspondiente.

Debido a la conexión entrelazada tipo IPOP de la arquitectura DC de la Figura 2.4.15, el control de balance de potencias puede ejercerse ecualizando las corrientes de entrada o de salida de los módulos DAB. Ahora bien, dado que los sensores de corriente de entrada son los encargados de determinar si existe o no sobrecorriente en cada módulo DAB, se opta por aprovechar estos sensores para ejercer el control de balance de potencias a partir de la ecualización de las corrientes de entrada. Para poder desarrollar este control, se hace uso de la segunda suposición presentada en la primera sección de este capítulo, la cual dice que la tensión en terminales del DAB no presenta perturbaciones. Luego, en base a este supuesto y a la expresión de la corriente \widehat{i}_i en (3.1.10), se tiene lo siguiente,

$$\widehat{i}_{i,j} = g_{id_i} \cdot \widehat{d}_{i,j} + g_{iv_i} \cdot \widehat{v}_{o_{i,j}} \approx g_{id_i} \cdot \widehat{d}_{i,j}, \quad (3.3.1)$$

donde haciendo uso de la notación definida en la expresión (2.5.1), se tiene que el sufijo i, j en (3.3.1) hace alusión al módulo j de la etapa de conversión i . Cabe señalar que en el caso de la ganancia g_{id_i} , sólo se tiene el sufijo i , ya que esta ganancia es la misma para los módulos DAB de la etapa de conversión i .

Tal como se comentó, los objetivos de control desarrollados en las secciones anteriores se combinan con el control de balance de potencias. Esto se consigue proponiendo una estrategia de control de desacoplamiento generalizado para ambas etapas de conversión. Considerando que la variable a controlar por el maestro es \widehat{x}_i , se tiene que esta puede corresponder a \widehat{v}_{in} o \widehat{v}_{out} dependiendo de si se trata de la etapa de conversión 1 o 2, respectivamente. Luego, siendo $G_{\widehat{x}_i}(s)$ la FT asociada

a la variable \widehat{x}_i , se cumple la siguiente relación en cada etapa de conversión,

$$\begin{bmatrix} \widehat{x}_i \\ \widehat{i}_{i,2} \\ \vdots \\ \widehat{i}_{i,N_i} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} G_{\widehat{x}_i}(s) & G_{\widehat{x}_i}(s) & \cdots & G_{\widehat{x}_i}(s) \\ 0 & g_{id_i} & \cdots & 0 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & 0 & \cdots & g_{id_i} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \widehat{d}_{i,1} \\ \widehat{d}_{i,2} \\ \vdots \\ \widehat{d}_{i,N_i} \end{bmatrix}, \quad (3.3.2)$$

la cual surge a partir de la expresión (3.3.1) y del hecho que \widehat{x}_i depende de los N_i módulos DAB conectados en paralelo en la etapa de conversión i . Ahora, producto de la conexión entrelazada tipo IPOP, se tiene que la corriente total de entrada es,

$$\widehat{i}_{in_i} = \sum_{j=1}^{N_i} \widehat{i}_{i,j} \approx g_{id_i} \cdot \sum_{j=1}^{N_i} \widehat{d}_{i,j}. \quad (3.3.3)$$

Por su parte, la referencia para la corriente de entrada en cada módulo corresponde a la corriente de entrada total repartida equitativamente en los N_i módulos DAB,

$$\widehat{i}_{i,j_{ref}} = \frac{\widehat{i}_{in_i}}{N_i} \approx \frac{g_{id_i}}{N_i} \cdot \sum_{j=1}^{N_i} \widehat{d}_{i,j}. \quad (3.3.4)$$

Luego, el error en la corriente de entrada de cada módulo DAB queda dado por,

$$\widehat{e}_{i,j} = \widehat{i}_{i,j_{ref}} - \widehat{i}_{i,j} \approx \frac{g_{id_i}}{N_i} \cdot \left(\sum_{j=1}^{N_i} \widehat{d}_{i,j} - N_i \cdot \widehat{d}_{i,j} \right). \quad (3.3.5)$$

Al reescribir (3.3.2) en términos del error expresado en (3.3.5) se llega a lo siguiente,

$$\begin{bmatrix} \widehat{x}_i \\ \widehat{e}_{i,2} \\ \vdots \\ \widehat{e}_{i,N_i} \end{bmatrix} = \overbrace{\begin{bmatrix} G_{\widehat{x}_i}(s) & G_{\widehat{x}_i}(s) & \cdots & G_{\widehat{x}_i}(s) \\ \frac{g_{id_i}}{N_i} & -\frac{g_{id_i} \cdot (N_i - 1)}{N_i} & \cdots & \frac{g_{id_i}}{N_i} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ \frac{g_{id_i}}{N_i} & \frac{g_{id_i}}{N_i} & \cdots & -\frac{g_{id_i} \cdot (N_i - 1)}{N_i} \end{bmatrix}}^{\mathbf{C}(s)} \cdot \begin{bmatrix} \widehat{d}_{i,1} \\ \widehat{d}_{i,2} \\ \vdots \\ \widehat{d}_{i,N_i} \end{bmatrix}, \quad (3.3.6)$$

donde $\mathbf{C}(s)$ puede desacoplarse matricialmente, lo que queda expresado como,

$$\begin{bmatrix} \widehat{x}_i \\ \widehat{e}_{i,2} \\ \vdots \\ \widehat{e}_{i,N_i} \end{bmatrix} = \mathbf{C}(s) \cdot \begin{bmatrix} \widehat{d}_{i,1} \\ \widehat{d}_{i,2} \\ \vdots \\ \widehat{d}_{i,N_i} \end{bmatrix} = \mathbf{G}(s) \cdot \mathbf{D}(s) \cdot \begin{bmatrix} \widehat{d}_{i,1} \\ \widehat{d}_{i,2} \\ \vdots \\ \widehat{d}_{i,N_i} \end{bmatrix} = \mathbf{G}(s) \cdot \begin{bmatrix} \widehat{\varphi}_{i,1} \\ \widehat{\varphi}_{i,2} \\ \vdots \\ \widehat{\varphi}_{i,N_i} \end{bmatrix}, \quad (3.3.7)$$

y al expandir el lado derecho de (3.3.7), se llega finalmente a la siguiente relación,

$$\begin{bmatrix} \widehat{x}_i \\ \widehat{e}_{i,2} \\ \vdots \\ \widehat{e}_{i,N} \end{bmatrix} = \overbrace{\begin{bmatrix} N_i \cdot G_{\widehat{x}_i}(s) & 0 & \cdots & 0 \\ 0 & g_{id_i} & \cdots & 0 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & 0 & \cdots & g_{id_i} \end{bmatrix}}^{\mathbf{G}(s)} \cdot \begin{bmatrix} \widehat{\varphi}_{i,1} \\ \widehat{\varphi}_{i,2} \\ \vdots \\ \widehat{\varphi}_{i,N_i} \end{bmatrix}. \quad (3.3.8)$$

El control de balance de potencias que se propone en este trabajo se denomina como “estrategia de control de desacoplamiento generalizado”. Esto se debe a que, por una parte, la relación dada por la matriz $\mathbf{C}(s)$ entre las variables controladas y manipuladas en (3.3.6) es generalizable para ambas etapas de conversión y para N_i módulos DAB en la etapa i . Por otra parte, al desacoplar la matriz $\mathbf{C}(s)$ se obtiene la matriz $\mathbf{G}(s)$ presentada en (3.3.8), a partir de la cual es posible sintonizar los controladores PI de forma desacoplada. Ahora bien, nótese que en (3.3.7) aparecen las variables auxiliares $\widehat{\varphi}_{i,j}$, las cuales deben ser traducidas a variables manipuladas $\widehat{d}_{i,j}$ para poder hacer efectiva la estrategia de control. Para lograr lo anterior, primero se obtiene la matriz $\mathbf{D}(s)$, lo cual se consigue multiplicando por $\mathbf{G}^{-1}(s)$ a ambos lados de la segunda igualdad en (3.3.7),

$$\mathbf{D}(s) = \mathbf{G}^{-1}(s) \cdot \mathbf{C}(s) = \begin{bmatrix} \frac{1}{N_i} & \frac{1}{N_i} & \cdots & \frac{1}{N_i} \\ \frac{1}{N_i} & -\frac{(N_i-1)}{N_i} & \cdots & \frac{1}{N_i} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ \frac{1}{N_i} & \frac{1}{N_i} & \cdots & -\frac{(N_i-1)}{N_i} \end{bmatrix}. \quad (3.3.9)$$

Luego, a partir de la tercera igualdad en (3.3.7), se tiene que las variables manipuladas se obtienen a partir de las relaciones dadas por la matriz $\mathbf{D}^{-1}(s)$,

$$\begin{bmatrix} \widehat{d}_{i,1} \\ \widehat{d}_{i,2} \\ \vdots \\ \widehat{d}_{i,N_i} \end{bmatrix} = \mathbf{D}^{-1}(s) \cdot \begin{bmatrix} \widehat{\varphi}_{i,1} \\ \widehat{\varphi}_{i,2} \\ \vdots \\ \widehat{\varphi}_{i,N_i} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 1 & \cdots & 1 \\ 1 & -1 & \cdots & 0 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 1 & 0 & \cdots & -1 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \widehat{\varphi}_{i,1} \\ \widehat{\varphi}_{i,2} \\ \vdots \\ \widehat{\varphi}_{i,N_i} \end{bmatrix}. \quad (3.3.10)$$

Finalmente, haciendo uso de las expresiones (3.3.8) y (3.3.10) se constituye la estrategia de control de desacoplamiento generalizado de la Figura 3.3.1, la cual asegura los objetivos de control y el balance de potencias en cada conversión.

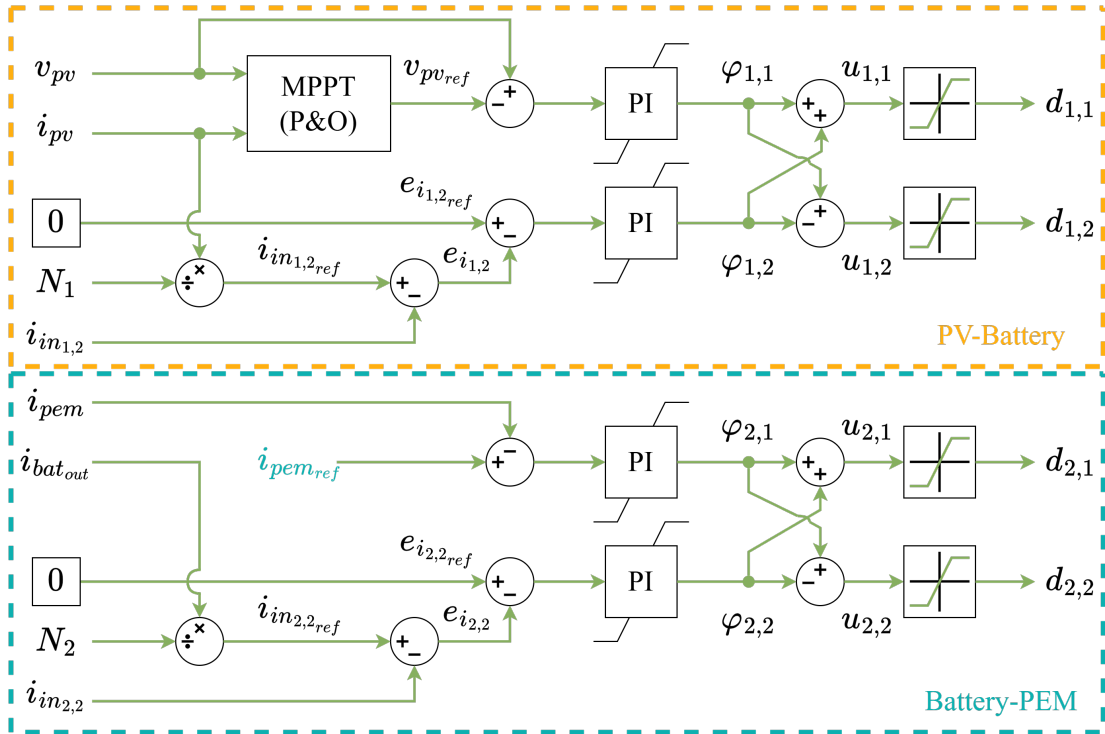


Figura 3.3.1: Diagrama de bloques del control de balance de potencias ($N_i = 2$).

3.4. Encendido y apagado de módulos DAB

Dos de las cualidades que fueron comentadas en el capítulo anterior acerca de la arquitectura DC presentada en la Figura 2.4.15, es que esta permite otorgarle escalabilidad y redundancia al sistema de conversión producto de la conexión entrelazada empleada. Sin embargo, para lograr que las dos cualidades anteriores se hagan efectivas al emplear la arquitectura DC en cuestión, se necesita de un mecanismo de encendido y apagado para los módulos DAB involucrados. De esta manera, se conseguiría poner en operación o retirar módulos DAB del sistema de conversión dependiendo de los requerimientos de potencia y, por otra parte, se permitiría retirar módulos DAB para su mantenimiento o reparación en caso de falla para luego ser reincorporados al sistema. Ahora bien, para que todo lo anterior sea realizable manteniendo la continuidad de servicio del sistema de conversión, se necesita de un mecanismo de encendido y apagado adecuado.

El primer aspecto a ver para establecer el mecanismo de encendido y apagado de los módulos DAB es su esquema de modulación. Si bien se estableció en el

primer capítulo que la modulación empleada corresponde a la modulación SPS, resulta importante presentar el esquema completo de esta, lo cual se ilustra en el diagrama de bloques de la Figura 3.4.1. Tal como se puede apreciar, el desfase ($d_{i,j}$) entregado por el sistema de control de la Figura 3.3.1 se encarga de desfazar la portadora del puente secundario respecto al primario del módulo DAB. En cada puente, su portadora correspondiente y su negado se comparan con el ciclo de trabajo del módulo DAB ($DutyCycle_{i,j} \in [0, 0,5]$), el cual durante su operación nominal se mantiene fijo en 0,5 pu para establecer la modulación SPS, tal como se aprecia en la Figura 3.4.2. Luego, al resultado de estas comparaciones se le agrega un tiempo muerto (t_d) y si se habilitan los pulsos de disparo ($Enable_{i,j} \in 0 \vee 1$), estos son enviados a los *switches* tal como se presentan en la Figura 3.4.3.

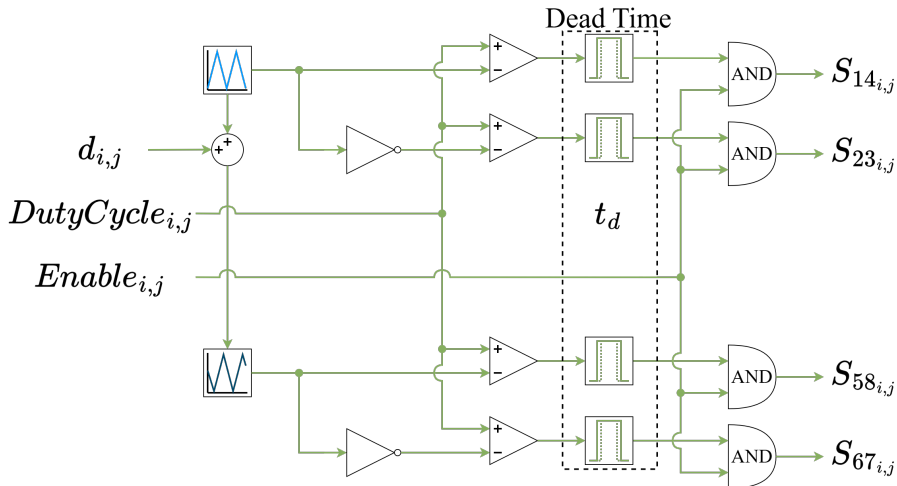


Figura 3.4.1: Diagrama de bloques de la modulación SPS de un módulo DAB.

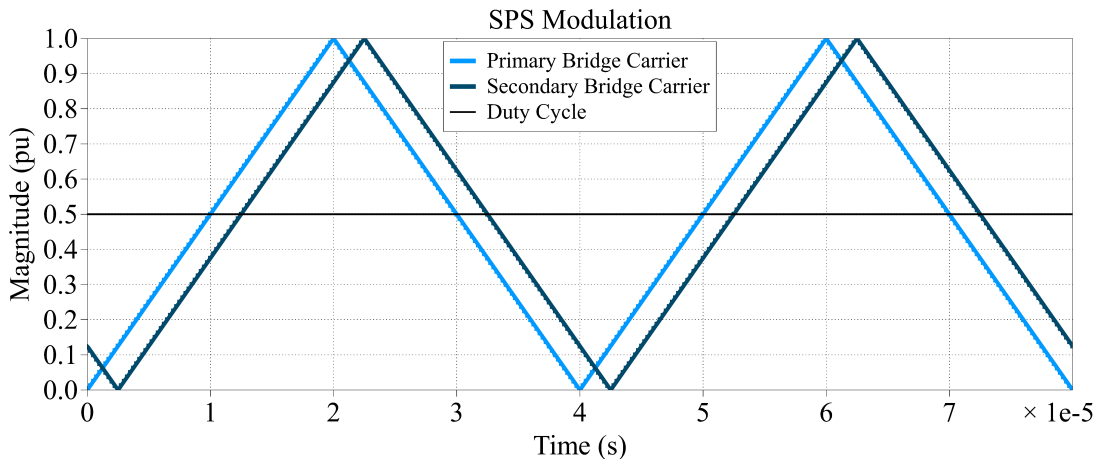


Figura 3.4.2: Portadoras y ciclo de trabajo en la modulación SPS.

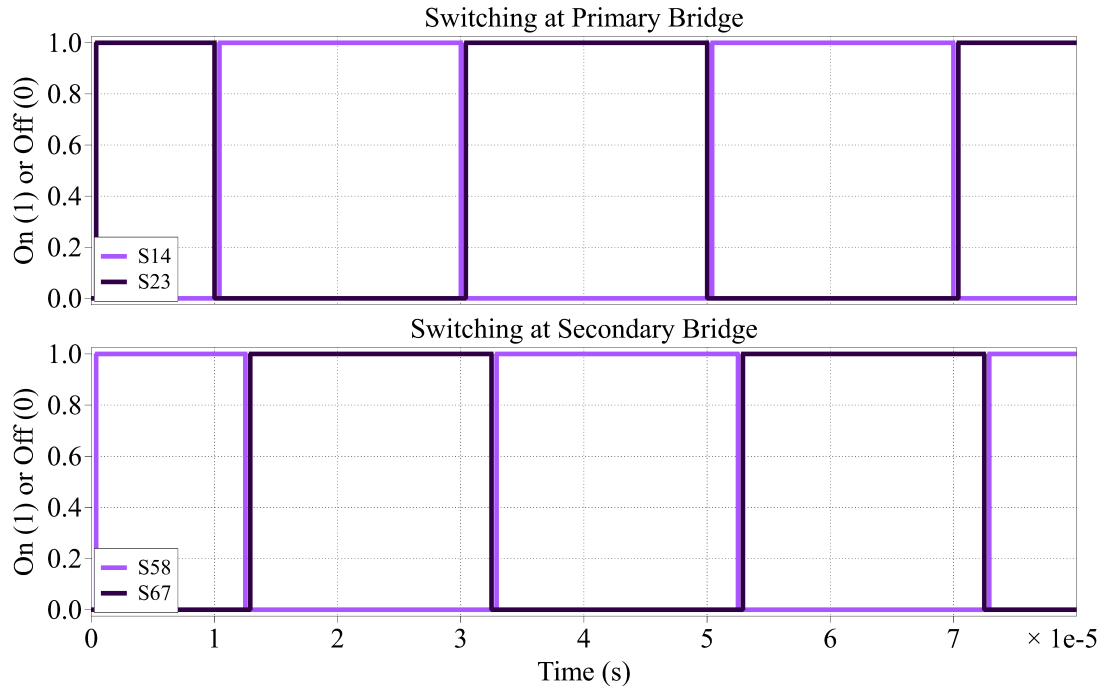


Figura 3.4.3: Pulsos de disparo resultantes de la modulación SPS.

El esquema de modulación presentado en la Figura 3.4.1 presenta tres variables manipuladas, lo cual difiere de lo presentado en el sistema de control de la Figura 3.3.1 donde la única variable manipulada corresponde al desfase $d_{i,j}$. Por su parte, el $DutyCycle_{i,j}$ y el $Enable_{i,j}$ surgen a modo de poder establecer el mecanismo de encendido y apagado en cuestión. En particular, el $DutyCycle_{i,j}$ resulta clave a la hora de establecer un procedimiento de encendido y apagado de manera controlada, ya que si bien en operación nominal este se mantiene fijo en 0,5 pu para conseguir la modulación SPS, durante el encendido y apagado esta variable se manipula con el objetivo de regular la corriente de *inrush* del transformador [68]. Por su parte, el $Enable_{i,j}$ cumple la función de salvaguardar el módulo DAB desactivando los pulsos de disparo en caso que las condiciones de operación no sean las adecuadas. Por otro lado, se debe tener presente que producto de la naturaleza de los filtros empleados se debe asegurar que las tensiones de los capacitores sean lo más similares posibles a los voltajes en terminales del módulo y que durante la desconexión de este, las corrientes en las inductancias sean prácticamente nulas. Para ello se incorporan relés normalmente abiertos (NO) a la entrada ($Relay_{in} \in 0 \vee 1$) y salida ($Relay_{out} \in 0 \vee 1$) de cada DAB, los cuales se resaltan en la Figura 3.4.4 junto a una resistencia con coeficiente de temperatura negativo (NTC) de 2Ω que permite cargar el capacitor de entrada.

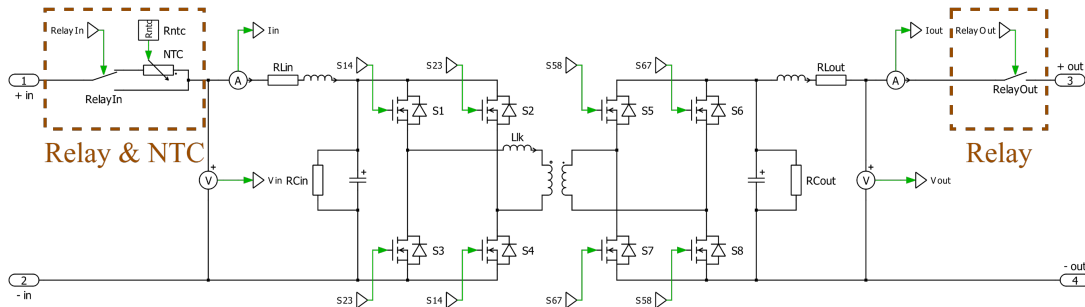


Figura 3.4.4: Esquemático de PLECS de las componentes incorporadas al DAB.

Haciendo uso del esquema de modulación presentado en la Figura 3.4.1 y de las componentes incorporadas a la topología DAB que se resaltan en la Figura 3.4.4, resulta posible establecer los procedimientos de encendido y de apagado para los módulos DAB que permiten otorgarle escalabilidad y resiliencia a la arquitectura DC propuesta en el capítulo anterior. En particular, la secuencia de encendido se presenta en el diagrama de flujo que se muestra en la Figura 3.4.5. La lógica detrás de la secuencia presentada consiste en cargar el capacitor de entrada haciendo uso del NTC y cargar el capacitor de salida regulando el *DutyCycle*, el cual se aumenta hasta alcanzar los 0,5 pu, momento en el cual se pasa a la operación nominal. De forma enumerada, la lógica detrás del encendido es la siguiente:

1. Al conectar los terminales de entrada del módulo DAB, se empieza a cargar el capacitor de entrada viéndose limitada la corriente por la resistencia NTC.
2. Cuando la diferencia entre el voltaje en el capacitor (v_{in})¹ y su valor esperado (v_{in0}) es menor a un cierto umbral (ϵ), se cierra el relé de entrada que sortea al NTC (*Relay_{in}*) e inmediatamente después se habilitan los pulsos (*Enable*).
3. Una vez habilitados los pulsos², se actualiza el número de convertidores activos (N) y se inicializa el controlador PI que le corresponde al módulo.
4. Luego, se aumenta el ciclo de trabajo (*DutyCycle*) a razón de un valor fijo (Δ) con cada iteración, y si el voltaje del capacitor de salida (v_{out}) llega a ser mayor o igual al esperado (v_{out0}), se cerrará relé de salida (*Relay_{out}*).
5. Cuando se obtenga un *DutyCycle* = 0,5 pu, se dará fin al encendido, y se dará inicio a la operación nominal dada por los lazos de la Figura 3.3.1.

¹Durante la carga del capacitor de entrada, la caída de tensión en la inductancia es despreciable.

²En el caso del módulo DAB “maestro”, se empieza a actualizar la salida del PI correspondiente.

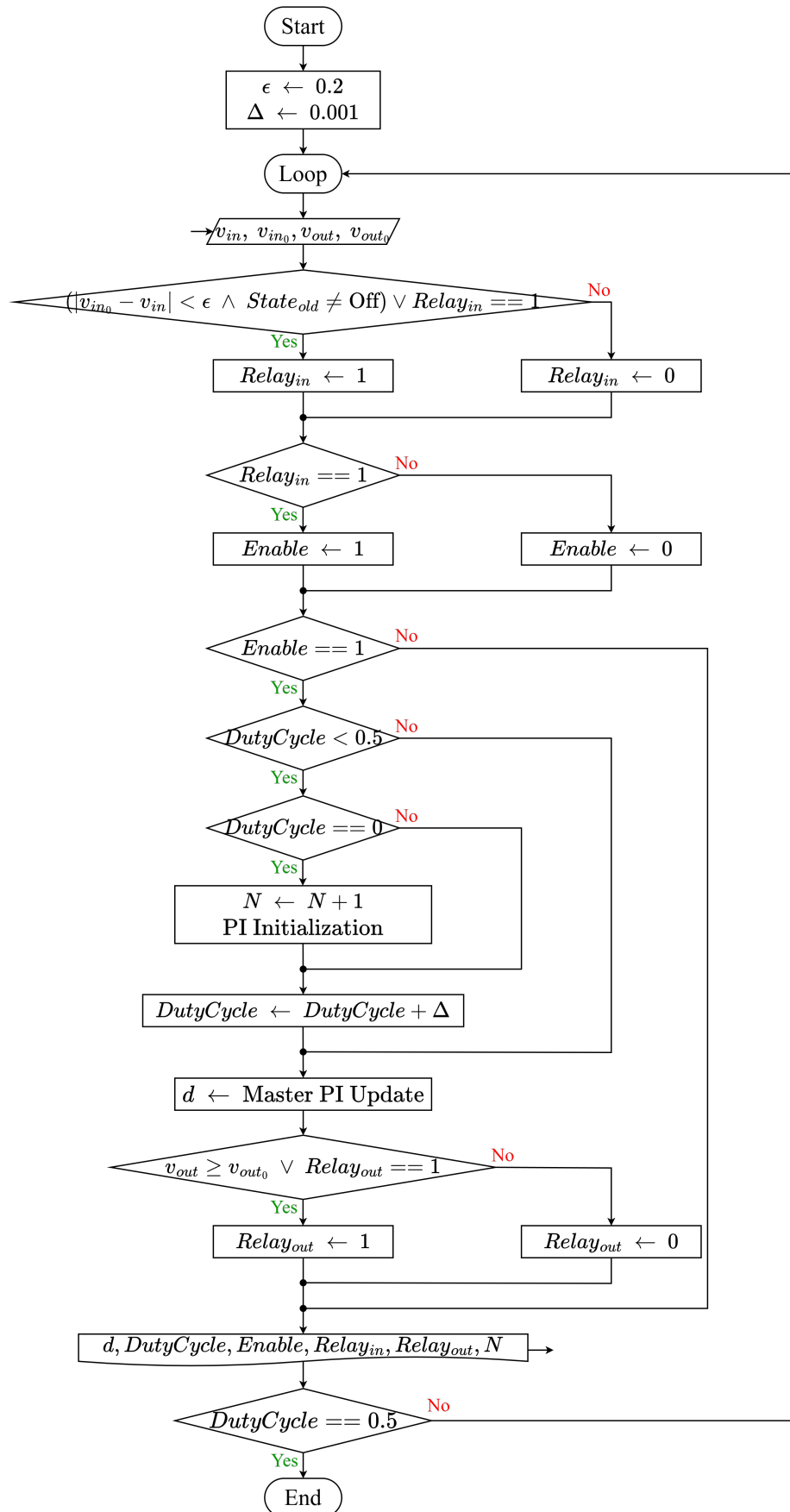


Figura 3.4.5: Diagrama de flujo de la secuencia de encendido del módulo DAB.

Respecto a la secuencia de apagado, esta se presenta en el diagrama de flujo de la Figura 3.4.6. Su lógica consiste en accionar los relés cuando las corrientes en las inductancias sean prácticamente nulas y en aprovechar las resistencias parásitas de los capacitores para su descarga. De forma enumerada, la lógica es la siguiente:

1. Se deja de operar bajo la lógica de control que le corresponde al módulo y se reduce a razón de un valor fijo (Δ) el ciclo de trabajo con cada iteración.
2. En cuanto la corriente de salida (i_{out}) sea nula, se abrirá el relé de salida.
3. Cuando se llegue a $DutyCycle = 0$ pu, se desactivarán los pulsos, se abrirá el relé de entrada, se actualizará el N y se dará fin a la secuencia de apagado.

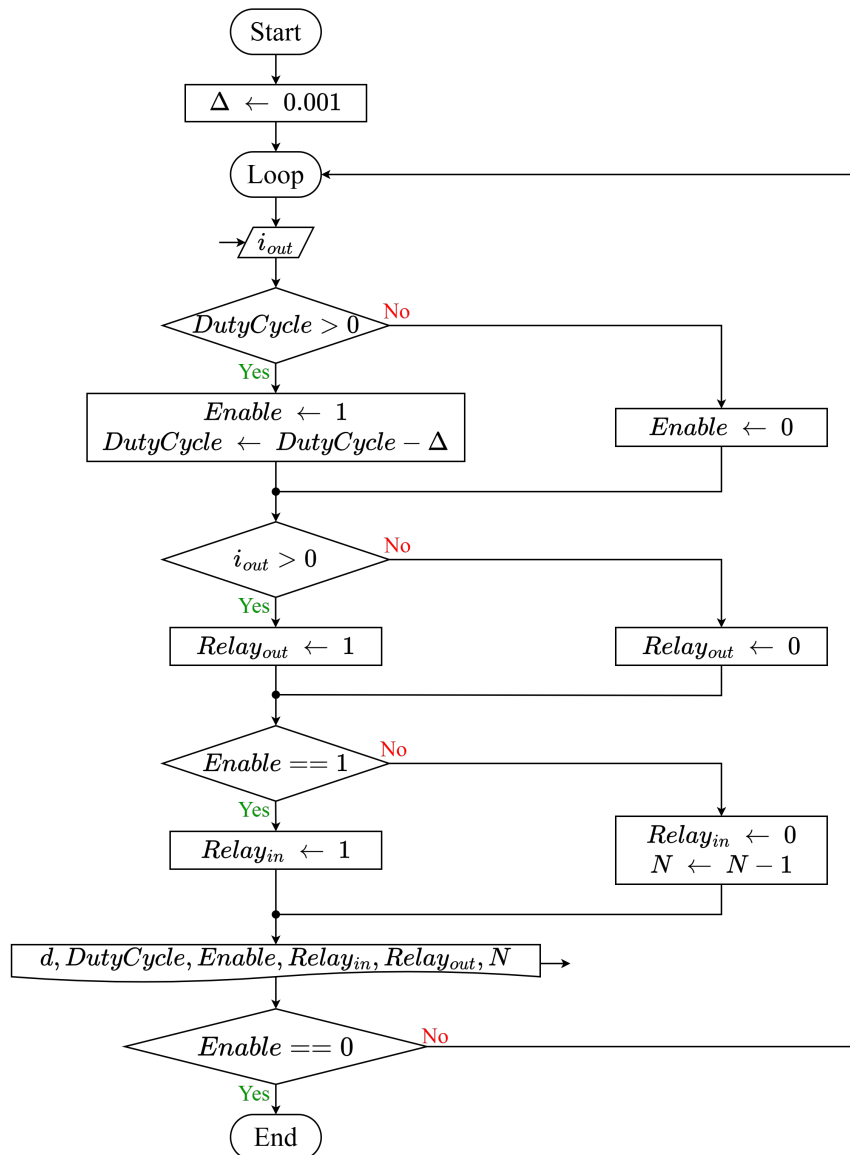


Figura 3.4.6: Diagrama de flujo de la secuencia de apagado del módulo DAB.

Un aspecto importante a tener presente respecto a las secuencias de encendido y apagado recién establecidas, es que estas corresponden a dos estados transitorios de un módulo DAB. Esto conlleva a que un módulo DAB puede ser programado bajo la lógica de una máquina de estados, tal como queda ilustrado en el diagrama de estados de la Figura 3.4.7. A partir de este, se puede dar cuenta de que un módulo DAB posee cuatro³ estados, siendo estos el Inactivo (*Off*), Encendido (*Start*), Activo (*On*) y Apagado (*Stop*). La actualización del estado actual de un módulo DAB se realiza en base a su estado anterior y en una cierta condición crítica. Cada estado presenta una condición crítica a partir de la cual se pasa al siguiente estado. En el caso de los estados Encendido y Apagado, estas condiciones fueron mencionadas en las secuencias correspondientes, siendo estas el $DutyCycle = 0,5$ pu y el $Enable = 0$, respectivamente. Por su parte, en el caso de los estados Inactivo y Activo, estas condiciones están determinadas por el comando *OnOff*, el cual representa un interruptor físico o virtual con el cual se da la orden de prender o apagar un módulo DAB. Cabe señalar que independientemente de su estado, cada módulo DAB siempre posee cinco variables manipulables, siendo estas d , $DutyCycle$, $Enable$, $Relay_{in}$ y $Relay_{out}$. Por último, resultante pertinente mencionar algunos puntos a mejorar a futuro. En primer lugar, no se tiene un método establecido para estimar los valores esperados en la secuencia de encendido (v_{in0} y v_{out0}) a partir de los sensores en los DABs. Por otro lado, queda pendiente abordar el traspaso de la asignación de “maestro” entre módulos DAB. Por último, sería pertinente evaluar el uso de lazos de control para regular el $DutyCycle$ [69].

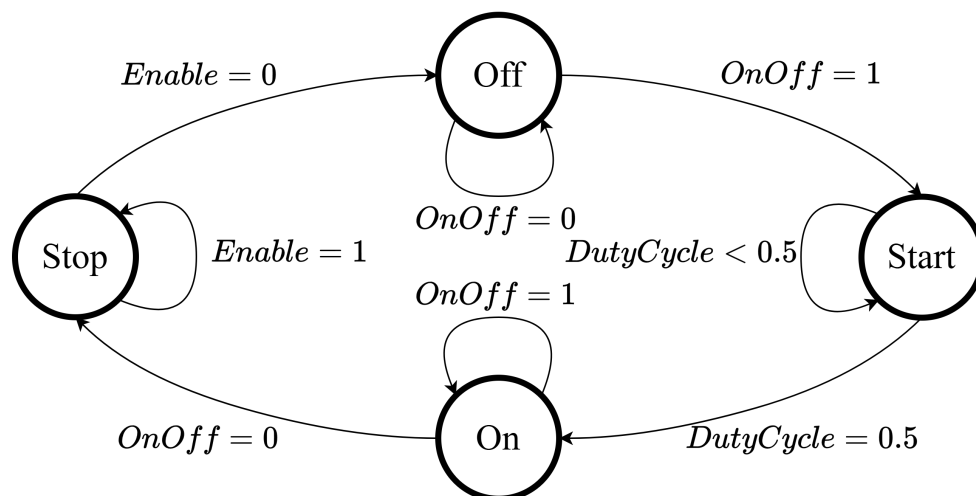


Figura 3.4.7: Diagrama de estados de un módulo DAB.

³Hay un quinto estado que es el de Falla (*Fault*), sin embargo este no se aborda en este trabajo.

3.5. Control supervisor

Habiendo establecido los lazos de control de la electrónica de potencia así como también los procedimientos de encendido y apagado de cada módulo DAB, el último eslabón a abordar en este capítulo corresponde al nivel más alto de la jerarquía de control presentada en la Figura 1.1.1. Allí se aprecia que es el control supervisor el encargado de determinar el esquema de producción del hidrógeno, lo cual resulta ser una labor crucial a nivel del sistema de control considerando que el fin último del *coupling* presentado en este trabajo es la obtención de hidrógeno *off-grid*. Esta labor se consigue definiendo la corriente de referencia con la cual se debe alimentar al electrolizador ($i_{pem_{ref}}$), la cual es luego entregada al lazo de regulación de corriente presente en la Figura 3.3.1.

Si bien al definir la corriente de referencia se consigue regular la producción del hidrógeno, el determinar este valor no es una tarea trivial. Por una parte, se tienen condiciones ambientales altamente estocásticas y, por otra parte, se busca alimentar al electrolizador con una corriente lo más constante posible para cuidar de su vida útil. Esta problemática se ilustra de manera gráfica en la Figura 3.5.1, en donde se muestra la generación solar en un día despejado en comparación con el perfil de consumo eléctrico del electrolizador. Como se puede apreciar, la idea es distribuir el área bajo la curva de la generación solar, es decir, la energía solar generada (E_{pv}) en un consumo energético lo más constante posible (E_{pem}). Esta distribución se logra en parte gracias al banco de baterías. Sin embargo, como también se debe de cuidar de la vida útil de las baterías manteniendo su estado de carga dentro de ciertos límites, existe más de una forma de distribuir el consumo.

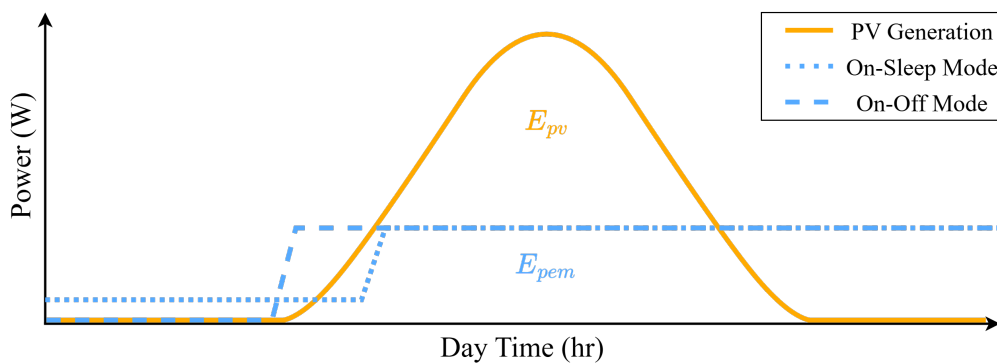


Figura 3.5.1: Métodos de aprovechamiento de la generación solar.

En este trabajo en particular se presentan dos formas de operar al electrolizador, siendo estas el modo Activo-Dormido (*On-Sleep*) y el modo Activo-Inactivo (*On-Off*). Si bien ambos modos se sustentan en la presencia de un banco de baterías que permite desacoplar la energía generada de la consumida, ambos difieren en la lógica de su funcionamiento. Tal como se puede extrapolar de la Figura 3.5.1, la lógica del modo *On-Sleep* consiste en mantener alimentado al electrolizador sin parar. Para ello se alimenta al electrolizador con una corriente “óptima” ($I_{pem_{opt}}$) mientras exista una abundancia de energía almacenada y con una corriente “*sleep*” ($I_{pem_{slp}}$) cuando se deba ahorrar la energía restante hasta el siguiente día en el cual se repetirá el proceso. Por su parte, la lógica detrás del modo *On-Off* es operar al electrolizador con corriente “óptima” mientras el almacenamiento de energía lo permita y anular la corriente de alimentación cuando el banco de baterías se descargue. Ahora bien, a pesar de que el consumo de energía en ambos modos debiese ser la misma, puede que existan diferencias en la cantidad de hidrógeno producido y/o en la tasa de degradación del electrolizador [70], razón por la cual en este trabajo se comparan ambos modos.

Algo en lo que cabe ahondar respecto a los modos de operación mencionados en el párrafo anterior, es que en ambos se opera el electrolizador con una corriente “óptima” ($I_{pem_{opt}}$), y en el caso particular del modo *On-Sleep* también se opera a una corriente “*sleep*” ($I_{pem_{slp}}$). Sin embargo, no queda claro cuales son los valores de las corrientes. Para definir estos valores, se realiza un análisis de la eficiencia en la segunda etapa de conversión (η_2). Esto se hace utilizando el mismo método de barrido empleado en las regiones de operación del capítulo anterior, donde en el caso particular de la segunda etapa se tenían dos perturbaciones que correspondían al voltaje del banco de baterías (V_{bat}) y la temperatura del electrolizador (T_{pem}). Ahora, si bien en el caso del análisis de eficiencia se mantienen estas perturbaciones, en este caso el barrido se hace respecto a la corriente con la cual se alimenta al electrolizador (I_{pem}), lo cual trae como resultado las regiones de eficiencia que se observan en la Figura 3.5.2. Como se puede apreciar, para ambos valores de T_{pem} se presenta una meseta de mayor eficiencia ubicada entre los puntos indicados. En ambos casos, el punto de mayor eficiencia se presenta cuando $I_{pem} = 30$ A, cambiando levemente el voltaje al cual se presenta el máximo. Por su parte, al tener en cuenta que de las expresiones (2.3.8) y (2.3.10) se tiene que la producción de hidrógeno es directamente proporcional a la magnitud de la corriente, se decide por

escoger el valor más grande que no baje del 95 % de eficiencia independientemente de T_{pem} . Luego, teniendo en cuenta lo anterior y que en base a las curvas del banco de baterías presentadas en la Figura 2.2.2 en la mayoría de las ocasiones se presentará un V_{bat} entre los 24 y 26 V, en este trabajo en particular se definen los valores de las corrientes de referencia como $I_{pem_{slp}} = 30$ A y $I_{pem_{opt}} = 100$ A.

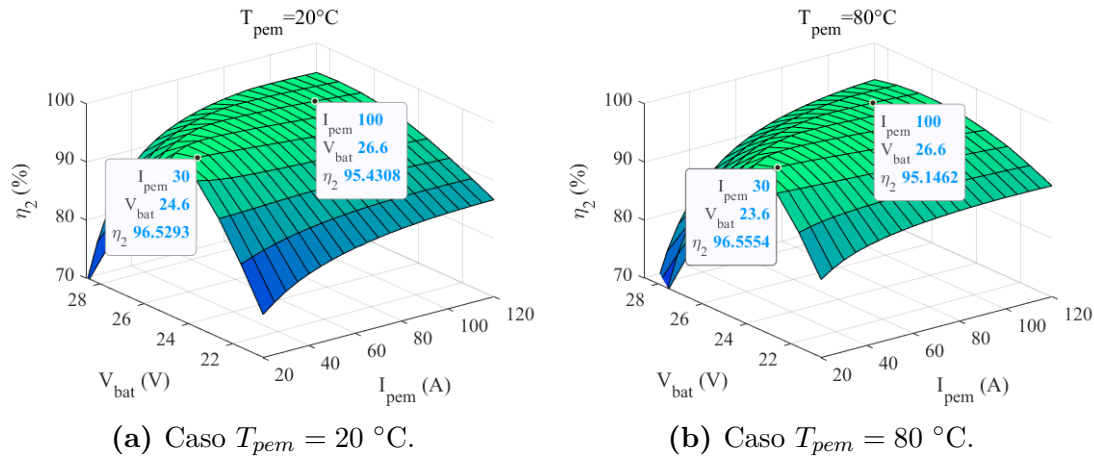


Figura 3.5.2: Región de eficiencia de la 2^{da} etapa de conversión.

Habiendo explicado la lógica detrás de los dos posibles modos de operación del control supervisor, se procede a presentar el algoritmo detrás de estos. Ambos se construyen a partir del análisis de los distintos escenarios a los cuales pudiera enfrentarse el sistema. Ahora bien, dado que el modo *On-Sleep* presenta dos condiciones nominales de operación (“óptima” y “sleep”) a diferencia del modo *On-Off* que sólo presenta una condición nominal de operación (“óptima”), se tiene que el algoritmo de este último representa un caso reducido del primero. Debido a lo anterior, se presenta primero el algoritmo del modo *On-Sleep*, ya que la secuencia de las decisiones es la misma en ambos casos. Ambo algoritmos se basan en un árbol de decisión, que en el caso del modo *On-Sleep* el diagrama de flujo correspondiente se presenta en la Figura 3.5.3. Como se puede apreciar, el control supervisor utiliza las mediciones de la potencia generada (p_{pv}), el estado de carga del banco de baterías (SoC) y el voltaje del electrolizador (v_{pem}). También utiliza parámetros fijos previamente definidos, los cuales son la capacidad del banco de baterías (Q_{max}), los límites del estado de carga (SoC_{max} y SoC_{min}) y las referencias mencionadas en el párrafo anterior. En particular, es a partir de la profundidad de descarga (DoD) que se definen los límites $SoC_{max} = 97\%$ y $SoC_{min} = 30\%$ para no sobrecargar ni reducir la vida útil del banco de baterías.

Producto de que el modo *On-Sleep* presenta dos condiciones nominales de operación, se requiere de alguna condición para pasar de la operación “óptima” a la operación “*sleep*”. Una forma de establecer el cambio de operación es definiendo un estado de carga a partir del cual se pasa al modo *sleep* (SoC_{slp}). Para calcularlo, se toma en cuenta que la energía almacenada debe alcanzar para operar a corriente $I_{pem_{slp}}$ hasta el momento en que se vuelvan a cargar las baterías (t_{chg}), es decir,

$$(SoC_{slp} - SoC_{min}) \cdot Q_{max} = I_{pem_{slp}} \cdot t_{chg}, \quad (3.5.1)$$

donde el instante en que se empiezan a cargar el banco de baterías está dado por,

$$t_{chg} = t \cdot \left(p_{pv} == I_{pem_{slp}} \cdot v_{pem} \right). \quad (3.5.2)$$

Luego, con el resultado de (3.5.2) se reordena la expresión (3.5.1) obteniéndose,

$$SoC_{slp} = \left(\frac{I_{pem_{slp}} \cdot t_{chg}}{Q_{max}} \right) + SoC_{min} + \Delta, \quad (3.5.3)$$

donde se agrega una tolerancia $\Delta = 2\%$ al valor de SoC_{slp} para asegurar que no nunca se corte el suministro de corriente al electrolizador. Ahora bien, existe otra forma de establecer el cambio de operación, y esta se basa en calcular el tiempo en que se pasa a modo *sleep* (t_{slp}). Esto se realiza a las 00:00 hrs, y se basa en que el instante que se pasa a modo *sleep* ocurre cuando se tiene un SoC_{slp} , es decir,

$$SoC \cdot Q_{max} - I_{pem_{opt}} \cdot (t_{slp} - 0) = SoC_{slp} \cdot Q_{max}. \quad (3.5.4)$$

Si ahora se sigue la misma lógica de (3.5.1) pero ahora considerando t_{slp} , se tiene,

$$SoC_{slp} \cdot Q_{max} - I_{pem_{slp}} \cdot (t_{chg} - t_{slp}) = SoC_{min} \cdot Q_{max}, \quad (3.5.5)$$

Luego, al reordenar la expresión (3.5.5) y reemplazarla en (3.5.4), se llega a,

$$SoC \cdot Q_{max} - I_{pem_{opt}} \cdot t_{slp} = SoC_{slp} \cdot Q_{max} - I_{pem_{slp}} \cdot (t_{chg} - t_{slp}), \quad (3.5.6)$$

y reordenando esta última se llega finalmente a una expresión para calcular t_{slp} ,

$$t_{slp} = \frac{(SoC - SoC_{min}) \cdot Q_{max} - I_{pem_{slp}} \cdot t_{chg}}{I_{pem_{opt}} - I_{pem_{slp}}}. \quad (3.5.7)$$

Las dos condiciones para cambiar el modo de operar el electrolizador se calculan a las 00:00 hrs de cada día. Esto último implica que existe un *timer* con un tiempo de muestreo igual al del algoritmo P&O ($T_{mppt} = 1$ s) el cual también lleva un conteo de los días. Adicionalmente, el cálculo de la energía eléctrica generada (E_{pv}) y la consumida (E_{pem}) también se realiza bajo ese tiempo de muestreo. Por su parte, el árbol de decisión de la Figura 3.5.3 se ejecuta con un tiempo de muestreo de mayor temporalidad ($T_{master} = 10$ min). Esto último se establece así acorde a la dinámica temporal de las condiciones ambientales. Teniendo en cuenta lo anterior, el algoritmo de la Figura 3.5.3 parte con la interrogante de si existe o no generación solar. En este último caso sólo habría que decidir la referencia en función de las condiciones presentadas en (3.5.3) y (3.5.7). En caso de existir generación solar, la siguiente interrogante sería cuál es la referencia en ese instante. Luego, dependiendo de si la generación es mayor o no al consumo en ese instante y en función de las condiciones (3.5.3) y (3.5.7), se decide en cual modo operar. Ahora bine, nótese que existen dos modos de operación de emergencia. Uno ocurre en caso de descarga por debajo de SoC_{min} , en cuyo caso el consumo se vuelve 0 A. El otro caso se da cuando se sobrecarga el almacenamiento, en cuyo caso el consumo se iguala a la generación bajo la lógica de no desaprovechar el recurso solar. Las referencias correspondientes se mantendrán hasta que el SoC vuelva a estar por sobre SoC_{slp} o por debajo de SoC_{up} , donde este último está dado por,

$$SoC_{up} = SoC_{max} - (SoC_{slp} - SoC_{min}). \quad (3.5.8)$$

Tal como se mencionó anteriormente, el algoritmo del modo *On-Off* representa una versión reducida del modo *On-Sleep*. Esto se puede apreciar en la Figura 3.5.4, donde las únicas diferencias son que ahora sólo se tiene una única referencia nominal $I_{pem_{opt}}$ y que se redefinen los límites para los casos de emergencia como,

$$SoC_{slp} = SoC_{min} + \Delta \wedge SoC_{up} = SoC_{max} - \Delta, \quad (3.5.9)$$

donde se define una tolerancia $\Delta = 10\%$ en reemplazo a los cálculos presentados en (3.5.7) y (3.5.8). Cabe señalar que en los dos modos presentados del control supervisor, a la referencia de corriente se le aplica un *rate limiter* a nivel de la electrónica de potencia para amortiguar los cambios en la alimentación del electrolizador. En el siguiente capítulo se simulan estas dos versiones del control supervisor para ver cual permite operar al electrolizador bajo mejores condiciones.

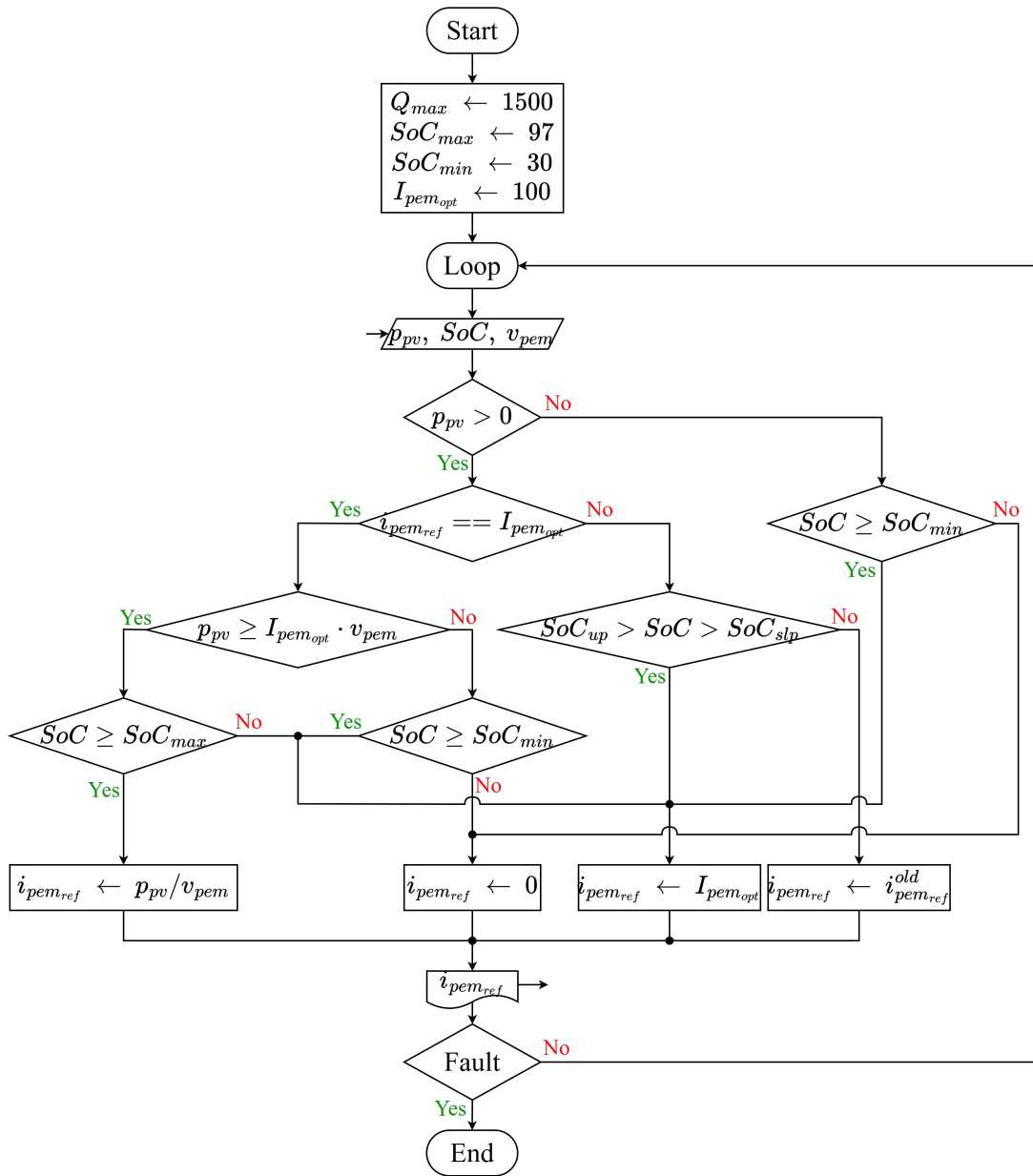


Figura 3.5.4: Diagrama de flujo del control supervisor en modo *On-Off*.

Capítulo 4

Validación del sistema de control

4.1. Pruebas por simulaciones computacionales

En este capítulo se busca cumplir el último de los objetivos declarados en el primer capítulo del presente informe, el cual corresponde a validar el sistema de control propuesto para el *coupling* entre la generación fotovoltaica y la producción de hidrógeno en un contexto *off-grid*. Para ello, primero se valida el diseño del sistema de control mediante simulaciones computacionales utilizando el *software* PLECS. Siguiendo el orden del diseño del sistema de control presentado en el capítulo anterior, se parte por la simulación del control de la electrónica de potencia, luego se simula el encendido y apagado de los módulos DAB de las dos etapas de conversión involucradas en el sistema de la Figura 1.1.1 y por último se simula la gestión de la energía del sistema por parte del control supervisor. Ahora bien, producto del costo computacional involucrado en cada simulación, se utilizan los distintos modelos de la topología DAB (conmutado *w/losses*, conmutado *lossless* y promedio, respectivamente). Adicionalmente, debido a la dinámica involucrada en cada objetivos de control, estos se presentan con distintos tiempos de simulación.

4.1.1. Control de la electrónica de potencia

El control de la electrónica de potencia involucra los lazos de control para el seguimiento del punto de máxima potencia, la regulación de corriente del electrolizador y el control de balance de potencias. La simulación de estos lazos de control se ilustra en el esquemático de la Figura 4.1.1. Tal como se puede observar, esta simulación es una representación del sistema de la Figura 1.1.1, la

cual utiliza los modelos presentados en el segundo capítulo de este informe, y en particular, se utiliza el modelo conmutado $w/losses$ de los módulos DAB por ser la representación “más realista”. Ahora bien, el sistema de la Figura 4.1.1 se ve sujeto a las perturbaciones externas de la Figura 4.1.2 y para poder operar frente a estas se emplea el sistema de control que se ve en la Figura 4.1.3, el cual equivale al esquema de la Figura 3.3.1 pero implementado en lenguaje de programación C.

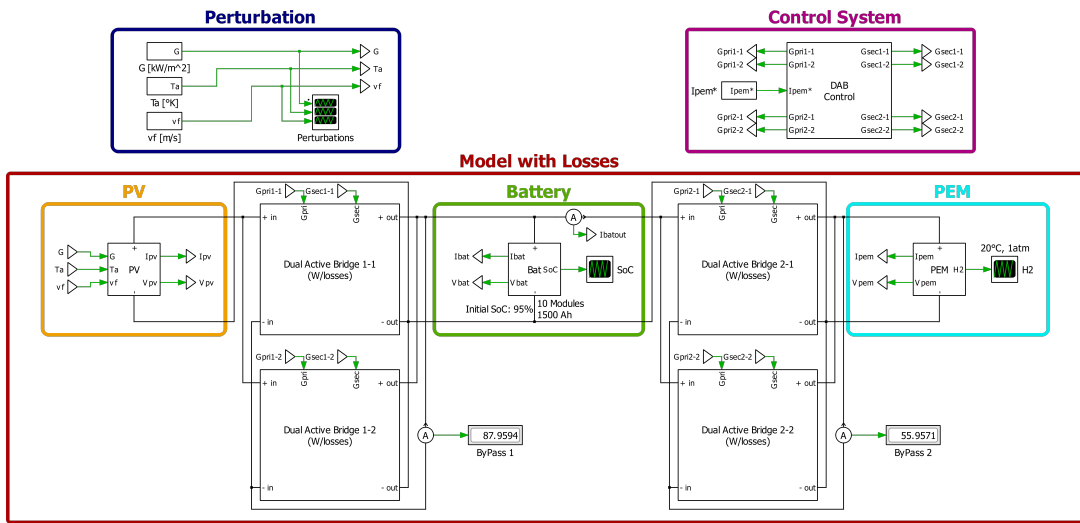


Figura 4.1.1: Simulación del sistema de control de balance en PLECS.

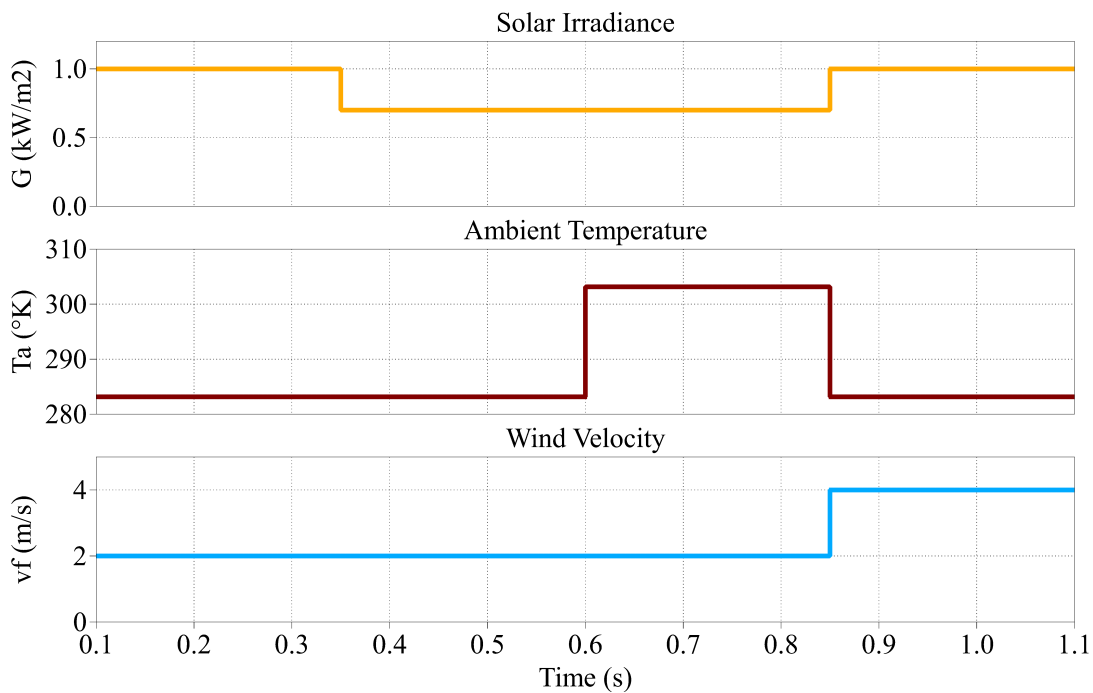


Figura 4.1.2: Perturbaciones externas durante un segundo.

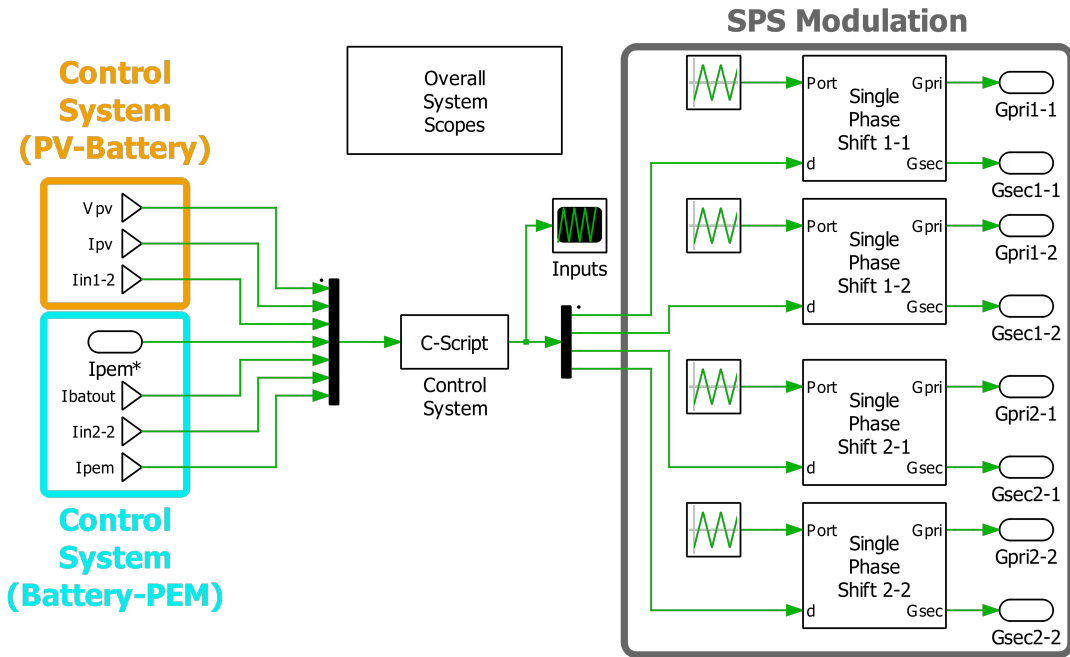


Figura 4.1.3: Diagrama de bloques del control de balance en PLECS.

Para poder validar el esquema de control de la electrónica de potencia, el sistema de la Figura 4.1.1 se simula durante 1 s partiendo a los 0,1 s para una condición en estado estacionario, considerando una diferencia del 50 % entre las inductancias de fuga (L_{lk}) de los módulos de cada etapa de conversión. Durante este lapso de tiempo, se presentan las perturbaciones externas que se muestran en la Figura 4.1.2. Como se puede observar, inicialmente hay una irradiación (G) de 1 kW/m², una temperatura ambiente (T_a) de 10°C, una velocidad del viento (v_f) de 2 m/s y una referencia de corriente ($i_{pem,ref}$) de 100 A. A los 0,35 s la irradiación cambia a 0,7 kW/m² y la referencia cambia a 130 A. A los 0,6 s la temperatura ambiente aumenta a 30°C y la referencia disminuye a 70 A. Finalmente, a los 0,85 s la irradiación, la temperatura y la referencia vuelven a sus condiciones iniciales, mientras que la velocidad del viento aumenta a 4 m/s.

Sobre la base de lo anterior, se obtiene la respuesta del arreglo PV que se muestra en la Figura 4.1.4. Acá se observa que cuando la irradiación se reduce a 0,7 kW/m², la potencia generada (p_{pv}) disminuye y la tensión MPP del conjunto aumenta producto de la consecuente disminución de la temperatura de celda (T_c). Mientras que cuando la temperatura ambiente aumenta a 30°C, la potencia generada disminuye ligeramente y el voltaje MPP también disminuye debido al

consecuente aumento en la temperatura de celda. Lo anterior demuestra el correcto funcionamiento del control MPPT. Si ahora vemos las potencias de entrada y salida de los módulos de la 1^{ra} etapa de conversión mostradas en la Figura 4.1.5, podemos observar que no sólo siguen el comportamiento del arreglo PV, sino que las potencias de los módulos también están equilibradas a pesar de la diferencia en sus inductancias de fuga. Acá resulta importante señalar que el controlador PI del balance de potencias se ha sintonizado con una velocidad de respuesta diez veces menor a la regulación de voltaje a modo de poder distinguir mejor el balance.

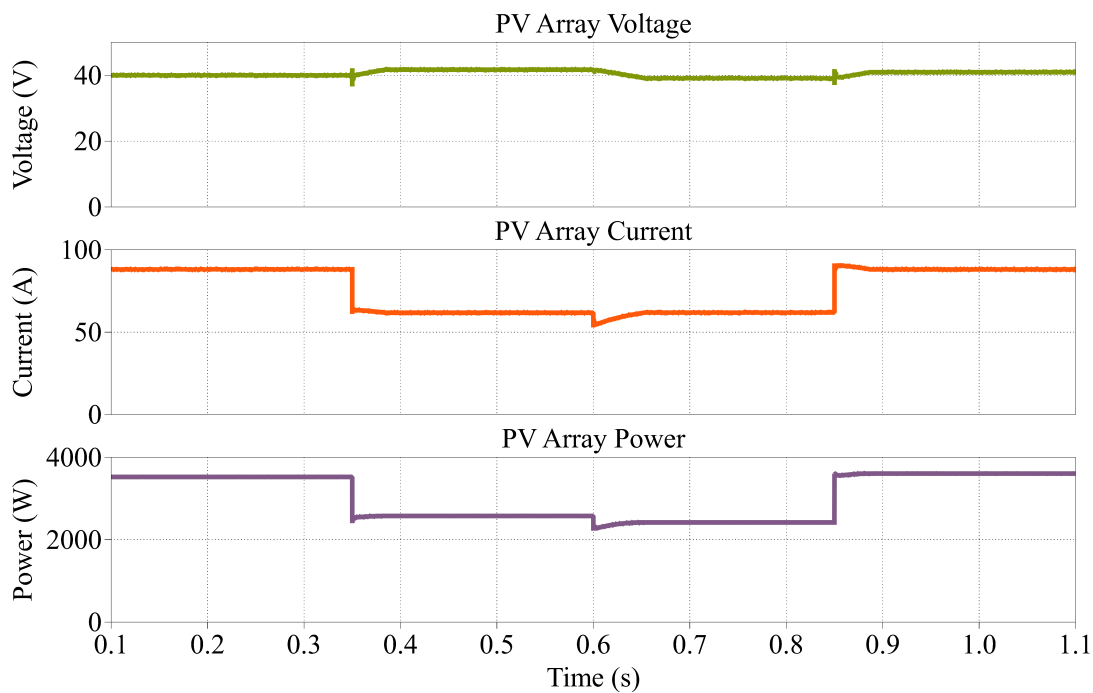


Figura 4.1.4: Variables eléctricas en el arreglo fotovoltaico.

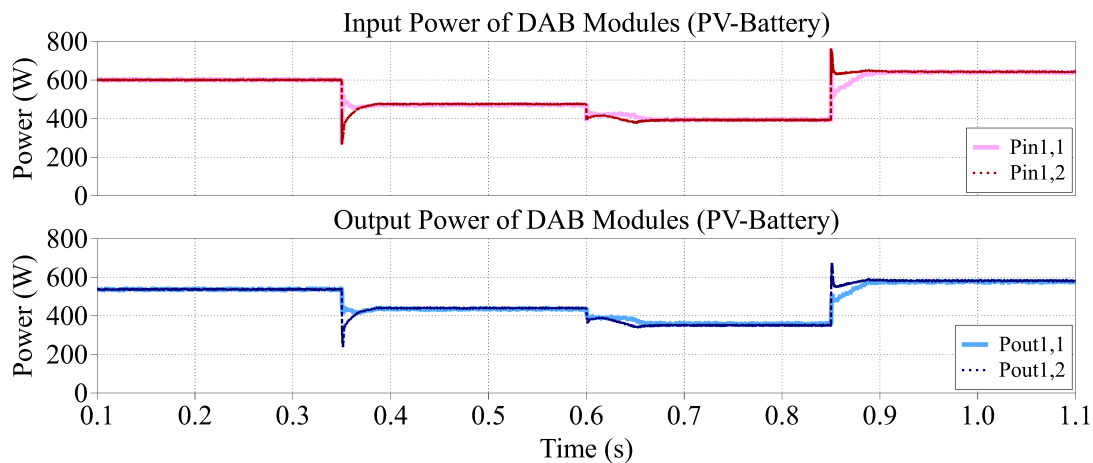


Figura 4.1.5: Balance de potencias en la 1^{ra} etapa de conversión.

En cuanto a la respuesta del electrolizador tipo PEM a cambios en la corriente de referencia, esta se puede observar en la Figura 4.1.6. A partir de esta se puede verificar que la regulación de corriente sigue la referencia sin errores en estado estacionario. En cuanto a las potencias de entrada y salida de los módulos DAB de la 2^{da} etapa de conversión, éstas se muestran en la Figura 4.1.7 en la cual se puede comprobar que el control de balance consigue igualar el flujo de potencia de ambos módulos. Acá de debe tener presente que al aquí también los controladores PI para el balance de potencia se han sintonizado para ser diez veces más lentos, en este caso respecto a la regulación de corriente del electrolizador. Esto sólo se ha hecho para efectos de visualización, ya que en la práctica todos los controladores PI podrían sintonizarse a la misma velocidad de respuesta dado que tal como se observa en la Figura 3.3.1, todos los lazos operan en paralelo. Para dar cuenta de la necesidad de un control de balance de potencias, en la Figura 4.1.8 se muestran los desfases de cada módulo DAB. A partir de estos es posible dar cuenta de que con una diferencia de $\pm 25\%$ entre las inductancias de fuga, las diferencias entre los desfases que se deben aplicar para ecualizar los flujos de potencia son considerables. Por último, en la Figura 4.1.9 se presenta las eficiencias de conversión del sistema, donde se tiene que para todas las condiciones de operación presentadas en la simulación en cuestión la eficiencia total del *coupling* siempre está sobre el 90 %.

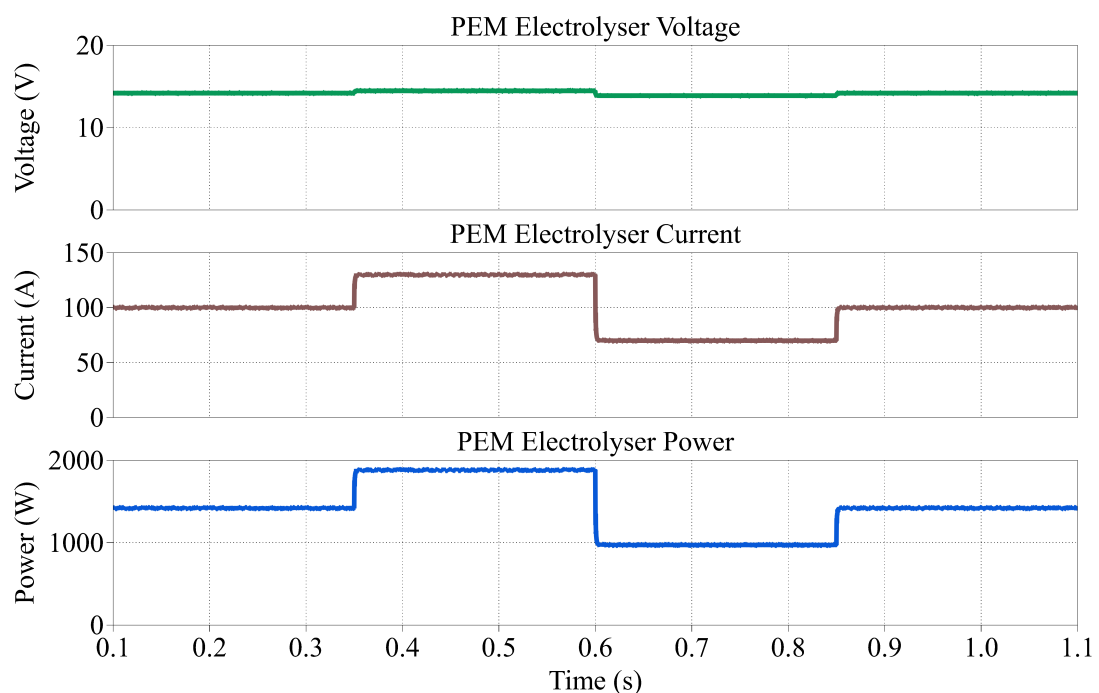


Figura 4.1.6: Variables eléctricas en el electrolizador.

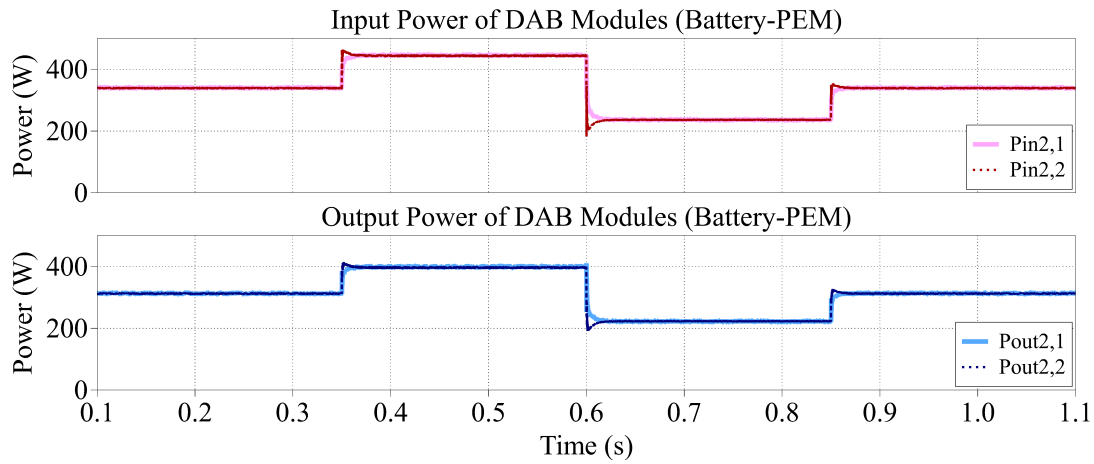


Figura 4.1.7: Balance de potencias en la 2^{da} etapa de conversión.

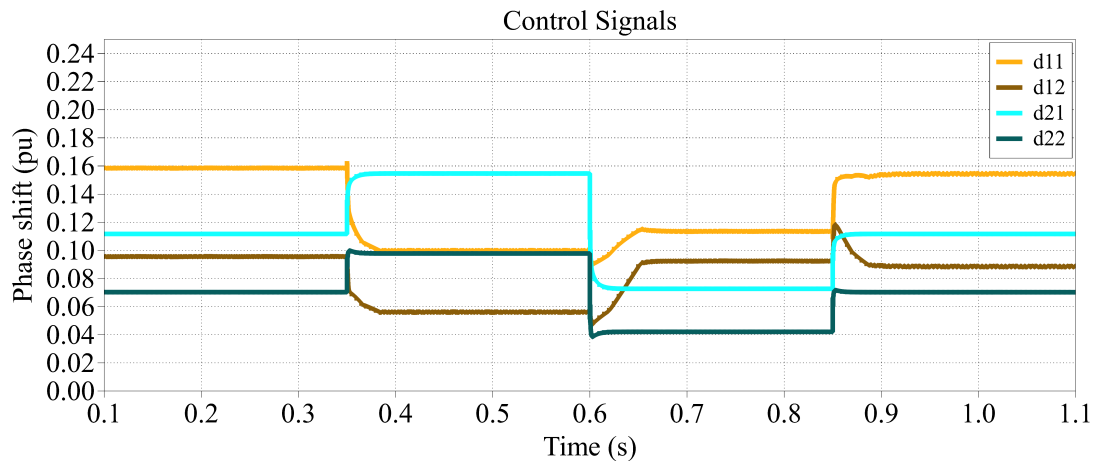


Figura 4.1.8: Señales de control (desfases) en los módulos del sistema.

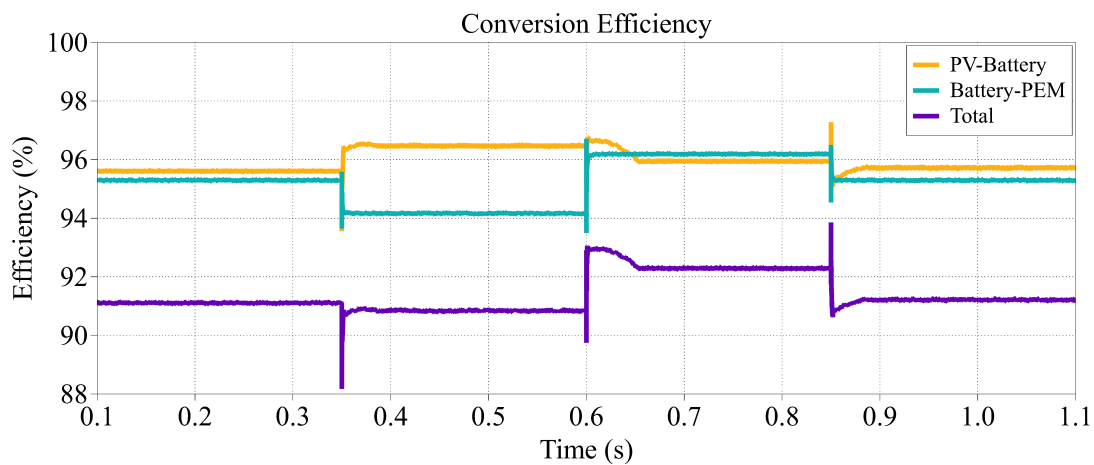


Figura 4.1.9: Eficiencia en las conversiones eléctricas del sistema.

4.1.2. Encendido y apagado de módulos DAB

A continuación, se ponen a prueba las secuencias de encendido y apagado de los módulos DAB de las dos etapas de conversión presentes en el sistema de la Figura 1.1.1. Para ello se ha resuelto simular ambas etapas de conversión por separado, considerando en ambos casos el modelo conmutado *lossless*, el cuál sólo considera las pérdidas en los elementos pasivos. Lo anterior se debe al costo computacional involucrado en simular el esquema de modulación SPS presentado en la Figura 3.4.1, el cual resulta fundamental para el control de encendido y apagado. Más específicamente, el alto costo computacional se debe a que se simulan las portadoras con la misma resolución proporcionada en las salidas EPWM (*Enhanced Pulse Width Modulation*) del *kit* de desarrollo *F28379D LaunchPad* de Texas Instruments™, dado que esta DSP se utiliza para las pruebas experimentales.

4.1.2.1. Etapa de conversión Arreglo PV-Batería

La simulación del encendido y apagado de los módulos de la 1^{ra} etapa de conversión se presenta en la Figura 4.1.10, donde cada módulo corresponde al convertidor presentado en la Figura 3.4.4. Esta simulación considera perturbaciones constantes y tiene una duración total de 0,6 s, los cuales se dividen en cuatro intervalos iguales. En el primer y segundo intervalo se conectan¹ y se encienden los módulos “maestro” y “esclavo”, respectivamente. Luego, en el tercer y cuarto intervalo se apagan los módulos “esclavo” y “maestro”, respectivamente.

Para llevar a cabo las operaciones que le corresponden a cada estado de los módulos DAB, se emplea el sistema de control cuyo diagrama de bloques se presenta en la Figura 4.1.11, donde se ha implementado tanto el control de encendido y pagado, como los lazos de control de la electrónica de potencia presentado en la Figura 3.3.1. Como se puede observar, todo el sistema de control se ha implementado en lenguaje de programación C mediante el bloque *C-Script*, mientras que la modulación se ha implementado individualmente para cada módulo imitando el esquema presentado en la Figura 3.4.1. Ahora bien, en el caso del sistema de control de la 1^{ra} etapa de conversión, se ha modificado tanto el tiempo de muestreo como el paso del algoritmo P&O a $T_{mppt} = T_s$ y $\Delta v = 0,1$, respectivamente, para que se note su efecto a pesar de la corta duración de la

¹La conexión es manual, pero acá se emula mediante un *switch* a la entrada de cada módulo.

simulación. También cabe señalar que para tener un valor esperado de los voltajes de entrada (v_{in0}) y salida (v_{out0}) de los módulos DAB, se ha utilizado la medición de voltaje del banco de baterías (v_{bat}) y se ha establecido un valor esperado para el arreglo PV de $v_{pv0} = 46,4$ V. Por último, cabe mencionar que en la práctica el número de módulos DAB activos (N_1) debería de entregarse al control supervisor.

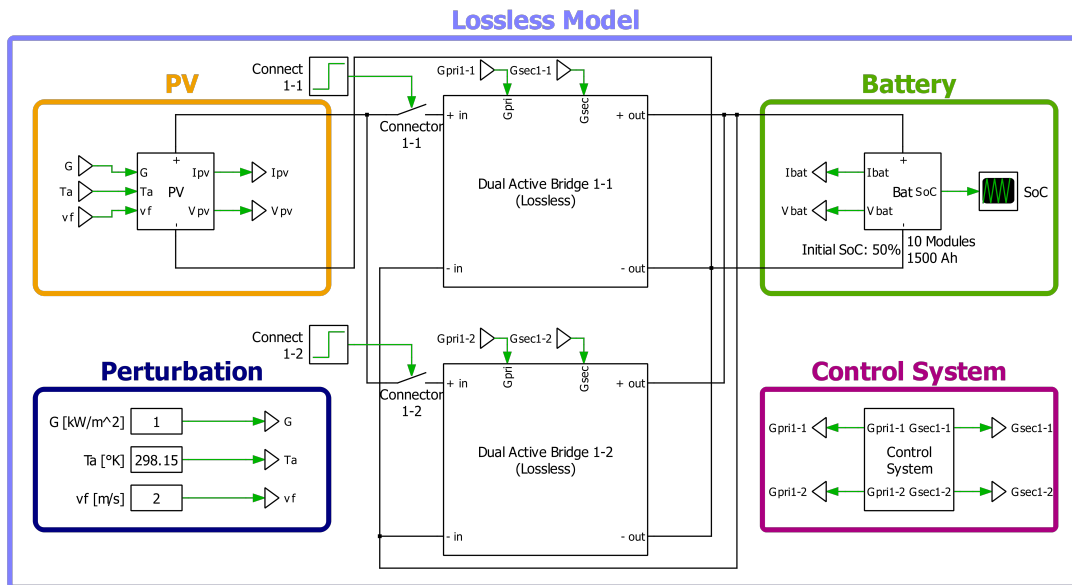


Figura 4.1.10: Simulación del encendido y apagado de la 1^{ra} etapa en PLECS.

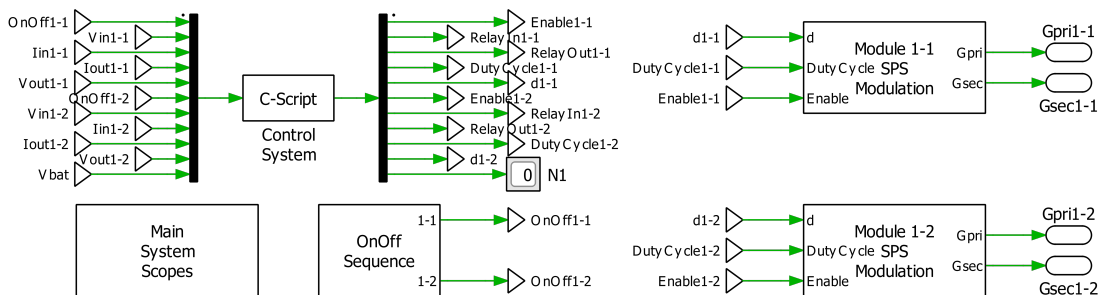


Figura 4.1.11: Diagrama de bloques del control para la 1^{ra} etapa en PLECS.

A partir de la simulación de la Figura 4.1.10, se obtienen los resultados del encendido de los módulos “maestro” (DAB 1-1) y “esclavo” (DAB 1-2) que se presentan en las Figura 4.1.12 y 4.1.13, respectivamente. En ambas se puede observar a la izquierda las señales de control correspondientes a la secuencia de encendido y a la derecha las variables eléctricas resultantes. Si bien en las señales de control de ambos módulos se puede extrapolar que se sigue la secuencia de

encendido de la Figura 3.4.5, en el caso particular del “maestro” el desfase se lleva al máximo dado que este por si solo no consigue llegar al MPP del arreglo PV, lo cual se traduce en las mesetas que se observan en las potencias del módulo 1-1. Por su parte, el desfase del “esclavo” se mantiene igual al de su mandante hasta que se alcanza el ciclo de trabajo de 0,5 momento en el cual empieza a actuar el control de balance de potencias. También en ese instante el algoritmo P&O alcanza el MPP, lo que se ve reflejado en las oscilaciones de las potencias del módulo 1-2. Adicionalmente, algo que se puede apreciar en ambos encendidos es que a pesar de que el aumento del ciclo de trabajo es lineal, su efecto no lo es.

En consecuencia al encendido de los módulos de la 1^{ra} etapa de conversión, se obtiene el comportamiento del arreglo PV que se muestra en la Figura 4.1.14. Como se puede observar, este parte desde su voltaje de circuito abierto, el cual se ve reducido primero por el encendido del módulo “maestro” y después por las acciones de control correspondientes que llevan el voltaje a oscilar en torno a su MPP. En particular, en el primer intervalo, se observa la meseta de la máxima potencia que permite la acción de un sólo módulo, mientras que en el segundo intervalo se ve el aumento de potencia y la oscilación de corriente en el MPP.

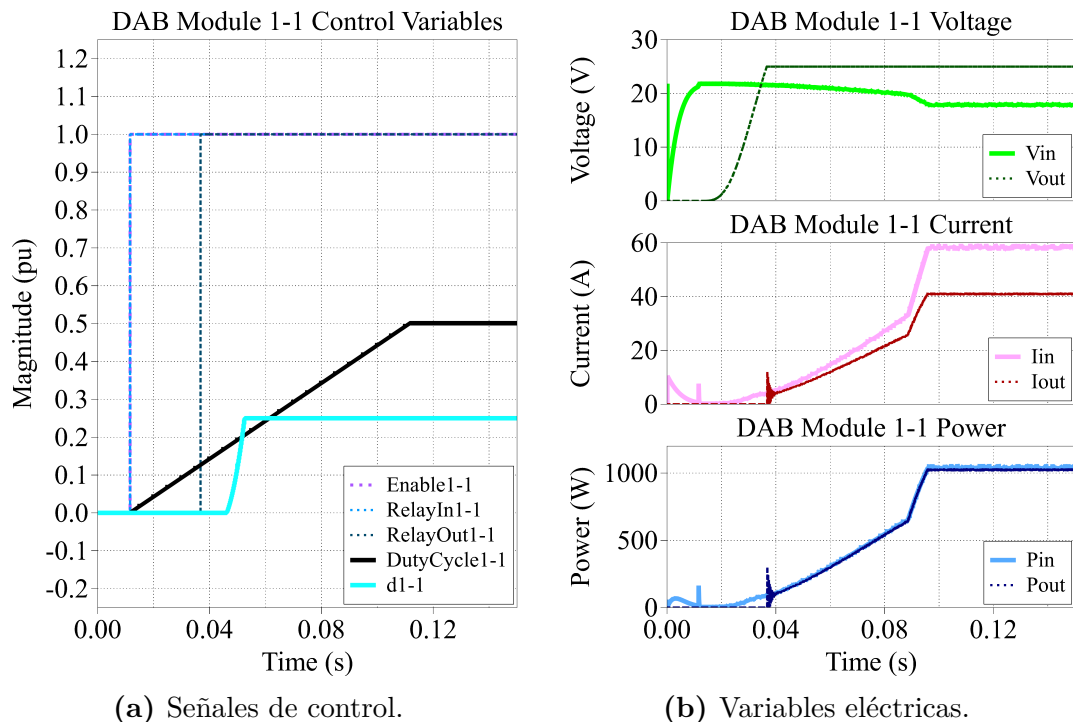


Figura 4.1.12: Encendido del módulo “maestro” de la 1^{ra} etapa de conversión.

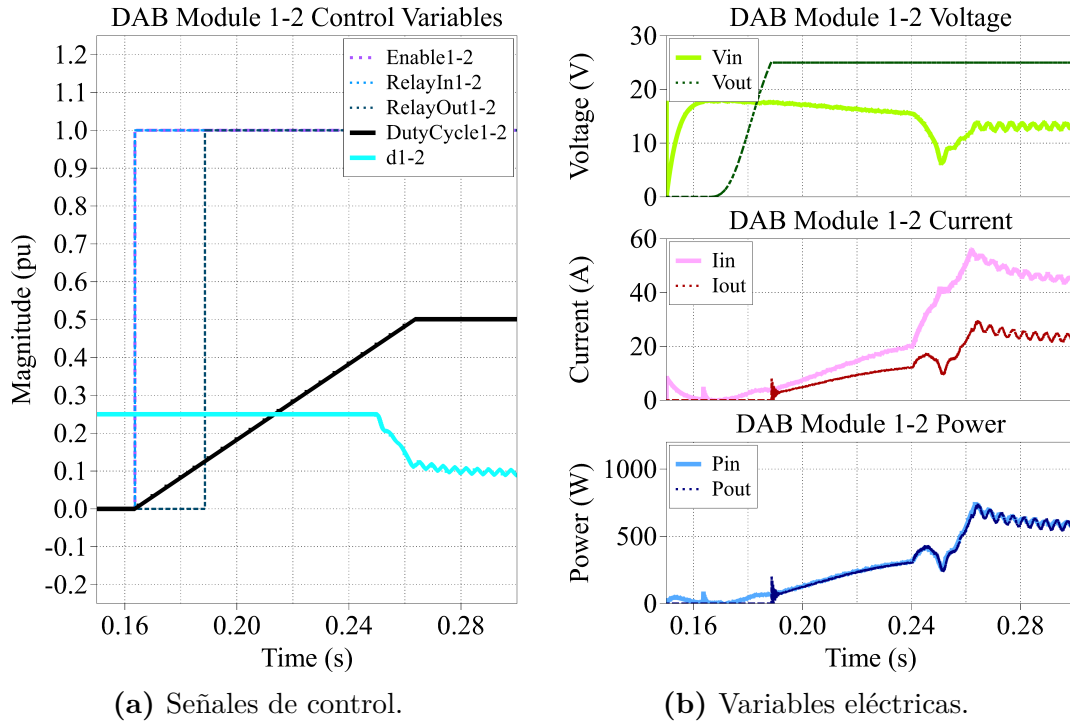


Figura 4.1.13: Encendido del módulo “esclavo” de la 1^{ra} etapa de conversión.

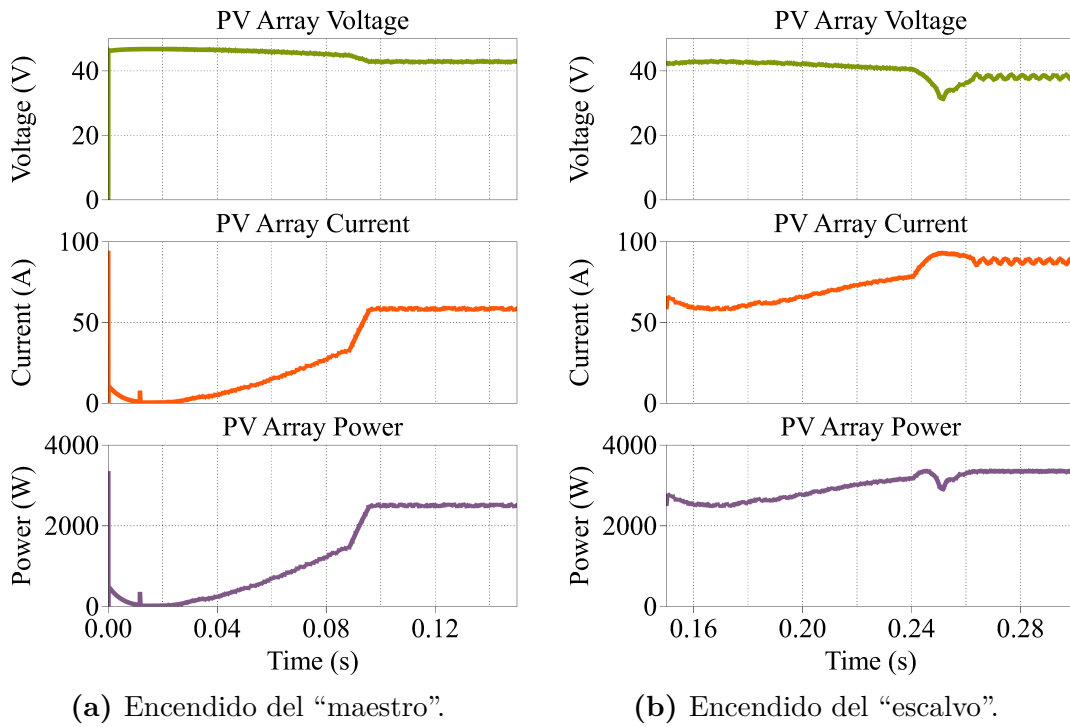


Figura 4.1.14: Variables eléctricas del arreglo PV ante el encendido de DABs.

Respecto al apagado de los módulos “esclavo” (DAB 1-2) y “maestro” (DAB

1-1), estos se presentan en las Figura 4.1.15 y 4.1.16, respectivamente. Al igual que en el caso del encendido, en ambas se puede observar a la izquierda las señales de control correspondientes a la secuencia de apagado y a la derecha las variables eléctricas resultantes. En particular, al observar las señales de control de ambos módulos se puede dar cuenta de que en ambos se sigue la secuencia de apagado de la Figura 3.4.6, siendo la única diferencia entre ambos el desfase, el cual queda determinado por el módulo “maestro” cuando se apaga el “esclavo” y luego queda fijo durante el apagado del “maestro”, llevándose a 0 pu cuando se concluye el apagado de este último. Este comportamiento de los desfases se debe a que los lazos PI quedan inactivos durante el apagado de los módulos correspondientes.

En consecuencia al apagado de los módulos de la 1^{ra} etapa de conversión, se obtiene el comportamiento del arreglo PV que se muestra en la Figura 4.1.17. Tal como se puede observar en el primer intervalo, el arreglo PV parte desde su generación en el MPP y a medida que avanza la secuencia de apagado del “esclavo” la potencia generada se va reduciendo hasta llegar a la meseta de máxima potencia que permite la utilización de un sólo módulo. Luego, en el segundo intervalo se observa que el arreglo PV se apaga en la medida que se apaga el modulo “maestro”.

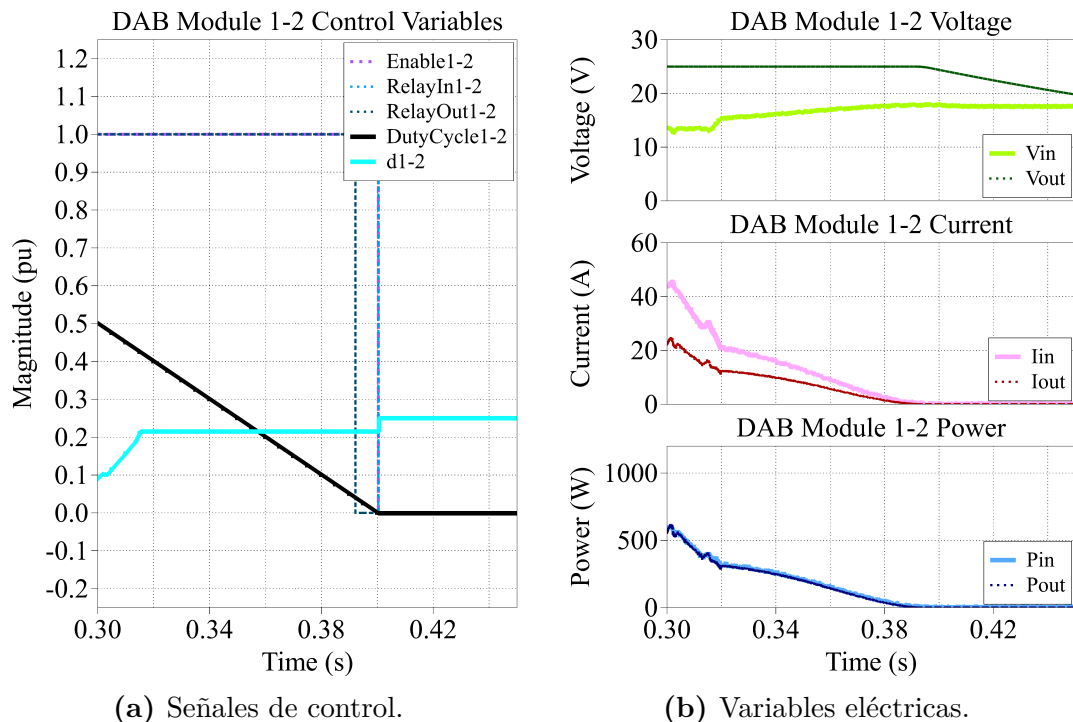


Figura 4.1.15: Apagado del módulo “esclavo” de la 1^{ra} etapa de conversión.

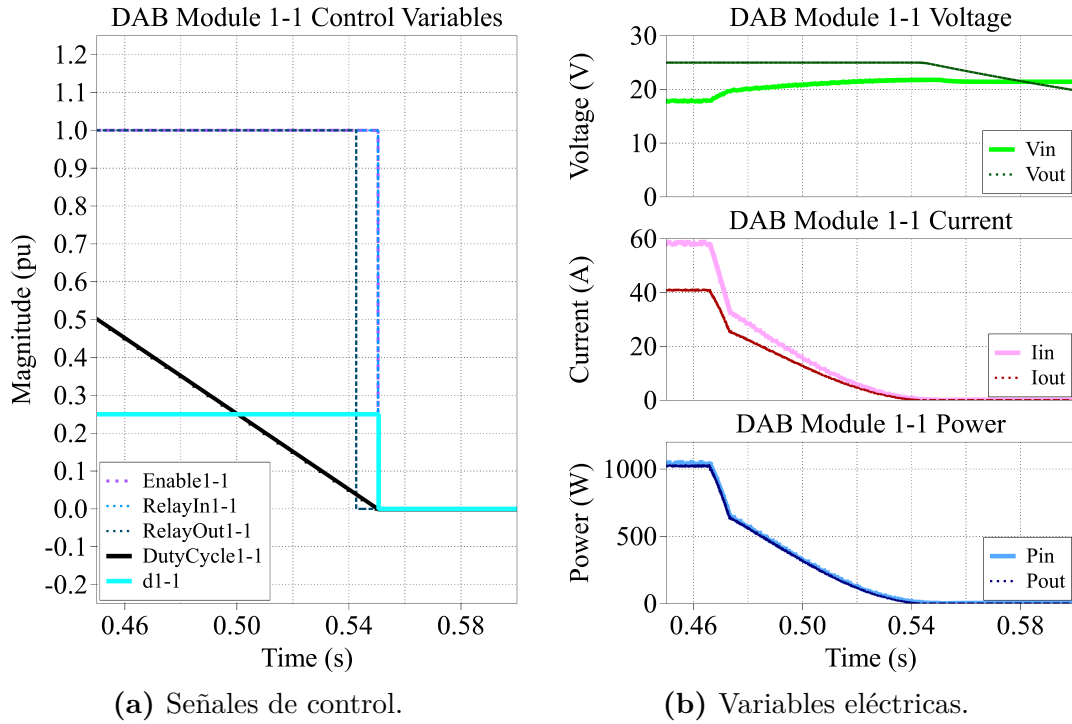


Figura 4.1.16: Apagado del módulo “maestro” de la 1^{ra} etapa de conversión.

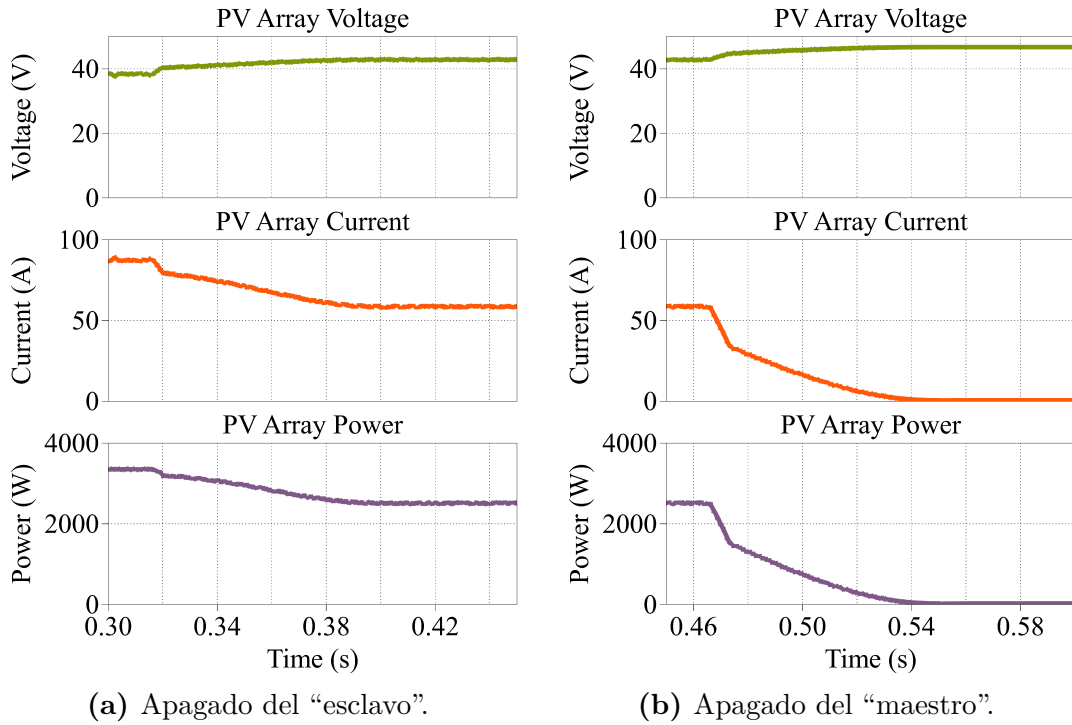


Figura 4.1.17: Variables eléctricas del arreglo PV ante el apagado de DABs.

4.1.2.2. Etapa de conversión Batería-Electrolizador

La simulación del encendido y apagado de los módulos de la 2^{da} etapa de conversión se presenta en la Figura 4.1.18. Al igual que en la etapa anterior, esta simulación tiene una duración total de 0,6 s en los cuales se tienen las mismas ocurrencias ya mencionadas para los cuatro intervalos en cuestión. Respecto al sistema de control empleado, este también se ha implementado en lenguaje C, tal como se puede observar en la Figura 4.1.19. La única diferencia respecto al caso de la 1^{ra} etapa de conversión, es que acá se recibe una referencia de corriente de 100 A por parte del control supervisor, al cual a su vez se le envía el número de módulos activos (N_2). Ahora bien, al igual que en la etapa anterior, para tener un valor esperado de los voltajes de entrada (v_{in_0}) y salida (v_{out_0}) de los módulos DAB, acá se ha utilizado la medición de voltaje del banco de baterías (v_{bat}), sin embargo, aquí se ha establecido un valor esperado para el electrolizador de $v_{pem_0} = 9,1$ V. Por último, resulta importante mencionar que acá, al igual que en el caso de la 1^{ra} etapa de conversión, de las cuatro variables medidas sólo se emplean tres en la secuencia de encendido (v_{in} , v_{out} y i_{out}) y sólo una en la de apagado (i_{out}). Sin embargo, a pesar de que la corriente de entrada no se emplea en ninguna de las secuencias en cuestión, si se requiere en el control de balance de potencias. Por lo tanto, en la práctica se tiene que las cuatro mediciones realizadas en cada módulo DAB (i_{in} , v_{in} , v_{out} y i_{out}) son usadas en algún momento por el sistema de control.

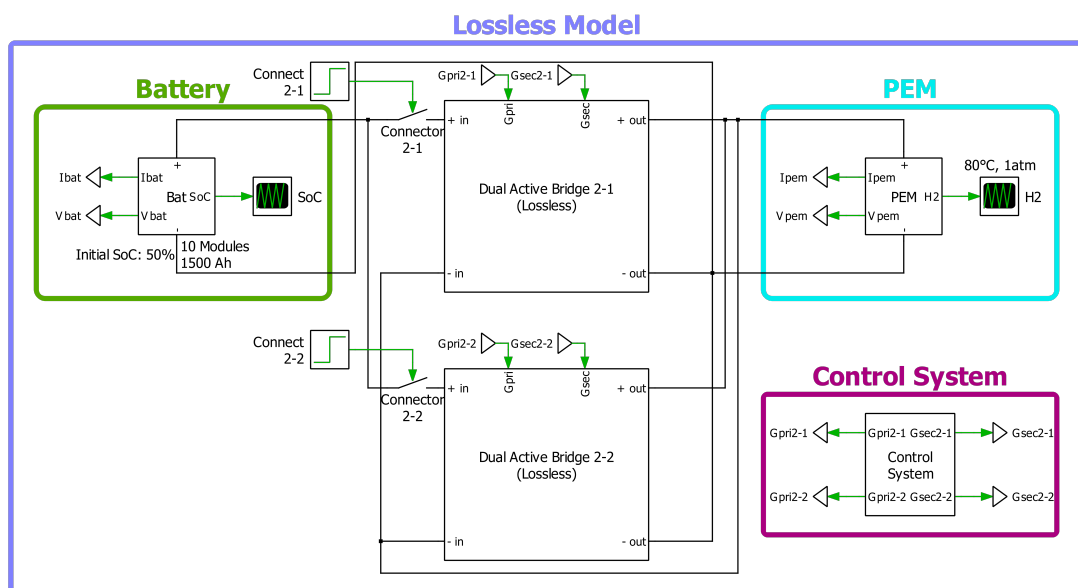


Figura 4.1.18: Simulación del encendido y apagado de la 2^{da} etapa en PLECS.

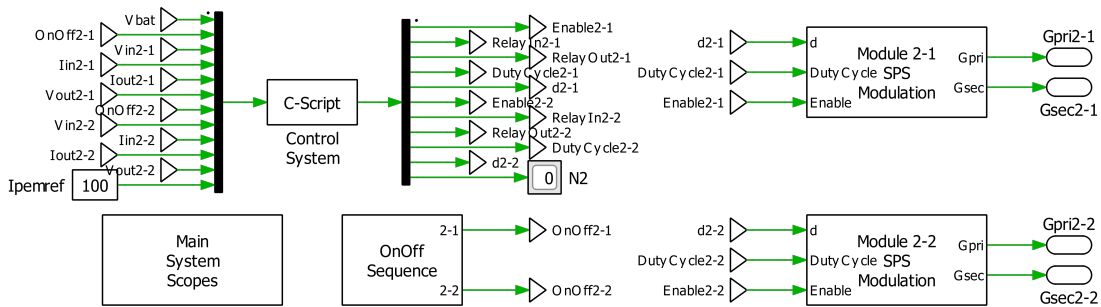
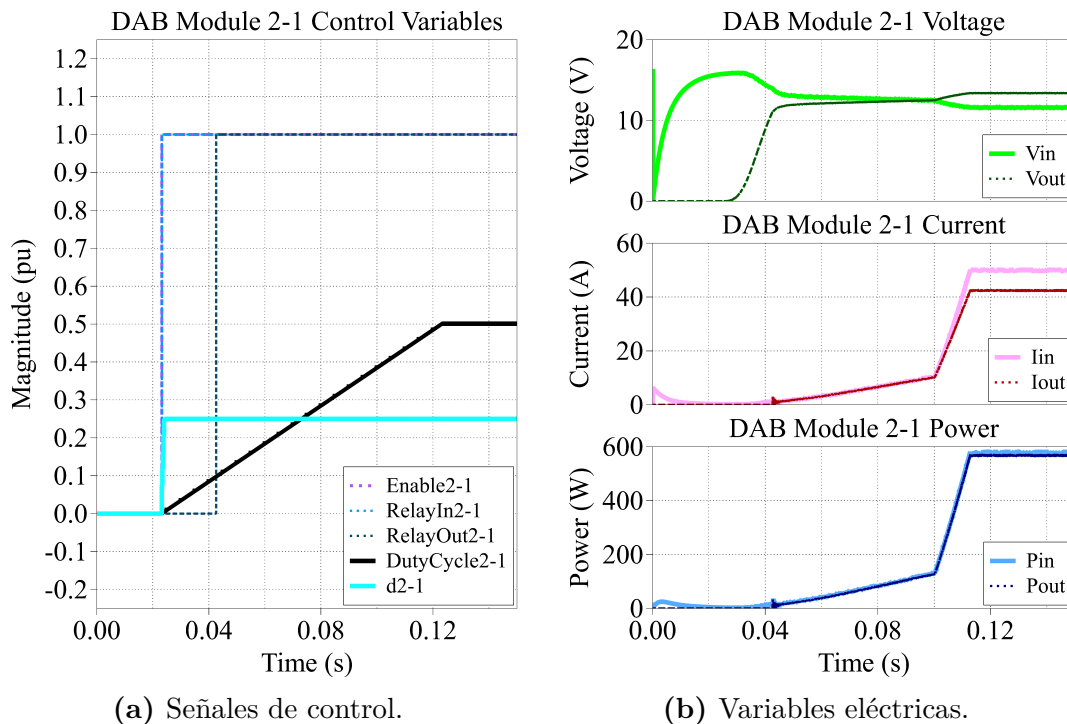


Figura 4.1.19: Diagrama de bloques del control para la 2^{da} etapa en PLECS.

A partir de la simulación de la Figura 4.1.18, se obtienen los resultados del encendido de los módulos “maestro” (DAB 2-1) y “esclavo” (DAB 2-2) que se presentan en las Figura 4.1.20 y 4.1.21, respectivamente. A la izquierda de ambas se observa que se sigue la secuencia de encendido tal como se presenta en el esquema de la Figura 3.4.5. Ahora bien, en el caso particular del “maestro”, el desfase se lleva al máximo dado que este por si solo no consigue llegar a los ≈ 100 A. Por su parte, el desfase del “esclavo” se mantiene igual al de su mandante hasta que se alcanza el ciclo de trabajo de 0,5, momento en el cual empieza a actuar el control de balance de potencias. Nótese que acá, al igual que en la 1^{ra} etapa de conversión, a pesar del aumento lineal del ciclo de trabajo, su efecto en los módulos no lo es.



(a) Señales de control.

(b) Variables eléctricas.

Figura 4.1.20: Encendido del módulo “maestro” de la 2^{da} etapa de conversión.

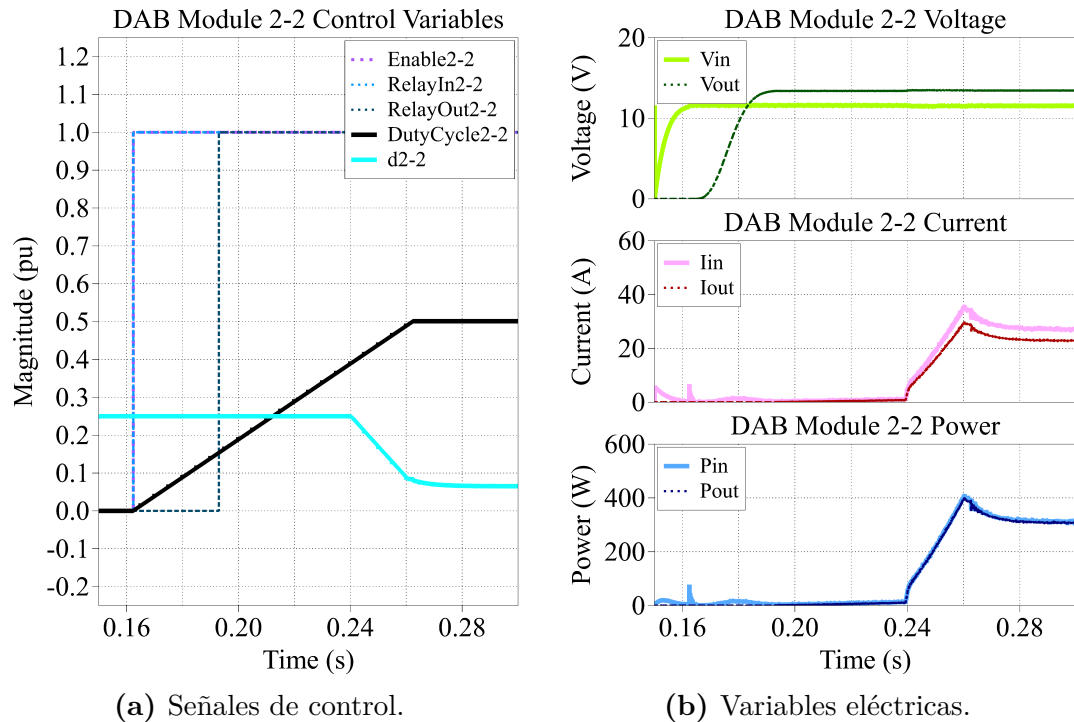


Figura 4.1.21: Encendido del módulo “esclavo” de la 2^{da} etapa de conversión.

En consecuencia al encendido de los módulos de la 2^{da} etapa de conversión, se obtiene el comportamiento del electrolizador que se muestra en la Figura 4.1.22. Como se puede observar en el primer intervalo, el electrolizador parte con una tensión igual a su potencial reversible y con una corriente de alimentación nula. Luego, a medida que se avanza en la secuencia de encendido del módulo “maestro”, la corriente suministrada empieza a aumentar hasta alcanzar un tope máximo de ≈ 90 A debido a la limitación que implica tener sólo un módulo en operación. Posteriormente, en el segundo intervalo se ve un leve aumento de corriente, el cual es permitido gracias a la entrada en operación del segundo módulo. Finalmente, se consigue la referencia de 100 A con una ecualización en la transferencia de potencia entre ambos módulos gracias a las acciones de control correspondientes.

Respecto al apagado de los módulos “esclavo” (DAB 2-2) y “maestro” (DAB 2-1), estos se presentan en las Figura 4.1.23 y 4.1.24, respectivamente. Al observar las señales de control de ambos módulos se puede dar cuenta de que en ambos se sigue la secuencia de apagado de la Figura 3.4.6, siendo la única diferencia entre ambos el desfase, el cual queda determinado por el módulo “maestro” cuando se apaga el “esclavo” y luego queda fijo durante el apagado del “maestro”, llevándose

a 0 pu al concluir su apagado. Respecto a este último, a diferencia de los otros módulos, acá el relé de salida se abre después de concluir la secuencia de apagado.

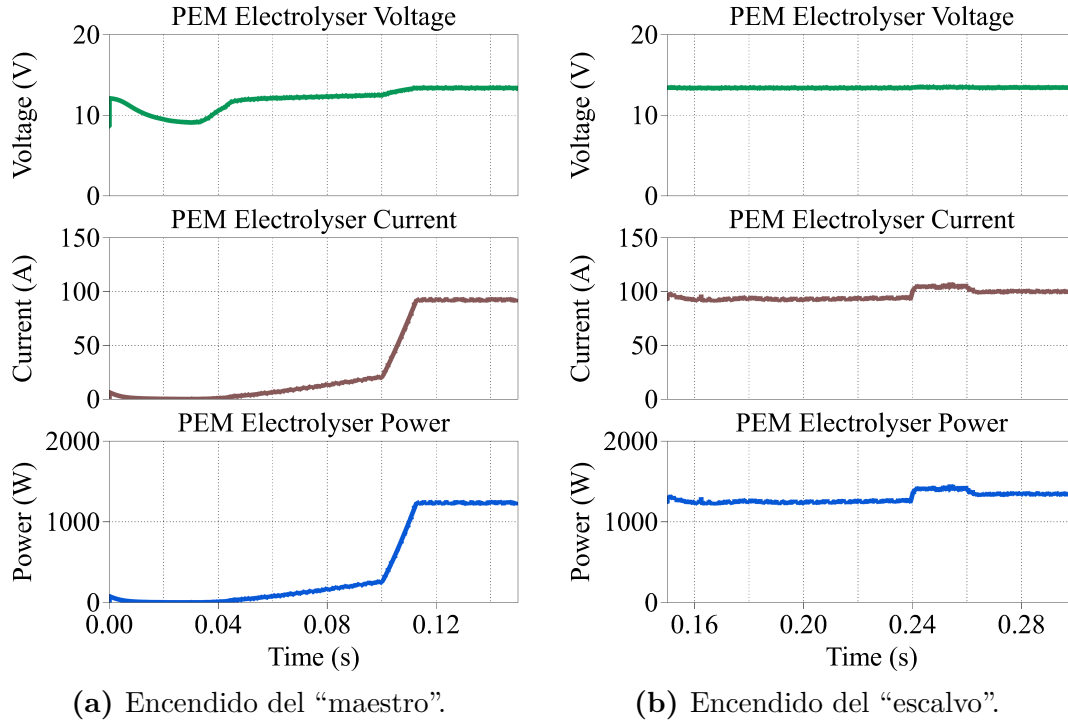


Figura 4.1.22: Variables eléctricas del electrolizador ante el encendido de DABs.

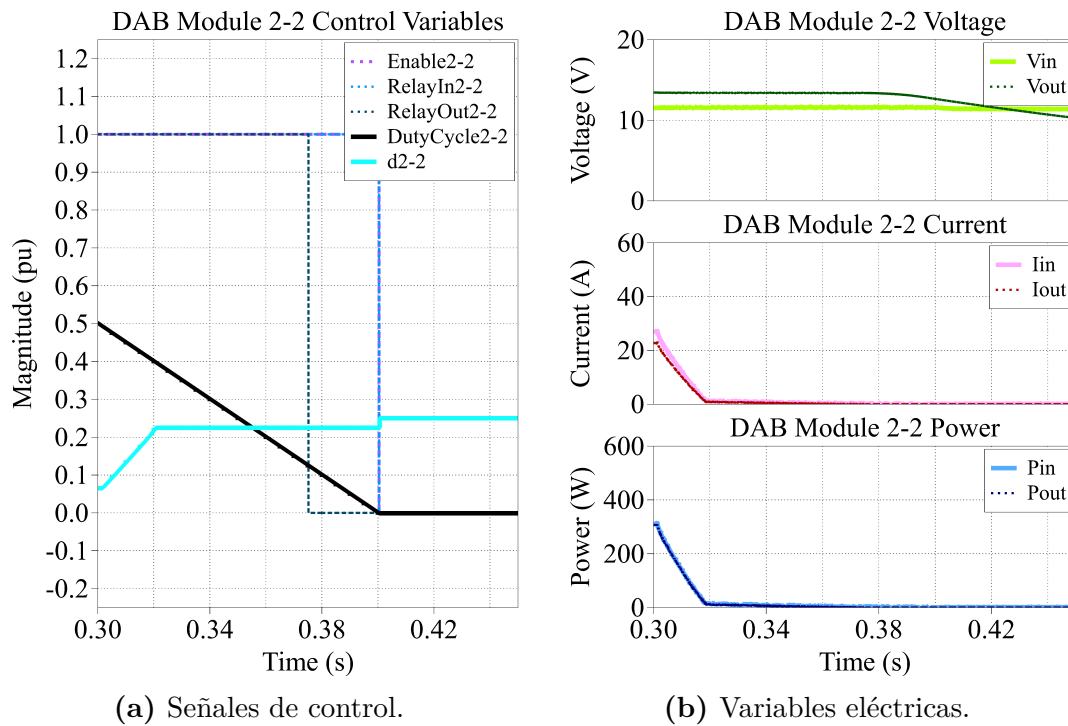


Figura 4.1.23: Apagado del módulo "esclavo" de la 2^{da} etapa de conversión.

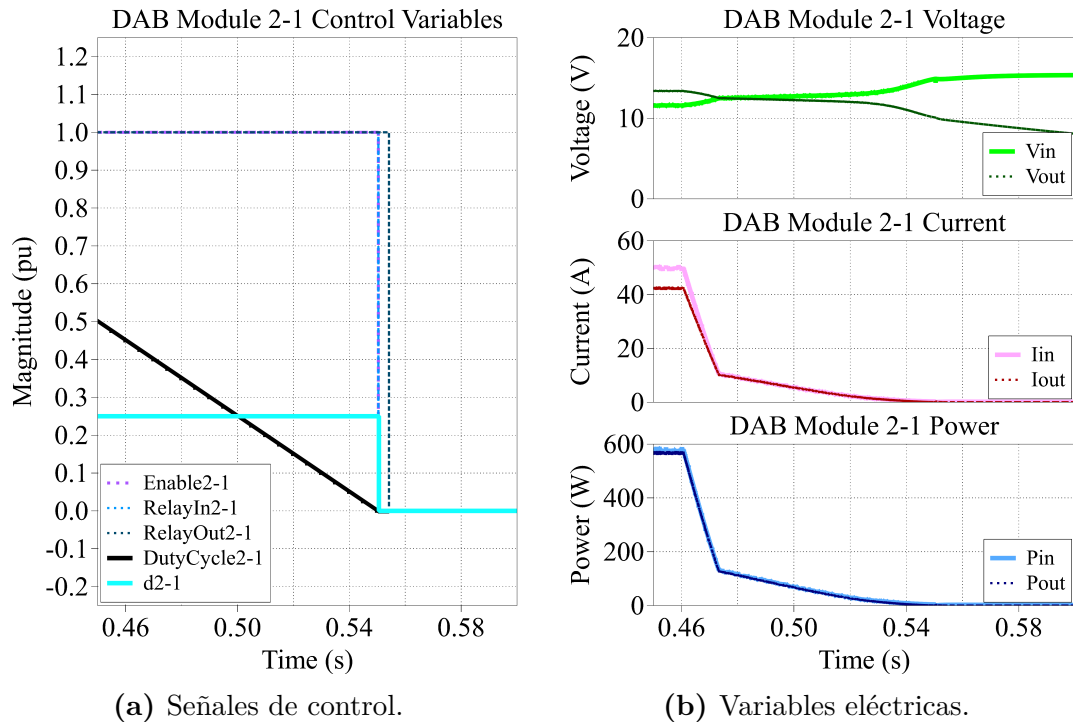


Figura 4.1.24: Apagado del módulo “maestro” de la 2^{da} etapa de conversión.

En consecuencia al apagado de los módulos de la 2^{da} etapa de conversión, se obtiene el comportamiento del electrolizador que se muestra en la Figura 4.1.25. Tal como se puede observar en el primer intervalo, el electrolizador presenta una corriente igual a la referencia deseada de 100 A y a medida que avanza la secuencia de apagado del “esclavo” la corriente suministrada se va reduciendo suavemente hasta llegar a los ≈ 90 A, que es el máximo que puede suministrar el módulo “maestro” por sí solo. Luego, en el segundo intervalo se observa que la corriente de alimentación del electrolizador se va disminuyendo hasta hacerse nula en la medida que se apaga el modulo “maestro”. Ahora bien, a partir del resultado presentado en la Figura 4.1.25 puede deducirse que si se quisiese dejar de suministrar corriente al electrolizador, lo que se debe hacer es apagar los módulos correspondientes siguiendo. Resulta importante dejar en claro lo anterior ya que si bien es teóricamente posible llevar a 0 A la corriente en el electrolizador utilizando únicamente la regulación de corriente, en la práctica esta forma podría conllevar a fallas en los módulos. Otro aspecto importante a destacar tanto en el encendido como en el apagado del electrolizador es la suavidad en la forma de la corriente de alimentación resultante, lo cual permite concluir que las secuencias de encendido y apagado presentadas son adecuadas para cuidar el ciclo de vida del electrolizador.

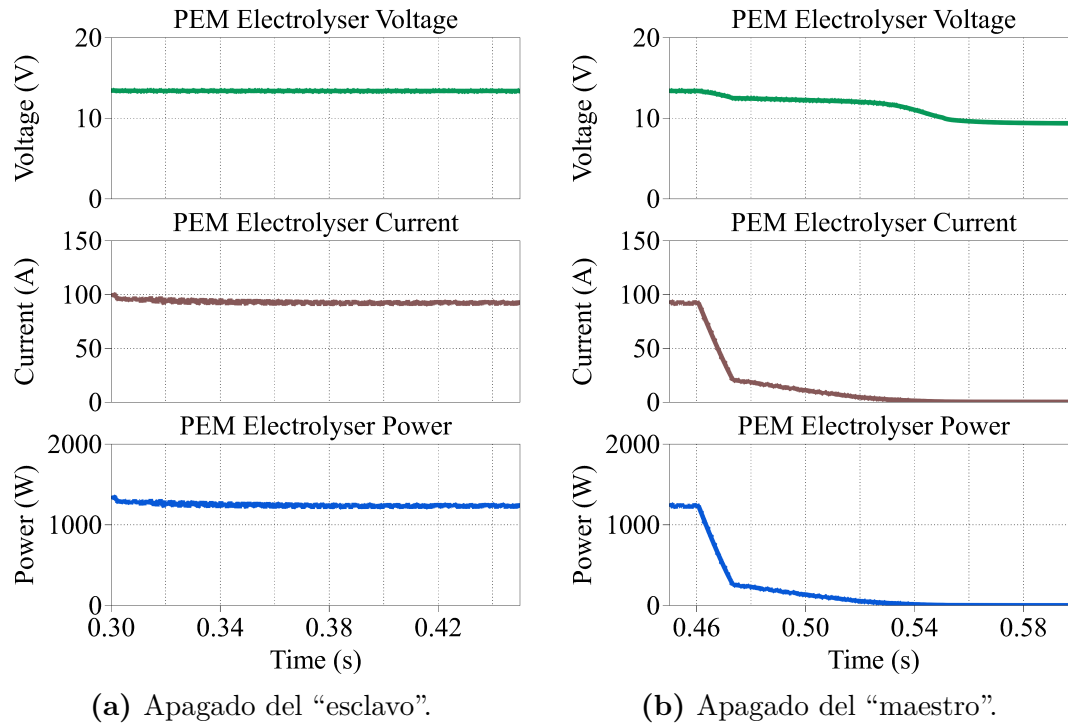


Figura 4.1.25: Variables eléctricas del electrolizador ante el apagado de DABs.

4.1.3. Control supervisor

Tal como se explicó en la última sección del capítulo anterior, el control supervisor es el encargado de la gestión de energía del sistema. Ahora, concorde a que la operación del *coupling* entre la generación fotovoltaica y la producción de hidrógeno *off-grid* posee una dinámica del orden de días, para probar el funcionamiento del control supervisor se debe simular múltiples días la operación del sistema bajo su gestión. Esto es precisamente lo que materializa en la simulación que se ilustra en el esquemático de la Figura 4.1.26, la cual es una representación del sistema de la Figura 1.1.1. Para probar el control supervisor, se pone a prueba el sistema ante las condiciones ambientales que se muestran en la Figura 4.1.27, las cuales corresponden a una semana de datos meteorológicos por hora de algún sector desconocido de Chile. Ahora bien, a diferencia de las simulaciones anteriores, en esta simulación se utiliza el modelo promedio de los módulos DAB debido al costo computacional que implica simular la operación del sistema durante una semana. Sumado a lo anterior, se modifica el estado de carga del banco de baterías y la tasa de producción de hidrógeno para que 1 s de simulación equivalga a 1 hr. Luego, el sistema parte del día 0 a las 00:00 hrs considerando que el banco de

baterías posee una capacidad máxima de 1500 Ah y un estado de carga del 50%. Adicionalmente, al igual que en las simulaciones anteriores acá se considera una diferencia de $\pm 25\%$ en las inductancias de fuga de los módulos DAB en paralelo.

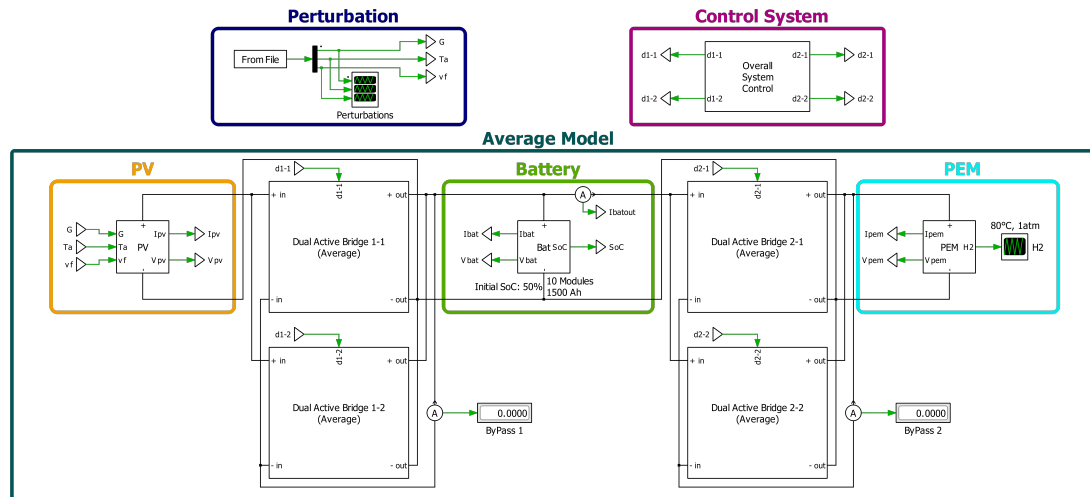


Figura 4.1.26: Simulación del sistema de control supervisor en PLECS.

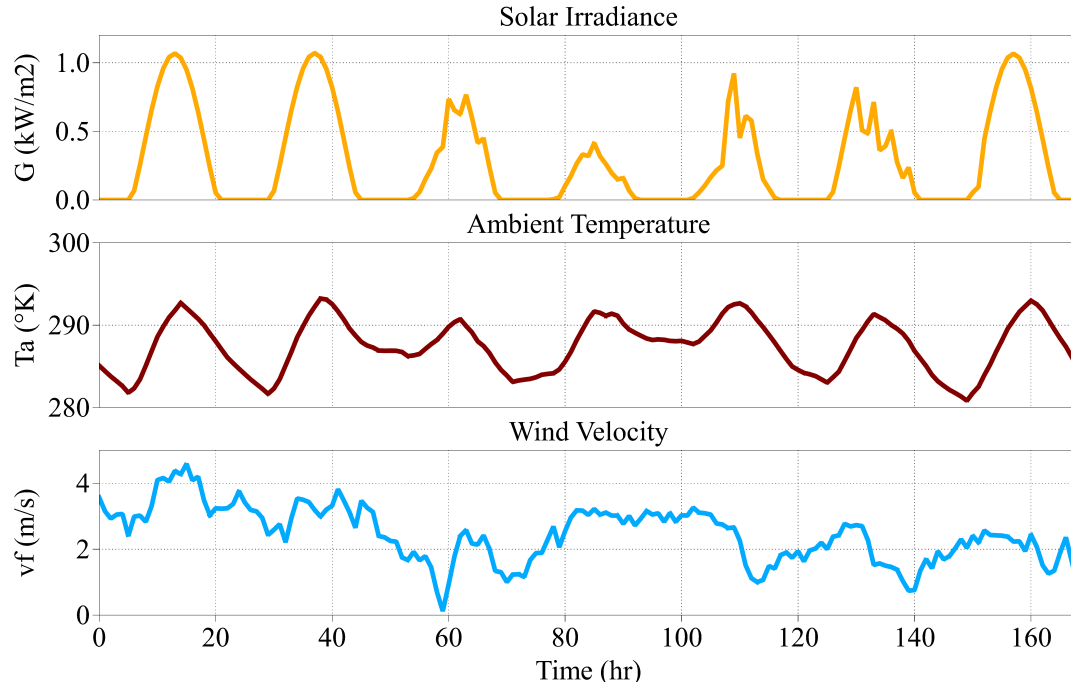


Figura 4.1.27: Datos horarios de las condiciones ambientales durante una semana.

Para simular el funcionamiento del control supervisor, este se ha implementado en PLECS tal como se muestra en el esquema de la Figura 4.1.28. Cómo se puede apreciar, todo el esquema de control que se presenta en la Figura 1.1.1 se

ha implementado en lenguaje de programación C, al cual se le ha incorporado un limitador de la tasa de cambio a la referencia $i_{pem_{ref}}$ enviada al regulador de corriente de 1 hr. Este control jerárquico consta de tres tiempos de muestreo, el del algoritmo supervisor (T_{master}), el del algoritmo MPPT (T_{mppt}) y el de los lazos de control de la electrónica de potencia (T_s). El primero está escalado a la temporalidad de la simulación ($1/6 \text{ s} \rightarrow 10 \text{ min}$), mientras que los otros dos periodos cumplen con las razones $T_{master}/T_{mppt} = 150 \text{ pu}$ y $T_{master}/T_s = 15000 \text{ pu}$, respectivamente. Para su operación, el control jerárquico hace uso de las mediciones proporcionadas por cada módulo DAB para deducir las variables eléctricas de los equipos², siendo la medición del *SoC* la única que se debe obtener de manera aparte. Respecto a las variables manipuladas que entrega el control jerárquico, estas son sólo cuatro, siendo el desfase correspondiente a cada módulo DAB. Por último, cabe señalar que para que el algoritmo MPPT pueda partir en las mañanas y para llevar la alimentación del electrolizador a 0 A se se ha tenido que liberar limitación de los desfases de los convertidores de 0 pu a -1 pu. Sin embargo, esto último es sólo para efectos de esta simulación, ya que en la práctica basta con apagar los convertidores correspondientes ante alguna de las situaciones expuestas.

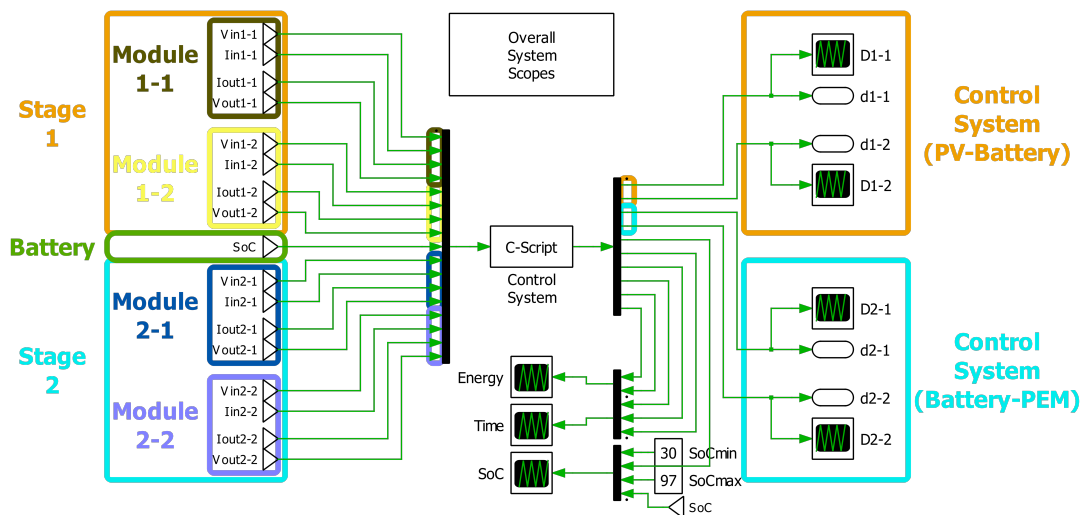


Figura 4.1.28: Diagrama de bloques del control supervisor en PLECS.

4.1.3.1. Modo *On-Sleep*

Partiendo por el modo *On-Sleep*, en la Figura 4.1.29 se observa las variables eléctricas del arreglo PV a lo largo de la semana. En estas se puede apreciar el

²Esto no implica que en esta simulación se utilicen todas estas mediciones para ejercer el control.

funcionamiento del control MPPT, el cual permite extraer la máxima potencia disponible a partir de las condiciones ambientales de la Figura 4.1.27. En particular, se puede observar que el control MPPT se ejerce en la regulación de tensión, el cual parte todos los días desde el voltaje de referencia del día anterior y se modifica a lo largo del día para siempre estar en el MPP. Por su parte, las variables eléctricas del banco de baterías se muestran en la Figura 4.1.30. En particular, al observar la corriente se puede concluir que efectivamente nunca se llegan a superar los límites de carga y descarga de las baterías [52]. En consecuencia, gracias al dimensionamiento del sistema efectuado en el segundo capítulo, no resulta necesario incorporar un lazo de regulación de carga al sistema de control.

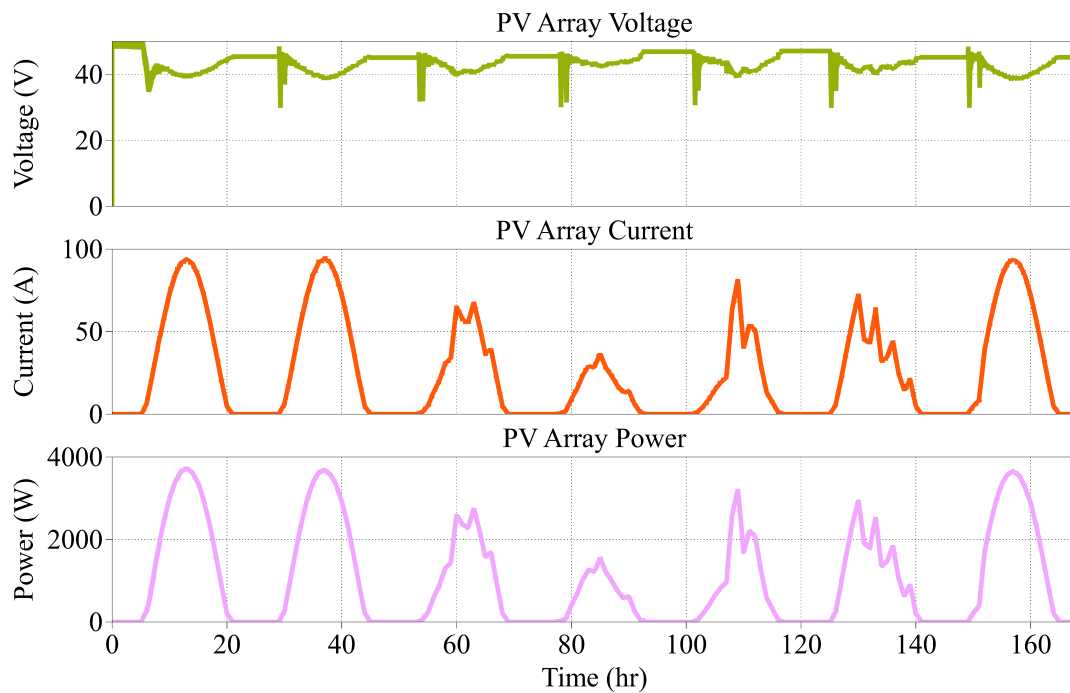


Figura 4.1.29: Variables eléctricas en el arreglo fotovoltaico (Modo *On-Sleep*).

Respecto al estado de carga del almacenamiento, este se presenta en la Figura 4.1.31. Lo primero que es posible dar cuenta, es que gracias a la acción del algoritmo presentado en la Figura 3.5.3 el estado de carga siempre se mantiene dentro de los límites establecidos independientemente de la variabilidad del recurso solar. Tal como se explicó en el capítulo anterior, el modo *On-Sleep* busca la continuidad de la producción de hidrógeno cambiando el modo de operación en función de la energía disponible. Una forma de realizar este cambio es mediante la variable SoC_{slp} que se ve en la Figura 4.1.31, la cual se calcula cada día para establecer el valor del estado de carga a partir del cual se debe pasar al modo

sleep. El otro método para cambiar el modo de operación es calculando el instante a partir del cual se debe pasar al modo *sleep*. Esto es lo que se hace con la variable t_{slp} de la Figura 4.1.32, la cual se calcula conociendo el tiempo de carga (t_{chg}) del día anterior. En este caso, se ha optado por considerar ambos métodos para establecer el cambio de operación, al igual que en el diagrama de flujo de la Figura 3.5.3. Acá cabe destacar que los cálculos en cuestión se llevan a cabo al inicio de cada día en función de las circunstancias del día anterior. Esto se debe a que el algoritmo toma las decisiones de manera determinista y sin predicciones.

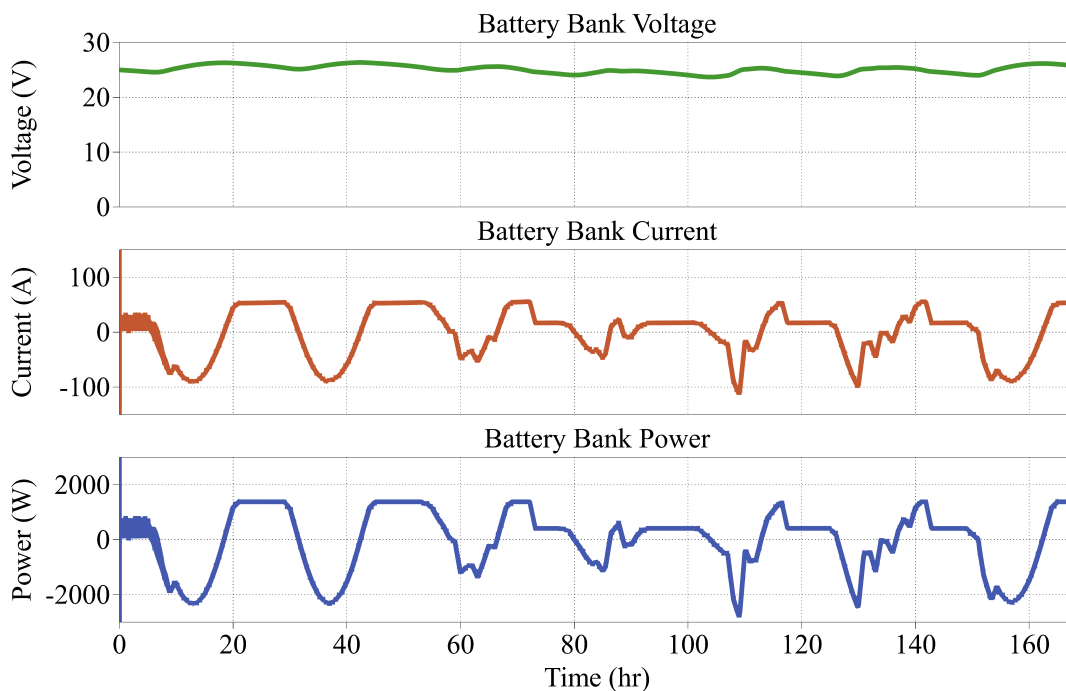


Figura 4.1.30: Variables eléctricas en el banco de baterías (Modo *On-Sleep*).

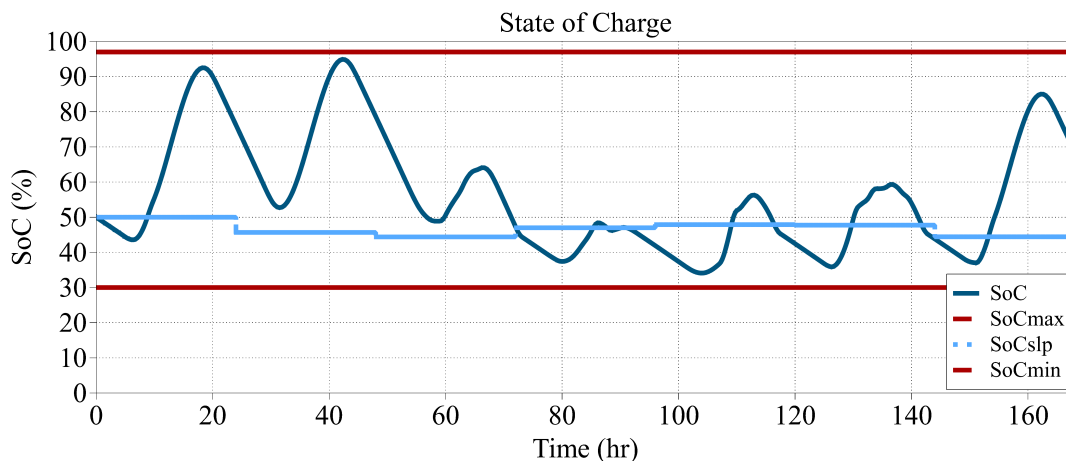


Figura 4.1.31: Estado de carga del banco de baterías (Modo *On-Sleep*).

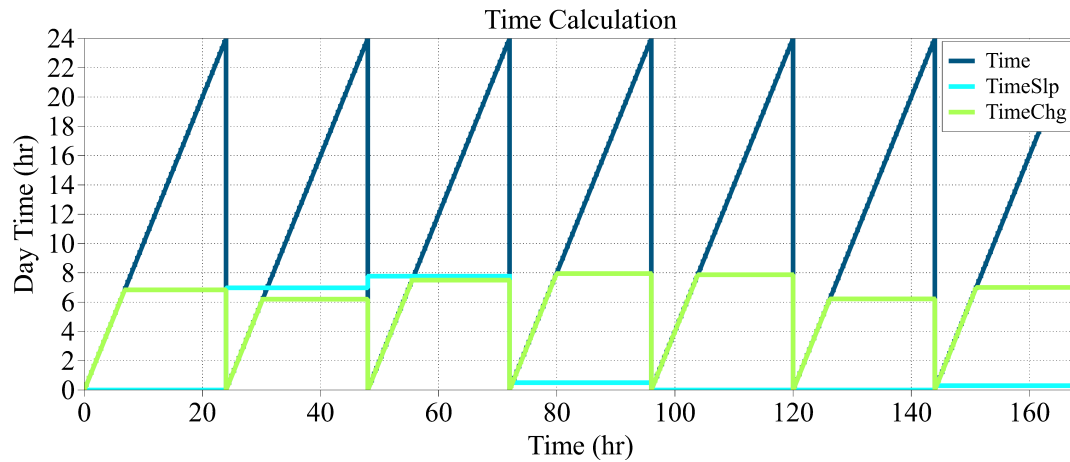


Figura 4.1.32: Tiempo de carga y de cambio de operación (Modo *On-Sleep*).

A partir del accionar del algoritmo de control supervisor presentado en la Figura 3.5.3, se obtiene el comportamiento del electrolizador que se manifiesta en las variables eléctricas de la Figura 4.1.33. Como se puede observar, a lo largo de la semana el suministro de corriente varía entre las referencias $I_{pem_{opt}}$ y $I_{pem_{slp}}$ en función de la generación solar y de la energía almacenada. En los cambios de referencia se logra apreciar el efecto del limitador de la tasa de cambio a 1 hr, ya que de lo contrario se tendría cambios en escalón. Ahora bien, cual forma de suministrar corriente es más adecuada para cuidar la vida útil del electrolizador queda fuera del alcance de este trabajo, pero acá se ha programado el control con la idea de poder ajustar el tiempo del limitador de la tasa de cambio de $i_{pem_{ref}}$ o sacarlo del todo en caso que se llegase a saber que esta forma resulta más idónea.

En vista de que siempre se tiene un suministro de corriente, se consigue una producción de hidrógeno que crece constantemente, tal como se aprecia en la Figura 4.1.34. De acá se puede observar que a partir del dimensionamiento del arreglo PV y de la operación del sistema de control que permite aprovechar al máximo el recurso solar disponible, se espera obtener un poco más de 3 kg de gas hidrógeno. Este valor es una aproximación teórica de la producción esperada, ya que considerando que esta simulación no toma en cuenta todas las pérdidas del sistema, es de esperar que la producción sea levemente menor. Por último, la gestión energética del control supervisor se resume en la energía generada y consumida que se presentan en la Figura 4.1.35. Cómo se puede ver, lo que el control supervisor busca hacer a lo largo de la semana es ocupar la totalidad de la energía generada (E_{pv}) para alimentar eléctricamente al electrolizador (E_{pem}) para

producir hidrógeno. En particular se ve que gracias a que el control supervisor toma las decisiones en base al día anterior, cuando se tienen días consecutivos con una generación solar similar, el consumo energético tiende a igualarse a la energía generada. En cambio, cuando la generación entre un día y otro difiere considerablemente, el control supervisor se tarda un día en ajustar el consumo en base a la nueva disponibilidad energética. Por último, cabe mencionar que si bien en esta simulación sólo se consideran las pérdidas resistivas de los elementos pasivos, estas si tienen un efecto apreciable en la diferencia entre E_{pv} y E_{pem} .

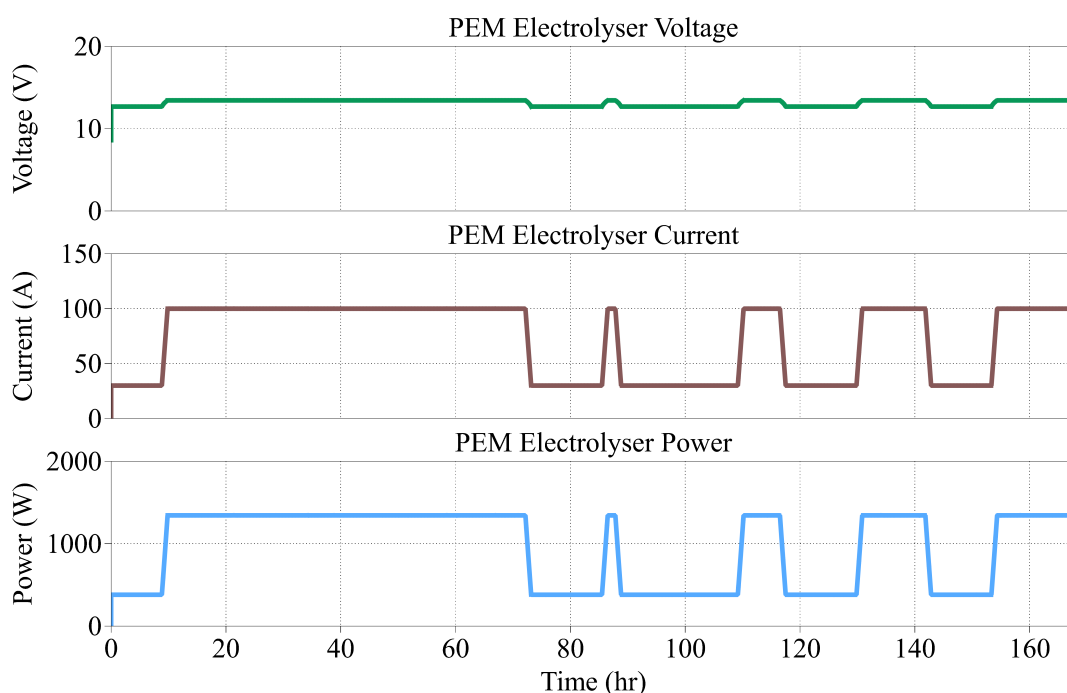


Figura 4.1.33: Variables eléctricas en el electrolizador (Modo *On-Sleep*).

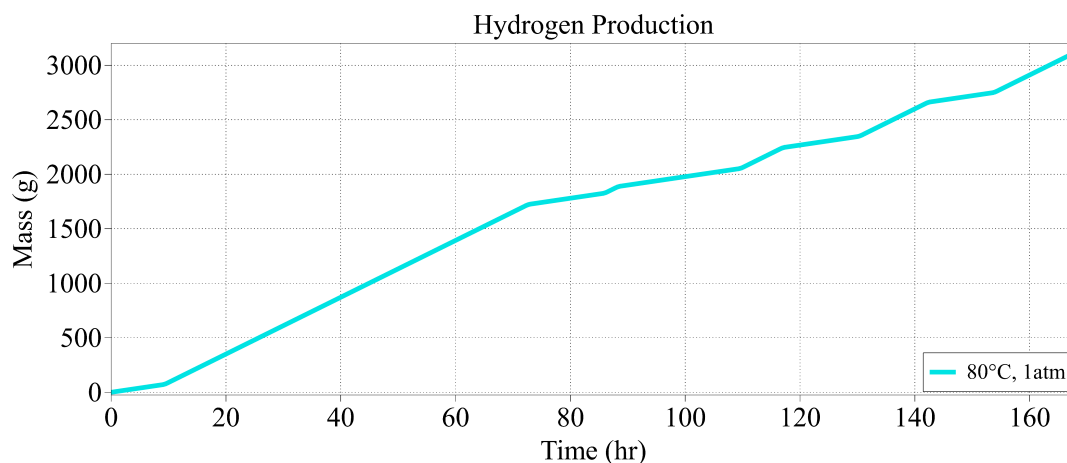


Figura 4.1.34: Producción de hidrógeno en términos de masa (Modo *On-Sleep*).

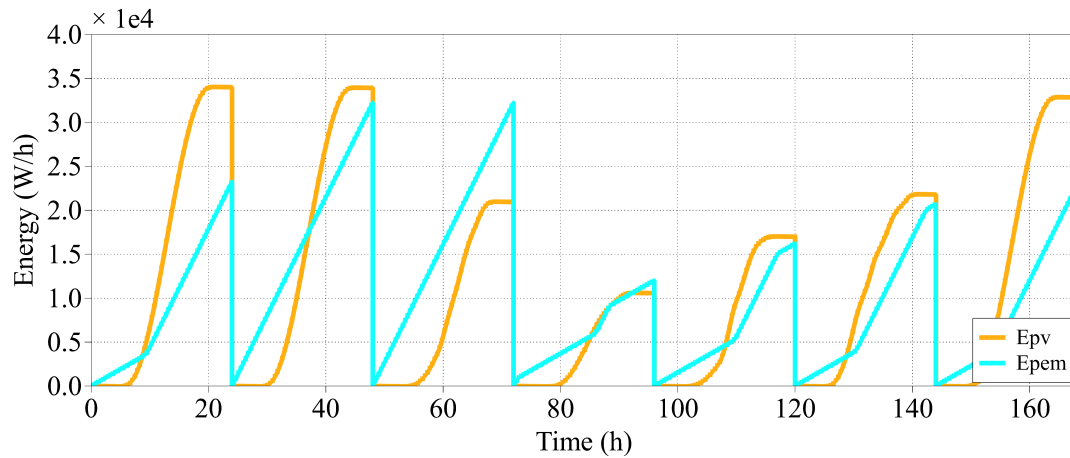


Figura 4.1.35: Energía generada y consumida por día (Modo *On-Sleep*).

4.1.3.2. Modo *On-Off*

Habiendo visto los resultados del control supervisor en su modo *On-Sleep*, a continuación se presentan los resultados obtenidos con el modo *On-Off*. Partiendo por las variables eléctricas del arreglo PV en la Figura 4.1.36, se observa que el funcionamiento del control MPPT resulta ser idéntico al caso anterior, lo que en consecuencia permite asegurar la máxima generación de potencia en función de las condiciones ambientales presentadas en la Figura 4.1.27. Respecto al comportamiento eléctrico del banco de baterías, este se muestra en la Figura 4.1.37. Al igual que en el caso del modo *On-Sleep*, nunca se superan los límites de carga y descarga de corriente en las baterías [52]. Sin embargo, a diferencia del caso anterior, acá se logra apreciar los instantes de la semana en los cuales la batería se mantiene inactiva cuando se corta el suministro de corriente al electrolizador.

Respecto al estado de carga del almacenamiento, este se presenta en la Figura 4.1.38. En este caso, dado el algoritmo presentado en la Figura 3.5.4, el estado de carga no se mantiene siempre por encima del límite inferior. Esto ocurre porque lo que busca el modo *On-Off* es suministrar al electrolizador con la corriente “óptima” mientras la disponibilidad energética lo permita, no la continuidad de la producción de hidrógeno, lo cual le permite ahorrarse los cálculos de las variables SoC_{slp} y t_{slp} que se realizan en el caso anterior. La filosofía del método de operación *On-Off* se ve reflejada en el comportamiento eléctrico del electrolizador que se observa en la Figura 4.1.39. Como se puede apreciar, a lo largo de la semana el control supervisor cambia el suministro de corriente entre

$I_{pem_{opt}}$, cuando el estado de carga del banco de baterías se mantiene dentro de los límites, o se lleva 0 A, cuando se descargan las baterías. Nótese que en los cambios de corriente se logra apreciar el efecto del limitador de la tasa de cambio.

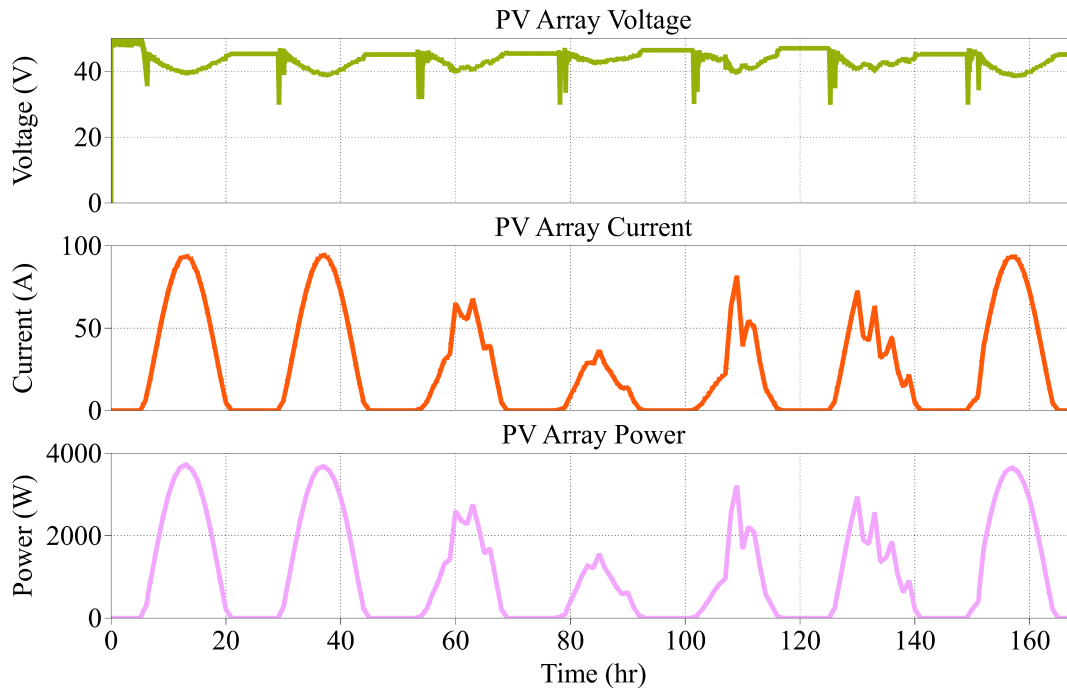


Figura 4.1.36: Variables eléctricas en el arreglo fotovoltaico (Modo *On-Off*).

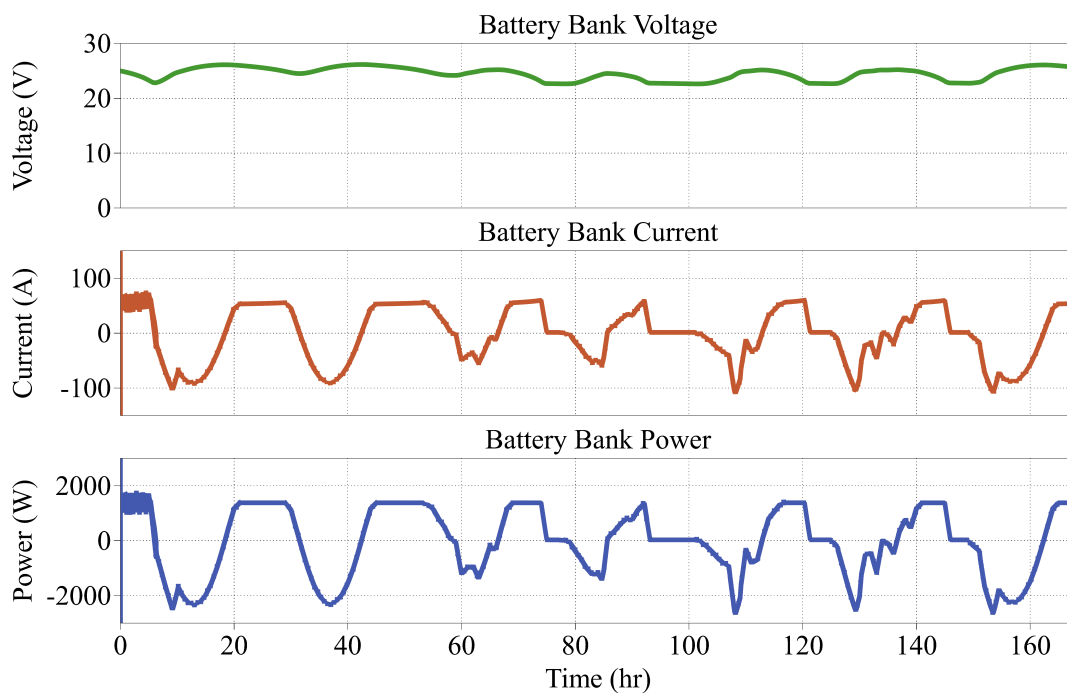


Figura 4.1.37: Variables eléctricas en el banco de baterías (Modo *On-Off*).

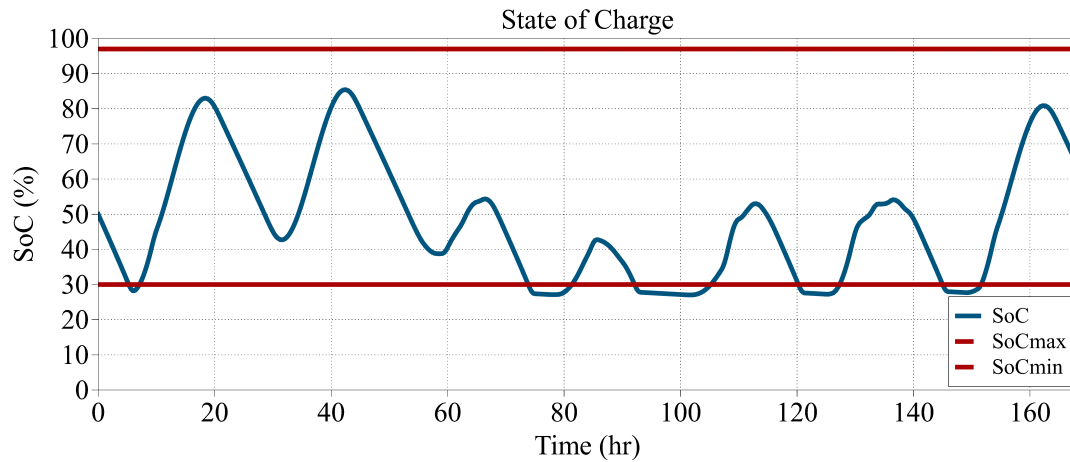


Figura 4.1.38: Estado de carga del banco de baterías (Modo *On-Off*).

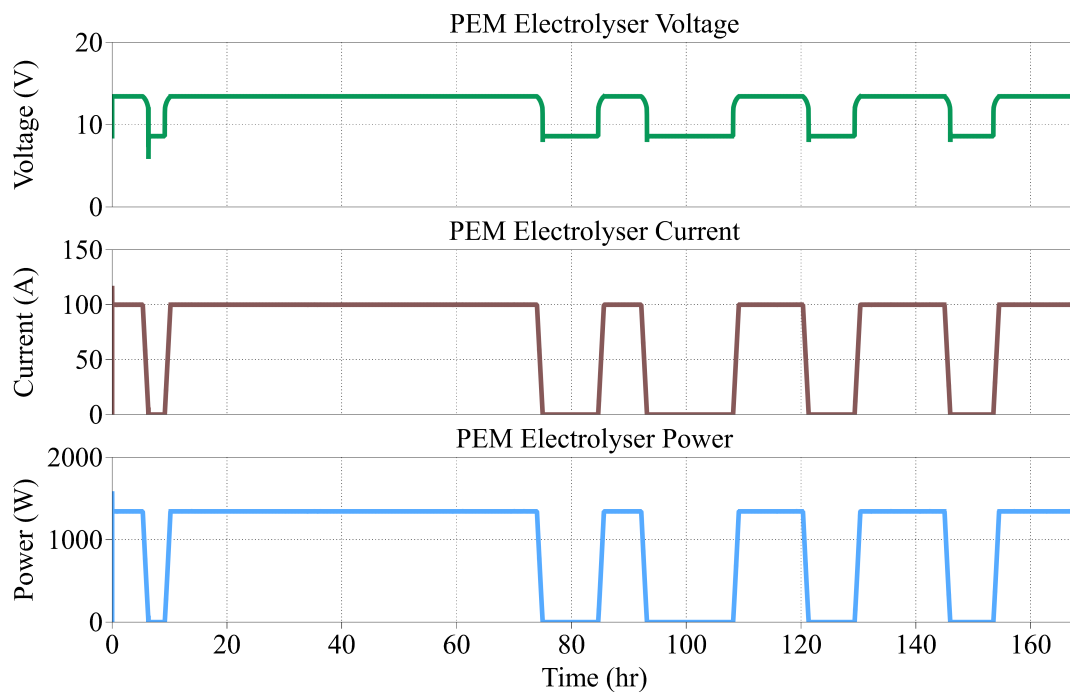


Figura 4.1.39: Variables eléctricas en el electrolizador (Modo *On-Off*).

En consecuencia al suministro de corriente intermitente, se consigue una producción de hidrógeno que crece a intervalos, tal como se aprecia en la Figura 4.1.40. Al comparar este resultado con el caso anterior, se puede deducir que la producción de hidrógeno es prácticamente la misma, llegándose a obtener un poco más de 3 kg de gas hidrógeno. Esto también se puede corroborar a partir de la gestión energética del control supervisor en su modo *On-Off* se presenta en la Figura 4.1.41, la cual al final de cada día presenta un consumo energético

(E_{pem}) prácticamente idéntico al del caso anterior. Lo anterior se debe a que el dimensionamiento del arreglo PV es el mismo, además de que acá también se aprovecha al máximo el recurso solar disponible (E_{pv}) que es el mismo para ambos casos. Por lo tanto, en vista de los resultados presentados, se puede decir que los dos algoritmos diseñados para el control supervisor (modos *On-Sleep* y *On-Off*) conllevan a resultados prácticamente idénticos en términos de la producción de hidrógeno. Luego, a priori se debería optar por el algoritmo presentado en la Figura 3.5.4, ya que por una parte conlleva a resultados muy similares su versión *On-Sleep* pero con una lógica de control más simple y, por otra parte, cuida en mayor medida la vida útil del electrolizador [70]. Por último, cabe mencionar que si bien en esta simulación no se sobrecarga el banco de baterías, en caso de llegar a ocurrir se podría evaluar la posibilidad de sacar al arreglo PV de su MPP.

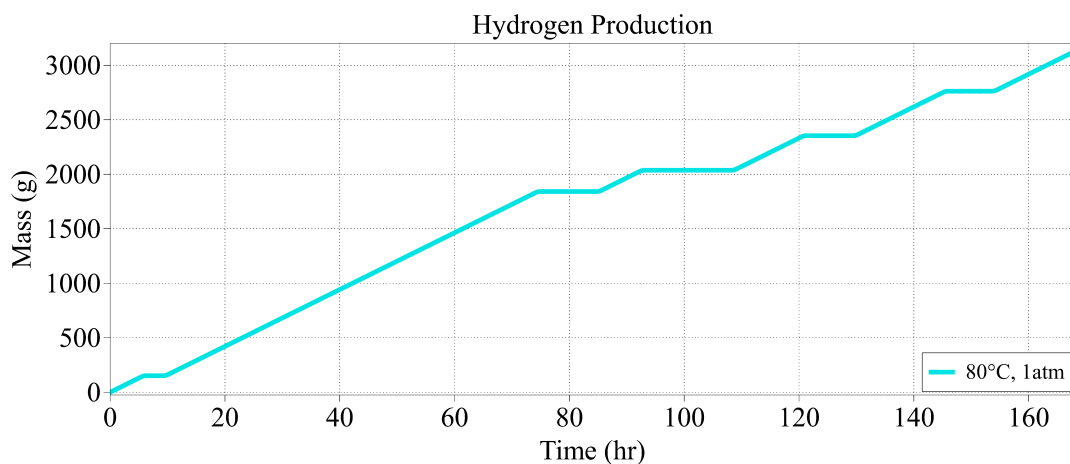


Figura 4.1.40: Producción de hidrógeno en términos de masa (Modo *On-Off*).

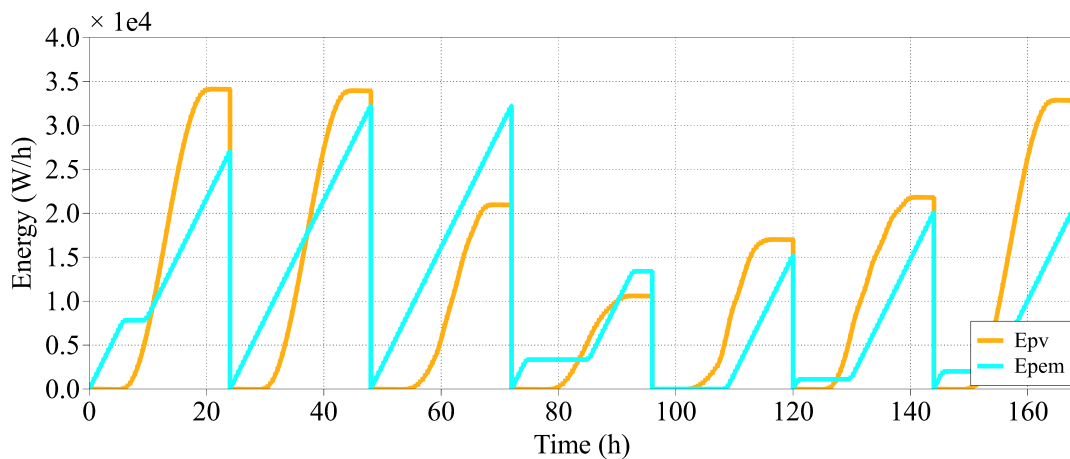


Figura 4.1.41: Energía generada y consumida por día (Modo *On-Off*).

4.2. Prueba experimental

El último aspecto que falta abordar para terminar de validar el sistema de control, es ponerlo a prueba de forma experimental. Ahora bien, debido a los medios con los cuales se disponen al momento, en esta sección sólo se pone a prueba el control de balance de potencias presentado en la Figura 3.3.1. Esto último se realiza emulando la 2^{da} etapa de conversión del sistema, por lo que la ecualización de potencias actúa en conjunto con la regulación de corriente en la carga. Esta prueba consiste en medir las corrientes al operar un prototipo de la arquitectura DC mostrada en la Figura 2.4.15. Esta consiste de dos módulos DAB con distintas inductancias de fuga. Luego, se miden las corrientes al operar en lazo abierto y bajo los lazos de control para verificar su funcionamiento.

Para llevar a cabo la prueba experimental se hace uso de un par de convertidores DAB, como el de la Figura 4.2.1. Este corresponde a la materialización del esquemático presentado en la Figura 3.4.4, con la salvedad de que los terminales de entrada y salida implementados permiten efectuar la conexión presentada en la Figura 2.4.15 de forma fácil y segura. Para alimentar los sistema auxiliares del convertidor, se utiliza un convertidor *flyback* que suministra 5 V y 15 V. Por su parte, las señales de entrada y salida indicadas en la Figura 4.2.1 hacen referencia a las mediciones a los pulsos de disparo. La DSP en cuestión corresponde al *kit* de desarrollo *F28379D LaunchPad* de Texas InstrumentsTM que se presenta en la Figura 4.2.2. Tal como se mencionó anteriormente, el esquema de modulación de la Figura 3.4.1 aprovecha las funciones que proporciona esta DSP. De la misma manera, se aprovechan sus convertidores análogo-digitales para las mediciones. Luego, aprovechando estas funciones, se programa la DSP en el *software* CCS.

La disposición de la prueba experimental en cuestión se ilustra en la Figura 4.2.3. Como se puede apreciar, al centro se presentan dos módulos DAB en PPC y conexión entrelazada. El módulo superior es el 2-1, y el inferior el 2-2, los cuales poseen inductancias de fuga de 1,65 μH y 0,845 μH , respectivamente. A la izquierda se observa la DSP y el computador necesario para cargar su código. Para alimentar los convertidores *flyback* se hace uso de la fuente DC de la parte superior. Respecto a la fuente y la carga, estas se presentan al lado derecho, las cuales se configuran para emular las tensiones del banco de baterías y el electrolizador, respectivamente.

Por último, se hace uso de un osciloscopio para realizar las mediciones eléctricas de interés y se utiliza una cámara térmica para inspeccionar las distintas componentes.

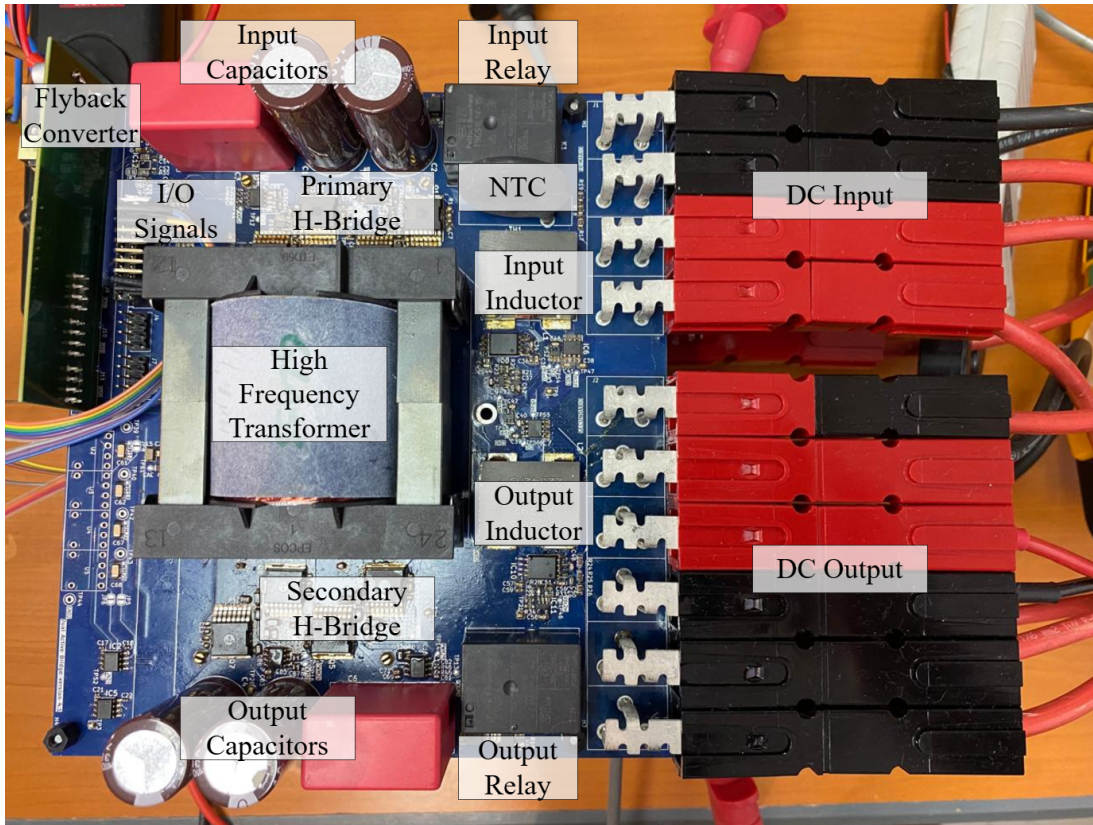


Figura 4.2.1: Prototipo de módulo DAB implementado en el LaSER.

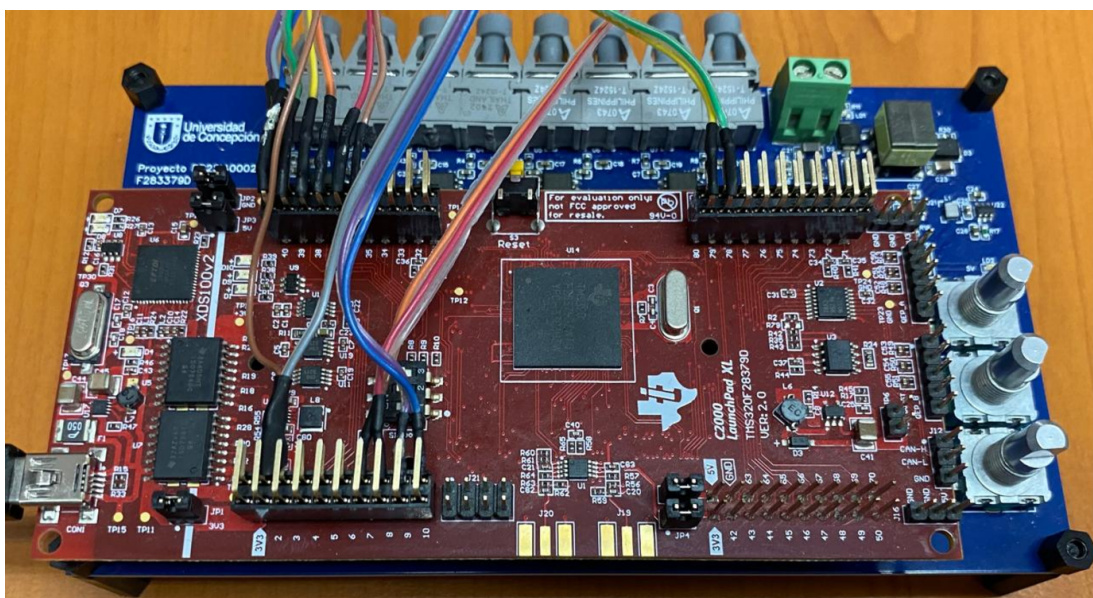


Figura 4.2.2: Kit de desarrollo *F28379D LaunchPad* de Texas Instruments™.

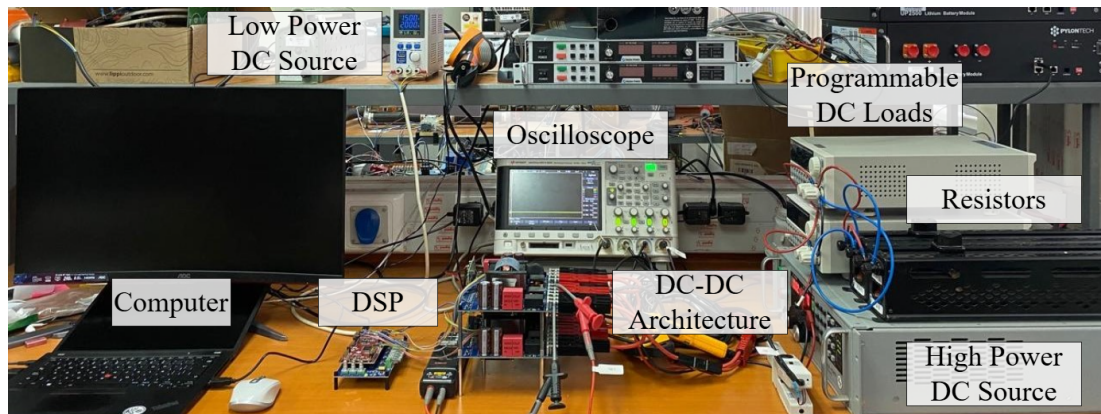


Figura 4.2.3: Disposición de la prueba experimental implementada en el LaSER.

A partir de la realización de la prueba experimental en el LaSER, se obtuvieron los resultados que se presentan en las Figura 4.2.4 y 4.2.5. En ambas se muestran las principales corrientes que describen la operación de la arquitectura DC. En particular, se presenta la corriente con la cual se alimenta a la carga (i_{load}), la corriente suministrada por la fuente (i_{source}), así como también su repartición en las corrientes de entrada de los módulos 2-1 ($i_{in2,1}$) y 2-2 ($i_{in2,2}$). En particular, al observar en la Figura 4.2.4 la operación en lazo abierto de la arquitectura DC, se aprecia que debido a la gran diferencia en las inductancias de fuga de los transformadores se produce un desbalance en las corrientes de entrada de los módulos, que a su vez se traduce en un desbalance considerable en la potencia procesada por cada convertidor. Esto concuerda con la expresión (2.4.21), donde se establece que a menor L_{lk} mayor transferencia de potencia, tal como ocurre con el módulo 2-2, el cual posee la mitad de la inductancia de fuga del módulo 2.1.

Cuando se opera la arquitectura DC bajo el control de balance se consigue una equalización en las corrientes de entrada de ambos módulos y se lleva la corriente con la cual se alimenta a la carga a una referencia que en este caso se definió en 65 A, tal como se observa en la Figura 4.2.5. En consecuencia, el control de balance diseñado en el capítulo anterior consigue balancear la transferencia de entrada entre ambos módulos con un error del 1,8%. Cabe destacar que esto se consigue a pesar de la enorme diferencia en las inductancias de fuga de sus transformadores. Sumado a lo anterior, el control diseñado consigue al mismo tiempo la regulación de corriente en la carga sin error en estado estacionario. Por último, en la Figura 4.2.6 se muestran los transitorios de las corrientes al cambiar

de una operación en lazo abierto a una operación bajo el control diseñado. Como se puede apreciar, el lazo de regulación de corriente de salida fue sintonizado con una velocidad de respuestas diez veces más rápida respecto al lazo encargado del balance de potencias, tal como se estableció en la simulación correspondiente.

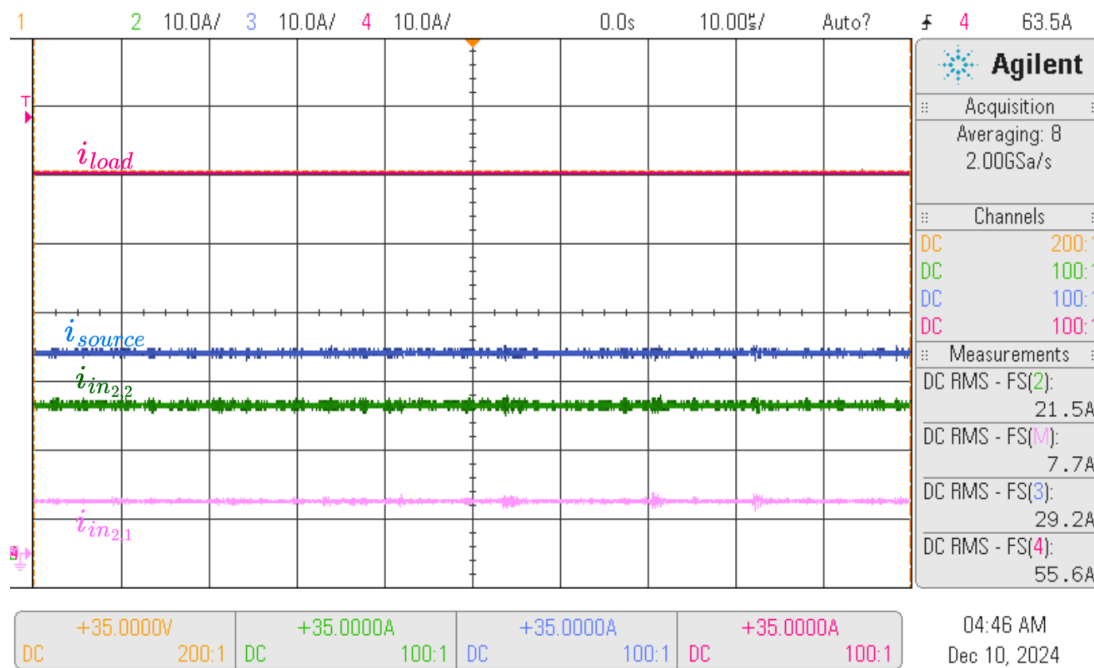


Figura 4.2.4: Variables eléctricas de la arquitectura DC en lazo abierto.

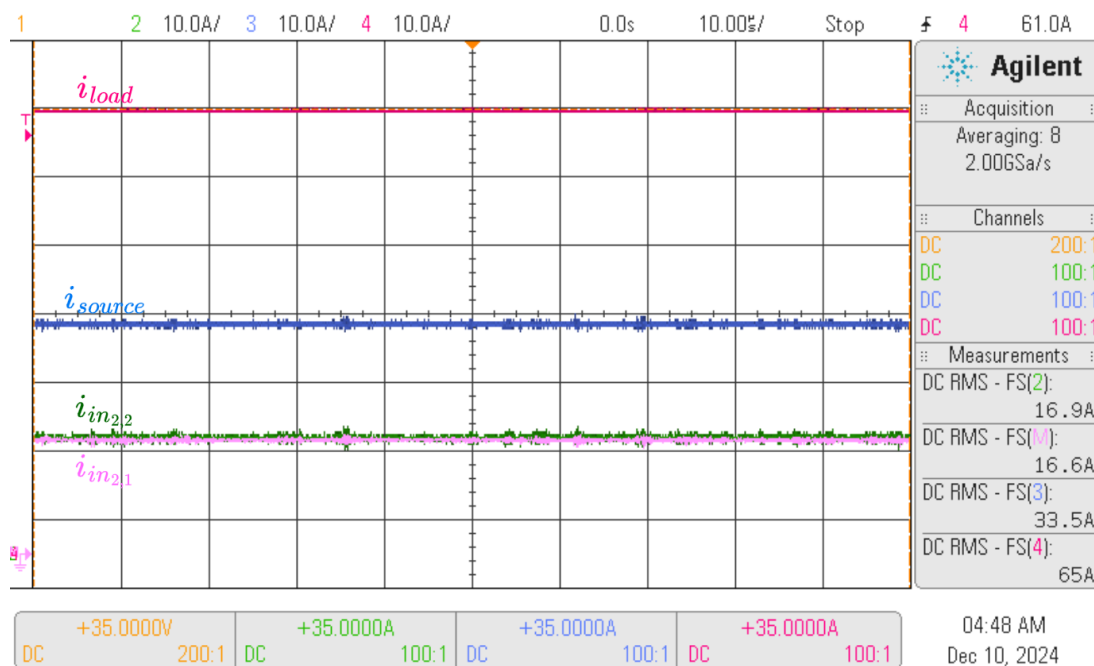


Figura 4.2.5: Variables eléctricas de la arquitectura DC con control de balance.

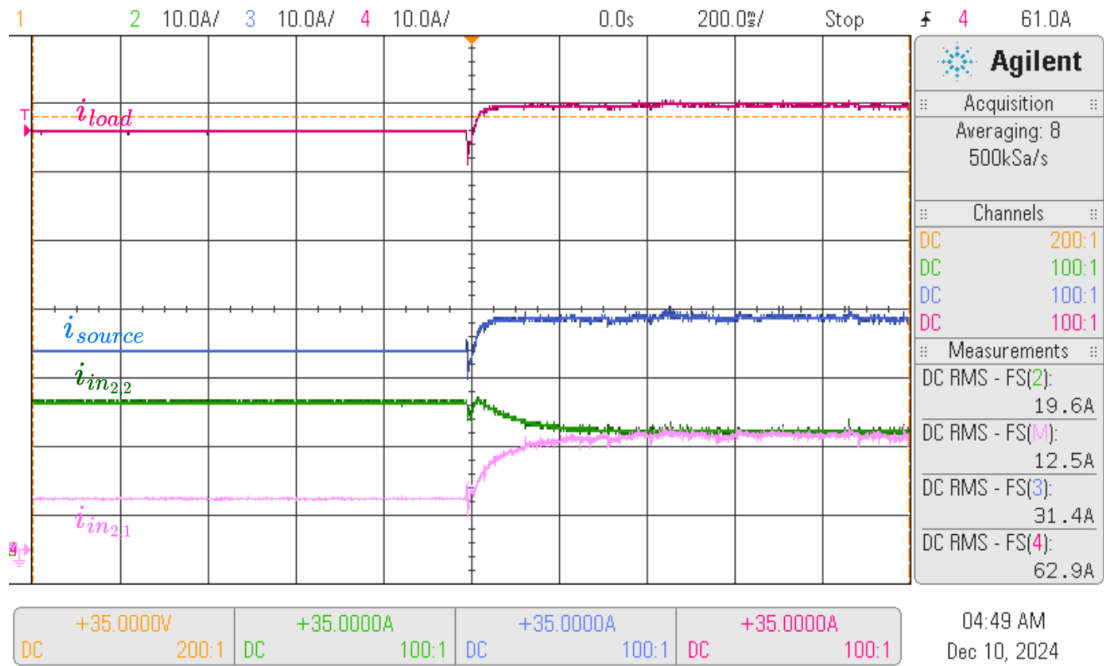


Figura 4.2.6: Transitorios al pasar de lazo abierto a operar bajo control.

Capítulo 5

Conclusión

5.1. Sumario

En el presente trabajo se ha abordado la elaboración de un sistema de control para el *coupling* propuesto en la Figura 1.1.1. En primer lugar, se ha realizado una modelación de la totalidad del sistema. Se han establecido modelos para representar el comportamiento de los equipos involucrados desde la perspectiva de la ingeniería eléctrica. Particularmente, se ha hecho un especial énfasis en el modelamiento de la electrónica de potencia involucrada en el *coupling*, dado que esta representa a los actuadores que ejercen el control sobre el resto del sistema. En segundo lugar, a partir del modelamiento del sistema se han diseñado los distintos esquemas de control que le permiten operar al sistema de manera autónoma y eficiente, cuidando además de no degradar la vida útil de los equipos involucrados. Por último, los esquemas de control diseñados que incluyen tanto los lazos de control de la electrónica de potencia, como las secuencias de encendido y apagado de esta, además del control supervisor que permite hacer la gestión energética del sistema, han podido ser validados mediante pruebas por simulación en PLECS. En el caso particular de la regulación de corriente y el control de balance de potencias, se ha podido verificar su correcto funcionamiento de manera experimental mediante un prototipo de la 2^{da} etapa de conversión del sistema.

5.2. Conclusiones

Gracias al trabajo realizado y a los resultados obtenidos a partir de este, se puede llegar a concluir con sustento los puntos que se exponen a continuación:

- Se ha establecido un modelamiento representativo de los equipos involucrados en el *coupling* propuesto, cuya fiabilidad se ha comprobado a partir de las curvas provistas por los fabricantes de los modelos contemplados y, en el caso de los convertidores, mediante la realización de la prueba experimental.
- Se ha logrado diseñar un sistema de control para el *coupling*. Este permite regular la producción de hidrógeno, la cual es proporcional a la corriente en el electrolizador, además de asegurar el control MPPT del arreglo PV a la par del balance de potencia entre módulos en paralelo. También permite encender y apagar estos módulos sin alterar los otros objetivos de control. Por último, el control supervisor permite gestionar la producción de hidrógeno.
- Se ha logrado validar los esquemas de control diseñados. En particular, se ha verificado mediante simulaciones que el sistema de control permite operar al *coupling* propuesto con una eficiencia total por sobre el 90 %, consiguiéndose una producción semanal de hidrógeno superior a los 2 kg en base a datos meteorológicos reales del territorio nacional. También se han validado las secuencias de encendido y apagado de los módulos DAB las cuales permiten sacar o reincorporar unidades sin tener que interrumpir al resto del sistema. A su vez, se ha probado mediante simulaciones los dos algoritmos de control supervisor diseñados logran gestionar la producción de hidrógeno ante la variabilidad de la generación solar. Adicionalmente, se ha podido corroborar experimentalmente que el control de balance diseñado permite ecualizar el flujo de potencia entre módulos en paralelo con un error inferior al 5 %.

5.3. Trabajo futuro

Para dar cierre al presente trabajo, a continuación se enumeran los principales aspectos que faltan por abordar a futuro respecto al sistema de control elaborado:

1. Programar el estado *Fault* para el caso de alguna falla en un módulo DAB.
2. Programar traspaso del “maestro” y abordar estimaciones en encendido.
3. Integrar secuencias de encendido/apagado al código del control supervisor.
4. Considerar condiciones de falla de módulos y equipos en el control supervisor.
5. Validar experimentalmente el encendido/apagado y el control supervisor.

Bibliografía

- [1] F. Flores-Bahamonde, J. Rojas, S. Kouro, A. M. Llor, C. A. Rojas, and M. A. Perez, “Sub-modular power optimizers based on partial power converters for utility scale pv plants,” in *IECON 2019 - 45th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society*, vol. 1, pp. 4423–4428, 2019.
- [2] R. Suryadevara, T. Li, K. Modepalli, and L. Parsa, “Ipop-connected fb-zcs dc–dc converter modules for renewable energy integration with medium-voltage dc grids,” *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 55, no. 5, pp. 5128–5140, 2019.
- [3] A. Fernandez-Hernandez, A. Garcia-Bediaga, I. Villar, and G. Abad, “Analysis of interleaved input-parallel output-parallel dual-active-bridge converter for more electric aircraft,” in *2021 IEEE Vehicle Power and Propulsion Conference (VPPC)*, pp. 1–5, 2021.
- [4] F. Lu, L. He, Q. Tan, and H. Zhou, “Efficiency optimization of ipop dc/dc system for hev,” *IEEE Access*, vol. 9, pp. 31553–31561, 2021.
- [5] V. Guida, D. Guilbert, G. Vitale, and B. Douine, “Design and realization of a stacked interleaved dc–dc step-down converter for pem water electrolysis with improved current control,” *Fuel Cells*, vol. 20, no. 3, pp. 307–315, 2020.
- [6] J. W. Zapata, S. Kouro, G. Carrasco, H. Renaudineau, and T. A. Meynard, “Analysis of partial power dc–dc converters for two-stage photovoltaic systems,” *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics*, vol. 7, no. 1, pp. 591–603, 2019.
- [7] H. Song, R. Xu, S. Gao, Y. Wang, and D. Xu, “A high-frequency dual active bridge converter with partial power processing,” in *2022 IEEE International Power Electronics and Application Conference and Exposition (PEAC)*, pp. 258–263, 2022.
- [8] J. W. Zapata, S. Kouro, G. Carrasco, and H. Renaudineau, “Step-up partial power dc-dc converters for two-stage pv systems with interleaved current performance,” *Energies*, vol. 11, no. 2, 2018.
- [9] J. R. R. Zientarski, M. L. d. S. Martins, J. R. Pinheiro, and H. L. Hey, “Series-connected partial-power converters applied to pv systems: A design approach

- based on step-up/down voltage regulation range,” *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 33, no. 9, pp. 7622–7633, 2018.
- [10] H. J. Ferreira, S. Kouro, C. A. Rojas, N. Muller, and S. Rivera, “Bidirectional partial power dc-dc configuration for hess interface in ev powertrains,” in *2021 22nd IEEE International Conference on Industrial Technology (ICIT)*, vol. 1, pp. 327–332, 2021.
- [11] H. Wen, C. Lin, and G. Chu, “Differential power processing based photovoltaic power systems: A review,” in *2019 18th International Conference on Optical Communications and Networks (ICOON)*, pp. 1–3, 2019.
- [12] H. Jeong, H. Lee, Y.-C. Liu, and K. A. Kim, “Review of differential power processing converter techniques for photovoltaic applications,” *IEEE Transactions on Energy Conversion*, vol. 34, no. 1, pp. 351–360, 2019.
- [13] X. Zhang, M. Chen, Y. Fu, and Y. Li, “A step-down partial power optimizer structure for photovoltaic series-connected power optimizer system,” in *2018 IEEE International Power Electronics and Application Conference and Exposition (PEAC)*, pp. 1–4, 2018.
- [14] C. S. Beckmann, C. A. Rojas, H. Renaudineau, S. Kouro, H. Young, R. Opazo, and S. Rivera, “Comparison of modulation strategies for a dual active bridge partial power dc-dc converter in ev powertrains,” in *IECON 2022 – 48th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society*, pp. 1–6, 2022.
- [15] N. Weldt, J. Espinoza, D. Sbárbaro, L. Morán, and S. Kouro, “Topologies and control strategies of partial power dc/dc converters for photovoltaic systems,” in *IECON 2021 – 47th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society*, pp. 1–6, 2021.
- [16] R. A. Bugueño, H. Renaudineau, A. M. Llor, and C. A. Rojas, “Transformerless partial power ac-link step-down converter,” *Mathematics*, vol. 12, no. 13, 2024.
- [17] D. Pesantez, H. Renaudineau, S. Rivera, A. Peralta, A. Marquez Alcaide, and S. Kouro, “Transformerless partial power converter topology for electric vehicle fast charge,” *IET Power Electronics*, vol. 17, no. 8, pp. 970–982, 2024.
- [18] J. Guacaneme, G. Garcerá, E. Figueres, I. Patrao, and R. González-Medina, “Dynamic modeling of a dual active bridge dc to dc converter with average current control and load-current feed-forward,” *International Journal of Circuit Theory and Applications*, vol. 43, no. 10, pp. 1311–1332, 2015.
- [19] S. Dey, S. S. Chakraborty, S. Singh, and K. Hatua, “Design of high frequency transformer for a dual active bridge (dab) converter,” in *2022 IEEE Global Conference on Computing, Power and Communication Technologies (GlobConPT)*, pp. 1–6, 2022.

- [20] V. M. Iyer, S. Gulur, G. Gohil, and S. Bhattacharya, "An approach towards extreme fast charging station power delivery for electric vehicles with partial power processing," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 67, no. 10, pp. 8076–8087, 2020.
- [21] N. Sujitha and S. Krithiga, "Res based ev battery charging system: A review," *Renewable and Sustainable Energy Reviews*, vol. 75, pp. 978–988, 2017.
- [22] E. E. Henao-Bravo, C. A. Ramos-Paja, A. J. Saavedra-Montes, D. González-Montoya, and J. Sierra-Pérez, "Design method of dual active bridge converters for photovoltaic systems with high voltage gain," *Energies*, vol. 13, no. 7, 2020.
- [23] C.-W. Jung and D.-C. Lee, "Decoupling control of input-paralleled system with dual active bridge converters," in *2019 International Symposium on Electrical and Electronics Engineering (ISEE)*, pp. 226–231, 2019.
- [24] A. Rodríguez, A. Vázquez, D. G. Lamar, M. M. Hernando, and J. Sebastián, "Different purpose design strategies and techniques to improve the performance of a dual active bridge with phase-shift control," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 30, no. 2, pp. 790–804, 2015.
- [25] D. C. Pandey, P. K. Behera, and M. Pattnaik, "Steady-state analysis of dual active bridge converter with single phase shift and dual phase shift modulation," in *2023 IEEE International Students' Conference on Electrical, Electronics and Computer Science (SCEECS)*, pp. 1–6, 2023.
- [26] B. Zhao, Q. Song, W. Liu, G. Liu, and Y. Zhao, "Universal high-frequency-link characterization and practical fundamental-optimal strategy for dual-active-bridge dc-dc converter under pwm plus phase-shift control," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 30, no. 12, pp. 6488–6494, 2015.
- [27] T. L. Nguyen, G. Griepentrog, and V. T. Phung, "Modeling and control of dual active bridge converter with two control loops and output filter," in *IECON 2017 - 43rd Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society*, pp. 4683–4689, 2017.
- [28] A. Singh, A. K. Yadav, and A. Khaligh, "Steady-state modeling of a dual-active bridge ac-dc converter considering circuit nonidealities and intracycle transient effects," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 36, no. 10, pp. 11276–11287, 2021.
- [29] Z. Sun, Q. Wang, L. Xiao, and Q. Wu, "A simple sensorless current sharing control for input-parallel output-parallel dual active bridge converters," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 69, no. 11, pp. 10819–10833, 2022.
- [30] N. Müller, S. Kouro, P. Zanchetta, and P. Wheeler, "Bidirectional partial power converter interface for energy storage systems to provide peak shaving

- in grid-tied pv plants,” in *2018 IEEE International Conference on Industrial Technology (ICIT)*, pp. 892–897, 2018.
- [31] M. Rolak, “Avoiding currents overshoot in ipop dab system,” in *2019 IEEE International Conference on Industrial Technology (ICIT)*, pp. 1737–1742, 2019.
- [32] M. Rolak, C. Sobol, M. Malinowski, and S. Stynski, “Efficiency optimization of two dual active bridge converters operating in parallel,” *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 35, no. 6, pp. 6523–6532, 2020.
- [33] J. Liu, C. Li, Z. Zheng, K. Wang, and Y. Li, “Current discrepancy mitigation of input-parallel output-parallel dual-active-bridge converters using coupled inductors,” *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 68, no. 9, pp. 8182–8192, 2021.
- [34] W. Hu, C. Chen, S. Duan, W. Wan, L. Song, and J. Zhu, “Decoupled average current balancing method for interleaved buck converters with dual closed-loop control,” in *2020 IEEE 9th International Power Electronics and Motion Control Conference (IPEMC2020-ECCE Asia)*, pp. 578–583, 2020.
- [35] B. Chen, Y. Wang, Y. Tian, and S. Wei, “Current sharing/voltage sharing control strategy for cascaded dc/dc converter in photovoltaic dc collection system,” in *2018 International Power Electronics Conference (IPEC-Niigata 2018 -ECCE Asia)*, pp. 1397–1402, 2018.
- [36] F. An, W. Song, B. Yu, and K. Yang, “Model predictive control with power self-balancing of the output parallel dab dc–dc converters in power electronic traction transformer,” *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics*, vol. 6, no. 4, pp. 1806–1818, 2018.
- [37] H. Zhang, Y. Li, Z. Li, C. Zhao, F. Gao, Y. Hu, L. Luo, K. Luan, and P. Wang, “Model predictive control of input-series output-parallel dual active bridge converters based dc transformer,” *IET Power Electronics*, vol. 13, no. 6, pp. 1144–1152, 2020.
- [38] Y. Wang, F. Wang, Y. Lin, and T. Hao, “Sensorless parameter estimation and current-sharing strategy in two-phase and multiphase ipop dab dc–dc converters,” *IET Power Electronics*, vol. 11, no. 6, pp. 1135–1142, 2018.
- [39] R. Hassanian, M. Riedel, and N. Yeganeh, “A review in context to wind effect on noct model for photovoltaic panel,” vol. 2, 02 2022.
- [40] R. A. Marques Lameirinhas, J. P. N. Torres, and J. P. de Melo Cunha, “A photovoltaic technology review: History, fundamentals and applications,” *Energies*, vol. 15, no. 5, 2022.
- [41] M. Derbeli, A. Charaabi, O. Barambones, and L. Sbita, “Optimal energy control of a pem fuel cell/battery storage system,” in *2019 10th International Renewable Energy Congress (IREC)*, pp. 1–5, 2019.

- [42] M. KOUNDI and H. EL FADIL, “Mathematical modeling of pem electrolyzer and design of a voltage controller by the smpwm approach,” in *2019 International Conference on Power Generation Systems and Renewable Energy Technologies (PGSRET)*, pp. 1–6, 2019.
- [43] E. Giglio, G. Luzzani, V. Terranova, G. Trivigno, A. Niccolai, and F. Grimaccia, “An efficient artificial intelligence energy management system for urban building integrating photovoltaic and storage,” *IEEE Access*, vol. 11, pp. 18673–18688, 2023.
- [44] A. Emad, M. El-Shimy, G. Amer, and I. Ihoume, “Power management control of hydrogen-based system using fuzzy logic method,” in *2020 International Conference on Electrical and Information Technologies (ICEIT)*, pp. 1–6, 2020.
- [45] H. Lambert, F. Ferrucci, R. Roche, S. Jemeï, P. Ortega, and D. Hissel, “An energy management of a combined cooling and power cogeneration system using hydrogen energy for an off-grid application,” in *2022 IEEE 31st International Symposium on Industrial Electronics (ISIE)*, pp. 65–70, 2022.
- [46] A. Bosisio, A. Morotti, S. Penati, A. Berizzi, C. Pasetti, and G. Iannarelli, “A feasibility study of using renewable-based hydrogen in off-grid domestic energy systems: a case study in italy,” in *2022 Second International Conference on Sustainable Mobility Applications, Renewables and Technology (SMART)*, pp. 1–7, 2022.
- [47] Trina Solar Limited, China, *Tallmax 144 layout monocrystalline module datasheet*, 2020.
- [48] R. García-Valverde, C. Miguel, R. Martínez-Béjar, and A. Urbina, “Optimized photovoltaic generator–water electrolyser coupling through a controlled dc–dc converter,” *International Journal of Hydrogen Energy*, vol. 33, no. 20, pp. 5352–5362, 2008.
- [49] H.-L. Tsai, T. Ci-Siang, and S. Yi-Jie, “Development of generalized photovoltaic model using matlab/simulink,” *Lecture Notes in Engineering and Computer Science*, vol. 2173, 10 2008.
- [50] C. Schwingshackl, M. Petitta, J. Wagner, G. Belluardo, D. Moser, M. Castelli, M. Zebisch, and A. Tetzlaff, “Wind effect on pv module temperature: Analysis of different techniques for an accurate estimation,” *Energy Procedia*, vol. 40, pp. 77–86, 2013. European Geosciences Union General Assembly 2013, EGUDivision Energy, Resources and the Environment, ERE.
- [51] H. J. Ferreira Estrada, “Convertidor de potencia parcial bidireccional para sistema de almacenamiento híbrido de vehículo eléctrico,” Junio 2021.
- [52] PowerTech Systems, France, *Power Brick 24V 150 Ah LiFePO₄ datasheet*, 2020.

- [53] A. S. Tijani and A. A. Rahim, “Numerical modeling the effect of operating variables on faraday efficiency in pem electrolyzer,” *Procedia Technology*, vol. 26, pp. 419–427, 2016. 3rd International Conference on System-Integrated Intelligence: New Challenges for Product and Production Engineering.
- [54] D. Guilbert and G. Vitale, “Experimental validation of an equivalent dynamic electrical model for a proton exchange membrane electrolyzer,” in *2018 IEEE International Conference on Environment and Electrical Engineering and 2018 IEEE Industrial and Commercial Power Systems Europe (EEEIC / I&CPS Europe)*, pp. 1–6, 2018.
- [55] H. Marefatjouikilevae, F. Auger, and J.-C. Olivier, “Static and dynamic electrical models of proton exchange membrane electrolyzers: A comprehensive review,” *Energies*, vol. 16, no. 18, 2023.
- [56] Plexim GmbH, Zurich, Switzerland, *Introduction to the Thermal Domain in PLECS*, 2021.
- [57] ROHM Company Limited, Kyoto, Japan, *Calculation of Power Loss (Synchronous)*, 2016.
- [58] Infineon Technologies AG, Germany, *How to Select the Right CoolMOS and its Power Handling Capability*, 2002.
- [59] Infineon Technologies AG, Germany, *Datasheet IPT007N06N*, 2019.
- [60] Infineon Technologies AG, Germany, *Transient thermal measurements and thermal equivalent circuit models*, 2020.
- [61] ROHM Company Limited, Kyoto, Japan, *Basics of Thermal Resistance and Heat Dissipation*, 2021.
- [62] Y. M. Cabrera Troncoso, “Modelación y control de convertidor dual active bridge para aplicaciones de transición energética,” Julio 2021.
- [63] Plexim GmbH, Zurich, Switzerland, *PLECS Demo Model: Dual Active Bridge*, 2023.
- [64] J. W. Zapata Amores, “Partial power dc-dc converters for two stage photovoltaic energy conversion systems,” Marzo 2018.
- [65] N. Weldt Pooley, “Topologías y estrategias de control de convertidores dc/dc de potencia parcial para sistemas fotovoltaicos,” Marzo 2022.
- [66] A. Doroshenko, “Problems of modelling proportional–integral–derivative controller in automated control systems,” *MATEC Web of Conferences*, vol. 112, p. 05013, 01 2017.
- [67] Microchip Technology Inc., United States, *Practical Guide to Implementing Solar Panel MPPT Algorithms*, 2013.

-
- [68] F. Giuliani, N. Delmonte, P. Cova, A. Costabeber, and A. Castellazzi, “Soft-starting procedure for dual active bridge converter,” in *2015 IEEE 16th Workshop on Control and Modeling for Power Electronics (COMPEL)*, pp. 1–6, 2015.
- [69] Z. Zhu, J. Liu, F. Xiao, P. Chen, and Q. Ren, “Start-up procedure and soft-starting strategy for dual active bridge converter,” in *2020 IEEE 9th International Power Electronics and Motion Control Conference (IPEMC2020-ECCE Asia)*, pp. 566–571, 2020.
- [70] S. d. R. Tejos Montoya, “Estudio de la degradación de los componentes de un electrolizador de monocelda durante distintas condiciones de operación,” 2024.