

Universidad Técnica Federico Santa María  
Departamento de Ingeniería Eléctrica  
Valparaíso, Chile

---



UNIVERSIDAD TECNICA  
FEDERICO SANTA MARIA

# Diseño de un 8-cell Flying Capacitor Converter modular basado en GaN con esquemas de control ante fallas internas y temperatura para aplicaciones aeroespaciales

---

SEBASTIÁN ANDRÉS SALINAS SCHÜRCH

---

2024

Requisito parcial para obtener el título de:  
Ingeniero Civil Electricista  
y el grado de:  
Magíster en Ciencias de la Ingeniería Eléctrica

Profesor Guía:  
Dr. Pablo Lezana (UTFSM)  
Dr. Christian Rojas (UTFSM)

Comisión:  
Dr. Jorge Juliet (UTFSM)  
Dr. Pablo Acuña (UTalca)

Valparaíso, 25 de marzo de 2024

*“Al que hizo las grandes lumbreras, porque para siempre es su misericordia. El sol para que señorease en el día, porque para siempre es su misericordia. La luna y las estrellas para que señoreasen en la noche, porque para siempre es su misericordia.”*

*— Salmos 136:7-9*

# Agradecimientos

Quisiera agradecer profundamente a las personas que me han brindado apoyo en el periodo de tesis, sin las cuales este trabajo no habría sido posible.

En primer lugar, agradezco al Dr. Pablo Lezana por su ayuda, consejos y correcciones proporcionadas en el periodo de diseño y experimentación. Su conocimiento de la topología utilizada y los esquemas de control fue fundamental para lograr un buen trabajo, además de su preocupación en comprar todos los elementos necesarios para la fabricación de los módulos. También agradezco al Dr. Christian Rojas por su constante interés en el tema y apoyo anímico en la obtención de resultados. Su conocimiento en el apartado térmico y los semiconductores GaN fue de mucha ayuda, además de sus correcciones y recomendaciones durante todo el periodo de tesis. Junto con los profesores, agradezco a sus proyectos FONDECYT 1191339 y ANID/FONDECYT 1210757, AC3E ANID-Basal Project FB0008.

Agradezco específicamente a Pablo Encina, profesor del Departamento de Arquitectura, por su ayuda y esfuerzo en el corte de la placa de cobre para obtener las pistas de potencia para el convertidor. De igual manera, agradezco a Francisco Álamos, encargado del Taller Mecánico del Departamento de Física, el cual proporcionó el nitrógeno líquido para las pruebas experimentales de baja temperatura.

También agradezco a todos los amigos que conocí en la universidad, cuyo apoyo y compañía en los ramos y trabajos permitieron hacer de este proceso, a veces agotador y difícil, más ameno y disfrutable. A mis compañeros del laboratorio LIAcE, los cuales fueron una ayuda constante en la etapa de construcción y experimentación.

Le agradezco a mi familia, en especial a mis padres, su apoyo, crianza y preocupación por cada detalle y proceso que viví en la universidad. Su atención a cada pequeño problema que tenía y su deseo de otorgarme comodidad y seguridad permitieron que me enfocara en los estudios sin distracciones. Les agradezco su constancia y sacrificio como padres, por presentarme el evangelio y enseñarme que mi valor no está en mis resultados o logros.

Mi profundo amor y agradecimiento a mi esposa Anita, cuya compañía durante todo el periodo universitario fue el mayor apoyo emocional que pude haber recibido. Su comprensión y palabras de aliento en este último tramo me permitieron tener la paciencia y fuerza necesaria para completar este trabajo. Conocerla fue suficiente para que todo el periodo universitario valiera la pena y tuviera sentido.

Por último, agradezco a Dios por sus bendiciones y cuidado a lo largo de toda mi vida, pudiendo ver su provisión en tiempos difíciles y paz en tiempos de angustia e incertidumbre.

# Índice de Contenidos

Índice de Contenidos	3	
Índice de Figuras	6	
Índice de Tablas	10	
<b>1</b>	<b>Introducción</b>	<b>15</b>
1.1	Contexto . . . . .	15
1.2	Motivación . . . . .	16
1.3	Hipótesis . . . . .	16
1.4	Objetivos . . . . .	16
1.5	Contribución esperada del trabajo . . . . .	17
1.6	Alcances y limitaciones . . . . .	17
1.7	Estructura del documento . . . . .	18
<b>2</b>	<b>Requerimientos de un convertidor para condiciones aeroespaciales</b>	<b>19</b>
2.1	Condiciones aeroespaciales . . . . .	19
2.2	Ambientes aeroespaciales . . . . .	20
2.2.1	Atmósfera superior terrestre . . . . .	20
2.2.2	Espacio exterior . . . . .	21
2.2.3	Luna . . . . .	22
2.2.4	Marte . . . . .	23
2.3	Requerimientos del convertidor . . . . .	27
2.3.1	Resiliencia . . . . .	27
2.3.2	Modularidad . . . . .	28
2.3.3	Potencia específica . . . . .	28
2.3.4	Control térmico . . . . .	28
2.3.5	Escudos de radiación . . . . .	28
2.3.6	Costo . . . . .	28
2.4	Conclusión del capítulo . . . . .	29
<b>3</b>	<b>Especificaciones del Convertidor</b>	<b>30</b>
3.1	Generación, transmisión y carga . . . . .	31
3.2	Voltaje, corriente y potencia . . . . .	32
3.3	Semiconductor y frecuencia de conmutación . . . . .	32
3.4	Topología . . . . .	33
3.4.1	Niveles de voltaje de salida . . . . .	34
3.4.2	Capacitores flotantes . . . . .	35

3.4.3	Filtro . . . . .	35
3.5	Conclusión del capítulo . . . . .	36
<b>4</b>	<b>Modelado del Eight-cell Flying Capacitor Converter (8-cell FCC)</b>	<b>37</b>
4.1	Modelo dinámico en tiempo continuo . . . . .	38
4.2	Ciclo de trabajo . . . . .	39
4.3	Modelo detallado de pérdidas . . . . .	40
4.4	Modelo dinámico en tiempo discreto . . . . .	42
<b>5</b>	<b>Esquemas de Control</b>	<b>43</b>
5.1	Phase-Shifted Pulse Width Modulation (PS-PWM) . . . . .	43
5.1.1	PS-PWM PI . . . . .	45
5.2	Finite Control Set - Model Predictive Control (FCS-MPC) . . . . .	48
5.3	Sequential Phase-Shifted - Model Predictive Control (SPS-MPC) . . . . .	50
5.3.1	Step Sequential Phase-Shifted - Model Predictive Control (Step SPS-MPC) . . . . .	52
5.3.2	Modificación Multirate al control SPS-MPC . . . . .	54
5.3.3	Determinación de los factores de peso . . . . .	56
5.4	Resultados de simulación . . . . .	60
5.4.1	PS-PWM . . . . .	61
5.4.2	PS-PWM PI . . . . .	62
5.4.3	FCS-MPC . . . . .	63
5.4.4	SPS-MPC . . . . .	64
5.4.5	Step SPS-MPC . . . . .	64
5.5	Conclusión del capítulo . . . . .	65
<b>6</b>	<b>Control ante fallas internas</b>	<b>67</b>
6.1	Respuesta ante diferentes fallas sin modificaciones al control SPS-MPC . . . . .	67
6.2	Voltaje de los semiconductores . . . . .	71
6.3	Control ante fallas internas . . . . .	73
6.3.1	Convertidor real y teórico . . . . .	74
6.3.2	Vectores de transformación . . . . .	75
6.3.3	Modificación de las ecuaciones de estado . . . . .	76
6.4	Resultados de simulación . . . . .	78
6.5	Conclusión del capítulo . . . . .	81
<b>7</b>	<b>Control térmico</b>	<b>82</b>
7.1	Transferencia de calor . . . . .	83
7.1.1	Conducción . . . . .	83
7.1.2	Convección . . . . .	83
7.1.3	Radiación . . . . .	84
7.2	Circuito térmico . . . . .	84
7.2.1	Análisis de sensibilidad . . . . .	87
7.2.2	Circuito térmico de una celda . . . . .	89
7.3	Pérdidas . . . . .	90
7.4	Control térmico . . . . .	94
7.4.1	Planta . . . . .	95
7.4.2	Esquema de control . . . . .	98
7.5	Resultados de simulación . . . . .	100

---

7.6	Conclusión del capítulo . . . . .	104
<b>8</b>	<b>Diseño y construcción</b>	<b>105</b>
8.1	Celda . . . . .	105
8.1.1	Diseño . . . . .	105
8.1.2	Construcción . . . . .	112
8.2	Generador de fallas . . . . .	116
8.2.1	Diseño . . . . .	116
8.2.2	Construcción . . . . .	117
8.3	Setup experimental . . . . .	118
8.3.1	Diseño . . . . .	118
8.3.2	Construcción . . . . .	120
<b>9</b>	<b>Resultados experimentales</b>	<b>122</b>
9.1	Estado nominal . . . . .	123
9.2	Fallas internas . . . . .	132
9.3	Factores de peso constantes . . . . .	137
9.4	Control térmico . . . . .	149
<b>10</b>	<b>Conclusión</b>	<b>155</b>
	<b>Bibliografía</b>	<b>158</b>

# Índice de Figuras

2.1	Efecto de la altura en la presión y temperatura ambiente terrestre . . . . .	21
2.2	Mapa de temperatura lunar [1] . . . . .	22
2.3	Cráter Gale . . . . .	24
2.4	Temperatura en un día marciano . . . . .	24
2.5	Temperatura máxima, media y mínima en los diferentes años marcianos .	25
2.6	Traslación de Marte y sus estaciones para el hemisferio norte . . . . .	25
2.7	Magnitud de la radiación solar teórica producto de la inclinación del planeta y su distancia al sol . . . . .	26
2.8	Comparación de la temperatura promedio teórica con la real en el hemisferio sur . . . . .	26
2.9	Días máximos, mínimos y medios elegidos de toda la base de datos . . . . .	26
2.10	Base de datos de temperatura para las simulaciones . . . . .	27
3.1	Dependencia entre variables para el diseño de un convertidor DC-DC . . .	30
3.2	Configuración string . . . . .	31
3.3	SEP para una estación espacial sin transmisión en alta tensión . . . . .	32
3.4	SEP para una estación espacial con transmisión en alta tensión . . . . .	32
3.5	Flying Capacitor Converter de $N$ celdas . . . . .	34
3.6	Filtro LC pasa bajo . . . . .	35
4.1	Flying Capacitor Converter de ocho celdas . . . . .	37
4.2	Modulación PWM . . . . .	40
4.3	Voltajes de los GaN de una celda y sus señales de disparo . . . . .	41
5.1	Modulación PS-PWM para $N$ celdas . . . . .	44
5.2	Diagrama de bloques del Control PS-PWM PI . . . . .	48
5.3	Diagrama de flujo del Control FCS-MPC . . . . .	50
5.4	Función de costo y su derivada respecto al ciclo de trabajo . . . . .	51
5.5	Diagrama de flujo del Control SPS-MPC . . . . .	52
5.6	Diagrama de flujo del Control Step SPS-MPC . . . . .	53
5.7	Multirate SPS-MPC . . . . .	54
5.8	Análisis de los factores de peso . . . . .	58
5.9	Resultados de simulación del sistema con control PS-PWM . . . . .	62
5.10	Resultados de simulación del sistema con control PS-PWM PI . . . . .	63
5.11	Resultados de simulación del sistema con control FCS-MPC . . . . .	64
5.12	Resultados de simulación del sistema con control SPS-MPC . . . . .	64
5.13	Resultados de simulación del sistema con control Step SPS-MPC . . . . .	65
6.1	Falla de cortocircuito en el interruptor $S_4$ . . . . .	68

6.2	Falla de circuito abierto en el interruptor $S_4$ . . . . .	68
6.3	Falla de cortocircuito en el interruptor $S'_4$ . . . . .	68
6.4	Falla de circuito abierto en el interruptor $S'_4$ . . . . .	68
6.5	Falla de cortocircuito en el capacitor flotante $C_4$ . . . . .	69
6.6	Falla de circuito abierto en el capacitor flotante $C_4$ . . . . .	69
6.7	Variables del sistema durante el despeje de la falla en la celda 4 mediante el cortocircuito de ambos semiconductores . . . . .	70
6.8	Ciclos de trabajo durante el espeje de la falla en la celda 4 mediante el cortocircuito de ambos semiconductores . . . . .	71
6.9	Circuito generalizado de tres celdas en tándem con los IGBT en paralelo a los GaN . . . . .	71
6.10	Ejemplo del CR y CT ante fallas internas en las celdas 2 y 4 . . . . .	74
6.11	Diagrama de flujo del Control SPS-MPC con respuesta ante fallas . . . . .	77
6.12	Resultados de simulación del sistema durante falla interna en la celda 4 . . . . .	79
6.13	Resultados de simulación del sistema durante fallas internas . . . . .	80
6.14	Resultados de simulación del sistema en falla interna en la celda 4 y escalón de carga . . . . .	80
7.1	Circuito térmico desde un GaN hacia el ambiente . . . . .	85
7.2	Resistencia térmica del disipador . . . . .	86
7.3	Sensibilidad de la temperatura interna del GaN $T_j$ . . . . .	88
7.4	Temperatura en el <i>junction</i> en diferentes ambientes para pérdidas y área superficial variables . . . . .	89
7.5	Circuito térmico de una celda . . . . .	90
7.6	Pérdidas en el GaN superior . . . . .	91
7.7	Pérdidas en el GaN inferior . . . . .	92
7.8	Sensibilidad de las pérdidas en una celda . . . . .	94
7.9	Circuito térmico simplificado de una celda . . . . .	95
7.10	Respuesta escalón de temperatura con planta real y simplificada . . . . .	96
7.11	Resultados experimentales de las temperaturas en una celda ante escalones de frecuencia y corriente . . . . .	97
7.12	Resultados experimentales de las temperaturas en una celda ante escalones de frecuencia y corriente . . . . .	98
7.13	Esquema de control térmico . . . . .	99
7.14	Control de $T_x$ ante variaciones de corriente . . . . .	101
7.15	Control de $T_j$ ante variaciones de corriente . . . . .	101
7.16	Control de $T_x$ ante variaciones de temperatura ambiente . . . . .	102
7.17	Control de $T_x$ ante variaciones de temperatura ambiente con mayor actuación	103
7.18	Control de $T_j$ ante variaciones de temperatura ambiente . . . . .	104
8.1	Circuito de una celda . . . . .	106
8.2	Diseño de la Celda en Altium . . . . .	106
8.3	Circuito de disparo . . . . .	108
8.4	Circuito de disparo <i>top</i> diseñado en Altium . . . . .	109
8.5	Circuito de disparo <i>Bottom</i> diseñado en Altium . . . . .	110
8.6	Placa de una celda sin elementos (tamaño real en hoja carta) . . . . .	112
8.7	Construcción de una celda . . . . .	113
8.8	Fabricación de caminos de potencia con una máquina CNC . . . . .	113

8.9	Estado de una celda terminada . . . . .	114
8.10	Camino de inductancia de <i>loop</i> con capacitor 2x2 (rojo) vs 1x1 (amarillo) en la primera celda . . . . .	115
8.11	Soporte de celda . . . . .	115
8.12	Circuito de falla . . . . .	116
8.13	Diseño PCB falla en <b>Altium</b> . . . . .	116
8.14	Estado del generador de fallas terminado . . . . .	117
8.15	Diseño <i>setup</i> experimental . . . . .	118
8.16	<i>setup</i> experimental térmico . . . . .	119
8.17	<i>setup</i> experimental para control nominal y falla . . . . .	120
8.18	Fuente y resistencias de maniobra del <i>setup</i> experimental para control nominal y falla . . . . .	120
8.19	<i>setup</i> experimental térmico . . . . .	121
9.1	Resultados experimentales del sistema durante estado nominal . . . . .	124
9.2	Resultados experimentales del sistema durante escalón de carga de bajada	124
9.3	Resultados experimentales del sistema durante escalón de carga de subida	125
9.4	Resultados experimentales del sistema durante escalón de fuente de bajada	126
9.5	Resultados experimentales del sistema durante escalón de fuente de subida	126
9.6	Resultados experimentales del sistema durante escalón de referencia de bajada . . . . .	127
9.7	Resultados experimentales del sistema durante escalón de referencia de subida . . . . .	127
9.8	Resultados experimentales del sistema durante escalón de frecuencia de conmutación de bajada . . . . .	128
9.9	Resultados experimentales del sistema durante escalón de frecuencia de conmutación de subida . . . . .	129
9.10	Resultados experimentales del sistema durante escalón de frecuencia de interrupción de bajada . . . . .	130
9.11	Resultados experimentales del sistema durante escalón de frecuencia de interrupción de subida . . . . .	131
9.12	Resultados experimentales del sistema durante falla . . . . .	132
9.13	Resultados experimentales del sistema en estado de falla durante escalón de carga de bajada . . . . .	133
9.14	Resultados experimentales del sistema en estado de falla durante escalón de carga de subida . . . . .	134
9.15	Resultados experimentales del sistema en estado de falla durante escalón de fuente de bajada . . . . .	134
9.16	Resultados experimentales del sistema en estado de falla durante escalón de fuente de subida . . . . .	135
9.17	Resultados experimentales del sistema en estado de falla durante escalón de referencia de bajada . . . . .	136
9.18	Resultados experimentales del sistema en estado de falla durante escalón de referencia de subida . . . . .	136
9.19	Resultados experimentales del sistema sin control de pesos durante escalón de carga de bajada . . . . .	138
9.20	Resultados experimentales del sistema sin control de pesos durante escalón de carga de subida . . . . .	139

---

9.21	Resultados experimentales del sistema sin control de pesos durante escalón de fuente de bajada . . . . .	140
9.22	Resultados experimentales del sistema sin control de pesos durante escalón de fuente de subida . . . . .	141
9.23	Resultados experimentales del sistema sin control de pesos durante escalón de referencia de bajada . . . . .	142
9.24	Resultados experimentales del sistema sin control de pesos durante escalón de referencia de subida . . . . .	143
9.25	Resultados experimentales del sistema sin control de pesos durante falla interna . . . . .	144
9.26	Resultados experimentales del sistema sin control de pesos durante escalón de frecuencia de conmutación de bajada . . . . .	145
9.27	Resultados experimentales del sistema sin control de pesos durante escalón de frecuencia de conmutación de subida . . . . .	146
9.28	Resultados experimentales del sistema sin control de pesos durante escalón de frecuencia de interrupción de bajada . . . . .	147
9.29	Resultados experimentales del sistema sin control de pesos durante escalón de frecuencia de interrupción de subida . . . . .	148
9.30	Resultados experimentales sin control térmico de la temperatura del disipador ante escalones de carga en condiciones terrestres . . . . .	150
9.31	Resultados experimentales de la temperatura del disipador ante escalones de carga en condiciones terrestres . . . . .	151
9.32	Resultados experimentales de la temperatura del disipador ante escalones de referencia en condiciones terrestres . . . . .	152
9.33	Resultados experimentales de la temperatura del disipador ante variaciones de la temperatura ambiente en condiciones terrestres . . . . .	152
9.34	Control de temperatura ante escalones de corriente en baja temperatura ambiente . . . . .	153
9.35	Control de temperatura ante escalones de corriente en presión cercana al vacío . . . . .	154

# Índice de Tablas

2.1	Resumen ambientes . . . . .	27
3.1	Resumen de las especificaciones del convertidor . . . . .	36
4.1	Estado del FC de la celda número $j$ , asuminedo $I_x > 0$ . . . . .	38
5.1	Comparación de voltajes internos y de salida ante factores de pesos no óptimos . . . . .	60
5.2	Parámetros del sistema y control . . . . .	61
5.3	Resumen de resultados simulación de control . . . . .	66
6.1	Parámetros del sistema y control . . . . .	78
7.1	Resistencias internas del GaN . . . . .	86
7.2	Rangos y valores nominales de las variables que afectan la temperatura de <i>junction</i> . . . . .	87
7.3	Temperatura del <i>junction</i> ante diferentes ambientes . . . . .	88
7.4	Rangos y valores nominales de las variables que afectan las pérdidas . . .	93
7.5	Parámetros de la planta térmica de una celda . . . . .	98
7.6	Parámetros del sistema y control . . . . .	100
8.1	Elementos de una celda . . . . .	111
9.1	Parámetros del sistema y control . . . . .	122

# Nomenclatura

Cabe mencionar que el uso de mayúsculas o minúsculas en este trabajo no indica que una variable sea constante o cambie en el tiempo. Gran parte de las variables de interés como  $V_o$ ,  $V_j$  e  $I_o$  se escriben en mayúscula pero se espera una variación temporal.

- $S_j$  : Señal de actuación del semiconductor superior número  $j$ ,  $/j \in [1, 8]$ .
- $\bar{S}_j$  : Señal de actuación del semiconductor inferior número  $j$ ,  $/j \in [1, 8]$ .
- $V_{swj}$  : Voltaje del GaN superior de la celda número  $j$ ,  $/j \in [1, 8]$ .
- $V'_{swj}$  : Voltaje del GaN inferior de la celda número  $j$ ,  $/j \in [1, 8]$ .
- $V_j$  : Voltaje del capacitor de la celda número  $j$ ,  $/j \in [1, 8]$ .
- $I_j$  : Corriente del capacitor de la celda número  $j$ ,  $/j \in [1, 8]$ .
- $C_j$  : Capacitancia de la celda número  $j$ ,  $/j \in [1, 8]$ .
- $V_o$  : Voltaje de salida en la carga tras el filtro.
- $I_o$  : Corriente de salida en la carga.
- $V_i$  : Voltaje de entrada o DC-link.
- $V_x$  : Voltaje de salida antes del filtro.
- $C_f$  : Capacitancia del filtro.
- $L_f$  : Inductancia del filtro.
- $N_0$  : Número de celdas previo a cualquier falla.
- $N$  : Número de celdas en funcionamiento.
- $L$  : Número de niveles.
- $T_s$  : Periodo de conmutación.
- $f_s$  : Frecuencia de conmutación.
- $h$  : Periodo de interrupción ( $T_i$ ). Paso de tiempo discreto.
- $f_i$  : Frecuencia de interrupción.
- $d_j$  : Ciclo de trabajo de la celda número  $j$ ,  $/j \in [1, 8]$ .
- $d_n$  : Ciclo de trabajo nominal.
- $R$  : Resistencia de la carga.
- $R_s$  : Resistencia del sistema.
- $R_L$  : Resistencia del inductor del filtro.
- $R_{DS}$  : Resistencia de conducción del GaN.
- $V_s$  : Caída de voltaje del sistema.
- $V_D$  : Caída de voltaje del GaN en conducción inversa al funcionar como diodo.
- $t_d$  : Tiempo muerto.
- $x^k$  : Variable  $x$  en el tiempo actual.
- $x^{k+1}$  : Variable  $x$  en el siguiente paso de tiempo.
- $x^{ref}$  : Referencia de la variable  $x$ .

---

$J$	: Función de costo.
$W_o$	: Factor de peso asociado al voltaje de salida.
$W_j$	: Factor de peso asociado a los voltajes internos.
$W_d$	: Factor de peso asociado a los ciclos de trabajo.
$W_{j0}$	: Factor de peso base asociado a los voltajes internos.
$W_{d0}$	: Factor de peso base asociado a los ciclos de trabajo.
$\mathbf{f}$	: Vector de falla en el convertidor real.
$\mathbf{g}$	: Vector de falla en el convertidor teórico.
$\mathbf{a}$	: Vector de transformación del convertidor real al teórico.
$\mathbf{b}$	: Vector de transformación del convertidor teórico al real.
$\mathbf{c}$	: Vector de capacitancias.
$T_x$	: Temperatura del disipador.
$T_j$	: Temperatura en el <i>junction</i> del GaN.
$T_a$	: Temperatura ambiente.
$P_{loss}$	: Potencia de pérdidas térmicas totales.
$P_1$	: Potencia de pérdidas térmicas del GaN superior.
$P_2$	: Potencia de pérdidas térmicas del GaN inferior.
$R_{GaN}$	: Resistencia térmica del GaN.
$R_{cell}$	: Resistencia térmica de la placa.
$R_{HS}$	: Resistencia térmica del disipador.
$t_{on}$	: Tiempo de encendido del GaN.
$t_{off}$	: Tiempo de apagado del GaN.

# Resumen

La exploración espacial está en auge, con un aumento en la cantidad de satélites en órbita y decenas de astronautas visitando la ISS anualmente. La ambición por regresar a la Luna y alcanzar Marte está creciendo, con el objetivo de establecer asentamientos permanentes más allá de la Tierra. Estas misiones requieren un suministro energético robusto, lo que ha generado interés en estudiar sistemas eléctricos de potencia para condiciones espaciales.

Este trabajo se centra en los convertidores de potencia, específicamente los encargados de convertir de media tensión a una adecuada para las cargas. Estos convertidores enfrentan desafíos únicos, como aislamiento completo, temperaturas extremas y baja presión atmosférica. Para abordar estas dificultades, se propone un diseño de sistema resiliente y modular, capaz de mantener su funcionamiento incluso en caso de fallos. Además, se tiene en cuenta un diseño tipo PEBB, en conjunto con una disminución en el peso del convertidor, aumentando la potencia específica. Para lograr estos objetivos, se elige una topología de 8-cell FCC para proporcionar modularidad, permitiendo que las celdas se baipaseen en caso de fallo interno, sin afectar la potencia nominal. Se desarrollan estrategias de control nominal, control ante fallas internas y control térmico. Se proponen y comparan mediante simulación los métodos de control lineal, predictivo de actuaciones finitas y predictivo secuencial. Este último es seleccionado para el control nominal, ofreciendo lo mejor de los primeros dos, una frecuencia constante y la no necesidad de linealizar la planta. Para mejorar este control, se propone un método para la elección de pesos variables, con el fin de controlar el convertidor sin oscilación en los voltajes internos para cualquier punto de trabajo. El control secuencial es modificado para poder responder ante fallas internas, las cuales pueden simplificarse como un convertidor nominal con una celda menos. Para esto, se plantean los conceptos de convertidor real y teórico, además de los vectores de transformación para pasar de uno a otro. Para el control térmico, se obtiene la planta de una celda, simplificando la respuesta de segundo orden sobreamortiguada de la temperatura en el disipador a una de primer orden. Para controlar esta respuesta, se utiliza un control PI con la frecuencia de conmutación como actuación, la cual varía las pérdidas del sistema. Simulaciones corroboran la eficacia de este método.

Se realizan pruebas experimentales bajo condiciones normales y perturbaciones diversas, demostrando el buen desempeño del control predictivo secuencial y la efectividad del control de pesos variables, controlando tanto el voltaje de salida como el de las celdas. Fallas internas se realizan en el módulo cuatro, obteniendo como resultados un buen balance del voltaje de las celdas resultantes, sin perturbación en la salida. Para la temperatura, se somete una celda a condiciones nominales terrestres, baja temperatura ( $-60^{\circ}\text{C}$ ) y baja presión ( $<4\%$  tierra). Para los tres casos, y ante perturbaciones, el control PI logra mantener la temperatura en la referencia con un leve *overshoot*, saturando la frecuencia sólo ante grandes cambios en la referencia.

# Abstract

Space exploration is raising, with an increase in the number of satellites in orbit and dozens of astronauts visiting the ISS annually. The ambition to return to the Moon and reach Mars is growing, aiming to establish permanent settlements beyond Earth. These missions demand robust energy supply, sparking interest in studying power electrical systems for space conditions.

This study focuses on power converters, specifically those tasked with stepping down from medium voltage to one suitable for loads. These converters face unique challenges, such as complete isolation, extreme temperatures, and low atmospheric pressure. To address these difficulties, a resilient and modular system design is proposed, capable of maintaining operation even in the event of failures. Additionally, a PEBB-type design is considered, along with reducing the converter's weight to increase specific power. To achieve these goals, an 8-cell FCC topology is chosen to provide modularity, allowing cells to be bypassed in case of internal failure without affecting nominal power. Strategies for nominal control, internal fault control, and thermal control are developed. The linear, predictive of finite actuation and predictive sequence control methods are proposed and compared via simulation. The last one is chosen for nominal control, offering the best of the first two, a constant frequency and no need for plant linearization. To enhance this control, a method for variable weight selection is proposed to control the converter without voltage oscillation for any operating point. The sequential control is modified to respond against internal faults, which can be simplified as a nominal converter with one less cell. Concepts of real and theoretical converters are introduced, along with transformation vectors to switch between them. For thermal control, the plant of a cell is obtained, simplifying the over-damped second-order temperature response in the heatsink to a first-order one. A PI control with switching frequency as the actuation is used to control this response, varying the system losses. Simulations confirm the effectiveness of this method.

Experimental tests are conducted under normal conditions and various disturbances, demonstrating the good performance of predictive sequential control and the effectiveness of variable weight control, regulating both the output voltage and internal cell voltages. Internal faults are induced in cell four, resulting in a balanced voltage among the remaining cells with no disturbance in the output. For temperature, a cell is subjected to nominal terrestrial conditions, low temperatures ( $-60^{\circ}\text{C}$ ), and low pressures ( $<4\%$  earth). In all three cases and under disturbances, the PI control maintains the temperature at the reference with slight overshoot, only saturating the frequency with large reference changes.

# Capítulo 1

## Introducción

### 1.1. Contexto

El espacio exterior ha sido una de las cosas que más ha intrigado al ser humano desde el principio de su historia. En un comienzo, el cielo nocturno permitió guiar los barcos a través de los mares mediante las constelaciones y los ciclos del sol lograron determinar las estaciones y momentos de cultivo. Más adelante, la observación por medio del telescopios descubrió los planetas de nuestro sistema solar y fueron formuladas las leyes que rigen el movimiento de los cuerpos celestes. Con el avance de la tecnología, el ser humano logró soñar con pisar la Luna, proceso que a su paso dejó una gran cantidad de innovaciones que se usan en la cotidianidad. Luego de un periodo de calma, la exploración del espacio ha vuelto con fuerza y planea llevar hombres de vuelta a la Luna y Marte [2,3], además de la Estación Espacial Internacional (ISS) que ya mantiene, de forma constante, a seres humanos en órbita. Estos deseos son aun más ambiciosos que simplemente llevar a la humanidad a otros cuerpos celestes, pues tiene como objetivo también construir y mantener estaciones espaciales permanentes como bases logísticas para la supervivencia permanente de los astronautas. Esto tiene como finalidad poder realizar investigaciones más profundas de la Luna o Marte, además de ser el primer paso para convertir al ser humano en una especie multiplanetaria, para así evitar la extinción ante la eventual destrucción de nuestro planeta tierra.

Estas bases espaciales requerirán de un abastecimiento energético considerable, con una potencia muy superior a las utilizadas hasta hoy en día en satélites, sondas del espacio profundo y misiones de exploración a estos lugares. Satisfacer las necesidades energéticas de estos proyectos es un desafío, debido a las peculiaridades que requiere la generación, conversión y consumo de la energía en condiciones aeroespaciales, tales como: alta densidad de potencia, confiabilidad, modularidad/simpleza de reparación, entre otras.

Dentro de los sistemas de generación, la conversión de energía es un proceso fundamental realizado por la electrónica de potencia, permitiendo variar los niveles de tensión, frecuencia y convertir la corriente de alterna a continua y viceversa según sean los requerimientos de transmisión y de la carga. Los convertidores de potencia, encargados de la conversión de energía, se ven sometidos en el espacio a condiciones que aumentan la probabilidad de falla y disminuyen su vida útil, además de tener en consideración requerimientos como su potencia específica y modularidad, cualidades deseadas para este tipo de aplicaciones.

Esto provoca que el satisfacer las necesidades energéticas de asentamientos espaciales, específicamente el apartado de conversión de energía, requiera del diseño y control de convertidores con nuevas cualidades, lo que hace atractivo la utilización de convertidores de potencia no convencionales para aplicaciones aeroespaciales [4]. El siguiente trabajo de tesis se enmarca en el diseño de un convertidor de potencia con sus sistemas de control que satisfaga las necesidades para operar de forma óptima en condiciones aeroespaciales, para alimentar estaciones en este tipo de ambientes.

## 1.2. Motivación

Mediante el diseño y construcción de un convertidor de potencia para estaciones espaciales se intenta aumentar la seguridad y éxito de las misiones, promoviendo la investigación y exploración espacial. En este proceso, nuevas tecnologías serán puestas a prueba, expandiendo el conocimiento en temas cómo los convertidores multinivel, semiconductores GaN, su comportamiento térmico, nuevas estrategias de control del tipo CCS-MPC, respuesta ante fallas internas de un convertidor, etc. De esta manera, diversos temas son investigados con el fin último de proporcionar un aporte local en la expansión de la humanidad hacia las estrellas.

## 1.3. Hipótesis

Un convertidor de potencia para aplicaciones aeroespaciales requiere ser confiable y de alta potencia específica, lo cual se logra con una topología modular como la del FCC. Para lograr esto, el control SPS-MPC es el más adecuado para la topología, y su adecuada modificación logra reducir en magnitud y duración los transitorios en condiciones de falla interna. Por otra parte, el uso de semiconductores modernos GaN favorece la potencia específica del equipo y permite controlar la temperatura de este mediante esquemas de control de pérdidas.

## 1.4. Objetivos

### Principal

Diseñar y construir un convertidor de potencia para condiciones aeroespaciales en conjunto con sus estrategias de control.

### Específicos

- Diseñar un FCC que considere la relación kW/kg y la modularidad de sus celdas.
- Diseñar un sistema de control que permita el continuo funcionamiento de un FCC de alto número de celdas ante fallas internas.
- Estudiar el comportamiento térmico de un convertidor en condiciones aeroespaciales y proponer un esquema de control.

- Probar experimentalmente el convertidor propuesto ante condiciones de falla y variación térmica.

## 1.5. Contribución esperada del trabajo

- Estudio de ambientes espaciales, tales como la Luna y Marte. Obtención analítica del comportamiento de las estaciones del año marciano.
- Estudio de un FCC de alto número de celdas reductor DC-DC, aumento de su potencia específica y diseño modular tipo PEBB.
- Estudio de nuevas estrategias de control para un FCC y sus modificaciones para responder ante fallas internas de los interruptores
- Comportamiento de semiconductores modernos GaN en convertidores multinivel y estudio de pérdidas.
- Estudio de control activo de temperatura para un FCC y su respuesta térmica en condiciones de vacío y temperaturas extremas.

## 1.6. Alcances y limitaciones

A continuación se presentan los alcances y limitaciones del trabajo, ya sea por restricciones en los equipos del laboratorio, el *hardware* utilizado, tiempo disponible o problemas descubiertos tras mucho avance realizado.

- El modelo del FCC es simplificado eliminando el efecto del capacitor del filtro.
- Sólo el control SPS-MPC se validó experimentalmente.
- No se estudió el comportamiento de las resistencias de encendido y apagado en los GaN, las cuales tienen efectos importantes sobre el balance de los voltajes internos.
- Se experimentaron fallas de una sola celda a la vez.
- Sólo se realizaron fallas en la celda cuatro.
- El modelo térmico fue realizado sólo en una celda del convertidor, al igual que se experimentación.
- No pudo ser comprobada la exactitud del modelo de pérdidas, ya que las resistencias térmicas no eran conocidas.
- Las ganancias del control térmico PI son constantes, independiente de la variación en la planta (resistencias térmicas) tras cambios en la temperatura.
- La baja temperatura ambiente lograda en la etapa experimental fue de  $-60^{\circ}\text{C}$ , comparada con los  $-94.5^{\circ}\text{C}$  encontrados en Marte y  $-234^{\circ}\text{C}$  en la Luna.
- La presión lograda para experimentar el comportamiento térmico en vacío llegó a poco menos de  $0.04\text{atm}$ , comparado con  $0.007\text{atm}$  presentes en Marte.

- Debido a la modularidad de las celdas del FCC, la inductancia de *loop* no pudo ser reducida en su totalidad, resultando en *peaks* de voltaje en los GaN durante conmutación.
- Los *peaks* de voltaje en los semiconductores hizo que el voltaje de entrada en la experimentación fuera de 200V en vez de 400V por seguridad del equipo.

## 1.7. Estructura del documento

La temática de cada capítulo y la estructura del documento se presenta a continuación.

- Capítulo 2: Descripción de los diferentes ambientes aeroespaciales y sus características. Determinación de los requerimientos de un convertidor para estas aplicaciones.
- Capítulo 3: Especificaciones de un convertidor para paliaciones aeroespaciales en base a las condiciones vistas anteriormente. Determinación de la tensión de entrada y salida, potencia del sistema, topología más adecuada, número de niveles, semiconductor y frecuencia de conmutación.
- Capítulo 4: Descripción del funcionamiento del 8-cell FCC y obtención de sus ecuaciones de estado en tiempo continuo y discreto.
- Capítulo 5: Comparación de diferentes esquemas de control para el FCC. Incorporación del método *multirate* y determinación de los factores de peso.
- Capítulo 6: Respuesta del convertidor ante fallas internas. Simplificación del estado en falla y modificación del control SPS-MPC para despejar los efectos negativos.
- Capítulo 7: Estudio térmico del convertidor en condiciones terrestres y espaciales. Circuito térmico de una celda, pérdidas de semiconductores GaN y control PI de la temperatura del disipador.
- Capítulo 8: Diseño y construcción física de las celdas del convertidor, generador de fallas y *setup* experimental.
- Capítulo 9: Resultados experimentales del control SPS-MPC, respuesta ante fallas, desempeño de la elección de pesos y control térmico.
- Capítulo 10: Conclusiones del trabajo.

# Capítulo 2

## Requerimientos de un convertidor para condiciones aeroespaciales

El espacio exterior presenta condiciones ambientales muy diferentes a las que acostumbra la tierra, teniendo valores extremos a los que los sistemas eléctricos rara vez se enfrentan. Un convertidor de potencia convencional no garantiza un funcionamiento correcto fuera de nuestro planeta ni otorga la confianza necesaria que se requiere en aplicaciones tan remotas, en donde una falla puede significar el fracaso de toda una misión o la vida de una tripulación. Debido a esto, es necesario identificar las características distintivas de los ambientes aeroespaciales que pueden afectar el funcionamiento natural de un convertidor de potencia, además de aspectos deseables que no son requeridos en la tierra, pero sí en sistemas extraterrestres.

### 2.1. Condiciones aeroespaciales

Se definirá como condiciones aeroespaciales a las características ambientales y físicas en los límites superiores de nuestra atmósfera o fuera de nuestro planeta, como el espacio exterior, la Luna o Marte, las cuales pueden afectar en alguna medida el funcionamiento nominal de un convertidor de potencia y que son diferentes a las encontradas en la tierra.

#### Presión

Todos los lugares en donde es posible que trabaje un convertidor fuera de nuestro planeta se enfrentará a una presión mucho menor que la usual, desde vacío absoluto en el espacio exterior y la luna hasta un pequeño porcentaje en Marte. Una baja o nula presión significa una débil atmósfera, lo que afecta directamente la disipación de las pérdidas, pues la liberación de calor por convección se ve afectada, siendo la que más aporta en la transferencia térmica entre el convertidor y el ambiente.

#### Temperatura

La temperatura en el espacio varía desde unos pocos grados sobre el cero absoluto hasta miles de grados. Una temperatura ambiente muy baja o alta puede dañar y dejar

inoperativos los semiconductores, capacitores o elementos en general, por lo que el control térmico es importante. Este control se ve afectado por la alta variación de la temperatura ambiente y la falta de transferencia térmica por convección, lo que hace mantener la temperatura en un rango seguro un verdadero desafío. Valores muy bajos, como los presentes en el espacio exterior, la Luna o Marte, también pueden dañar los elementos del sistema, sin embargo la falta de disipación puede compensar esto y aumentar la temperatura más de lo normal. Esta lucha térmica entre los efectos de la presión y la temperatura ambiente debe estudiarse para determinar si el problema se producirá por bajas o altas temperaturas en los semiconductores.

### **Radiación**

En la Tierra la existencia del campo magnético y la capa de ozono protege a los sistemas electrónicos de los rayos y radiación cósmica, la cual puede generar falsas señales de disparo, modificando el funcionamiento nominal del control sobre los equipos. En los ambientes espaciales no existe una barrera natural a estas partículas, lo que deja a los convertidores desprotegidos.

### **Accesibilidad**

Otro aspecto que si bien no es propio del ambiente extraterrestre, si es una consecuencia de su lejanía a la tierra, es la accesibilidad a las bases espaciales desde nuestro planeta, debido a que éstas serán autosuficientes al no poder tener contacto físico en forma de traspaso de recursos por periodos de días e incluso meses. Esto hace que la resiliencia de los convertidores y el sistema de generación de energía sea crucial, ya que un corte en el suministro eléctrico apagaría los sistemas vitales para la supervivencia de los astronautas.

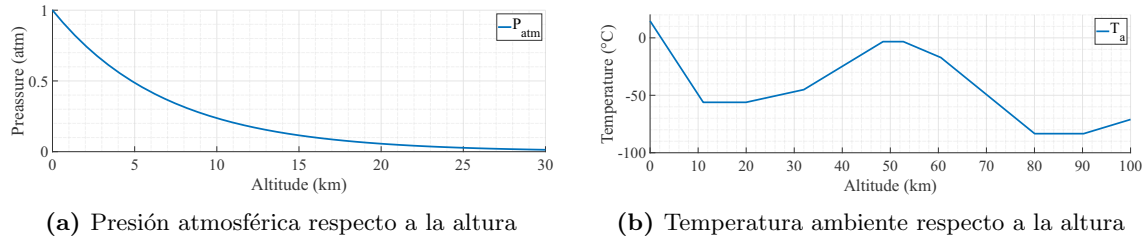
## **2.2. Ambientes aeroespaciales**

Un ambiente aeroespacial es un lugar específico fuera de los límites convencionales de nuestro planeta, que presenta condiciones aeroespaciales y que se considera probable en el cual tenga que necesitarse el uso de energía eléctrica y, por ende, la necesidad de equipos de potencia. A continuación se presentan cuatro ambientes aeroespaciales, de los cuales tres son netamente espaciales y en los que se espera un aumento en el uso de convertidores y requerimientos eléctricos.

### **2.2.1. Atmósfera superior terrestre**

Incluso dentro de nuestro planeta hay lugares donde sistemas eléctricos convencionales no pueden funcionar, ya que las temperaturas y presiones llevan la disipación térmica y aislación eléctrica fuera de sus límites. Los sistemas que trabajan en lugares muy altos respecto al nivel del mar o directamente se encuentra dentro de aeronaves que alcanzan los kilómetros de altura se ven sometidos a una disminución en la presión atmosférica y a una variación considerable en la temperatura. La Fig. 2.1 muestra cómo se ve afectada la presión y temperatura respecto a la altura, en donde sobre los 20km ya se tiene una presión

cercana al vacío, pese a que el espacio exterior está definido a los 100km. La temperatura tiene variaciones respecto a la capa de la atmósfera en la que se presente, pero para aviones comerciales, cuyo vuelo está cercano a los 10km, la temperatura exterior será siempre menor a los 50°C.



**Figura 2.1:** Efecto de la altura en la presión y temperatura ambiente terrestre

Las condiciones presentes a estas alturas es similar, pero en menor medida, a las vistas en el espacio, por lo que el esfuerzo de este trabajo se enfocará en estos otros ambientes, entendiendo que un sistema eléctrico que soporte esas condiciones lo hará también en casos extremos dentro de la tierra.

### 2.2.2. Espacio exterior

Las misiones en el espacio abierto, ya sean en órbita como satélites o la ISS, o en el espacio profundo, tienen la característica de estar por lo general sin contacto físico desde su lanzamiento. Una vez puesto en marcha el sistema no es posible realizar reparaciones o modificaciones, lo que hace su accesibilidad nula (a excepción de la ISS).

La presión es cero al encontrarse en vacío absoluto, y la temperatura del espacio es de sólo 3K, por lo que de todos los ambientes en que se podría encontrar el convertidor, este es el que presenta el caso más extremo de baja temperatura. Pese a esto, la temperatura del sistema se verá muy afectada por la radiación del sol, por lo que si recibe sus rayos directamente, la superficie del satélite, si fuera este el caso, podría elevarse mucho. Sin embargo, es razonable asumir que el convertidor se encontrará cubierto bajo algún elemento protector, por lo que no estaría expuesto directamente a estas condiciones.

Ejemplos de tecnologías que se encuentran en el espacio exterior y que requieren Sistemas Eléctricos de Energía (EES) son:

- Satélites
- Estación Espacial Internacional (ISS)
- Sondas espaciales

Los EES para aplicaciones aeroespaciales son llamados AEES, y corresponden a una cadena de elementos eléctricos que se encargan de generar, transmitir y utilizar la energía eléctrica. Para el caso de la ISS, el AEES permite mantener los sistemas vitales de la estación, los equipos de investigación y proporcionar la potencia suficiente a todo aparato que requiera de energía eléctrica.

### 2.2.3. Luna

Los AEES lunares y los utilizados en misiones planetarias cumplirán por lo general funciones cruciales para la supervivencia de seres humanos, como la energización de estaciones y su sistema vital y *rovers* exploratorios. Esto, además de una mayor frecuencia en la variación de las condiciones ambientales como la temperatura y luminosidad, requieren de un análisis más profundo de las condiciones de la luna y el sector de un posible asentamiento.

En primer lugar, como en el espacio exterior, la luna se encuentra en vacío absoluto, eliminando toda convección que favorezca la transferencia térmica. El contacto y envío de suministros puede tardar a lo menos un par de días, una semana en el mejor de los casos si se tienen los recursos listos para un lanzamiento, por lo que se debe estar preparado para este tipo de aislamiento. Otro punto importante es que nuestro satélite y la tierra presentan un acoplamiento de marea, lo que quiere decir que la luna siempre le muestra la misma cara al planeta. Esto favorece una comunicación ininterrumpida con la estación lunar, pero a su vez trae una desventaja. El acoplamiento de marea se produce porque el periodo orbital y el de rotación son iguales, haciendo que los “días” lunares equivalgan a un mes terrestre, cercano a 27 días. Esto conlleva periodos de 14 días seguidos de luz, y 14 de oscuridad, lo que en sí es un desafío para la generación temprana de energía con paneles solares, pero también para el control de térmico por el amplio rango de temperatura ambiente. En la Fig. 2.2 obtenida de [1], se puede apreciar la diferencia de temperatura entre el sector iluminado de la luna respecto al oscuro. En sectores cercanos al ecuador se presenta un mínimo y máximo de unos  $-177^{\circ}\text{C}$  y  $109^{\circ}\text{C}$  respectivamente.

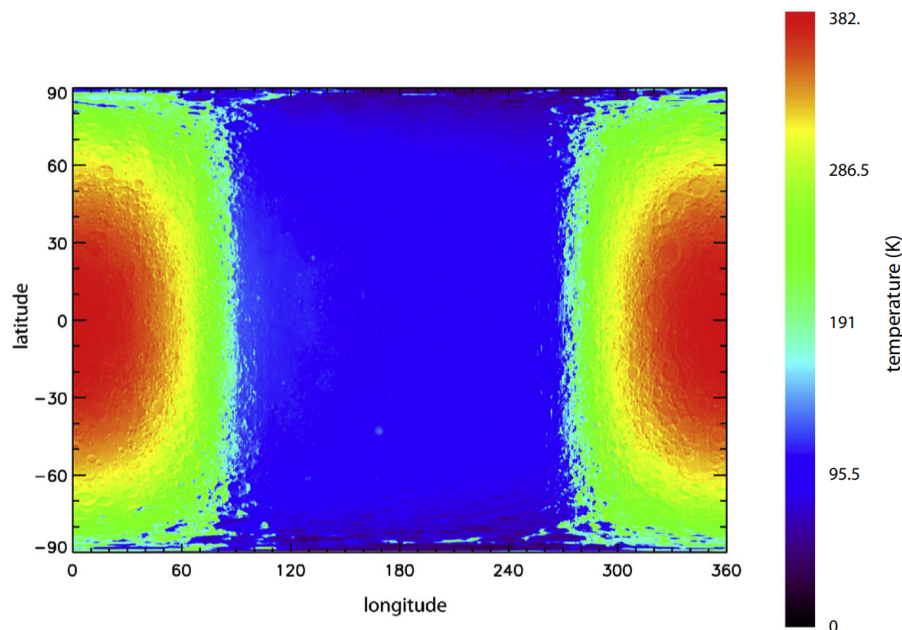


Figura 2.2: Mapa de temperatura lunar [1]

Debido a la prolongada penumbra que se presenta en la luna, es que [5] propone la instalación de los asentamientos en sectores cercanos a los polos, estos son el cráter *Pearly* en el norte y el cráter *Shackleton* en el sur. Gracias a la inclinación del cuerpo celeste ( $5.1454^{\circ}$ ), es posible encontrar sectores con una iluminación promedio superior al 85 %, que

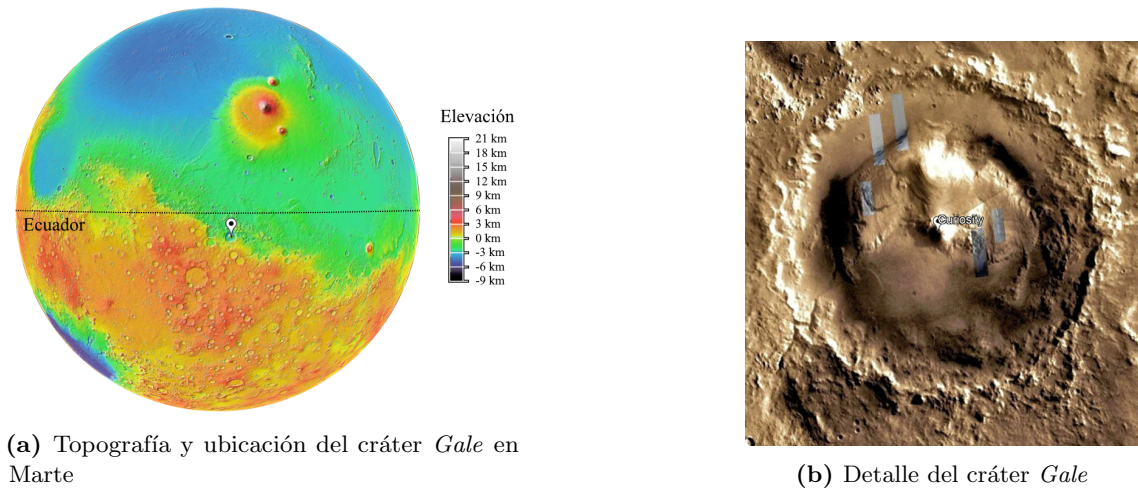
según el mapa de la Fig. 2.2 tiene temperaturas entre los  $-234^{\circ}\text{C}$  y  $-62^{\circ}\text{C}$ . Estos nuevos rangos de temperatura tienen la ventaja de que en sus valores máximos no se presentan riesgos de un sobrecalentamiento del equipo, y su valor mínimo, pese a ser menor que en el ecuador, sigue estando dentro del límite inferior impuesto por las condiciones en el espacio exterior. Si bien la luna no presenta una atmósfera que homogenise la temperatura, un valor elevado de esta puede ser evitado cubriendo el equipo de la radiación directa del sol.

#### 2.2.4. Marte

Los esfuerzos en los próximos años en la exploración espacial se centrará claramente en el planeta Marte, intentando llevar por primera vez en la historia al ser humano a su superficie. Las misiones continuarán con el objetivo de asentar una colonia marciana autosuficiente y de tamaño creciente que requerirá la mayor cantidad de energía hasta la fecha en proyectos espaciales. El número de vidas humanas que dependerán del soporte vital del asentamiento y la mayor complejidad del planeta hacen necesario un estudio más detallado. Cualquier misión desde la tierra tardará meses en llegar al planeta rojo, lo que obliga a una total independencia del sistema eléctrico ante cualquier inconveniente. Sumado a esto, la existencia de una leve atmósfera, las estaciones producto de la inclinación en el eje y la órbita elíptica del planeta hacen que la temperatura sea un tema complejo.

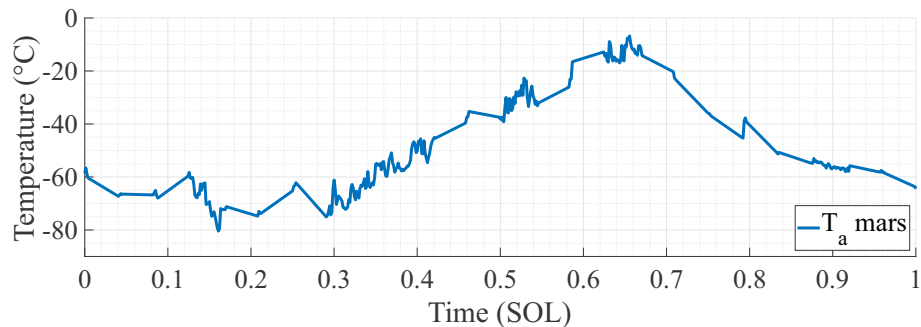
Los días marcianos reciben el nombre de “SOL”, y equivalen a 24 horas y 39 minutos, haciéndolos muy similar a la tierra. Se espera, al igual que en los desiertos, una gran variación en las temperaturas entre el día y la noche, siendo este el ciclo más importante para el control térmico. Estos valores máximos y mínimos dependen de la ubicación en el planeta y de la posición de este respecto al sol. Los sectores cercanos a los polos reciben en promedio una menor cantidad de rayos solares por la inclinación con que estos llegan a la superficie, haciendo estos sectores más fríos, además de haber periodos del año con mayor luz en el día y otros con mayor oscuridad, lo que no es preferible respecto a una luminosidad constante, que facilita el diseño de la generación. Por estas razones resulta más probable que la estación marciana se encuentre cerca del ecuador, haciendo necesario que los datos obtenidos sean de mediciones en este sector.

El robot *Curiosity* es parte de una misión lanzada en 2011 y que llegó a su destino en el cráter *Gale* en 2012, ubicado a  $5^{\circ}$  sur del ecuador, como se muestra en la Fig. 2.3.



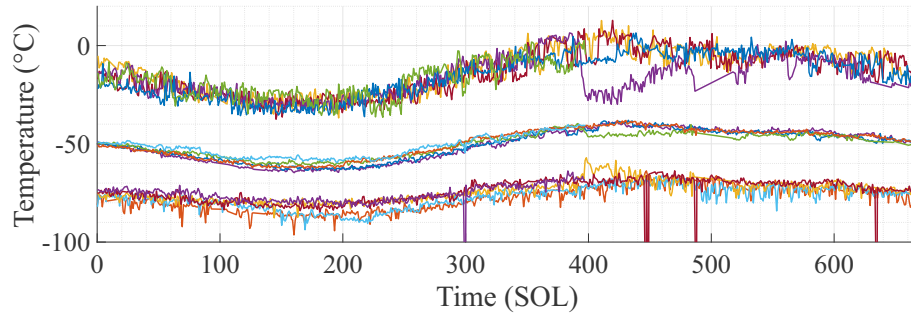
**Figura 2.3:** Cráter Gale

Este rovers es parte del programa *Mars Science Laboratory (MSL)*, siendo el elemento más importante en la medición meteorológica el *Rover Environmental Monitoring Station (REMS)*, que tiene como objetivo medir datos sobre temperatura del aire y el suelo, velocidad y dirección del viento, presión, radiación, humedad, entre otras cosas. Como se muestra en la Fig. 2.4, el perfil de temperatura en Marte para un día es similar que en la tierra, pero con mayor delta entre la noche y el día.



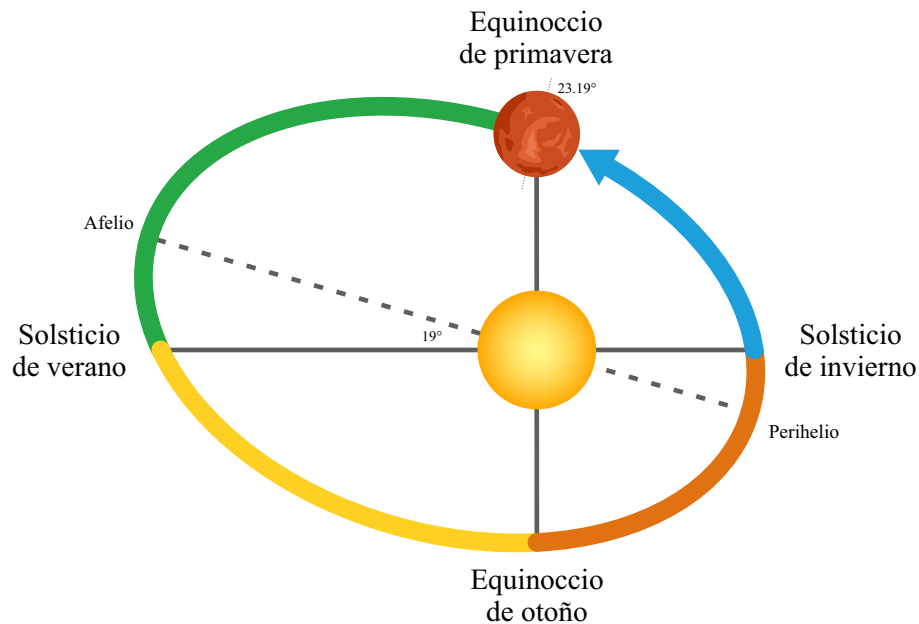
**Figura 2.4:** Temperatura en un día marciano

Para un SOL promedio se espera una temperatura en el rango de  $-100^{\circ}$  a  $0^{\circ}$ , sin embargo estos límites pueden variar a lo largo del año producto de las estaciones que presenta el planeta. Como muestra la Fig. 2.5, a través de los casi 5 años marcianos de datos que ha medido el *Curiosity*, mostrados en los diferentes colores de curvas, la temperatura atmosférica ha variado entre los años para la misma época, pero más importante aun, esta varía considerablemente dentro del año su máximo, mínimo y valor medio.



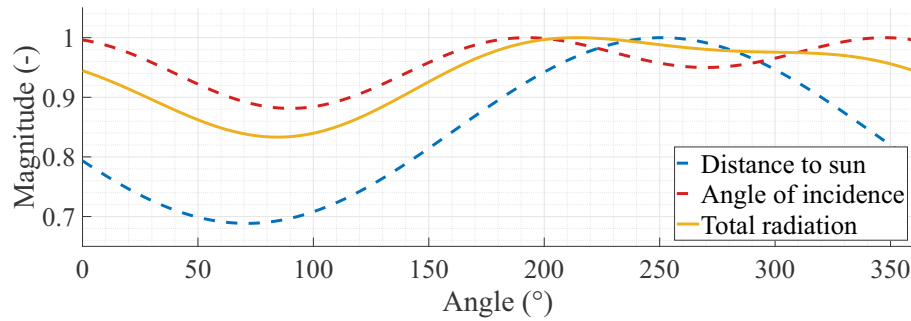
**Figura 2.5:** Temperatura máxima, media y mínima en los diferentes años marcianos

Para entender mejor la variación de la temperatura en Marte a través de cada año, es necesario comprender sus estaciones y movimiento del planeta respecto al sol [6]. Un año marciano equivale a 668.6 SOL ó 688.9 días terrestres, y comienza con el cuerpo celeste a  $0^\circ$  respecto al sol, teniendo como referencia el equinoccio primaveral (para el hemisferio norte). La inclinación de Marte de  $23.19^\circ$  permite que a medida que se va trasladando en el sistema solar, la incidencia de los rayos solares vaya cambiando y con ello se generen las estaciones. La Fig. 2.6 representa las estaciones, las cuales deben ser inversas para los datos obtenidos del *rovers*, pues este se encuentra levemente en el hemisferio sur. También se puede ver que la forma elíptica de la órbita genera momentos en que el planeta está más alejado del sol, teniendo su mayor distancia al finalizar el otoño para el *Curiosity*.

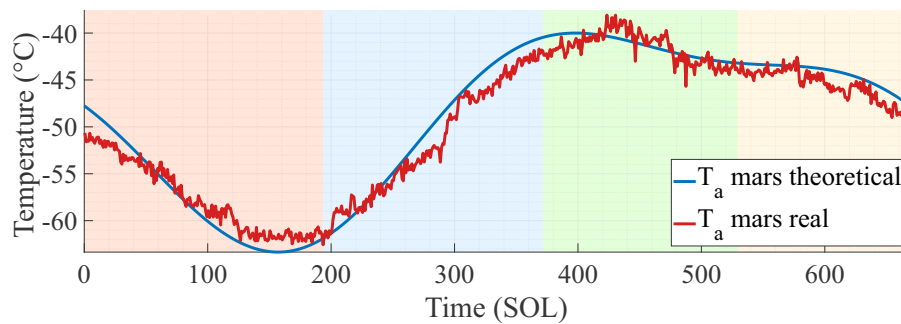


**Figura 2.6:** Traslación de Marte y sus estaciones para el hemisferio norte

Tanto la inclinación de Marte (que produce las estaciones en la tierra) como la forma de su órbita afectan en la radiación total que llega a la superficie y por ende la temperatura de la atmósfera. Si se suma el efecto causado por la inclinación en la ubicación del *rovers* ( $5^\circ$  sur) y el efecto de la distancia al sol (por un factor de 0.5), se llega a un perfil de radiación total, y por ende de temperatura, muy similar a lo observado realmente. Las Fig. 2.7 y 2.8 muestran la suma teórica normalizada y la comparación respectivamente.

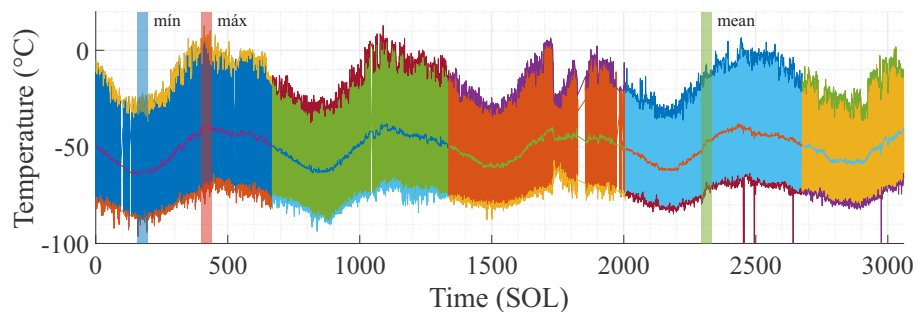


**Figura 2.7:** Magnitud de la radiación solar teórica producto de la inclinación del planeta y su distancia al sol



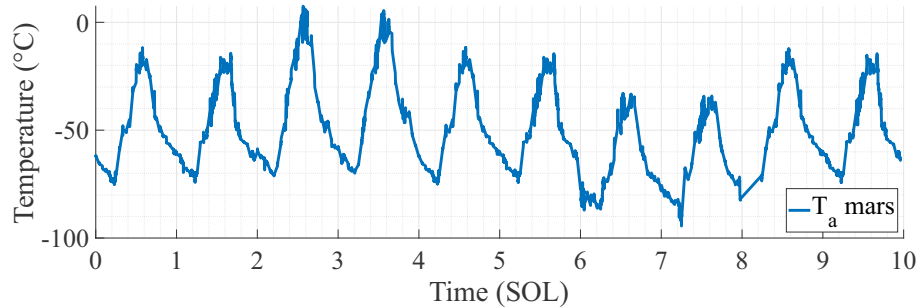
**Figura 2.8:** Comparación de la temperatura promedio teórica con la real en el hemisferio sur

Entendiendo los mecanismos que afectan la temperatura en el planeta, es posible predecir como irá cambiando en el tiempo a media que el ángulo de inclinación y la dirección del eje de la órbita cambien. Se puede concluir que las temperaturas más bajas para el convertidor se encontrarán en el final del otoño y las más altas a mediados de primavera. Con esto en mente, se seleccionaron dos SOL de toda la base de datos en los cuales se presenta la temperatura máxima, mínima y una representación de un valor medio. Estas selecciones son mostradas en la Fig 2.9, donde tanto las máximas y mínimas fueron encontradas en el primer año, y el promedio rescatado del cuarto.



**Figura 2.9:** Días máximos, mínimos y medios elegidos de toda la base de datos

Finalmente, con estos valores se forma una base de datos mostrada en la Fig. 2.10 de 10 SOL (med-máx-med-mín-med) que podrá ser utilizada para las simulaciones de temperatura, representando los ciclos diarios y los valores más extremos con que el sistema eléctrico se podría encontrar, siendo estos  $-94.5^{\circ}\text{C}$  y  $7.5^{\circ}\text{C}$ .



**Figura 2.10:** Base de datos de temperatura para las simulaciones

La leve atmósfera permite distribuir la temperatura y mantenerla en un rango más acotado que en el espacio exterior, que si recordamos va casi desde el cero absoluto hasta sobre los 100°C. La presión atmosférica varía unas 0.0001atm entre el día y la noche, y alcanza un máximo de 0.009atm y un mínimo de 0.0068atm durante el año, es decir, entre un 0.68 y 0.9% la presión en la tierra. Esta densidad no será suficiente para contribuir a la disipación térmica por convección, lo que nos permite obviar su variación durante las estaciones.

La Tab. 2.1 resume datos básicos de los ambientes aeroespaciales a los que se verá enfrentado el sistema eléctrico, comparándolos con la tierra.

**Tabla 2.1:** Resumen ambientes

Ambiente	Presión (atm)	Temperatura (°C)	Radiación	Gravedad ( $m/s^2$ )	Tiempo desde la tierra
Tierra	1	20	Baja	9.807	minutos
Espacio exterior (Orihita terrestre, espacio profundo)	0	-270.15	Alta	N/A	minutos - años
Luna	0	-234/-62	Alta	1.620	días
Marte	0.008	-94.5/7.5	Alta	3.721	meses

## 2.3. Requerimientos del convertidor

En base a las condiciones descritas previamente, se pueden determinar las características deseables de un convertidor para aplicaciones aeroespaciales. Estos requerimientos decidirán el tipo de convertidor y los esquemas de control necesarios.

### 2.3.1. Resiliencia

Uno de los aspectos principales en los convertidores para los futuros asentamientos es la confiabilidad de estos, es decir, que sean resilientes y que logren funcionar por extensos periodos de tiempo [7]. Evidentemente esto se debe a la poca conectividad que tendrán las estaciones, pudiendo pasar meses entre una misión de suministros y otra. La falla de un convertidor puede dejar sin energía a sectores vitales para la supervivencia de los astronautas, y sin repuestos la estación no podría mantener la vida hasta el siguiente

cargamento de suministros. De haber fallos internos, el convertidor debe ser capaz de superarlos y seguir funcionando a potencia nominal.

### 2.3.2. Modularidad

El convertidor debe ser modular, es decir, que si un módulo falla su reemplazo sea simple y cualquier miembro de la misión pueda realizarlo, además de reducir la variedad de componentes requeridos para la reparación. Este tipo de característica se denomina *Power Electronics Building Blocks (PEBB)*, y favorece la conexión de elementos como si fueran piezas de ensamble.

### 2.3.3. Potencia específica

Debido a que el costo por kilogramo llevado a órbita o al espacio profundo es muy alto es que es importante conseguir una densidad de potencia (también conocido como potencia específica) alta, es decir, maximizar la razón kW/kg [8–11].

### 2.3.4. Control térmico

El control de temperatura [8, 10, 12–14] está relacionado con la resiliencia del convertidor, pues si esta se escapa de cierto rango o si la cantidad de ciclos térmicos es muy elevada, la vida útil del equipo se reducirá drásticamente. Otro aspecto relacionado con la temperatura es directamente la falla de los semiconductores por frío o calor, pues si bien el vacío resulta un buen aislante y la radiación infrarroja es el único medio para liberar calor, la temperatura ambiente es tan baja que la temperatura del convertidor podría variar entre valores extremos. Un estudio sobre el efecto resultante entre estas fuerzas es necesario. Por otro lado, el control térmico se realiza sobre las pérdidas del equipo, por lo que decidir cuál actuación logrará esto es parte del estudio.

### 2.3.5. Escudos de radiación

Debido a que en el espacio exterior, la Luna y Marte no existe la magnetosfera que proteja al equipo, este se verá sometido a radiación que puede llegar a ser dañina y altere la operación del convertidor [15], razón por la cual hay que tomar medidas de protección que aseguren un buen apantallamiento del equipo. Sin embargo, este análisis se encuentra fuera de los límites de este trabajo.

### 2.3.6. Costo

A diferencia de la mayoría de las aplicaciones, el costo del convertidor de potencia es marginal con respecto al resto de los costos involucrados en aplicaciones aeroespaciales, siendo incluso más importantes los costos relacionados a la potencia específica, la razón  $W/kg$ . Debido a esto es que una característica distintiva de un convertidor para aplicaciones aeroespaciales es que no es fundamental elegir elementos o tratar el diseño pensando en los costos, ya que una leve mejora en la potencia específica vale más que cualquier ahorro en la construcción.

## 2.4. Conclusión del capítulo

En base a estas características se puede concluir la importancia de la resiliencia del convertidor, en donde su funcionamiento continuo es crucial para la supervivencia de los astronautas. Para que esto sea así, deben reducirse las fallas internas, y si estas ocurren no deben ser fatales para el equipo, dando tiempo para que sea reemplazada la sección en cuestión. La temperatura también debe ser controlada para evitar fallas en los elementos. Finalmente, se debe tener en mente aumentar la potencia específica para reducir el costo de llevar el convertidor al espacio.

En conclusión, hay cinco puntos que rigen las características del convertidor para lograr su objetivo, tres fundamentales y dos que hay que tener en consideración.

**Características fundamentales:** Propiedades necesarias para que el convertidor funcione correctamente en condiciones aeroespaciales y cumpla su objetivo de alimentar de forma ininterrumpida la estación espacial. Todas estas características permiten reducir o sobreponerse a las fallas.

- Modularidad
- Control de fallas
- Control de temperatura

**Características deseables:** Propiedades no fundamentales para el trabajo del equipo, pero que facilitan aspectos de costo e instalación. Serán trabajados con menor rigor y su eficiencia se verá limitada por las características fundamentales.

- PEBB
- Potencia específica

# Capítulo 3

## Especificaciones del Convertidor

Determinadas las necesidades que debe cumplir un convertidor sometido a ambientes espaciales, se deben decidir las características de este, como los niveles de tensión, potencia, número de celdas, tipo de semiconductores, frecuencia de conmutación, etc. Uno de los problemas en este apartado es que hay una gran relación entre todas estas variables, más aun cuando se quiere maximizar la razón  $W/kg$ . Debido a esto, es que se deben fijar algunas variables en valores razonables de las cuales depende el resto. Las variables y sus dependencias se pueden ver la Fig. 3.1, marcadas en rojo las que más afectan la masa del equipo.

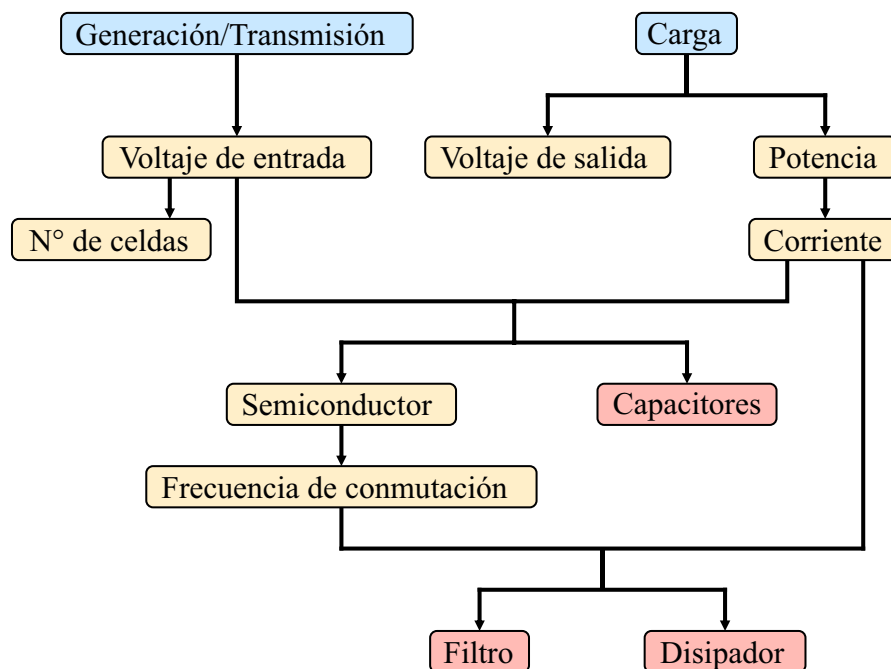
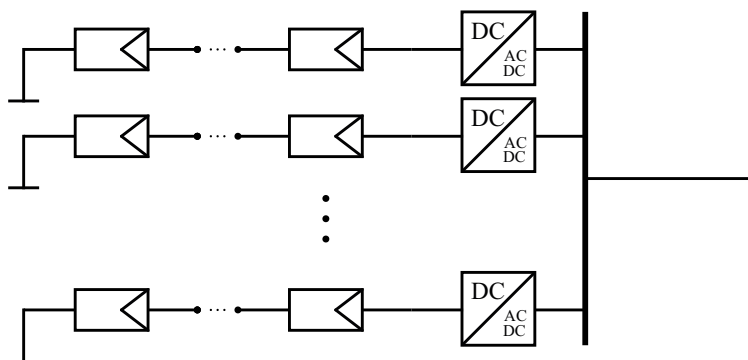


Figura 3.1: Dependencia entre variables para el diseño de un convertidor DC-DC

### 3.1. Generación, transmisión y carga

Datos como el voltaje, la potencia del convertidor y su relación entre la entrada y la salida pueden ser determinados al observar los requerimientos de la carga y transmisión del sistema eléctrico de potencia que alimenta la base espacial. La generación se espera que sea, al menos en una primera instancia, fotovoltaica. Su instalación es sencilla y modular, permitiendo poner en paralelo tantas unidades como se necesite para alcanzar la potencia de la carga. La generación es DC y no se ve afectada por factores climáticos tan recurrentes como en la tierra, solamente de forma periódica por los ciclos de día y noche que pueden ser previstos y solucionados con bancos de baterías. De los tipos de configuración de paneles solares, la tipo *strings* parece ser la más razonable para este tipo de aplicación. Como se muestra en la Fig. 3.2, conecta en paralelo *strings* para alcanzar la potencia necesaria. Cada uno de estos se conforma por módulos fotovoltaicos con su propio MPPT en serie para alcanzar un voltaje más elevado, el cual se encuentra en el rango de 1-1.5kV, lo que permite tener una referencia del voltaje de salida de la generación [16].



**Figura 3.2:** Configuración string

Si la generación se encuentra cerca del asentamiento espacial, no será necesaria una línea de transmisión de alta tensión para reducir pérdidas, lo cual es esperado para un comienzo con generación fotovoltaica. Sin embargo, para futuras formas de generación más estables, es posible que se requiera alejar la producción por temas de seguridad de los astronautas. Esto hará necesario una línea de transmisión de alto voltaje para reducir pérdidas, que según [5] debe lograr transmitir entre 0.1 y 100km a una tensión de 50kV, lo que requiere un transformador de potencia.

Finalmente, la carga es un apartado del cual se tiene poca información y es muy susceptible al tipo de asentamiento y su propósito. La tensión que requieren los equipos varía desde unos cuantos volts para aparatos electrónicos hasta los cientos de volts para máquinas de excavación o cargadores de vehículos eléctricos. Un nivel razonable de tensión es el mencionado en [5] de 120V DC, que corresponde al utilizado en la ISS, siendo lo más cercano a futuras bases espaciales. La potencia requerida por la estación dependerá de la cantidad de módulos que esta presente y puede variar desde unos pocos kW hasta el MW. Según [5], para mantener al menos funcionando el soporte vital, se requiere de una potencia de entre 30 a 100kW, lo que requerirá de varios convertidores en paralelo, haciendo modular y aditiva la potencia de cada uno.

La Fig. 3.3 muestra el Sistema Eléctrico de Potencia (SEP) sin la necesidad de una transmisión de alta tensión, resumiendo los puntos de generación y carga mencionados anteriormente. La Fig. 3.4 agrega el caso en donde si se requiere transmitir la energía largas distancias.

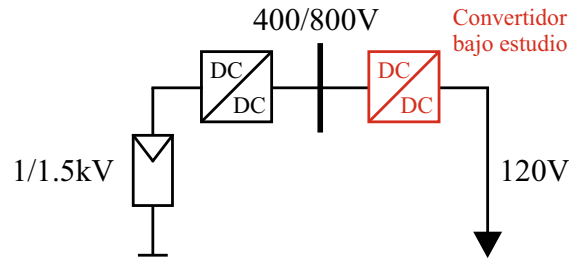


Figura 3.3: SEP para una estación espacial sin transmisión en alta tensión

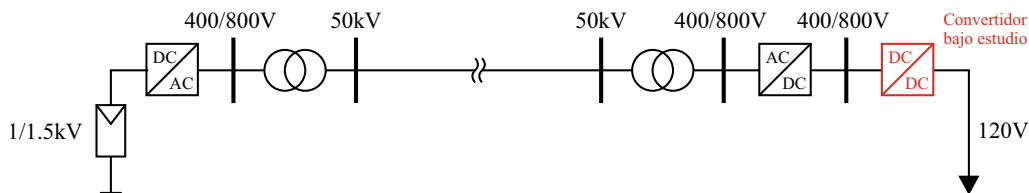


Figura 3.4: SEP para una estación espacial con transmisión en alta tensión

Para ambos casos, el convertidor marcado en rojo parece ser la opción más razonable en cuanto a los niveles de tensión para aplicar las características mencionadas en 2.3, considerando el tipo de fuentes disponibles en el laboratorio para experimentar. De esta forma, el convertidor a diseñar es DC-DC reductor conectado a la carga.

## 3.2. Voltaje, corriente y potencia

El voltaje de entrada del convertidor será de 400V y se conectará en modo *buck*, reduciendo la tensión a 120V para alimentar la carga, independiente de la potencia que esta requiera en el momento. Si bien se trabajará con estos específicos niveles de tensión, el convertidor diseñado puede extrapolarse para trabajar a otros niveles de voltaje o incluso para tener una salida alterna.

Con el voltaje de salida fijo en 120V, la potencia quedará definida por la corriente del convertidor. Teniendo como limitante la corriente de salida de las fuentes DC del laboratorio, y considerando un complejo análisis térmico, se decide utilizar 10A de corriente nominal, llegando a 1.2kW de potencia. Ya que en el vacío la liberación de calor será más compleja, y que para reducir el peso del equipo los disipadores no serán sobrestimados, una corriente superior podría causar problemas.

## 3.3. Semiconductor y frecuencia de conmutación

El transistor utilizado en el convertidor afecta de forma directa las características de este ante condiciones aeroespaciales. Son estos elementos los que se encuentran más

propensos a fallar y dejar inoperante el equipo, además de concentrar el mayor porcentaje de pérdidas y por ende la mayor liberación de calor al sistema. Una correcta elección del semiconductor se define por la confiabilidad de este y lo susceptible que sea ante fallas, su potencia específica, es decir, la potencia que logra soportar en relación a su peso y tamaño, y la cantidad de pérdidas que emite tanto en conducción como en conmutación. Sumado a esto, la frecuencia de trabajo del semiconductor determina a su vez el tamaño de los filtros y otros componentes del convertidor, que incide en el peso total del equipo.

Se propone utilizar para el convertidor los semiconductores GaN [8–10, 17–19], que son un tipo de MOSFET de nitruro de galio que se caracterizan por tener una muy alta densidad de potencia, bajas pérdidas de conmutación y una altísima frecuencia de trabajo, superiores a 10MHz [20]. Todas estas características solucionan directamente problemas planteados en la Sección 2.3, lo que hace tan adecuado a este elemento para este trabajo. Su densidad de potencia se traduce en un elemento más pequeño y liviano, pudiendo así reducir el tamaño de la placa y disminuir el peso total del equipo. La capacidad de trabajar con frecuencias de conmutación altas disminuye el filtro de salida y los capacitores del convertidor multinivel, reduciendo nuevamente el peso. Si bien una mayor frecuencia trae mayores pérdidas, esto se compensa con la baja potencia liberada en cada conmutación, mucho menor que otros tipos de semiconductores.

Sabiendo los semiconductores que se utilizarán, es posible determinar la frecuencia de conmutación del sistema. Como ya se mencionó, una alta frecuencia trae los beneficios de reducir el tamaño de algunos elementos que añaden mucha masa al equipo, principalmente capacitores, y también reduce el *ripple* de corriente si se mantiene el tamaño del filtro. La desventaja es que aumenta las pérdidas de conmutación y con ello la temperatura del equipo. Ya que el comportamiento térmico del convertidor es difícil de predecir hasta realizar pruebas experimentales, el valor de la frecuencia y las consiguientes pérdidas son un estimado que podrá ser modificado en base a la temperatura que alcance el equipo. Otra limitación importante a la frecuencia de conmutación es la plataforma digital utilizada y su reloj interno, el cual limitará la cantidad de cuentas en base a la frecuencia deseada. Una baja cantidad de cuentas entrega una mala resolución de la triangular, la cual mediante el método PWM entrega los pulsos de disparo al convertidor. En el caso de este trabajo, la plataforma BRAIn será utilizada, que tiene un reloj máximo para la modulación de 100MHz. Se propone una frecuencia de conmutación ( $f_s$ ) de 50kHz, que se genera mediante una triangular simétrica de 1,000 cuentas, resultando en una resolución aceptable para este trabajo, aunque menor de lo habitual. También se tiene en mente que, para el control térmico, la frecuencia deberá variar para controlar las pérdidas, y tener un rango superior que disminuya aun más las cuentas, por lo que el valor de frecuencia nominal debe ser menor al que provoca el límite de resolución.

### 3.4. Topología

Determinadas las características del convertidor, es posible elegir la topología que mejor se adapte a las necesidades comentadas previamente. De las especificaciones vistas en la Sección 2.3, las que son dependientes de la topología son la modularidad y la capacidad de mantener la operación ante condiciones de falla interna, las cuales están relacionadas. La mayoría de convertidores multinivel tienen la particularidad de que, para lograr una gran

cantidad de niveles en la salida, utilizan módulos. De esta manera son fácilmente escalables en potencia, y la cantidad de voltajes únicos de salida viene dada por el número de módulos. A su vez, esta característica permite que algunas topologías tengan secciones redundantes que pueden ser quitadas o reemplazadas sin que el equipo disminuya su potencia nominal, si es que el diseño del *hardware* lo permite y si fue sobredimensionado para soportar la misma potencia en menos módulos. De los convertidores multinivel, el elegido para este trabajo es el *Flying Capacitor Converter* (FCC) [8–10, 18, 19, 21–26] por su simpleza y fácil conexión entre celdas, además de presentar las características de modularidad y funcionamiento en falla que algunos convertidores multinivel poseen. Esta característica de eliminar celdas y seguir funcionando a potencia nominal se debe a que la energía siempre proviene del DC-link, y los condensadores flotantes cumplen sólo la función de acondicionar la señal de salida. De esta manera, un ajuste en las condiciones de operación de los semiconductores y los condensadores en el sistema de control es suficiente para volver a utilizar la potencia nominal entregada por la fuente, siempre y cuando los elementos estén sobredimensionados para soportar los nuevos niveles de tensión.

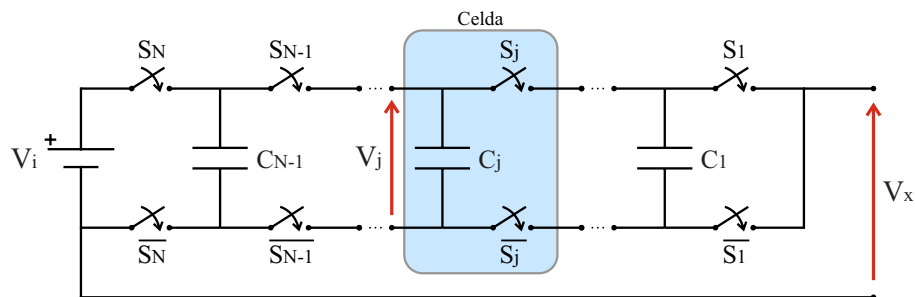


Figura 3.5: Flying Capacitor Converter de  $N$  celdas

El FCC es un convertidor modular con celdas (módulos) conectadas en tándem. Cada celda está compuesta por dos *switches* complementarios y un capacitor flotante (FC), como se muestra en la Fig. 3.5. Los voltajes de los FC (voltajes internos) se encuentran balanceados de acuerdo con:

$$V_j^{ref} = \frac{jV_i}{N} \quad /j \in [1, N] \quad (3.1)$$

donde  $V_j$  es el voltaje interno del módulo número  $j$ ,  $V_i$  el valor del DC-link y  $N$  el número de celdas. De esta manera, el estrés al que están sometidos los semiconductores se reparte equitativamente, tal que  $V_{swj} = V_{j+1} - V_j$ , siendo  $V_{swj}$  la tensión en el interruptor superior de la celda número  $j$ . Estos voltajes internos son los que permiten obtener diferentes tensiones en la salida, cuyo valor viene dado por  $L = N + 1$ , siendo  $L$  la cantidad de niveles del convertidor.

### 3.4.1. Niveles de voltaje de salida

Un alto número de celdas permite una mayor resiliencia del sistema, ya que al fallar una el voltaje se puede redistribuir en el resto, con cada interruptor trabajando a un voltaje de  $\frac{100}{N-1}$  % mayor al normal. Producto de esto es que se debe aplicar un factor de seguridad a los FC y a los GaN al momento de seleccionar el adecuado, considerando una posible falla

que aumente su estrés de tensión. El criterio de  $N - 1$  celdas logra mantener la potencia nominal del convertidor con un nivel menos en la salida hasta que la celda en falla sea reemplazada. Un alto número de niveles también permite tener una mejor señal de salida y por ende filtros de menor tamaño cuando se trabaja en AC.

Una cantidad de ocho celdas divide el voltaje de entrada  $V_i$  de 400V a 50V por semiconductor, aumentando a 57.14V al fallar un módulo, equivalente a menos de un 15 %, siendo esta una cantidad razonable. Considerando un factor de seguridad de 2, los GaN utilizados deberían poder soportar un voltaje mínimo nominal de 100V.

### 3.4.2. Capacitores flotantes

El valor de los capacitores flotantes queda definido por la frecuencia de conmutación efectiva, la corriente nominal y el porcentaje de *ripple* que se desee respecto al voltaje nominal de la primera celda. Con esto, si se desea un porcentaje del 2.5 %, el valor de capacitancia se obtiene como

$$C_j = \frac{I_o}{\Delta V_j f_s^{ef}} = \frac{10}{0,025 \cdot 50 \cdot 50,000 \cdot 8} = 20\mu F \quad (3.2)$$

donde  $f_s^{ef}$  es la frecuencia efectiva que ve el capacitor, ya que la conmutación a 50kHz de todas las celdas se encuentra desfasada (utilizando un control PS-PWM visto en la Sección 5.1), resultando en una conmutación real de 400kHz, permitiendo que el capacitor se cargue o descargue, en promedio, durante un periodo de  $2.5\mu s$ . La variable  $\Delta V_j$  corresponde a la variación de voltaje producida en el capacitor durante ese periodo, limitada por  $V_j$  y el porcentaje de *ripple* elegido previamente.

### 3.4.3. Filtro

Producto de que el convertidor a diseñar es DC-DC, el filtro de salida debe ser un pasa bajo con frecuencia de corte muy pequeña, con el fin de dejar pasar sólo la componente continua. Para esto, se utiliza un filtro LC como se muestra en la Fig. 3.6, con un inductor en serie a la salida y un capacitor en paralelo a la carga, filtrando la señal  $V_x$  a su componente continua  $V_o$ .

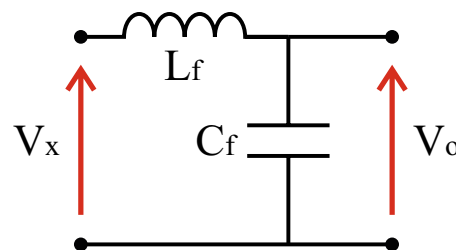


Figura 3.6: Filtro LC pasa bajo

Este tipo de filtro tiene la siguiente función de transferencia:

$$H(s) = \frac{1}{1 + L_f C_f s^2} \quad (3.3)$$

donde  $L_f$  y  $C_f$  son los valores de los elementos del filtro. En base a la función de transferencia, puede deducirse la frecuencia de corte  $f_c$  determinada por

$$f_c = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_f C_f}} \quad (3.4)$$

Al depender la frecuencia de corte de la multiplicación entre inductancia y capacitancia, se tiene un grado de libertad para elegir la relación entre estos, dependiendo principalmente de los valores presentes en el laboratorio. También la relación de estos determina la oscilación y tiempo de asentamiento ante un escalón, por lo que tanto en las simulaciones como en la experimentación se escogerán valores que cumplan con una frecuencia de corte baja ( $<100\text{Hz}$ ), observando el *ripple*, y una respuesta sin oscilaciones ante perturbaciones. En el Capítulo 9 se llega a la conclusión de utilizar  $L_f = 30\text{mH}$  y  $C_f = 2,2\text{mF}$ , considerando también los elementos disponibles en el laboratorio, lo que corresponde a un filtro con frecuencia de corte de  $19.59\text{Hz}$ .

### 3.5. Conclusión del capítulo

A continuación se presenta un resumen de las diferentes especificaciones del convertidor utilizado en este trabajo, con el objetivo de cumplir los requerimientos de ambientes aeroespaciales.

**Tabla 3.1:** Resumen de las especificaciones del convertidor

Parámetro	Valor/Tecnología
Tipo de convertidor	DC-DC reductor
Topología	FCC
Niveles	9
Semiconductor	GaN
$V_i$	400V
$V_o$	120V
$I_o$	10A
$f_s$	50kHz
$C_j$	$20\mu\text{F}$
$C_f$	2.2mF
$L_f$	30mH

## Capítulo 4

# Modelado del Eight-cell Flying Capacitor Converter (8-cell FCC)

En este capítulo se estudiará a fondo el funcionamiento del 8-cell FCC y se describirán sus variables de estado, entradas y perturbaciones, además de las ecuaciones que resultan de este análisis. Estas permitirán, en siguientes capítulos, controlar el convertidor.

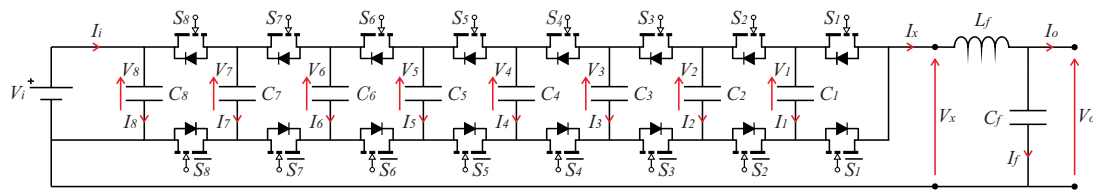


Figura 4.1: Flying Capacitor Converter de ocho celdas

En la Fig. 4.1 se muestra un FCC de ocho celdas, que corresponde al circuito del convertidor utilizado en este trabajo. Las entradas del sistema corresponden a las variables controlables independientes del convertidor, las cuales son el estado abierto o cerrado de cada semiconductor  $S_j = \{0, 1\}$ . Como los interruptores de cada celda funcionan de forma complementaria, hay una sola señal por cada una, lo que suma un total de ocho entradas. Las variables de estado corresponde a las dependientes que se quieren controlar, estas son el voltaje interno de cada celda  $V_j$   $/j \in [1, 7]$  (excepto la octava) y el de salida  $V_o$ . El voltaje  $V_8$  de la última celda corresponde al de entrada o DC-link, y existe solamente para que todas las celdas tengan la misma construcción, pues el capacitor  $C_8$  no es necesario. Esto suma un total de ocho variables de estado. Finalmente, se tiene como perturbación la entrada  $V_i$  y la corriente de salida  $I_o$ , que depende del valor de la carga. Las entradas, variables de estado y perturbaciones se pueden presentar como

$$\mathbf{u}(t) = \begin{bmatrix} u_1(t) \\ u_2(t) \\ u_3(t) \\ u_4(t) \\ u_5(t) \\ u_6(t) \\ u_7(t) \\ u_8(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_1(t) \\ S_2(t) \\ S_3(t) \\ S_4(t) \\ S_5(t) \\ S_6(t) \\ S_7(t) \\ S_8(t) \end{bmatrix}; \quad \mathbf{x}(t) = \begin{bmatrix} x_1(t) \\ x_2(t) \\ x_3(t) \\ x_4(t) \\ x_5(t) \\ x_6(t) \\ x_7(t) \\ x_8(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} V_1(t) \\ V_2(t) \\ V_3(t) \\ V_4(t) \\ V_5(t) \\ V_6(t) \\ V_7(t) \\ V_8(t) \end{bmatrix}; \quad \mathbf{p}(t) = \begin{bmatrix} p_1(t) \\ p_2(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} V_i(t) \\ I_o(t) \end{bmatrix} \quad (4.1)$$

siendo  $\mathbf{u}(t)$ ,  $\mathbf{x}(t)$  y  $\mathbf{p}(t)$  los vectores de entrada, salida y perturbaciones respectivamente. Las ecuaciones que describen el comportamiento de salidas respecto a entradas se verá a continuación.

## 4.1. Modelo dinámico en tiempo continuo

Observando la Fig. 4.1, se pueden ver tres partes del sistema, entrada o DC-link, conjunto de celdas en tándem y filtro pasa bajo de salida. Analizando las celdas se puede observar que su voltaje interno, cuyo valor se desea controlar, depende de la corriente que pasa a través de ella según

$$I_j = C_j \frac{dV_j}{dt} \quad /j \in [1, 7] \quad (4.2)$$

siendo  $I_j$  la corriente que pasa por el FC de la celda número  $j$ ,  $C_j$  su capacitancia y  $V_j$  su voltaje. Esta corriente depende a su vez de los estados de los switches de la celda en cuestión y de la siguiente a ella, pues su configuración determina la dirección que toma  $I_j$ . Como cada celda posee dos semiconductores complementarios, se necesita de una sola actuación por cada una, de manera que dos entradas controlan el estado del voltaje interno en el módulo. La Tab. 4.1 muestra las cuatro combinaciones posibles de las actuaciones  $S_j$  y  $S_{j+1}$ , que corresponden a las de las celdas número  $j$  y  $j + 1$  respectivamente. De esta se puede ver cómo hay dos estados en los que la corriente no pasa por el condensador, dejando al FC desconectado del circuito y con su voltaje flotando. Otro de los estados permite un paso de corriente positiva, lo que carga el capacitor, mientras que la configuración restante lo descarga al cambiar de dirección la corriente.

**Tabla 4.1:** Estado del FC de la celda número  $j$ , asumiedo  $I_x > 0$

$S_{j+1}$	$S_j$	$I_j$	$dV_j/dt$	Contribución a la salida
0	0	0	0	0
0	1	$-I_x$	$> 0$	$V_j$
1	0	$I_x$	$< 0$	$-V_j$
1	1	0	0	0

También se puede ver que cuando pasa corriente por el FC, esta corresponde a la de salida  $I_x$  al no haber ningún divisor de corriente en el camino, pudiendo así relacionar

directamente  $I_j$ , mediante la combinación de los estados  $S_j$  y  $S_{j+1}$ , con la salida previa al filtro. Ya que la salida del sistema  $V_o$  es continua y que la corriente  $I_x$  tiene pocas componentes de alta frecuencia debido al inductor  $L_f$ , se espera que la corriente  $I_f$  sea muy pequeña, haciendo que  $I_x$  tenga los mismos componentes de bajo orden que  $I_o$ , pudiendo aproximar  $I_x \approx I_o$ . De esta manera, (4.2) puede ser modificada resultando en

$$\frac{dV_j}{dt} = \frac{I_o}{C_j}(S_{j+1} - S_j) \quad /j \in [1, 7] \quad (4.3)$$

Notar que esto define una relación no lineal entre los voltajes internos, la corriente de salida y las variables de control. Por otro lado, el voltaje de salida del convertidor  $V_x$  se forma mediante el aporte de cada voltaje interno de las celdas, cuya contribución también depende de los estados de sus *switches* y de los de su próximo vecino, como se ve en la Tab. 4.1. Con esto se puede obtener la expresión

$$V_x = V_i S_8 + \sum_{j=1}^7 V_j (S_j - S_{j+1}) \quad (4.4)$$

Para relacionar el voltaje de salida antes y después del filtro, se utiliza la ecuación que describe voltaje y variación de corriente en un inductor. Para que la derivada quede en función de  $V_o$  (salida que se quiere controlar), se utiliza la relación  $V_o/I_o = R$  que corresponde a una constante dada por la carga, resultando en

$$\begin{aligned} V_o &= V_x - L_f \frac{dI_o}{dt} \\ &= V_x - \frac{L_f I_o}{V_o} \frac{dV_o}{dt} \end{aligned} \quad (4.5)$$

Si se reemplaza (4.5) en (4.4), se obtiene la variación del voltaje de salida  $V_o$ , siendo este

$$\frac{dV_o}{dt} = \frac{V_o}{I_o L_f} \left( V_i S_8 + \sum_{j=1}^7 V_j (S_j - S_{j+1}) - V_o \right) \quad (4.6)$$

De esta manera, las ocho ecuaciones de estado en tiempo continuo para las ocho variables de interés quedan representadas por (4.3) y (4.6).

## 4.2. Ciclo de trabajo

Hay controles donde la actuación que entregan no es directamente la señal de *gate* de los semiconductores ( $S_j$ ), sino que es un ciclo de trabajo que al pasar por una etapa PWM se transforma en esta. El ciclo de trabajo corresponde a la relación de tiempo en que el interruptor se encuentra cerrado respecto de un periodo  $T_s$ , tal que

$$d_j = \frac{t_{S_j=1}}{T_s} = [0, 1] \quad /j \in [1, 7] \quad (4.7)$$

Para las actuaciones de la celda número  $j$ , el ciclo de trabajo es comparado con una triangular  $Tri_j$  de periodo  $T_s$ , aplicando  $S_j = 1$  cuando la referencia  $d_j$  es mayor al valor de la señal triangular. De esta manera, es posible obviar el control directo de cada señal  $S_j$  y preocuparse solamente del valor del ciclo de trabajo, el cual es una señal continua entre 0 y 1, como se muestra en la Fig. 4.2.

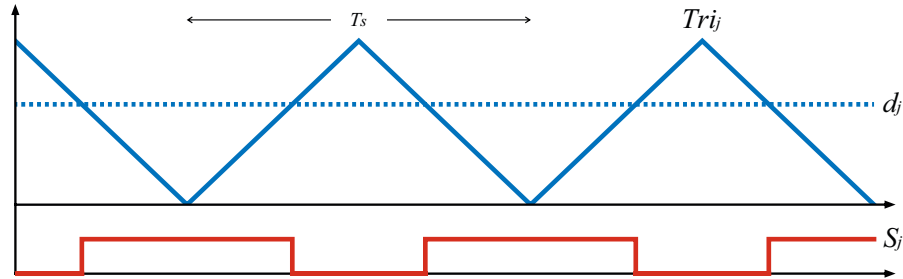


Figura 4.2: Modulación PWM

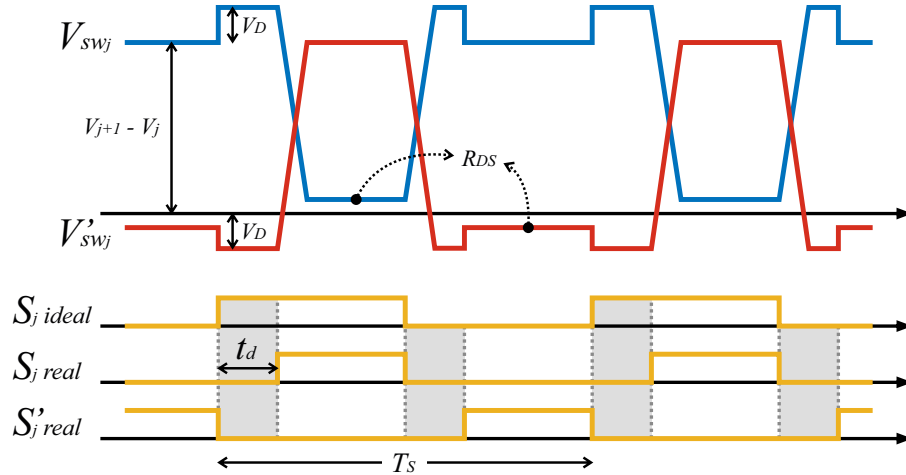
De este modo, (4.3) y (4.6) trabajan con el valor instantáneo de  $V_j$ , mientras que utilizando el ciclo de trabajo se llega a ecuaciones que utilizan el valor medio de  $V_j$  en un periodo  $T_s$ , tal que

$$\frac{dV_j}{dt} = \frac{I_o}{C_j}(d_{j+1} - d_j) \quad /j \in [1, 7] \quad (4.8)$$

$$\frac{dV_o}{dt} = \frac{V_o}{I_o L_f} \left( V_i d_s + \sum_{j=1}^7 V_j (d_j - d_{j+1}) - V_o \right) \quad (4.9)$$

### 4.3. Modelo detallado de pérdidas

Para establecer una relación precisa entre  $V_o$  y  $V_i$ , se deben considerar las principales pérdidas del sistema, las cuales se pueden dividir en tres componentes. En primer lugar, la caída de tensión que varía con la potencia del sistema, producida por las resistencias parásitas de los interruptores y del filtro. En segundo lugar, el efecto de los diodos y su voltaje de *threshold*. En tercer lugar, la distorsión generada por el tiempo muerto,  $t_d$ , entre semiconductores complementarios. Cuando se confía en un modelo predictivo para el control, el sistema puede percibir incorrectamente el valor de las variables calculadas producto de estos fenómenos, y la inclusión de términos adicionales simples puede ayudar a evitar errores en estado estacionario, especialmente a niveles de voltaje más bajos y alta frecuencia de conmutación.



**Figura 4.3:** Voltajes de los GaN de una celda y sus señales de disparo

Las pérdidas en los interruptores se analizará en base a semiconductores GaN. La Fig. 4.3 ilustra el comportamiento de las señales de disparo en una celda. El FCC siempre conduce corriente desde el DC-link hacia una carga pasiva cuando trabaja en modo DC-DC en estado estacionario. Debido a que los GaN y su diodo de reversa son un elemento bidireccional, los interruptores superiores siempre conducen de forma directa, mientras que los inferiores en reversa. En cualquier caso, en conducción siempre hay una pequeña resistencia  $R_{DS}$  que suma pérdidas. En la figura también se ve que durante el tiempo muerto la señal de *gate* vale cero para ambos semiconductores, lo que hace que los diodos conduzcan con un voltaje de *threshold* más alto  $V_D$ , a diferencia de la conducción reversa del GaN con menores pérdidas al tener señal de disparo. Además, se puede observar que la señal de *gate* real es la ideal con un encendido atrasado en  $t_d$ , lo que resulta en un ciclo de trabajo más corto de lo esperado. El comportamiento general de las pérdidas del sistema es

$$R_s = R_L + R_{DS}N \quad (4.10)$$

$$V_s = 2Nt_d f_s V_D \quad (4.11)$$

$$d_j^{real} = d_j - t_d f_s \quad (4.12)$$

donde  $R_s$  es la resistencia del sistema compuesta por la resistencia interna del inductor (asumida constante)  $R_L$  y todos los GaN, cuya resistencia de conducción directa y en reversa es  $R_{DS}$ . El término  $V_s$  es la caída de tensión del sistema producida por los diodos durante el tiempo muerto, siendo  $f_s = 1/T_s$  la frecuencia de conmutación y  $V_D$  la tensión de *threshold* de los diodos.

Obtenidas las diferentes pérdidas del sistema, se pueden incorporar a las ecuaciones de estado (4.6) para entradas  $S_j$ , y (4.9) para  $d_j$ , obteniéndose las expresiones:

$$\frac{dV_o}{dt} = \frac{V_o}{I_o L_f} \left( V_i S_8 + \sum_{j=1}^7 V_j (S_j - S_{j+1}) - V_o - V_s - I_o R_s \right) \quad (4.13)$$

$$\frac{dV_o}{dt} = \frac{V_o}{I_o L_f} \left( V_i(d_8 - t_{df_s}) + \sum_{j=1}^7 V_j(d_j - d_{j+1}) - V_o - V_s - I_o R_s \right) \quad (4.14)$$

De las ecuaciones de estado, sólo la que respecta a la salida  $V_o$  se ve afectada por los términos de pérdidas y la distorsión de tiempo muerto. Utilizando como entrada  $S_j$ , sólo afecta la caída de voltaje en semiconductores y resistencias de filtro, mientras que para el uso de  $d_j$  se debe incorporar la corrección por tiempo muerto, siendo esta la que más afecta en corregir la ecuación.

#### 4.4. Modelo dinámico en tiempo discreto

Para poder controlar el convertidor mediante la plataforma digital BRAIn, es necesario trabajar las ecuaciones en tiempo discreto. Para esto, se utiliza el método *Forward Euler*, tal que

$$\frac{dx}{dt} = \frac{x^{k+1} - x^k}{h} \quad (4.15)$$

donde  $h$  es el paso de tiempo discreto,  $x^k$  el valor actual de la variable y  $x^{k+1}$  su valor en el siguiente paso de tiempo. Aplicando este método a las ecuaciones de estado vistas previamente para  $S_j$  y considerando pérdidas, se tiene finalmente que

$$V_j^{k+1} = \frac{I_o^k h}{C_j} (S_{j+1}^{k+1} - S_j^{k+1}) + V_j^k \quad /j \in [1, 7] \quad (4.16)$$

$$V_o^{k+1} = \frac{V_o^k h}{I_o^k L_f} \left( V_i^k S_8^{k+1} + \sum_{j=1}^7 V_j^k (S_j^{k+1} - S_{j+1}^{k+1}) - V_o^k - V_s - I_o^k R_s \right) + V_o^k \quad (4.17)$$

Para el caso que la actuación sea  $d_j$ , las ecuaciones de estado en tiempo discreto son

$$V_j^{k+1} = \frac{I_o^k h}{C_j} (d_{j+1}^{k+1} - d_j^{k+1}) + V_j^k \quad /j \in [1, 7] \quad (4.18)$$

$$V_o^{k+1} = \frac{V_o^k h}{I_o^k L_f} \left( V_i^k (d_8^{k+1} - t_{df_s}) + \sum_{j=1}^7 V_j^k (d_j^{k+1} - d_{j+1}^{k+1}) - V_o^k - V_s - I_o^k R_s \right) + V_o^k \quad (4.19)$$

En este capítulo fueron definidas las variables de estado del sistema, las cuales corresponden al objetivo de control, además de sus ecuaciones de estado que permiten predecirlas en base a las mediciones y entradas aplicadas. El siguiente capítulo introducirá diferentes esquemas de control para determinar el más adecuado a la topología y que cumpla con los requerimientos establecidos.

# Capítulo 5

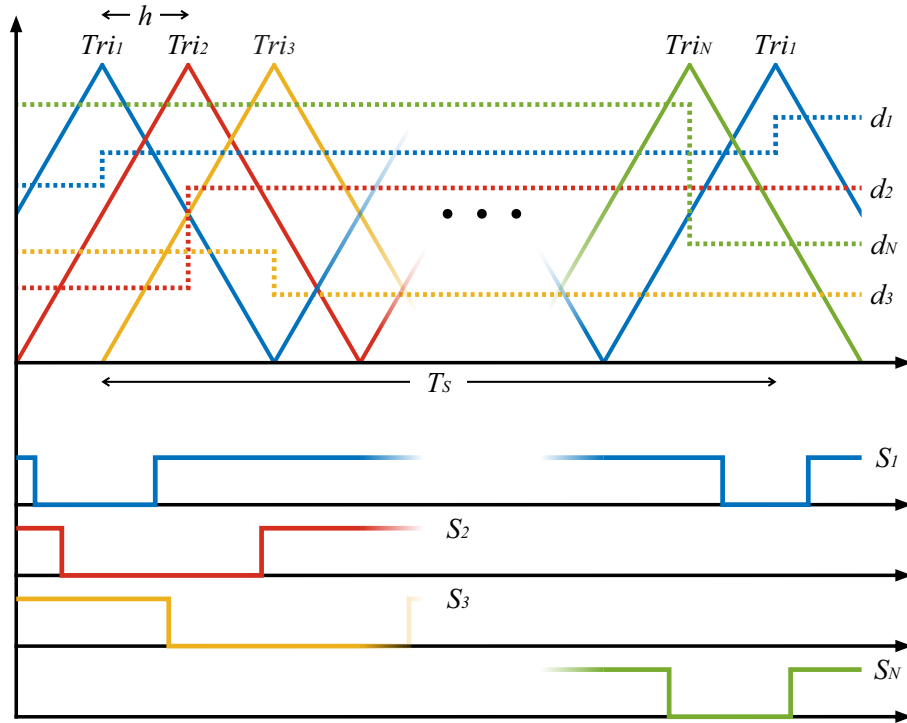
## Esquemas de Control

Mantener controlada la tensión de los capacitores flotantes  $V_j$  y la salida  $V_o$  es crucial para reducir la probabilidad de falla en los semiconductores y tener una señal de calidad para las cargas. El control debe ser de respuesta rápida ante las perturbaciones y fallas internas, sin un *overshoot* que pudiese propagar la falla original a otros elementos. Para realizar esto se plantean tres métodos con sus propias variaciones, cuyos resultados simulados permitirán seleccionar la mejor alternativa para el control del FCC.

### 5.1. Phase-Shifted Pulse Width Modulation (PS-PWM)

El método PS-PWM [21, 27, 28] es un esquema de lazo abierto que se basa, por una parte, en la obtención de las señales de disparo a través de una etapa PWM, donde ciclos de disparo  $d_j$  son comparados a una triangular o carrier, como se explicó en la Sección 4.2 y puede verse en la Fig. 4.2.

La parte fundamental de este esquema es el balance natural de los voltajes internos, que se produce al aplicar el mismo ciclo de trabajo a todos los módulos y utilizando portadoras triangulares distribuidas temporalmente equiespaciadas. Como se muestra en la Fig. 5.1, para un FCC de  $N$  celdas, existe una señal triangular por cada módulo, las que tienen un desfase de  $T_s/N = h$ , por lo que en el caso de ocho celdas la separación entre triangulares es de  $T_s/8 = h$ .



**Figura 5.1:** Modulación PS-PWM para  $N$  celdas

La particularidad de este método es que con las triangulares distribuidas y manteniendo un valor de ciclo de trabajo nominal relativamente constante y similar para todas las celda  $d_j \approx d_n$ , se balancean los capacitores flotantes, mientras que el valor de  $d_n$  determina la relación entre la salida y la entrada. Esto se puede demostrar viendo el estado estacionario de las ecuaciones (4.8) y (4.14). Para esto, se llevan las derivadas a cero, lo que implica que tanto la tensión interna como la de salida se mantengan constantes. Las ecuaciones en estado estacionario resultan como

$$0 = \frac{I_o}{C_j}(d_{j+1} - d_j) \quad /j \in [1, 7] \quad (5.1)$$

$$0 = \frac{V_o}{I_o L_f} \left( V_i(d_s - t_d f_s) + \sum_{j=1}^7 V_j(d_j - d_{j+1}) - V_o - V_s - I_o R_s \right) \quad (5.2)$$

De (5.1) se concluye que la estabilidad del voltaje interno de las celdas se logra cuando todos los ciclos de trabajo tienen el mismo valor, es decir,  $d_j = d_n$ . Considerando esto, se puede despejar la ecuación (5.2), obteniendo así una relación directa entre la tensión de entrada y salida determinada por  $d_n$ , que corresponde a

$$d_n = \frac{V_o + V_s + I_o R_s}{V_i} + t_d f_s \quad (5.3)$$

donde, si se desprecian los términos añadidos para compensar pérdidas, el ciclo de trabajo nominal corresponde a la relación entre voltaje de salida y de entrada. Teniendo la medición del DC-link,  $V_o$  se reemplaza por la referencia de salida deseada y se obtiene el  $d_n$  que

balancea naturalmente el convertidor según (3.1) y entrega la tensión de salida deseada.

Esta forma de operación corresponde a un lazo abierto donde se aprovecha el balance natural producido al desfazar las triangulares. Sin embargo, para lograr una respuesta más rápida ante transitorios y con una menor magnitud de las oscilaciones, un método activo debe ser empleado sobre esta base para lograr mejores resultados.

### 5.1.1. PS-PWM PI

Aprovechando el balance natural del método PS-PWM, se intenta mejorar su desempeño mediante un control activo Proporcional Integral (PI). Con esto, se espera definir una referencia de las variables de estado ( $V_j$  y  $V_o$ ) y compararla con el valor real, para así obtener como salida del bloque PI los ciclos de trabajo de cada celda. Para obtener las ganancias  $K_p$  y  $K_i$  del PI se requiere conocer la planta que relacione la salida y la entrada, para lo cual se utilizará la matriz de transferencia del sistema definida como

$$H(s) = C(sI - A)^{-1} \cdot B \quad (5.4)$$

donde  $A$ ,  $B$  y  $C$  son coeficientes de las variables de estado y las entradas del modelo lineal del sistema, e  $I$  la matriz identidad. Este modelo tiene la forma

$$\dot{\mathbf{x}}(t) = \mathbf{A}\mathbf{x}(t) + \mathbf{B}\mathbf{u}(t) \quad (5.5)$$

$$\mathbf{y}(t) = \mathbf{C}\mathbf{x}(t) \quad (5.6)$$

lo que genera un problema, ya que las ecuaciones de estado (4.8) y (4.14) son claramente no lineales al presentar entradas multiplicadas por variables que definen el sistema. Para lograr que estas ecuaciones tengan la forma de (5.5) y (5.6), es necesario linealizarlas alrededor de un punto estable. Previo a esto, y con el fin de evitar futuras complicaciones, se deben renombrar las entradas  $d_j$ , pues la mayoría de variables de estados dependen de más de un ciclo de trabajo ya que el voltaje en los FC queda en función de la posición de los interruptores de su celda y la siguiente. Esto provoca que no haya una función de transferencia única entre una entrada  $d_j$  y una salida  $V_j$ . Como la interacción entre ciclos de trabajo suele ser la resta entre estos, una nueva variable  $g_j$  puede ser creada como

$$g_j = \begin{cases} d_{j+1} - d_j & /j \in [1, 7] \\ d_8 & /j = 8 \end{cases} \quad (5.7)$$

Reescribiendo las ecuaciones de estado en tiempo continuo con  $g_j$ , se obtiene

$$\frac{dV_j}{dt} = \frac{I_o}{C_j} g_j \quad /j \in [1, 7] \quad (5.8)$$

$$\frac{dV_o}{dt} = \frac{V_o}{I_o L_f} \left( V_i(g_8 - t_{df_s}) - \sum_{j=1}^7 V_j g_j - V_o - V_s - I_o R_s \right) \quad (5.9)$$

las cuales, linealizadas respecto a un punto de trabajo, quedan de la forma

$$\Delta \dot{\mathbf{x}} = A_0 \Delta \mathbf{x} + B_0 \Delta \mathbf{u} \quad (5.10)$$

$$\Delta \mathbf{y} = C_0 \Delta \mathbf{x} \quad (5.11)$$

Las variables de estado  $\Delta \mathbf{x}$  y las entradas  $\Delta \mathbf{u}$  están determinadas por (4.1), salvo que  $S_j$  es reemplazado por  $g_j$ . El coeficiente  $C_0$  corresponde a una matriz identidad  $I_8$ , ya que las salidas que se quieren controlar en este caso son justamente las variables de estado. Las matrices  $A_0$  y  $B_0$  están determinadas por

$$A_0 = \begin{bmatrix} \frac{\partial f_1}{\partial x_1} & \frac{\partial f_1}{\partial x_2} & \cdots & \frac{\partial f_1}{\partial x_8} \\ \frac{\partial f_2}{\partial x_1} & \frac{\partial f_2}{\partial x_2} & \cdots & \frac{\partial f_2}{\partial x_8} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ \frac{\partial f_8}{\partial x_1} & \frac{\partial f_8}{\partial x_2} & \cdots & \frac{\partial f_8}{\partial x_8} \end{bmatrix}_0 = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & \frac{g_1 I_o}{C_j V_o} \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & \frac{g_2 I_o}{C_j V_o} \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & \frac{g_3 I_o}{C_j V_o} \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & \frac{g_4 I_o}{C_j V_o} \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & \frac{g_5 I_o}{C_j V_o} \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & \frac{g_6 I_o}{C_j V_o} \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & \frac{g_7 I_o}{C_j V_o} \\ -\frac{g_1 V_o}{L_f I_o} & -\frac{g_2 V_o}{L_f I_o} & -\frac{g_3 V_o}{L_f I_o} & -\frac{g_4 V_o}{L_f I_o} & -\frac{g_5 V_o}{L_f I_o} & -\frac{g_6 V_o}{L_f I_o} & -\frac{g_7 V_o}{L_f I_o} & -\frac{V_o}{L_f I_o} \end{bmatrix}_0 \quad (5.12)$$

$$B_0 = \begin{bmatrix} \frac{\partial f_1}{\partial x_1} & \frac{\partial f_1}{\partial x_2} & \cdots & \frac{\partial f_1}{\partial x_8} \\ \frac{\partial f_2}{\partial x_1} & \frac{\partial f_2}{\partial x_2} & \cdots & \frac{\partial f_2}{\partial x_8} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ \frac{\partial f_8}{\partial x_1} & \frac{\partial f_8}{\partial x_2} & \cdots & \frac{\partial f_8}{\partial x_8} \end{bmatrix}_0 = \begin{bmatrix} \frac{I_o}{C_j} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & \frac{I_o}{C_j} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \frac{I_o}{C_j} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & \frac{I_o}{C_j} & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & \frac{I_o}{C_j} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & \frac{I_o}{C_j} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & \frac{I_o}{C_j} & 0 \\ -\frac{V_1 V_o}{L_f I_o} & -\frac{V_2 V_o}{L_f I_o} & -\frac{V_3 V_o}{L_f I_o} & -\frac{V_4 V_o}{L_f I_o} & -\frac{V_5 V_o}{L_f I_o} & -\frac{V_6 V_o}{L_f I_o} & -\frac{V_7 V_o}{L_f I_o} & -\frac{V_o}{L_f I_o} \end{bmatrix}_0 \quad (5.13)$$

donde  $f_j$  corresponde a (5.8) y  $f_8$  a (5.9). Las matrices son evaluadas en el punto de trabajo nominal del convertidor, es decir, una entrada de 400V y una salida de 120V, lo que lleva a  $d_j = d_n = 0,3$  según (5.3). Esto reduce a  $g_j = 0$  para  $j = [1, 7]$ . Un resumen con valores nominales es presentado

$$\mathbf{u}_0 = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0,3 \end{bmatrix}; \quad \mathbf{x}_0 = \begin{bmatrix} 50 \\ 100 \\ 150 \\ 200 \\ 250 \\ 300 \\ 350 \\ 120 \end{bmatrix}; \quad \mathbf{p}_0 = \begin{bmatrix} 400 \\ 10 \end{bmatrix} \quad (5.14)$$

Finalmente, reemplazando las matrices anteriores en (5.4), se obtiene la función de transferencia del sistema

$$\mathbf{H}(s) = 4,5e5 \cdot \begin{bmatrix} \frac{1}{s} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{s} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \frac{1}{s} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & \frac{1}{s} & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & \frac{1}{s} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & \frac{1}{s} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & \frac{1}{s} & 0 \\ -\frac{16,5}{s+3e5} & -\frac{33}{s+3e5} & -\frac{49,5}{s+3e5} & -\frac{66}{s+3e5} & -\frac{82,5}{s+3e5} & -\frac{99}{s+3e5} & -\frac{115,5}{s+3e5} & \frac{132}{s+3e5} \end{bmatrix} \quad (5.15)$$

Esta matriz entrega la planta entre dos variables, relacionando las entradas (columnas) con las salidas (filas), con lo que se puede comprobar que cada voltaje de los FC pueden ser relacionados con una sola entrada  $g_j$ . Con esto, puede controlarse  $V_j$  con un bloque PI de coeficientes  $K_{p1} = 0,03$  y  $K_{i1} = 0,06$ , y  $V_o$  con  $K_{p2} = 0,6$  y  $K_{i2} = 1,5$ , los cuales fueron obtenidos mediante la herramienta `cftool` de `MatLAB`. El control del voltaje de salida es más complejo, pues depende del valor de todas las entradas del sistema y no es posible desligarlas. Con el fin de simplificar el control, se plantea hacer uso de (5.3) y mantener constante el valor de  $g_8 = d_n$ , sin considerar el efecto que tengan el resto de entradas en la salida, pues se espera que en estado estable estas sean cercanas a cero. De esta forma la planta entre  $V_o$  y  $g_8$  es una constante que puede ser controlada con un integrador, sin embargo se aplica un bloque PI para darle más estabilidad al sistema. El diagrama de bloque del control PS-PWM PI es mostrado en la Fig. 5.2.

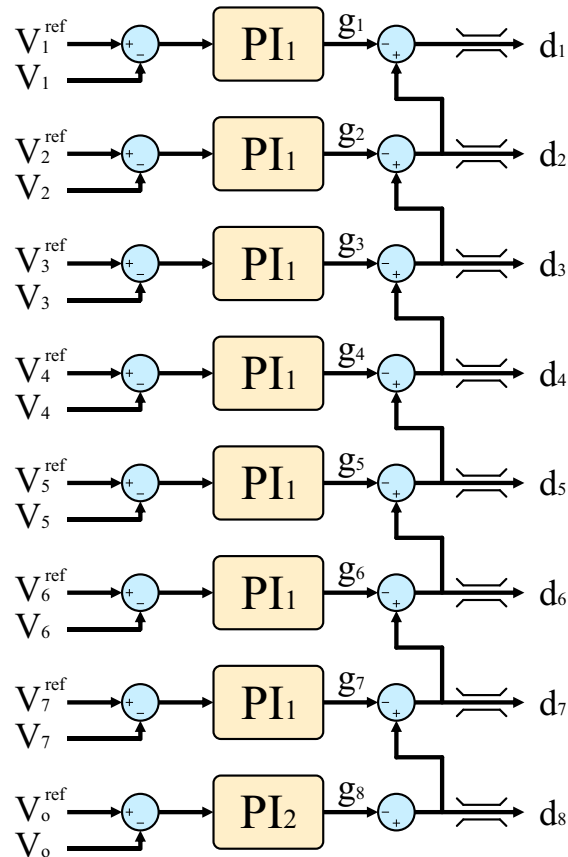


Figura 5.2: Diagrama de bloques del Control PS-PWM PI

## 5.2. Finite Control Set - Model Predictive Control (FCS-MPC)

El control FCS-MPC [25, 26, 29, 30] se basa en un modelo del sistema que predice el comportamiento futuro de las salidas ante diferentes entradas, con el fin de seleccionar las que minimicen una función de costos dada con sus restricciones. Esta función relaciona el error de cada variable y su referencia, por lo que su optimización entrega directamente las acciones (apertura o cierre de un semiconductor) que llevan a las variables de estado más cerca del valor deseado, sin la necesidad de utilizar una etapa PWM. En cada periodo de tiempo  $h$  se calcula el futuro valor de  $V_j$  y  $V_o$  con dos entradas diferentes, la señal del interruptor de una sola celda encendida y apagada, y se determina cual de los dos casos disminuye la función de costo. Se aplica la entrada más adecuada y se repite el proceso con la señal de la celda siguiente, hasta completar el ciclo de las ocho celdas para comenzar de nuevo. El trabajar una celda por ciclo permite reducir el costo computacional de la optimización, aumentando la frecuencia con que nuevas actuaciones son enviadas al convertidor. De lo contrario, si se quisieran optimizar todas las celdas simultáneamente, se requerirían evaluar  $2^8 = 256$  casos en la función de costo en vez de 2, aumentando considerablemente el tiempo en que ningún semiconductor cambia de estado. Esto podría compensarse optimizando dos o cuatro celdas a la vez, sin embargo, se decide priorizar una alta frecuencia de conmutación en este trabajo, razón por la cual se estudiará una celda por interrupción.

Con las ecuaciones (4.16) y (4.17) deducidas en la Sección 4.4, se puede predecir el valor futuro de  $V_j$  y  $V_o$  en un tiempo  $h$ , conociendo el valor actual de estos voltajes y de las entradas. También se pueden predecir los valores futuros de las mediciones a la hora de aplicar la actuación, por lo que previo a obtener las variables de estado que entran a la función de costo, se debe ajustar la medición realizada en base a las actuaciones a la hora de la interrupción. Los nuevos valores de  $V_o$  y  $V_j$  pueden compararse con las referencias deseadas  $V_j^{ref}$  y  $V_o^{ref}$  para obtener un error del nuevo estado, lo que se agrega a la función de costo  $J$  descrita como

$$J^{k+1} = W_o \left( V_o^{ref} - V_o^{k+1} \right)^2 + W_j \sum_{j=1}^7 \left( V_j^{ref} - V_j^{k+1} \right)^2 \quad (5.16)$$

la que consta de los errores de las ocho variables a controlar al cuadrado (para que todas sean positivas y no se anulen errores) multiplicadas por un peso. El peso del error de  $V_o$  es diferente al de los voltajes internos, puesto que de esta manera se puede ajustar a gusto mediante iteración la importancia que se le da a la calidad de la salida del sistema respecto al balance de los capacitores flotantes. Se utiliza un mismo peso  $W_j$  para estos pues todas las celdas tienen la misma influencia. Si bien en (5.16) se presenta una sumatoria que incluye los errores de los siete voltajes internos, esto es una expresión general para la optimización de cualquier cantidad de celdas a la vez, mientras que para el caso de este trabajo, en donde una actuación es evaluada, puede prescindirse del resto de errores. Por otra parte, ya que la importancia de los pesos es su valor relativo entre ellos, es que uno puede eliminarse, dejando el ajuste del control sólo al peso restante. Para este caso,  $W_o = 1$  y  $W_j$  se regulará. La Fig. 5.3 muestra el diagrama de flujo del control FCS-MPC.

Este método de control tiene la ventaja de no requerir la linealización del sistema, utilizando las ecuaciones de estado discretas para predecir el valor futuro de las variables de interés. Esto simplifica la implementación y no restringe a un único punto de trabajo nominal. Sin embargo, la desventaja que presenta este esquema de control es la falta de una frecuencia de conmutación constante, al no presentar una etapa PWM. Al evaluar directamente el efecto de una actuación de *gate*, el sistema elige como óptimo el estado del semiconductor que minimice la función de costo, sin importar el tiempo en que se ha mantenido ese estado. Esto, aplicado a todos los GaN, produce un desgaste desigual y dificulta el control de pérdidas, además de generar una salida con un amplio rango de armónicas, al contrario de los controles con frecuencia de conmutación constante. Debido a esto es que un nuevo control debe ser propuesto, combinando las ventajas de la predicción de las variables de estado con una modulación PWM que proporcione una frecuencia fija de trabajo para todos los semiconductores.

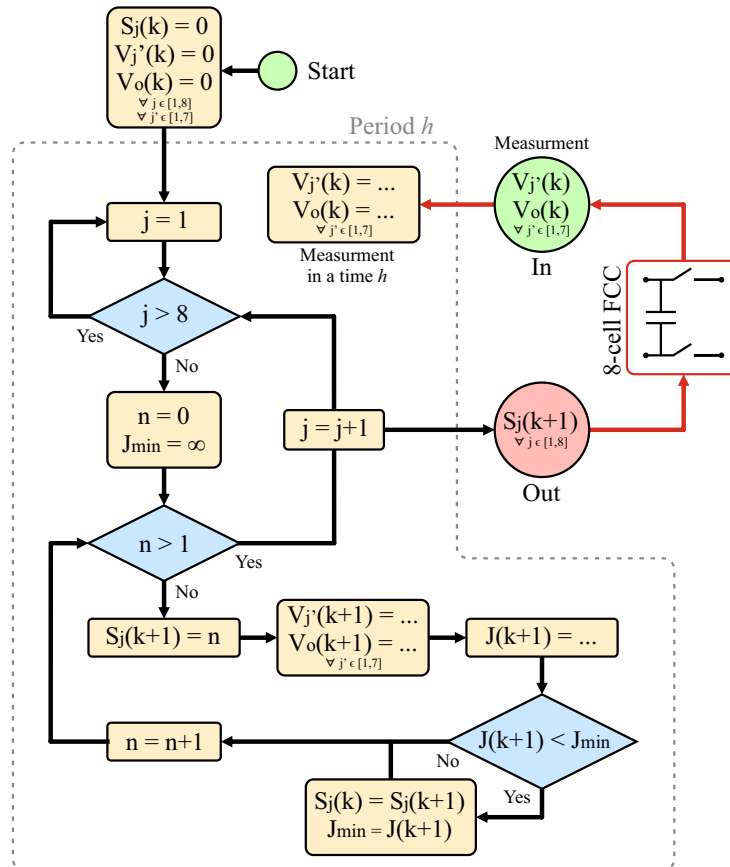


Figura 5.3: Diagrama de flujo del Control FCS-MPC

### 5.3. Sequential Phase-Shifted - Model Predictive Control (SPS-MPC)

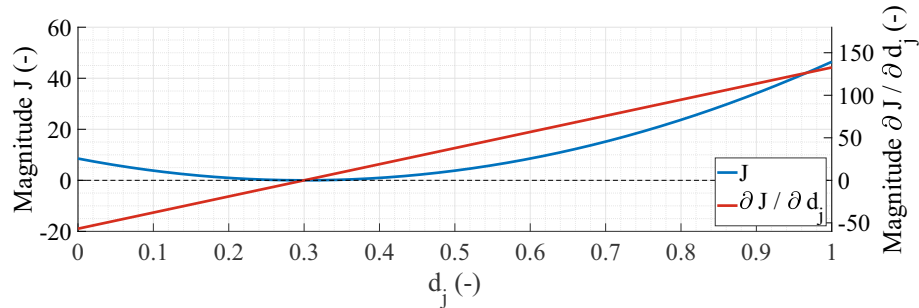
Como su nombre lo dice, el método SPS-MPC [22, 23, 31, 32] hace uso de los dos controles vistos anteriormente, y se aprovecha de las ventajas que cada uno de estos entregan. Por un lado, las señales de disparo son obtenidas por PWM de la comparación de  $d_j$  y las triangulares equidistanciadas de cada celda (Phase-Shifted), por lo que la frecuencia de conmutación es constante ( $f_s$ ) y dada por los carriers. En segundo lugar, se tiene el control predictivo MPC, el cual se trabaja de forma similar que en la Sección 5.2, salvo que esta vez las salidas de la optimización (entradas del sistema) son los ciclos de trabajo  $d_j$  en vez de la acción directa sobre los *switches*. Para predecir las variables de estado, se utilizan las ecuaciones (4.18) y (4.19). Las mediciones son ajustadas en base a predicciones para que sean precisas en el tiempo de aplicar la actuación. También se debe modificar la función de costo respecto al control FCS-MPC, ya que un nuevo error debe ser agregado que indique lo alejado que están los ciclos de trabajo respecto al caso nominal  $d_n$ , incluyendo su peso  $W_d$  respectivo. Como se comentó en la sección anterior, para este caso en donde hay tres componentes en la función de costo sólo dos factores de peso son necesario, sin embargo esto se tratará en mayor detalle en un futuro, por lo que los tres factores de peso son mostrados por ahora. La nueva expresión para  $J$  corresponde a

$$J^{k+1} = W_o \left( V_o^{ref} - V_o^{k+1} \right)^2 + W_j \sum_{j=1}^7 \left( V_j^{ref} - V_j^{k+1} \right)^2 + W_d \sum_{j=1}^8 \left( d_n - d_j^{k+1} \right)^2 \quad (5.17)$$

Si bien el hecho de que la salida de control no se aplique directamente a los interruptores es algo beneficioso para la frecuencia de conmutación, tiene el inconveniente de que la variable independiente  $d_j$  es continua entre 0 y 1, por lo que se debería reemplazar infinitos valores en las ecuaciones para obtener el punto que minimice la función de costo. En el caso FCS-MPC sólo existían dos opciones por variable, pues los interruptores podían estar encendidos o apagados ( $S_j = 1$  ó  $S_j = 0$ ), lo que facilitaba la elección de estado. Por esta continuidad en la actuación es que este método de control es un CCS-MPC, y requiere de una expresión que describe el valor de la actuación  $d_j$ . Para obtener esta ecuación, se deriva la función de costo respecto al ciclo de trabajo que se está optimizando, y se iguala a cero, tal que

$$d_j^{opt} = arg \left\{ \frac{\partial J}{\partial d_j} = 0 \right\} \quad / j \in [1, 8] \quad (5.18)$$

De esta ecuación se despeja  $d_j$  para obtener directamente la función que entrega el ciclo de trabajo óptimo, la cual depende del resto de ciclos, los voltajes actuales y las constantes del sistema. La Fig. 5.4 muestra un gráfico de la función de costo y su derivada respecto a  $d_j$  con el sistema trabajando en estado estacionario. Los voltajes están al valor de sus referencias y el resto de ciclos de trabajo corresponden a  $d_n = 0,3$ .



**Figura 5.4:** Función de costo y su derivada respecto al ciclo de trabajo

Como era de esperarse, las gráficas muestran que el mínimo  $J$  se obtiene con  $d_j = 0,3$ , siendo su derivada cero en este valor. También el valor de  $J$  es cero, pues es posible obtener de forma continua el ciclo óptimo que elimina el error total mientras el resto del sistema esté en las referencias. Determinadas de forma *off-line* las funciones para los ciclos de trabajo, es decir, el resultado de (5.18), es posible incorporarlas al código de control del C-Script que rige la simulación del FCC en PLECS. El diagrama de flujo del SPS-MPC se presenta en la figura 5.5.

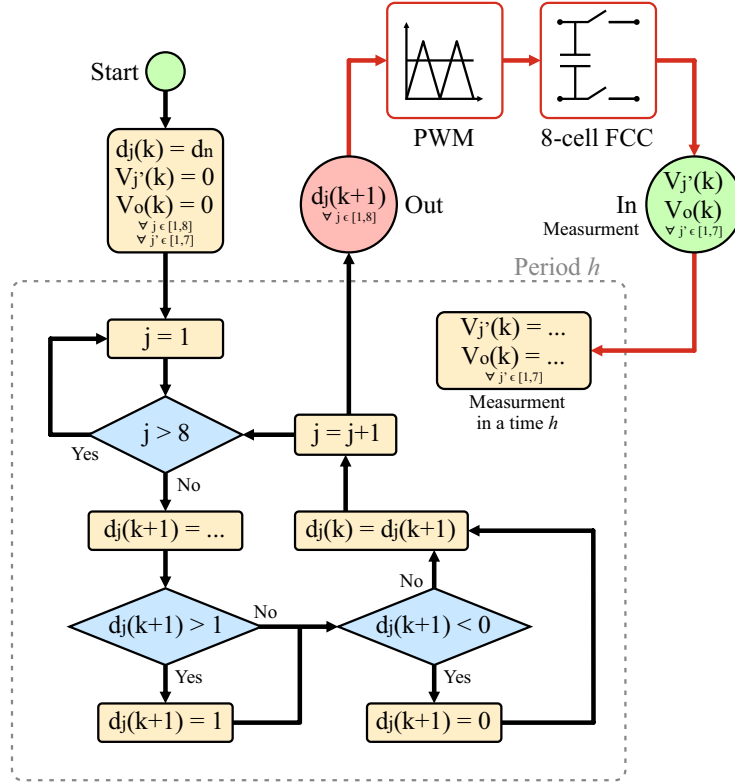


Figura 5.5: Diagrama de flujo del Control SPS-MPC

De forma inmediata se puede notar una simplificación en el diagrama de flujo, pues las iteraciones son eliminadas por la directa obtención de  $d_j^{k+1}$  mediante las ecuaciones obtenidas previamente, y en donde se encontraba la mayor complejidad de este método.

### 5.3.1. Step Sequential Phase-Shifted - Model Predictive Control (Step SPS-MPC)

Como variación al control SPS-MPC se propone una alternativa para la elección de  $d_j$ , haciendo que esta se asemeje al método FCS-MPC con una cantidad finita de opciones para comparar en la función de costo. Se comienza el control con los ciclos de trabajo en el valor nominal (PS en lazo abierto  $d_j = d_n$ ), y se iteran variaciones en un  $\Delta d$   $q$  veces hacia arriba y abajo del valor original, teniendo así  $2q + 1$  opciones de  $d_j$  por periodo para obtener el mínimo valor de la función de costo, comparado con las dos opciones en el método FCS-MPC. Los valores de ciclo de trabajo evaluados están dados por

$$d_j^{k+1} = d_j^k + p \cdot \Delta d \quad / j \in [1, 8] \wedge p \in [-q, q] \quad (5.19)$$

donde  $p$  es un número entero entre  $-q$  y  $q$  y  $\Delta d$  la mínima variación en el ciclo de trabajo. Esto permite mantener  $d_j$  en su valor actual, variarlo un mínimo de  $\Delta d$  y un máximo de  $\pm q \cdot \Delta d$ , tanto en aumento como en disminución, regulando siempre que el nuevo valor este dentro del rango  $[0,1]$ . Un pequeño  $\Delta d$  permite más precisión, pero a la vez requiere un mayor  $q$  para actuaciones que requieran un gran cambio en el ciclo de trabajo, como perturbaciones. El diagrama 5.6 resume el control recién explicado.

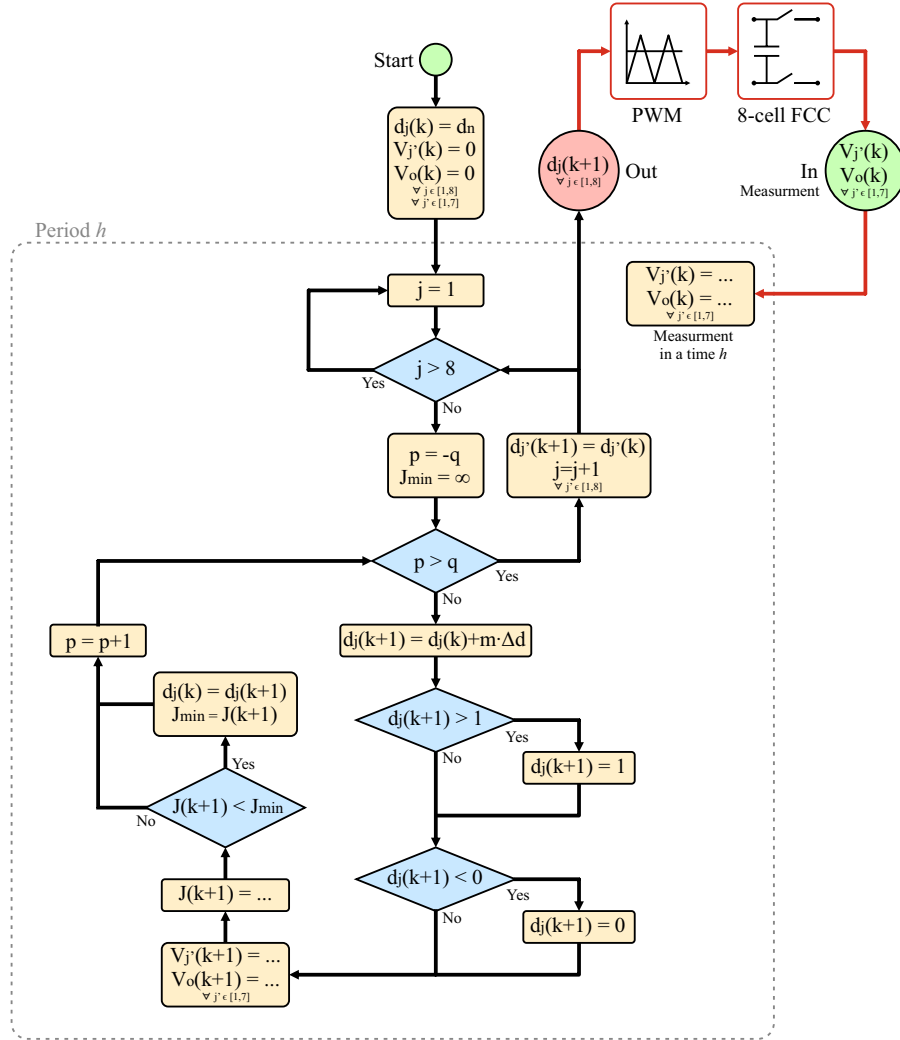


Figura 5.6: Diagrama de flujo del Control Step SPS-MPC

Una de las dificultades que presenta este control es la cantidad de parámetros que deben ser ajustados a mano ( $q$ ,  $\Delta d$ ,  $W_o$ ,  $W_j$ ,  $W_d$ ), pues no hay una forma analítica de obtenerlos todos. Un valor muy alto de  $\Delta d$  agrega ruido y *ripple* a los voltajes de los FC, además de generar un error estacionario en la tensión de salida. Un valor bajo de  $q \cdot \Delta d$  produce *overshoot* tanto en  $V_j$  como en  $V_o$ , y un gran  $q$  aumenta la cantidad de iteraciones por periodo  $h$ . Pese a esto, si el tiempo computacional del control sigue siendo menor que el necesitado por SPS-MPC tras el cálculo de la extensa ecuación que entrega  $d_j^{opt}$ , esta propuesta puede ser interesante, considerando que es un control FCS-MPC con los beneficios de la modulación PWM.

### 5.3.2. Modificación Multirate al control SPS-MPC

La desventaja de los controles predictivos es que el tiempo que tienen para correr el código tras la interrupción y obtener la actuación óptima se encuentra delimitado por el periodo de las triangulares que generan la interrupción, que en métodos con etapa PWM suele coincidir con la de la portadora, lo que se traduce en una dependencia en la frecuencia de conmutación. Sumado a esto, ya que hay tantas triangulares como celdas en el convertidor, el tiempo entre una y la siguiente es, para el caso de este trabajo, ocho veces menor, debido a que la obtención de  $d_j$  debe ocurrir antes que la  $Tri_{j+1}$  llegue a su máximo, activando la interrupción para optimizar su propio ciclo  $d_{j+1}$ . Esto hace que para  $f_s = 50kHz$  se tengan  $2.5\mu s$  de tiempo para realizar las mediciones de las variables y obtener el nuevo ciclo. Si se quisiera utilizar la frecuencia de conmutación como actuación para controlar la temperatura, valores mucho mayores serían requeridos, limitando aun más el tiempo que tiene el control para entregar resultados. Debido a esto es que se debe utilizar un nuevo método de interrupción, que permita desacoplar la frecuencia de conmutación de la frecuencia con que se obtienen los ciclos óptimos de cada celda, de tal manera que el paso de tiempo discreto  $h$  ya no sea  $T_s/N$ , sino un valor independiente.

El método multirate [26,30] es una modificación que se puede realizar a los controles que presentan una etapa PWM para lograr independizar la frecuencia de conmutación con la de interrupción. El utilizar dos frecuencias diferentes permite disfrutar de los beneficios de una alta frecuencia de *switching*, lo cual reduce el *ripple* y permite utilizar filtros más pequeños, y a su vez no limita el tiempo de código de control, pues las interrupciones ocurren de manera independiente. La Fig 5.7 muestra el funcionamiento del método multirate.

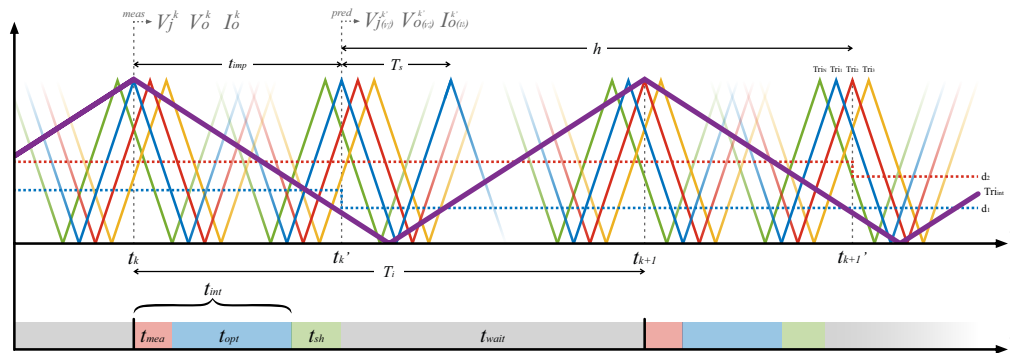


Figura 5.7: Multirate SPS-MPC

Para un FCC de  $N$  celdas ( $N+1$  niveles) con control SPS-MPC, el método funciona como se plantea a continuación: hay  $N$  triangulares (carriers) con una frecuencia  $f_s$  desfasadas  $360^\circ/N$ , las cuales gobiernan la conmutación de los semiconductores. Por otro lado, el sistema de control determina el ciclo de trabajo óptimo  $d_j^{opt}$  de la celda número  $j$ , cuyo proceso comienza con la interrupción producida por una nueva triangular  $Tri_{int}$  más lenta, de color morado en la Fig 5.7.

En el instante  $t_k$ , la triangular más lenta alcanza su valor máximo y genera una interrupción, la que se alinea con el máximo de la triangular de conmutación rápida de la celda número  $j$ . Cuando ocurre la interrupción, se miden todas las variables, lo que

tarda  $t_{mea}$ , para luego ejecutar el código de control y obtener el  $d_j$  óptimo después de un tiempo  $t_{opt}$ . Desde la interrupción en  $t_k$ , el control toma  $t_{int} = t_{mea} + t_{opt}$  para enviar la nueva referencia, sin embargo, este nuevo valor se guarda en un registro *shadow* hasta el siguiente máximo de la triangular rápida  $Tri_j$ . En la práctica, desde la interrupción hasta la implementación de la nueva referencia en  $t'_k$  pasa un tiempo  $t_{imp}$ , que puede ser varios períodos de conmutación  $T_s$ . Debido a este retraso, las mediciones ya no son precisas y el ciclo de trabajo óptimo se aplicará en un momento en que las variables reales son diferentes a las medidas en  $t_k$ . Para abordar esto, durante el tiempo de optimización, las variables medidas se utilizan como entradas para estimar las mismas variables en un período de tiempo  $t_{imp}$ . Por lo tanto, los valores reales en  $t'_k$  son los que se utilizan para optimizar  $d_j$ , lo cual se implementará en ese instante. El cálculo del tiempo  $t_{imp}$  corresponde a

$$t_{imp} = mT_s \quad (5.20)$$

$$m = \left\lceil \frac{t_{int}}{T_s} \right\rceil \quad (5.21)$$

donde  $m$  es el número de períodos entre  $t_k$  y  $t'_k$  redondeado hacia arriba. Después de que  $d_j$  ha sido actualizado, el control esperará un tiempo  $t_{wait}$  hasta la siguiente interrupción, lo cual determina el límite superior de la frecuencia de la triangular lenta  $f_i$ . Esto es debido a que la totalidad del código debe ejecutarse antes de que ocurra la siguiente interrupción, o de lo contrario se intentará optimizar un ciclo de trabajo sin si quiera haber terminado el anterior. Esta restricción puede ser expresada como  $T_i > t_{int}$ .

La siguiente vez que  $Tri_{int}$  alcance su máximo y produzca una interrupción, estará alineada con el máximo del siguiente carrier, es decir,  $Tri_{j+1}$ . Debido a que la optimización del ciclo de trabajo se realiza sobre la celda cuya triangular calza con el carrier de interrupción, el desfase cada periodo  $T_s$  la triangular lenta y la rápida permite controlar secuencialmente cada celda y a su vez mantener constante el paso discreto  $h$ . Este análisis establece una relación entre  $T_s$  y  $T_i$ , el cual puede ser expresado según

$$T_i = nT_s + \frac{T_s}{N} \quad (5.22)$$

$$n = \left\lfloor \frac{T_i}{T_s} \right\rfloor \quad (5.23)$$

donde  $n$  es el número de periodos de la triangular rápida entre  $t_k$  y  $t_{k+1}$  redondeado hacia abajo. Pese a que  $n$  es un número que puede ser elegido a conveniencia, el hecho de que tenga que ser entero produce una pequeña dependencia de  $T_i$  respecto a  $T_s$ , lo que asegura que la cantidad de cuentas máximas de las triangulares sean también un valor entero, y previniendo así un leve desfase no deseado cada periodo. Sin embargo, esta dependencia aun permite elegir la frecuencia de interrupción  $f_i$ , siendo la aplicada muy cercana a la deseada.

Debido a que el tiempo entre interrupciones es  $T_i$ , el tiempo entre las implementaciones de los nuevos ciclos de trabajo es también el periodo de la triangular de interrupción, por lo que  $h = T_i$ . Esto es importante pues la optimización de  $d_j$  se realiza para minimizar el

error hasta que el siguiente ciclo  $d_{j+1}$  es implementado. Esto demuestra que el tiempo  $h$  en la predicción puede ser fácilmente ajustado cambiando el periodo de  $Tri_{int}$ .

### 5.3.3. Determinación de los factores de peso

En la topología FCC el ajuste de los parámetros de control es de suma importancia, puesto que además de simplemente lograr una salida constante o un buen balance de los capacitores flotantes, estos pueden presentar errores considerables en estado estacionario o incluso “resonar”, aumentando el estrés en los semiconductores. Ambos problemas son producidos por una incorrecta selección de los factores de peso al utilizar SPS-MPC, por lo que analizar su sintonización resulta de interés para este trabajo. En [25, 29] se diseñan factores de peso para un control FCS-MPC, donde el segundo propone el uso de los errores en estado estacionario. Como el control SPS-MPC tiene una actuación continua, es posible llegar a error cero en este estado, por lo que se debe realizar un análisis más profundo del tema.

La función de costo del control SPS-MPC fue mostrada en (5.17), la cual depende de los errores del voltaje de salida, el voltaje de los FCs y el ciclo de trabajo de cada celda respecto al nominal. Mediante experimentación ha sido posible deducir que estos tres pesos no deben sobrepasar un valor crítico, cuyo límite varía dependiendo del punto de operación del sistema. Más específicamente, la relación entre los pesos es la que determina un buen desempeño del control, ya que se traduce en entregarle la importancia justa a cada componente. Para encontrar este balance, el sistema debe ser analizado en estado estacionario, en donde los tres errores de la función de costo corresponden al error en estado estacionario, sin que afecten transitorios o perturbaciones. El análisis para obtener los pesos se presenta a continuación.

En estado estacionario, las variables de estado son iguales a su referencia (en un sistema ideal). Además, todos los ciclos de trabajo debiesen ser el nominal, a excepción del que se encuentra en análisis, denotado por  $d'$ , representando un número entre 0 y 1. Teniendo esto en consideración, las ecuaciones de estado (4.16) y (4.17) pueden ser reescritas resultando en

$$\begin{aligned} V_j^{k+1} &= \frac{I_o h}{C_j} (d_n - d') + V_j^{ref} & / [d_1, d_7] = d' \wedge j \in [1, 7]; \\ &= \frac{I_o h}{C_j} (d' - d_n) + V_j^{ref} & / d_8 = d' \wedge j = 7; \end{aligned} \quad (5.24)$$

$$\begin{aligned} V_o^{k+1} &= \frac{V_o^{ref} h}{I_o L_f} \left( V_i (d_n - t_{dfs}) + \frac{V_i}{N} (d' - d_n) - V_o^{ref} - V_s - I_o R_s \right) + V_o^{ref} & / [d_1, d_7] = d' \\ &= \frac{V_o^{ref} h}{I_o L_f} \left( V_i (d' - t_{dfs}) + (N - 1) \frac{V_i}{N} (d_n - d') - V_o^{ref} - V_s - I_o R_s \right) + V_o^{ref} & / d_8 = d' \end{aligned} \quad (5.25)$$

Es importante notar que  $V_j^{k+1}$  y  $V_1^{k+1}$  presentan más de una expresión en base al ciclo de trabajo que se está analizando. La mayoría de ciclos afecta dos celdas, a excepción de  $d_1$  y  $d_8$ , por lo que estos casos presentarán ecuaciones diferentes. Debido a esto, se llegará

finalmente a factores de peso dependientes de cuál celda se está optimizando, sin embargo se generalizará el resultado para obtener una única ecuación para  $W_j$  y  $W_o$ . Con (5.24) y (5.25) a mano, el cálculo del error ante la entrada  $d'$  en estado estacionario, para cada variable de la función de costo, resulta sencilla. Los errores respectivos son

$$\begin{aligned}
 \epsilon_{V_j} &= \sum_{j=1}^7 \left( V_j^{ref} - V_j^{k+1} \right)^2 \\
 &= \left( -\frac{I_o h}{C_j} (d_n - d') \right)^2 \quad /d_1 = d' \\
 &= \left( -\frac{I_o h}{C_j} (d' - d_n) \right)^2 + \left( -\frac{I_o h}{C_j} (d_n - d') \right)^2 \quad / [d_2, d_7] = d' \\
 &= \left( -\frac{I_o h}{C_j} (d' - d_n) \right)^2 \quad /d_8 = d'
 \end{aligned} \tag{5.26}$$

$$\begin{aligned}
 \epsilon_{V_o} &= \left( V_o^{ref} - V_o^{k+1} \right)^2 \\
 &= \left( -\frac{V_o^{ref} h}{I_o L_f} \left( V_i (d_n - t_{dfs}) + \frac{V_i}{N} (d' - d_n) - V_o^{ref} - V_s - I_o R_s \right) \right)^2 \quad / [d_1, d_7] = d' \\
 &= \left( -\frac{V_o^{ref} h}{I_o L_f} \left( V_i (d' - t_{dfs}) + (N-1) \frac{V_i}{N} (d_n - d') - V_o^{ref} - V_s - I_o R_s \right) \right)^2 \quad /d_8 = d'
 \end{aligned} \tag{5.27}$$

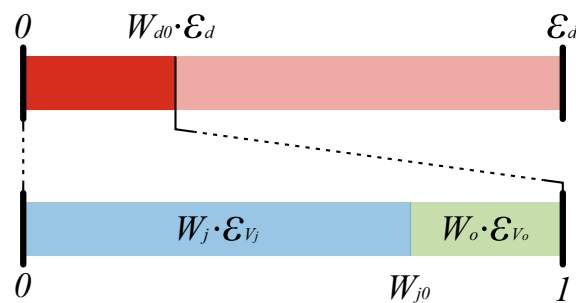
$$\epsilon_d = (d_n - d'_j)^2 \quad / [d_1, d_8] = d' \tag{5.28}$$

El error  $\epsilon_{V_j}$  y  $\epsilon_d$  suele ser la suma de errores de cada celda, sin embargo todos los demás ciclos de trabajo son  $d_n$ , por lo que el error se vuelve cero, dejando solo el de la celda analizada. En el caso del error para los voltajes internos, cuando el ciclo analizado es  $[d_2, d_7]$ , se obtiene el error de dos celdas, ya que como se comentó anteriormente estas actuaciones afectan su propio módulo y el vecina anterior. Se puede observar que si  $d' = d_n$ , todos los errores son cero, lo cual es de esperarse porque SPS-MPC es un control CCS, lo que permite una entrada perfecta y así lograr cero error en la función de costos. Si  $d'$  es 0 o 1, se puede alcanzar el máximo error posible, dependiendo del valor de  $d_n$ .

Una vez identificados los errores de la función de costo, es posible un análisis más profundo de los factores de peso. En primer lugar, considerar los tres factores no sería práctico, ya que introduce complejidades y dependencias adicionales entre los componentes. Para simplificar esto, se puede fijar uno de los factores de peso en 1, luego, la atención se centraría entonces en seleccionar los otros dos pesos en relación con este valor constante. El factor establecido en 1 debería ser el más significativo de los tres y el que tenga el impacto más influyente en el control, según [29]. Determinar esto implica describir el papel y la importancia de cada componente, lo cual se realiza a continuación.

El control influenciado por  $W_j \epsilon_{V_j}$  es notablemente agresivo y apunta a manipular los voltajes internos usando valores extremos de  $d_j$ , típicamente 0 ó 1. En este sentido, comparte similitudes con el control FCS, ya que tiende a anular el efecto PWM y mantiene los interruptores completamente abiertos o completamente cerrados en cada ciclo.  $W_d \epsilon_d$

proporciona inercia al control al tender los ciclos de trabajo a  $d_n$ , lo que a su vez logra el voltaje de salida deseado y conduce a un equilibrio natural de los FCs producto de que todos los  $d_j$  son similares. Este concepto de inercia actúa como un mecanismo amortiguador, reduciendo la agresividad del control de los voltajes internos y manteniendo los ciclos de trabajo en las proximidades de este rango deseado. Por otro lado, el impacto de  $W_o \epsilon_{V_o}$  tiene como objetivo reducir el error estacionario en la salida y acelerar la respuesta escalón. Si bien puede parecer obvio que el componente principal de la función de costos es el término relacionado con la salida, las simulaciones y los análisis experimentales han demostrado lo contrario. Un correcto balance de los FCs facilita una salida óptima, y un  $d_n$  bien controlado se alinea implícitamente con las referencias de voltaje de salida deseadas, por lo tanto, la mayor parte del trabajo lo realiza el control de los voltajes internos y especialmente el control del ciclo de trabajo. Entre los dos, este último es más fundamental, ya que otorga confiabilidad al sistema y sirve como base para acercarse a las referencias. Esto, a su vez, permite que los otros términos se ajusten y logren un error mínimo con respuestas rápidas ante transientes.



**Figura 5.8:** Análisis de los factores de peso

La preponderancia de este término central debe estar sujeta a un límite para evitar la “resonancia” de los FCs, que surge debido a la reducción de la inercia del control sobre  $d_j$ . Teniendo esto en cuenta, ahora se mostrará la relación entre los componentes de la función de costos. Esta relación también se representa visualmente en la Fig. 5.8 para una mejor comprensión. El impacto total del control  $V_o$  y  $V_j$  no debe superar un cierto porcentaje del error del ciclo de trabajo, definido por una nueva constante  $W_{d0}$ , denominada peso base. Si bien la introducción de factores adicionales puede parecer contradictoria y potencialmente complejo de ajustar, en última instancia simplifica la búsqueda de valores de pesos óptimos. Esta relación se describe como

$$W_{d0} \epsilon_d \geq W_j \epsilon_{V_j} + W_o \epsilon_{V_o} \quad (5.29)$$

Dado que el control óptimo se logra justo antes de que el control del ciclo de trabajo sea muy débil y se produzca resonancia, (5.29) se tratará como una igualdad en lugar de un límite. Ahora que  $W_{d0}$  reduce el rango de los otros dos controles, es necesario tomar una decisión con respecto a la influencia de cada factor dentro de esta área restante de operación. Para facilitar este proceso, se introduce otro peso base  $W_{j0}$ , la cual es un número entre 0 y 1 que representa la importancia del control de los FCs dentro del rango residual dictado por el control primario. La fórmula para  $W_{j0}$  corresponde a

$$W_{j0} = \frac{W_j \epsilon_{V_j}}{W_{d0} \epsilon_d} \quad (5.30)$$

De esta manera, se tiene un sistema de ecuaciones con (5.29) y (5.30), de donde es posible despejar los pesos  $W_j$  y  $W_o$ , resultando en

$$W_j = W_{d0} W_{j0} \frac{\epsilon_d}{\epsilon_{V_j}} \quad (5.31)$$

$$\begin{aligned} W_o &= W_{d0} \frac{\epsilon_d}{\epsilon_{V_o}} - W_{d0} W_{j0} \frac{\epsilon_d}{\epsilon_{V_o}} \\ &= W_{d0} \frac{\epsilon_d}{\epsilon_{V_o}} (1 - W_{j0}) \end{aligned} \quad (5.32)$$

Se hace evidente que tanto  $W_o$  como  $W_j$  dependen de los nuevos factores de peso base y de los errores en estado estacionario calculados previamente. Al sustituir estos en (5.31), se tiene como resultado la expresi3n

$$\begin{aligned} W_j &= \frac{C_j^2 W_{d0} W_{j0}}{I_o^2 h^2} \quad / \{d_1, d_8\} = d' \\ &= \frac{C_j^2 W_{d0} W_{j0}}{2I_o^2 h^2} \quad / [d_2, d_7] = d' \end{aligned} \quad (5.33)$$

Debido a que existen diferentes errores para los voltajes internos dependiendo del ciclo de trabajo analizado, es que diferentes expresiones para  $W_j$  son obtenidas. Si bien los errores para  $d_1$  y  $d_8$  presentaban diferente signo, este es eliminado al trabajar de forma cuadrática, resultando así en sólo dos casos. Del análisis experimental se concluye que no se obtienen mejores resultados aplicando la funci3n de peso correcta en base a la celda optimizada, sino que se debe utilizar la que tiene la mayor restricci3n. Por esta raz3n es que el  $W_j$  para  $[d_2, d_7] = d'$  es el seleccionado, en donde restringe su valor a la mitad de los otros casos. Para simplificar la ecuaci3n, el 2 del denominador es eliminado, ya que de todas maneras afectará solamente el valor  $W_{d0}$ , el cual es seleccionado a mano. Aclarando esto, las ecuaciones finales para  $W_o$  y  $W_j$  se presentan a continuaci3n.

$$W_o = \frac{I_o^2 L_f^2 N^2 W_{d0} (1 - W_{j0})}{V_i^2 V_o^{ref^2} h^2} \quad (5.34)$$

$$W_j = \frac{C_j^2 W_{d0} W_{j0}}{I_o^2 h^2} \quad (5.35)$$

En estas expresiones, la mayoría de los componentes son constantes o medidas del sistema, dejando solo  $W_{d0}$  y  $W_{j0}$  como parámetros ajustables. Es interesante observar cómo los términos de pérdidas se cancelan en las ecuaciones finales, así como la influencia del ciclo de trabajo aplicado  $d'$  que genera el error. Esto es crucial, ya que demuestra que los pesos obtenidos no dependen del error máximo generado por los valores de 0 ó 1, sino más bien de la relación entre los errores generados por cualquier ciclo de trabajo elegido como el óptimo por el control. Por otro lado, el proceso puede parecer redundante al reemplazar la búsqueda de  $W_o$  y  $W_j$  por los pesos base, sin embargo este enfoque ha resuelto varios problemas y permite un ajuste sencillo de  $W_{d0}$  y  $W_{j0}$ .

Para empezar, los pesos originales ahora dependen de varios parámetros del sistema, ajustándose según el punto de trabajo. Esto proporciona un amplio rango de control. En segundo lugar, determinar los valores de  $W_{d0}$  y  $W_{j0}$  se vuelve más intuitivo, lo cual se hace de la siguiente manera:  $W_{j0}$  se establece en su máximo, que es 1, para maximizar el efecto del control agresivo de los voltajes internos. Después de esto, se debe ajustar  $W_{d0}$  para lograr la resonancia de los FCs y luego reducirlo para evitar que esto ocurra. Una vez que se establece  $W_{d0}$ ,  $W_{j0}$  se puede ajustar al valor deseado. A medida que se acerca a 1, los FCs exhibirán un error de estado estacionario más bajo y picos transitorios más pequeños cuando  $V_o^{ref}$  cambie. Disminuirlo reduce el error estacionario del voltaje de salida y aumenta la velocidad de asentamiento contra escalones de  $V_o^{ref}$ . Todo esto debe realizarse en el punto nominal del convertidor para lograr un rendimiento óptimo, sin embargo, los pesos variables deberían permitir que funcione eficazmente bajo cualquier condición. Finalmente, la Tab. 5.1 ofrece una comparación del desempeño de los voltajes internos y de salida ante valores no óptimos de  $W_{d0}$  y  $W_{j0}$ , con el fin de observar el efecto de cada constante. En la tabla se indica un comportamiento general de las variables de estado, además de un comentario específico entre paréntesis. Por ejemplo, al aplicar  $W_{j0} > W_{j0}^{opt}$ , el voltaje de salida se controla de forma subóptima, principalmente porque su error en estado estacionario aumenta. Por otro lado,  $V_j$  tiene un desempeño adecuado, lo que indica una respuesta similar a la ideal. Pese a esto, el aumentar  $W_{j0}$  no genera una mejora considerable en los voltajes internos que valga la pena el error en la salida  $V_o$ . Como referencia, valores razonables de los pesos base son aproximadamente  $W_{d0} \approx 0,047$  y  $W_{j0} \approx 0,97$ .

**Tabla 5.1:** Comparación de voltajes internos y de salida ante factores de pesos no óptimos

Peso	Desempeño de $V_o$	Desempeño de $V_j$
$W_{d0} > W_{d0}^{opt}$	Subóptimo (mayor error)	Resonancia (alto FCs ripple)
$W_{d0} < W_{d0}^{opt}$	Adecuado (más lento)	Adecuado (más lento)
$W_{j0} > W_{j0}^{opt}$	Subóptimo (mayor error)	Adecuado (sin mejora considerable)
$W_{j0} < W_{j0}^{opt}$	Adecuado (sin mejora considerable)	Adecuado (sensible ante transitorios)

## 5.4. Resultados de simulación

Simulaciones en PLECS son realizadas para determinar cuál de los controles propuestos tiene un mejor desempeño. En estas se realiza una energización del convertidor con sus FC descargados para observar la velocidad con que se balancean. También, a la mitad de la ventana de estudio, se realiza un escalón de bajada de carga del 20%, llevando la corriente de valor nominal de 10A a 8A. Esta maniobra se lleva a cabo pues la perturbación de carga es la más común, y no deberían existir variaciones en el DC-link o en la referencia de salida.

Los resultados obtenidos corresponden al voltaje y corriente de salida, tensiones internas de las celdas y FFT de  $V_o$ . Respecto a la salida, se espera un valor constante en 120V con bajo *ripple* y pequeño *overshoot* tanto al energizar como al momento de disminuir la carga.

Los voltajes de los FC se deben balancear rápidamente y permanecer equidistantiados, pues el estrés en los semiconductores viene dado por la diferencia entre tensiones internas consecutivas. Finalmente, la FFT de  $V_o$  debiese tener armónicas concentradas y una baja amplitud.

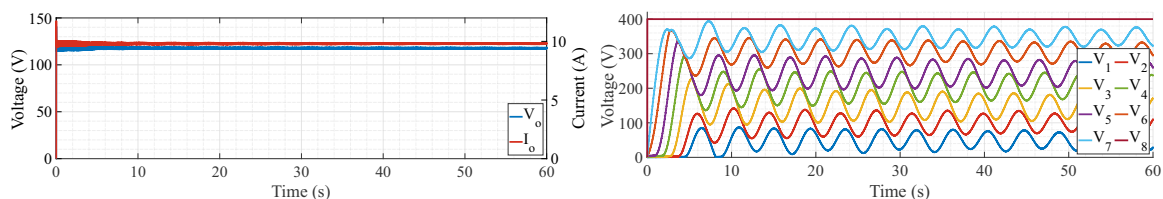
La Tab. 5.2 muestra los parámetros del sistema y de los métodos de control.

**Tabla 5.2:** Parámetros del sistema y control

(a) Sistema		(b) Control	
Parameter	Value	Parametro	Valor
$V_i$	400V	$k_{p1}$ (PI)	0.06
$V_o^{ref}$	120V	$k_{i1}$ (PI)	0.01
R	12/15 $\Omega$	$k_{p2}$ (PI)	1.5
$L_f$	30mH	$k_{i2}$ (PI)	0.6
$C_f$	2.2 $\mu$ F	$W_o$ (FCS)	1
$C_j$	20 $\mu$ F	$W_j$ (FCS)	0.05
$f_s$	50kHz	$W_{d0}$ (SPS)	0.08
$f_s$ (FCS)	400kHz	$W_{j0}$ (SPS)	0.8
$R_L$	0.8 $\Omega$	$W_o$ (Step SPS)	2.5
$R_{DS}$	0.007 $\Omega$	$W_j$ (Step SPS)	0.0125
$V_{SD}$	2V	$W_d$ (Step SPS)	1
$t_d$	0.5 $\mu$ s	$\Delta d$ (Step SPS)	0.002
		$q$ (Step SPS)	15

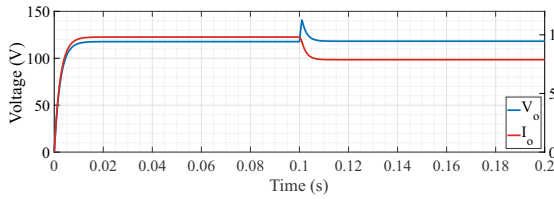
### 5.4.1. PS-PWM

En la Fig. 5.9 se muestran los resultados de simulación para el método PS-PWM de lazo abierto. Se ve en las primeras dos gráficas como los voltajes internos se intentan balancear al encender el convertidor, sin embargo, este método de lazo abierto tarda mucho en llegar a estado estacionario, provocando sobrevoltajes en los interruptores durante ese periodo. En la tercera y cuarta gráfica se comienza con los FCs cargados en su voltaje nominal, con el fin poder realizar una perturbación en la carga. Esta produce un *overshoot* en el voltaje de salida, el cual presenta un error en estado estacionario tras la maniobra. Los voltajes internos no se ven afectados por esto. La ventaja de poseer una etapa PWM es que la frecuencia de conmutación siempre será constante, lo que se traduce en una FFT con armónicas concentradas. El filtro pasa bajo elimina a tal punto la componente de 400kHz de  $V_x$ , que en la FFT de  $V_o$  llega a compararse con la de 50kHz. Esto mismo ocurrirá en el resto de controles.

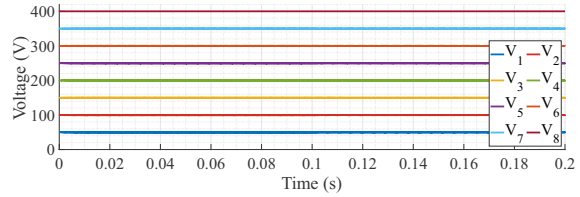


(a) Voltaje y corriente de salida en el encendido

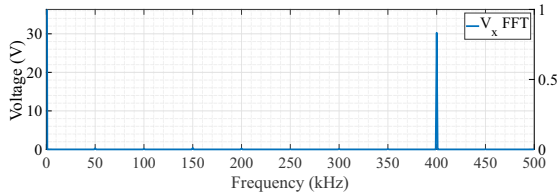
(b) Voltajes internos en el encendido



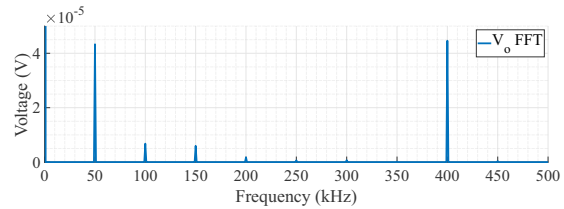
(c) Voltaje y corriente de salida ante escalón de carga de bajada



(d) Voltajes internos ante escalón de carga de bajada



(e) FFT del voltaje de salida antes del filtro



(f) FFT del voltaje de salida

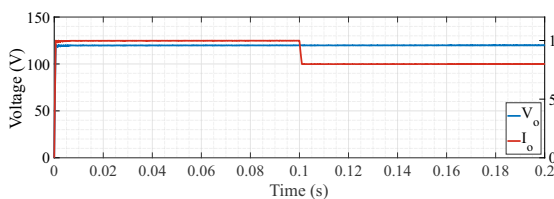
**Figura 5.9:** Resultados de simulación del sistema con control PS-PWM

Si bien el método de control PS en lazo abierto es sencillo, el balance natural que presenta no satisface las necesidades mínimas de velocidad y respuesta ante perturbaciones, por lo que un control activo es necesario.

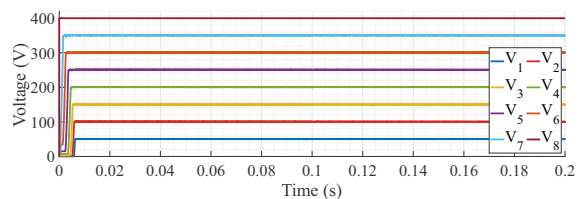
### 5.4.2. PS-PWM PI

La simulación del método PS-PWM con control activo mediante PI se muestra en la Fig. 5.10. De los resultados se puede notar la mejora en el control de los voltajes internos. El tiempo de asentamiento está en el orden de los pocos ms, y el *overshoot* es inexistente. La referencia se sigue casi a la perfección, lo que permite una distribución homogénea de los voltajes y por ende que los semiconductores se vean sometidos a una tensión cercana a  $V_i/8$ .

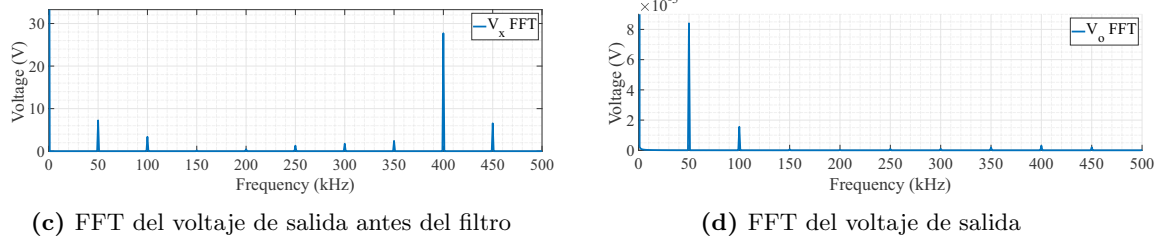
La FFT vista en la Fig. 5.10c muestra resultados de una armónica marcada en  $50kHz$  y en menor medida sus múltiplos, aunque con mucha menor amplitud que en el caso de lazo abierto. La componente de  $400kHz$  es mayor a sus vecinas por la frecuencia efectiva del desfase de las ocho triangulares de  $50kHz$ . Es notorio ver que las frecuencias superiores estén más atenuadas por la naturaleza del filtro pasa bajo, que actúa cada vez más mientras se aumenta la frecuencia.



(a) Voltaje y corriente de salida



(b) Voltajes internos



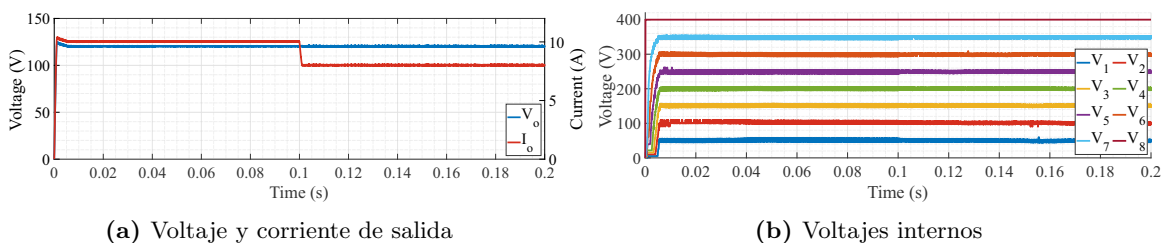
**Figura 5.10:** Resultados de simulación del sistema con control PS-PWM PI

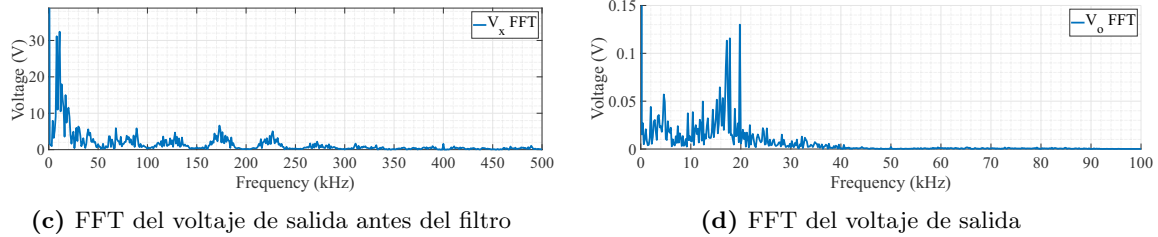
Pese a que los resultados del control PS-PWM PI se ven muy buenos y cumplen en todo lo solicitado para controlar el FCC, requieren de linealizar el sistema, lo que se tiene que realizar para cada punto de trabajo. El alto grado de no linealidad de este convertidor hace compleja la implementación de este control, por lo que un método que no requiera este paso es necesario.

### 5.4.3. FCS-MPC

Los resultados del control FCS-MPC son presentados en la Fig. 5.11. Los voltajes de los FC se controlan de buena manera una vez se estabilizan a los  $0.005s$ , pero tienen un *ripple* mayor que con el control PI. Ya que la etapa PWM cierra y abre el *switch* una vez por ciclo, su frecuencia de conmutación es fija y como mínimo el doble de lo generado por FCS, de frecuencia variable, debido a que este en el mejor de los casos abre el GaN en un periodo, y lo cierra en el siguiente. Al mantener niveles de corriente y capacitancia de las celdas, es natural que el *ripple* sea mayor. Pese a esto, se ve poco ruido en la salida de tensión, principalmente por el filtro con corte en 20Hz aproximadamente, la cual tiene un leve *overshoot* comparado con el método activo PS-PWM PI.

No se puede asegurar una frecuencia de conmutación constante debido a que el control FCS-MPC entrega directamente las señales de apertura  $S_j$  óptimas, y pueden haber periodos seguidos de una celda en los que la función de costo se optimice con el *switch* en el mismo estado en que estaba antes. Esta variabilidad de frecuencia es una de las mayores desventajas de este método de control, permitiendo que el desgaste en los semiconductores GaN no sea parejo entre ellos, además de entregar una salida con un amplio rango continuo de frecuencias, haciendo más difícil su eliminación mediante un filtro. La FFT de salida refleja lo comentado previamente, con frecuencias sobre todo entre 0 y 50kHz aportando a la señal de salida en una distribución casi continua, comparado con las FFT anteriores que se distribuían de manera discreta con base en la fundamental de 50kHz.



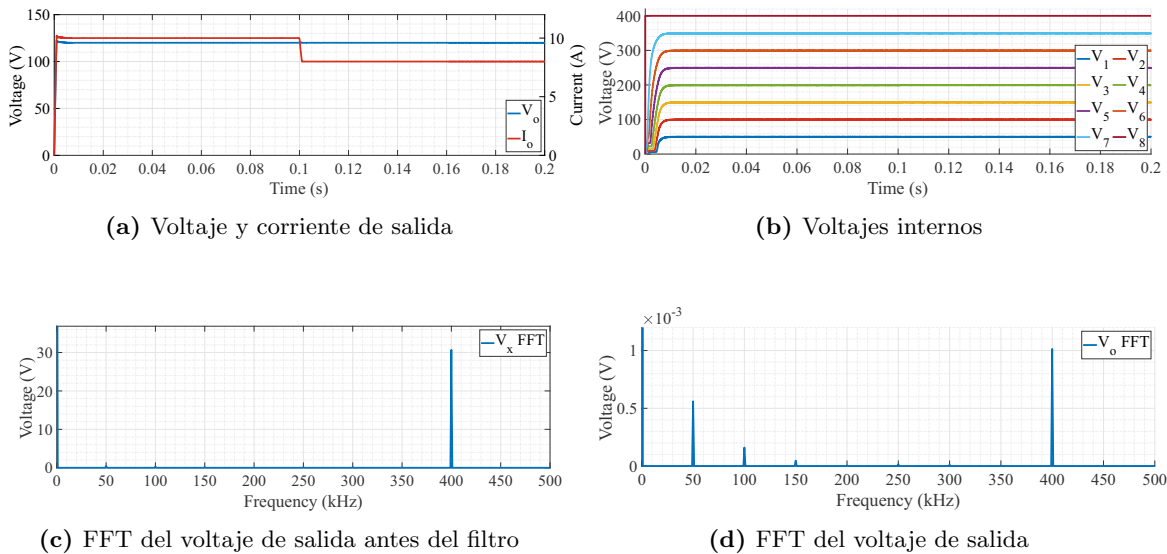


**Figura 5.11:** Resultados de simulación del sistema con control FCS-MPC

El método FCS-MPC soluciona la dificultad de implementar un control para este sistema no lineal, al utilizar predicciones de las variables de estado como base de control. Sin embargo, al no poseer etapa PWM, la frecuencia de conmutación es variable y desgasta de forma disparajada los semiconductores, aumentando la probabilidad de falla en estos. Es por esto que el método SPS-MPC se plantea como solución a este problema, combinando lo mejor de los controles PS-PWM PI y FCS-MPC.

#### 5.4.4. SPS-MPC

Los resultados para el control SPS-MPC se muestran en la Fig. 5.12. Estos son similares a los obtenidos con el control PS-PWM PI. Tanto los voltajes internos como el de salida poseen muy poca *ripple* y rápidamente siguen la referencia. La FFT también tiene armónicas concentradas pero de menor amplitud. Además, este método de control no requiere linealizar el sistema.

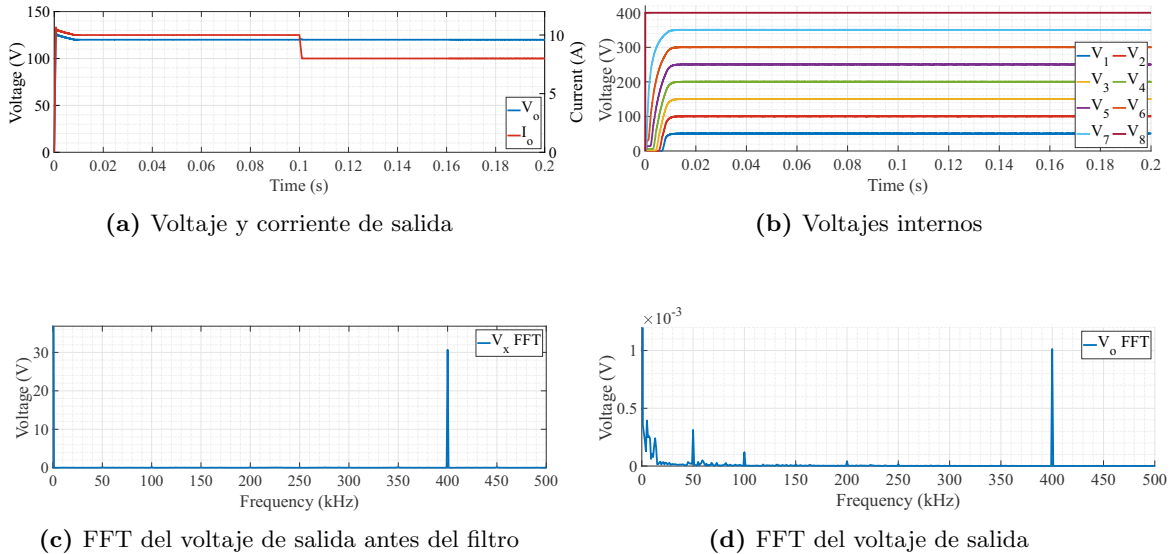


**Figura 5.12:** Resultados de simulación del sistema con control SPS-MPC

#### 5.4.5. Step SPS-MPC

Los resultados de la variante Step del control SPS-MPC se muestran en la Fig. 5.13. El control propuesto logra un mejor desempeño que el FCS-MPC, reduciendo grandemente el *ripple* de los voltajes internos y elimina casi por completo las armónicas entre 0 y 50kHz gracias a su etapa PWM. Tiene como ventaja que no requiere obtener la ecuación directa

de  $d_j$ , que para sistemas con muchas celdas resulta complicado computacionalmente, sobre todo si se desea optimizar más de un ciclo de trabajo por interrupción. Su desventaja es que no se utiliza el  $d_j$  óptimo dada la naturaleza discreta del control, aunque los resultados no muestran un impacto notable de ello. Por otro lado, viendo el desempeño del control SPS-MPC, mientras la obtención *off-line* de la función no sea un problema y su resultado *on-line* no sea computacionalmente demasiado exigente, sus leves mejores resultados la hacen una mejor opción ante la variante Step.



**Figura 5.13:** Resultados de simulación del sistema con control Step SPS-MPC

## 5.5. Conclusión del capítulo

En este capítulo tres esquemas de control fueron propuestos, en conjunto con dos variaciones, para determinar cuál es el más propicio para un FCC de ocho celdas. Resultados de simulación fueron obtenidos en PLECS, los cuales se resumen en la Tab. 5.3. En esta se encuentran los porcentajes de *ripple* del voltaje de salida respecto a 120V y voltajes internos respecto a 50V. También se presenta el tiempo de asentamiento ( $t_s$ ) de la salida y su *overshoot*. Finalmente, se presenta un porcentaje que indica la relación entre la magnitud de la mayor armónica y la componente continua de 120V. De la tabla destaca el mal desempeño del control de lazo abierto PS-PWM, haciendo notoria su necesidad de incorporar un control activo. También llama la atención el alto *ripple* en los voltajes internos por parte del método FCS-MPC, debido a su frecuencia efectiva menor por la falta de la etapa PWM.

**Tabla 5.3:** Resumen de resultados simulación de control

Control		<i>ripple</i> $V_o$ (%)	<i>ripple</i> $V_j$ (%)	$t_s$ de $V_o$ (ms)	$t_s$ de $V_j$ (ms)	<i>overshoot</i> $V_o$ (%)	Mayor armónica (%)
PS-MPC	Lazo abierto	0.000164	2.45	12	$\gg 60,000$	0	0.0000354
	PI	0.025	2.64	3.5	6.2	0	0.00683
FCS-MPC		0.789	19.98	5	5.7	3.72	0.1083
SPS-MPC	Estandar (CCS)	0.00166	2.5	1	8.1	2.10	0.000833
	Step (FCS)	0.00476	1.69	7.6	10.4	6.51	0.000833

El control PS-PWM PI tiene un gran desempeño, pero necesita linealizar el sistema, haciendo más compleja su implementación y no apta para cualquier punto de trabajo. Su etapa PWM permite tener una frecuencia de conmutación constante, facilitando el filtrado y el homogéneo desgaste en los GaN. El control FCS-MPC soluciona la no linealidad del sistema al utilizar predicciones de las variables de estado, pudiendo ser implementado de forma directa para cualquier punto de trabajo, pero tiene el problema de que no pasa por una etapa PWM, lo que conlleva una frecuencia de conmutación variable. El control SPS-MPC combina lo mejor de ambos controles y predice las variables futuras, con el fin de obtener un ciclo de trabajo óptimo para comparar con las triangulares en una modulación por ancho de pulsos. Su desempeño es bueno y su implementación requiere del cálculo *off-line* de una función extensa, que puede llegar a ser compleja computacionalmente dependiendo del número de celdas y la cantidad de ciclos de trabajo que se quiera optimizar por periodo. En este caso podría ser factible utilizar la variante propuesta Step SPS-MPC, que resulta siendo un método FCS con las ventajas de una frecuencia constante. Pese a esto, se optimizará un sólo ciclo por interrupción debido a la futura incorporación de fallas, las cuales desfasan las triangulares de la PWM y evitan así que máximos y mínimos calcen entre celdas. Esto simplifica el cálculo de la ecuación *off-line* que requiere el control secuencial CCS, lo que elimina las preocupaciones que puede generar su uso. Debido a lo anterior, el esquema de control SPS-MPC será utilizado para el FCC de ocho celdas, al cual se le harán modificaciones en el siguiente capítulo para que pueda responder ante fallas internas.

# Capítulo 6

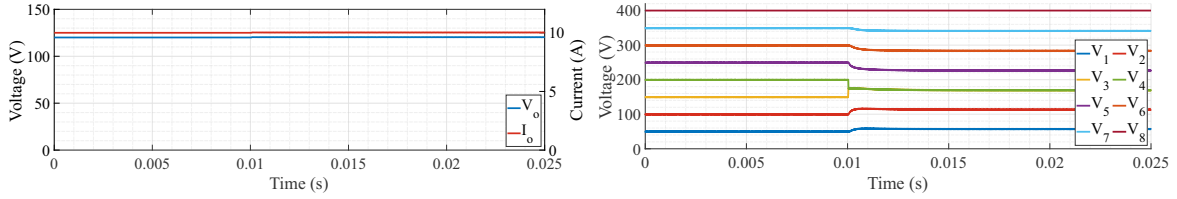
## Control ante fallas internas

Uno de los apartados más importantes en la resiliencia del convertidor es su respuesta ante fallas internas. Por lo general, los convertidores de potencia dejan de funcionar por completo ante problemas en sus elementos, usualmente los semiconductores, ya que se encuentran sometidos a una constante variación en su estado, generando diferenciales de corriente que lo desgastan y reducen su vida útil. Sin embargo, como se ha comentado previamente, una de las cualidades del FCC es que pese a fallas internas todavía puede operar a potencia nominal, pero con unan sobrecarga en los elementos operativos. Es por esto que un análisis de las posibles fallas a las que se podría ver afectado el convertidor es necesario, con el objetivo de controlar los efectos que estas tengan y así lograr voltajes que sigan la referencia pese al nuevo estado del FCC. En [18, 24, 33] se proponen métodos de detección de falla, lo cual no será analizado en este trabajo y se asumirá que ocurrida una falla interna, se sabe de forma inmediata cual es la celda involucrada. En [18, 33–35] se profundiza proponiendo soluciones posteriores a la detección.

### 6.1. Respuesta ante diferentes fallas sin modificaciones al control SPS-MPC

Para ver el efecto que tienen las diferentes fallas en los elementos del convertidor, es que se realizan simulaciones con el control SPS-MPC para casos de elementos cortocircuitados y en circuito abierto. El elemento de análisis es la celda cuatro, por lo que se llevan a cabo estas fallas en los interruptores  $S_4$ ,  $S'_4$  y el capacitor  $C_4$ . Las Fig. 6.1 y 6.2 muestran la respuesta del sistema ante un cortocircuito y circuito abierto en el GaN  $S_4$  respectivamente. En circuito abierto, el sistema queda inoperante, donde las primeras tres celdas quedan a potencial cero, al igual que la salida, mientras que las otras cinco se estabilizan a tensión del DC-link, lo que evidentemente quemaría los semiconductores de la celda cuatro. En el caso que se produzca un cortocircuito en  $S_4$ , sorprendentemente la componente activa del control sobre los voltajes internos logra ser suficiente para mantener al sistema controlado, balanceando los capacitores flotantes y manteniendo constante la salida. Si bien la falla hace que los desfases de las triangulares no sean los correctos, esto no es crucial para el balance de los FC, pues el control activo sobre los voltajes internos compensa este problema. Aunque es casi imperceptible, la tensión de salida adquiere mayor *ripple* y error en estado estacionario.

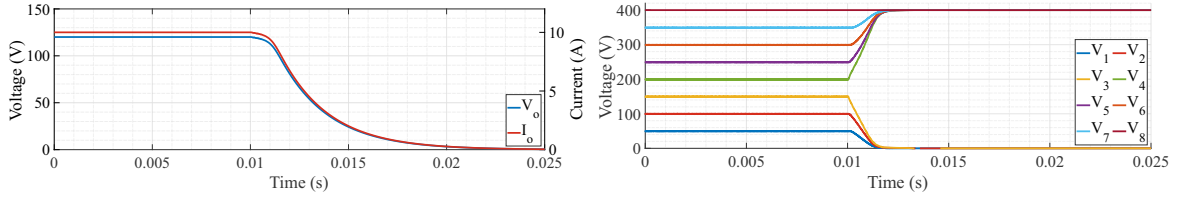
## 6.1. RESPUESTA ANTE DIFERENTES FALLAS SIN MODIFICACIONES AL CONTROL SPS-MPC68



(a) Voltaje y corriente de salida

(b) Voltajes internos

**Figura 6.1:** Falla de cortocircuito en el interruptor  $S_4$

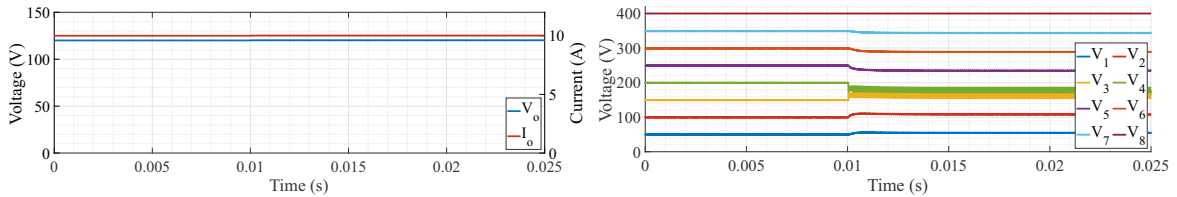


(a) Voltaje y corriente de salida

(b) Voltajes internos

**Figura 6.2:** Falla de circuito abierto en el interruptor  $S_4$

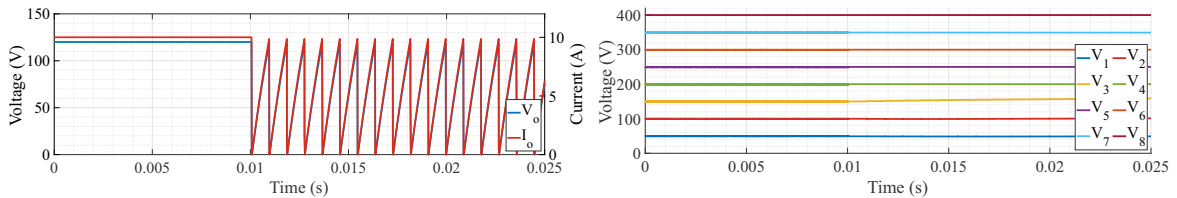
Las Fig. 6.3 y 6.4 muestra al sistema bajo fallas en el semiconductor  $S'_4$ , siendo de cortocircuito y circuito abierto respectivamente. El primero genera un gran ruido en la celda de falla y su vecina previa al intentar equilibrar sus voltajes. Para el segundo caso, si bien no se ven afectadas las tensiones internas, la salida pasa de su voltaje de referencia a potencial cero a una frecuencia cercana a 1kHz.



(a) Voltaje y corriente de salida

(b) Voltajes internos

**Figura 6.3:** Falla de cortocircuito en el interruptor  $S'_4$

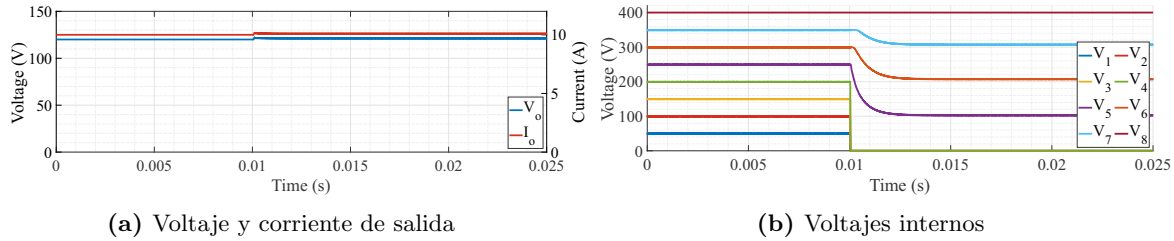


(a) Voltaje y corriente de salida

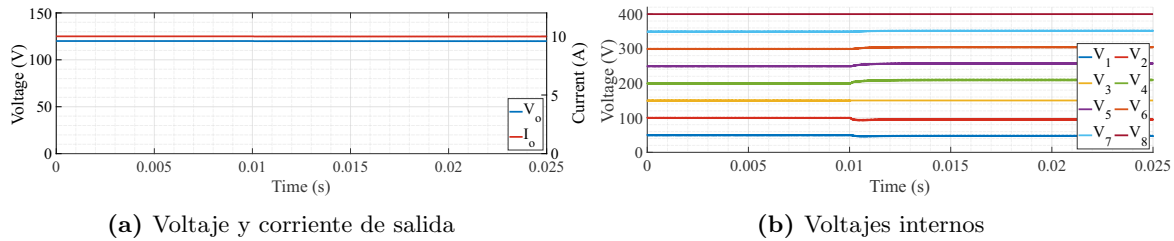
(b) Voltajes internos

**Figura 6.4:** Falla de circuito abierto en el interruptor  $S'_4$

Las Fig. 6.5 y 6.6 muestran el efecto de una falla en el capacitor  $C_4$ . En ambos casos de redistribuyen equivocadamente los voltajes de cada celda, siendo más extremo para un cortocircuito, que resultaría probablemente en la destrucción de varios GaN.



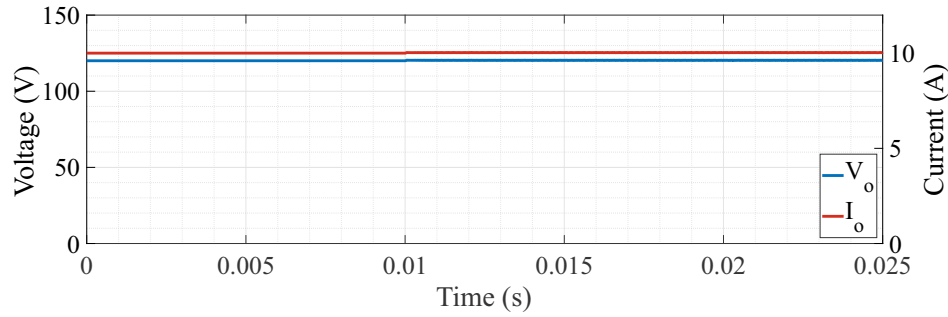
**Figura 6.5:** Falla de cortocircuito en el capacitor flotante  $C_4$



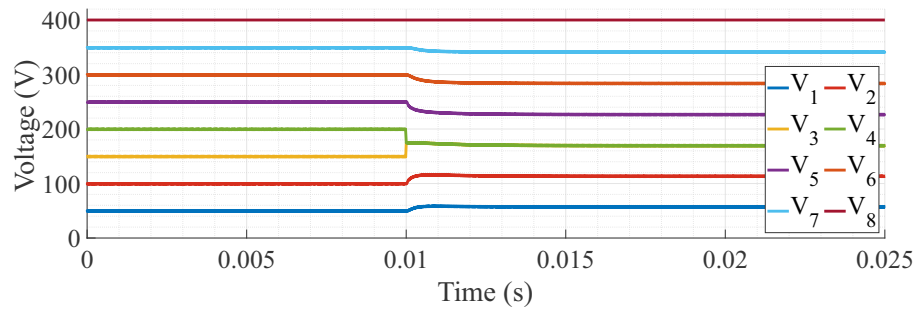
**Figura 6.6:** Falla de circuito abierto en el capacitor flotante  $C_4$

El tipo de falla que se trabajará es la de los semiconductores, pues es la más común de todas. La probabilidad de falla de los capacitores es siempre menor, ya que si llegan a un voltaje mayor al que pueden soportar, los GaN ya habrían fallado previamente. Para facilitar el proceso experimental, se instalará un interruptor en paralelo a cada semiconductor, con el objetivo de poder mitigar las fallas ya sea de cortocircuito como de circuito abierto. Otra ventaja es que al cerrar estos interruptores no es necesario realizar una falla real en los GaN, pues el circuito se comportará de igual manera. Cerrar ambos interruptores de una celda permite reducir la falla al equivalente de quitarle una celda al FCC y duplicar la capacitancia de otra. La Fig. 6.7 muestra los resultados de la simulación con control SPS-MPC ante una falla interna en la celda cuatro, que ha sido generalizada mediante dos interruptores cerrados en paralelo a los GaN. En esta se ve como, sin modificar el esquema de control, se balancean correctamente los voltajes internos, lo cual se debe a la componente activa que trabaja sobre los FCs. Ya que las triangulares no han sido redistribuidas, el mantener los ciclos de trabajo en un mismo valor nominal no balancearía el sistema, por lo que estos toman valores ligeramente diferentes para compensar el error en las triangulares. Como ya se mencionó, esta corrección es gracias a la segunda componente de la función de costo que trabaja sobre  $V_j$ , la cual suele estar muy restringida al trabajar de forma agresiva y provocar “resonancia” en los voltajes de las celdas. El hecho de que los ciclos de trabajo no sean iguales y la componente activa tenga más trabajo, trae consigo una salida con mayor ruido y armónicas después de la falla, como se ve en la Fig. 6.7c. La armónica de mayor tamaño no tiene la frecuencia efectiva de 400kHz, sino de 50kHz, y posee una amplitud mucho mayor que en estado nominal.

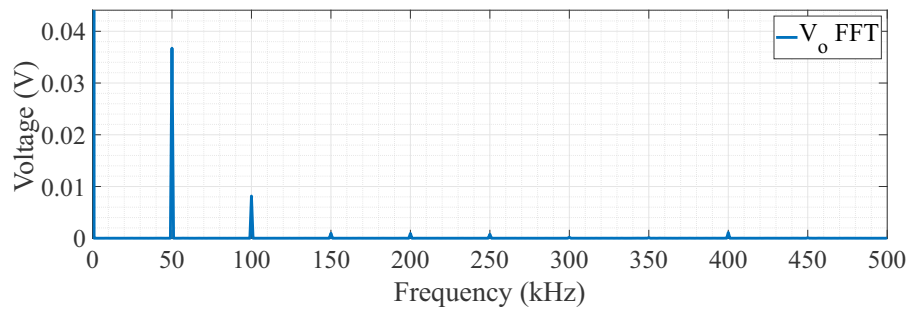
## 6.1. RESPUESTA ANTE DIFERENTES FALLAS SIN MODIFICACIONES AL CONTROL SPS-MPC70



(a) Voltaje y corriente de salida



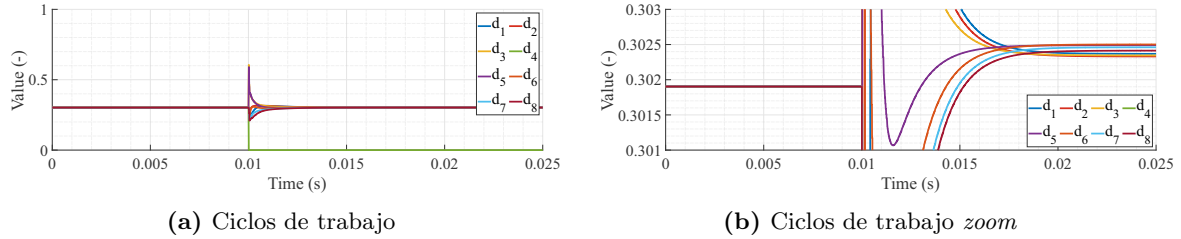
(b) Voltajes internos



(c) FFT del voltaje de salida después de la falla

**Figura 6.7:** Variables del sistema durante el despeje de la falla en la celda 4 mediante el cortocircuito de ambos semiconductores

En la Fig. 6.8 se muestra la respuesta de los ciclos de trabajo para controlar la falla. Como se comentó anteriormente, se puede ver claramente que estos vienen de un valor casi constante de 0.3019 al tener las triangulares correctamente distribuidas. Tras la falla, y para compensar que las triangulares no cambiaron, los ciclos de trabajo se separan levemente entre ellos y se encuentran en el rango  $[0.3023, 0.3025]$ .

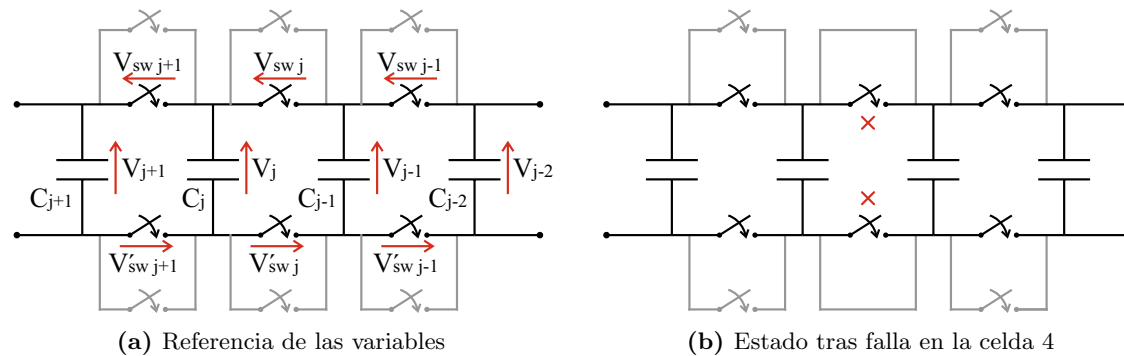


**Figura 6.8:** Ciclos de trabajo durante el espeje de la falla en la celda 4 mediante el cortocircuito de ambos semiconductores

Con este método que modifica el *hardware* del convertidor, cualquier tipo de falla en los semiconductores genera la misma respuesta, similar a la vista en la Fig. 6.1. Pese a que estos resultados son excelentes respecto a lo esperado, es necesario modificar el control para que pueda solventar de forma activa las fallas y elimine el pequeño error estacionario en  $V_o$  y mejore su contenido armónico.

## 6.2. Voltaje de los semiconductores

Si bien es importante tener un control activo para limitar el voltaje en los semiconductores, hay que tener presente que este se verá limitado en el instante de la falla por la topología resultante, previo a que los demás interruptores puedan corregir las desviaciones de tensión en los capacitores. Si el control posterior logra ser lo suficientemente efectivo para disminuir la tensión en los GaN, el valor instantáneo posterior a la falla será el que determine el peor escenario, pudiendo así descubrir las celdas que más peligro otorgan al equipo si sufren un desperfecto.



**Figura 6.9:** Circuito generalizado de tres celdas en tándem con los IGBT en paralelo a los GaN

En la Fig. 6.9 se representa el caso general de tres celdas con sus respectivas referencias de tensión, en donde la número  $j$  presentará la falla. En base al circuito resultante se podrá determinar analíticamente el voltaje al que se ven sometidos los semiconductores de la celda  $j - 1$  y  $j + 1$ . Recordar que para las fallas se cierran interruptores en paralelo a los GaN, por lo que se produce un cortocircuito en  $S_j$  y  $S'_j$ . En primer lugar, considerando el efecto en la celda  $j - 1$ , se presenta la siguiente ecuación de malla

$$V_{j-1} - V_{swj-1} - V_{j-2} - V'_{swj-1} = 0 \quad (6.1)$$

Ya que en las celdas de funcionamiento normal sólo un semiconductor está encendido a la vez, se deben generar dos casos en donde se elimine uno de los voltajes de los GaN, pues se encuentra en circuito cerrado. El resultado de tensión obtenido para ambos semiconductores es el mismo, por lo que se hará el análisis sólo para  $S_{j-1}$ . Además, el voltaje instantáneo  $V_{j-1}$  se ve representado tendiendo a  $V_j$ , lo que se debe a que la tensión en el capacitor de la celda  $j - 1$  está equilibrándose en el momento de la falla al valor del de la celda número  $j$ . Es importante señalar también que todas las variables se las considera con su valor previo justo antes de ocurrida la falla, a excepción de  $V_{sw_{j-1}}$  y  $V_{sw_{j+1}}$ , que es el resultado posterior a la falla. De esta manera se puede seguir desarrollando (6.1) tal que

$$\begin{aligned}
 V_{sw_{j-1}} &= \cancel{V_{j-1}} \overset{V_j}{\nearrow} - V_{j-2} \\
 &= \left( V_{j-1} + \frac{C_j}{C_j + C_{j-1}} (V_j - V_{j-1}) \right) - V_{j-2} \\
 &= \left( V_{j-1} + \frac{C_j}{C_j + C_{j-1}} \cdot \frac{V_i}{N} \right) - V_{j-2} \\
 &= \frac{V_i}{N} + \frac{C_j}{C_j + C_{j-1}} \cdot \frac{V_i}{N} \\
 &= \frac{V_i}{N} \left( 1 + \frac{C_j}{C_j + C_{j-1}} \right)
 \end{aligned} \tag{6.2}$$

Realizando el mismo proceso para la malla de la celda  $j + 1$ , se obtienen las siguientes ecuaciones de malla

$$\cancel{V_j} \overset{V_{j-1}}{\nearrow} - V_{sw_{j+1}} - V_j - V'_{sw_{j+1}} = 0 \tag{6.3}$$

$$\begin{aligned}
 V_{sw_{j+1}} &= V_{j+1} - \cancel{V_j} \overset{V_{j-1}}{\nearrow} \\
 &= V_{j+1} - \left( V_{j-1} + \frac{C_j}{C_j + C_{j-1}} (V_j - V_{j-1}) \right) \\
 &= V_{j+1} - \left( V_{j-1} + \frac{C_j}{C_j + C_{j-1}} \cdot \frac{V_i}{N} \right) \\
 &= 2 \frac{V_i}{N} - \frac{C_j}{C_j + C_{j-1}} \cdot \frac{V_i}{N} \\
 &= \frac{V_i}{N} \left( 2 - \frac{C_j}{C_j + C_{j-1}} \right)
 \end{aligned} \tag{6.4}$$

Finalmente, se puede resumir que tras una falla en la celda  $j$  los voltajes a los que se ven sometidos los semiconductores de las celdas  $j - 1$  y  $j + 1$  tras un corto instante de tiempo son

$$V_{sw_{j-1}} = \frac{V_i}{N} \left( 1 + \frac{C_j}{C_j + C_{j-1}} \right) \tag{6.5}$$

$$V_{sw_{j+1}} = \frac{V_i}{N} \left( 2 - \frac{C_j}{C_j + C_{j-1}} \right) \quad (6.6)$$

Es importante notar que la tensión de los semiconductores se ve definida por el voltaje al que se estabiliza el capacitor de la celda en falla, lo que a su vez depende de la relación entre las capacitancias  $C_j$  y  $C_{j-1}$ . Los valores de estas en principio son iguales al no haber fallas previas, haciendo que  $V_j$  y  $V_{j-1}$  se estabilicen en su valor medio. Esto lleva a que el voltaje de los cuatro GaN que rodean la celda en falla sufran una repentina subida de voltaje, llegando a 1.5 veces su valor nominal ( $V_i/N$ ). Esta multiplicación del valor instantáneo de tensión partirá en 1.5 e irá variando entre 1 y 2 de forma inversamente proporcional para ambas celdas adyacentes a medida que más fallas vayan ocurriendo, las cuales modificarán los valores de las capacitancias. Por ejemplo, si un conjunto de fallas modifican los condensadores de tal manera de que la tensión para la celda  $j + 1$  termine siendo 1.2 veces la nominal, la celda  $j - 1$  recibirá un valor de 1.8 respecto al normal. Por lo general se espera una sola falla del equipo previo al recambio de dicha celda, lo que reduce el análisis a una tensión de falla de  $1,5V_i/N = 75V$ .

Otro aspecto a analizar es cuando  $j = 1$ , es decir, la celda en falla es la primera en funcionamiento desde la carga. Para este caso no existe una capacitancia  $C_{j-1}$  (a menos que hayan fallado previamente las primeras celdas), por lo que este valor debe reemplazarse por infinito, que corresponde a la capacitancia equivalente de un cable. Esto entrega como resultado que los semiconductores de  $j + 1$  estarían sometidos al doble de voltaje nominal, llegando a  $100V$ . Si ya hubo una falla en la primera celda, la nueva celda  $j$  sí presentará una capacitancia  $C_{j-1}$  proveniente del remanente de la que fue baipaseada, logrando así un voltaje 1.5 veces el voltaje nominal.

En conclusión, se puede decir que independiente el tipo y la cantidad de fallas producidas, los semiconductores se verán sometidos a un voltaje entre  $V_i/N$  y  $2V_i/N$ , siendo  $N$  el número de celdas previo a la falla. Para los casos generales, en donde se espera que ocurra una sola falla, se tienen dos variantes. La primera es con  $j \neq 1$ , donde los cuatro GaN que rodean la celda en falla sufren un voltaje de  $1,5V_i/N = 75V$ . La segunda variante es con la primera celda en falla,  $j = 1$ , donde los dos semiconductores de la segunda celda se ven sometidos a una tensión de  $2V_i/N = 100V$ .

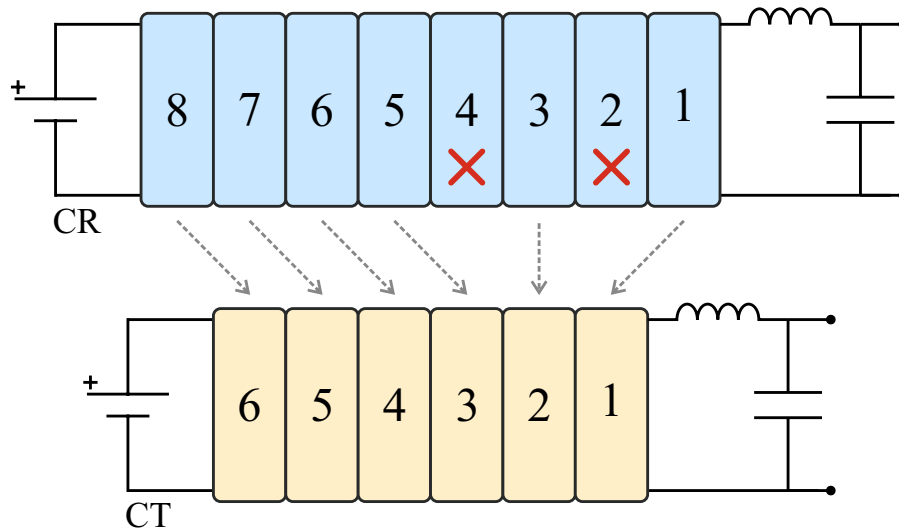
### 6.3. Control ante fallas internas

El despeje de fallas internas en el FCC se reduce físicamente a baipasear la celda en cuestión al cerrar interruptores en paralelo a los GaN, creando así un cortocircuito que transforma la topología a una sin falla, pero con una celda menos y una con diferente valor de capacitancia, como se explicó previamente. El control de las fallas internas visto del lado del control se divide en dos partes. Por un lado se tiene la redistribución de las triangulares, con el objetivo de que el desfase entre ellas sea acorde al nuevo número de niveles del convertidor, además de renombrarlas para que se les asigne la celda correspondiente. En segundo lugar, se tienen las ecuaciones de estado, de las cuales se obtienen los ciclos de trabajo óptimos para cada celda. Al reducir la cantidad de celdas se modifica la planta del sistema, lo que cambia también las ecuaciones. El problema es que se requieren tantos sets

de ecuaciones de estado como posibles combinaciones de fallas existe, valor que corresponde a  $2^8 = 256$ . Resulta insensato calcular *off-line* todas estas ecuaciones, además de determinar *on-line* cuales deben ser utilizadas en base a la falla actual, por lo que un nuevo método debe ser planteado que permita modificar una ecuación general en base a la información de las celdas en falla.

### 6.3.1. Convertidor real y teórico

Como primer paso para solucionar este problema, se debe lograr llevar el complejo estado de un convertidor con una o más fallas internas, a uno sin fallas, pues el estado nominal de un FCC ya ha sido estudiado profundamente. Es interesante notar que la modularidad de esta topología permite eliminar celdas y obtener el mismo convertidor, pero con menos niveles. De esta manera, al producirse una falla interna que es baipaseada mediante interruptores en paralelo a los GaN, lo que se hace es eliminar el efecto del módulo en el sistema, obteniendo un FCC de  $N - 1$  celdas en vez de  $N$ , y donde  $N - 2$  de ellas operan con un capacitor de valor  $C_j$ , mientras que una lo hace con una capacitancia de  $2C_j$ . De esta manera, las 256 combinaciones de errores se transforman en sólo 8, siendo estos convertidores de 1 a 8 celdas. Ya que el control fue diseñado para ocho módulos sin fallas, es necesario una forma de comunicar el estado real del FCC con su equivalente teórico sin fallas y menos celdas. Para esto, se introducen los conceptos de Convertidor Real (CR) y Convertidor Teórico (CT), los cuales resumen lo tratado previamente. El CR es el FCC de ocho celdas, el cual puede presentar módulos inoperantes, y representa el estado del sistema físico. El CT es la simplificación sin fallas, eliminando estos módulos para obtener así un FCC nominal con menor número de celdas. Estos nuevos conceptos se explican en la Fig. 6.10



**Figura 6.10:** Ejemplo del CR y CT ante fallas internas en las celdas 2 y 4

La creación del CT tiene como objetivo simplificar lo que ve el control, para que no tenga que lidiar con un gran número de ecuaciones de estado en base a la falla ocurrida. Sin embargo, aun es necesario pasar la información real, como las mediciones, a su equivalente

teórico, pues las numeraciones y procedencias de una celda no se alinean entre ambos estados. Para lograr comunicar el CR y el CT, se deben utilizar vectores de transformación, los cuales se presentarán a continuación.

### 6.3.2. Vectores de transformación

Los vectores que pasan del CR al CT y viceversa son  $\mathbf{a}$  y  $\mathbf{b}$  respectivamente, y tienen la forma  $[ ]_{8 \times 1}$ . La fila  $j$  de  $\mathbf{a}$  corresponde a la celda número  $j$  del CT, y su valor  $a_j$  es el número de la celda en el CR a la que corresponde. En el caso del vector  $\mathbf{b}$ , la definición es inversa. La fila  $j$  de esta es la celda número  $j$  del CR, cuyo valor  $b_j$  hace referencia a la celda en el CT a la que corresponde. Por otra parte, se crean dos nuevos vectores de  $[ ]_{8 \times 1}$ ,  $\mathbf{f}$  y  $\mathbf{g}$ . La primera entrega información de las celdas que se encuentran en falla, donde cada fila corresponde a la celda en el CR. Si el valor es 1, la celda esta trabajando de manera normal, si es 0, se encuentra en falla, y por ende baipaseada. En el vector  $\mathbf{g}$  cada fila es una celda en el CT, donde el valor 1 corresponde a funcionamiento normal y 0 que esa celda no existe. El último vector es el de capacitancias  $\mathbf{c}$ , que indica, en el CT, el valor del capacitor de cada celda respecto al nominal sin falla. Para comprender mejor el funcionamiento de estos vectores, se presentan a continuación dos ejemplos

$$\mathbf{f} = \begin{bmatrix} f_1 \\ f_2 \\ f_3 \\ f_4 \\ f_5 \\ f_6 \\ f_7 \\ f_8 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 \\ 0 \\ 1 \\ 0 \\ 1 \\ 1 \\ 1 \\ 1 \end{bmatrix}; \quad \mathbf{g} = \begin{bmatrix} g_1 \\ g_2 \\ g_3 \\ g_4 \\ g_5 \\ g_6 \\ g_7 \\ g_8 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 \\ 1 \\ 1 \\ 1 \\ 1 \\ 1 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix}; \quad \mathbf{a} = \begin{bmatrix} a_1 \\ a_2 \\ a_3 \\ a_4 \\ a_5 \\ a_6 \\ a_7 \\ a_8 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 \\ 3 \\ 5 \\ 6 \\ 7 \\ 8 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix}; \quad \mathbf{b} = \begin{bmatrix} b_1 \\ b_2 \\ b_3 \\ b_4 \\ b_5 \\ b_6 \\ b_7 \\ b_8 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 \\ 0 \\ 2 \\ 0 \\ 3 \\ 4 \\ 5 \\ 6 \end{bmatrix}; \quad \mathbf{c} = \begin{bmatrix} c_1 \\ c_2 \\ c_3 \\ c_4 \\ c_5 \\ c_6 \\ c_7 \\ c_8 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 2 \\ 2 \\ 1 \\ 1 \\ 1 \\ 1 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \quad (6.7)$$

$$\mathbf{f} = \begin{bmatrix} f_1 \\ f_2 \\ f_3 \\ f_4 \\ f_5 \\ f_6 \\ f_7 \\ f_8 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 \\ 1 \\ 0 \\ 0 \\ 1 \\ 1 \\ 0 \\ 1 \end{bmatrix}; \quad \mathbf{g} = \begin{bmatrix} g_1 \\ g_2 \\ g_3 \\ g_4 \\ g_5 \\ g_6 \\ g_7 \\ g_8 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 \\ 1 \\ 1 \\ 1 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix}; \quad \mathbf{a} = \begin{bmatrix} a_1 \\ a_2 \\ a_3 \\ a_4 \\ a_5 \\ a_6 \\ a_7 \\ a_8 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 2 \\ 5 \\ 6 \\ 8 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix}; \quad \mathbf{b} = \begin{bmatrix} b_1 \\ b_2 \\ b_3 \\ b_4 \\ b_5 \\ b_6 \\ b_7 \\ b_8 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 \\ 1 \\ 0 \\ 0 \\ 2 \\ 3 \\ 0 \\ 4 \end{bmatrix}; \quad \mathbf{c} = \begin{bmatrix} c_1 \\ c_2 \\ c_3 \\ c_4 \\ c_5 \\ c_6 \\ c_7 \\ c_8 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 3 \\ 1 \\ 2 \\ 1 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \quad (6.8)$$

donde el primero presenta fallas en las celdas 2 y 4 (mismo caso que el de la Fig. 6.10), y el segundo en las celdas 1, 3, 4 y 7. Todos los vectores son creados en base a  $\mathbf{f}$ , el cual es independiente del resto y se obtiene al identificar fallas en las celdas. La obtención del resto de vectores se realiza mediante ecuaciones o código de control. En el caso experimental, el vector  $\mathbf{f}$  se configurará a gusto para que sea él quien decida cuando “generar” una falla en cierta celda, cerrando los interruptores en paralelo a los GaN. También de este vector se puede obtener el valor de celdas actual, según

$$N = N_0 - \sum_{p=j}^8 (1 - f_j) \quad (6.9)$$

siendo  $N$  la cantidad de celdas operativas y  $N_0$  las que tenía el convertidor original sin fallas. Una vez se actualiza  $\mathbf{f}$  y se generan los otros vectores, se procede a traspasar los

valores actuales de las mediciones al CT. Luego de que las lecturas del FCC son ordenadas para este nuevo convertidor con  $N$  celdas, es posible continuar con el control SPS-MPC. Sin embargo, antes de esto, las ecuaciones de estado deben ser modificadas para responder ante el nuevo circuito presente en el CR, ya que el control está diseñado para predecir las variables de estado y optimizar los ciclos de trabajo de ocho celdas, no menos.

### 6.3.3. Modificación de las ecuaciones de estado

Como se mencionó anteriormente, las ecuaciones de estado deben generalizarse para que, dependiendo del estado del vector de falla  $\mathbf{f}$ , permita expresar la planta actual del FCC, sin importar la cantidad de celdas teóricas resultantes. Para esto se utiliza el vector  $\mathbf{g}$ , equivalente al  $\mathbf{f}$  en el CT. Este contiene información útil sobre qué celdas utilizar en sus cálculos y cuales deben ser descartadas dado su estado. De esta manera, teniendo ecuaciones de estado general para  $N$  celdas, se utilizan los componentes de  $\mathbf{g}$  para “encender” o “apagar” partes de las funciones, y así lograr expresar correctamente el nuevo circuito del FCC. Las ecuaciones originales (4.18), (4.19) y (5.17) utilizadas en el SPS-MPC se modifican, resultando en

$$V_j^{k+1} = \frac{I_o^k h}{C_j} (d_{j+1}^{k+1} - d_j^{k+1}) + V_j^k \quad /j \in [1, N-1] \quad (6.10)$$

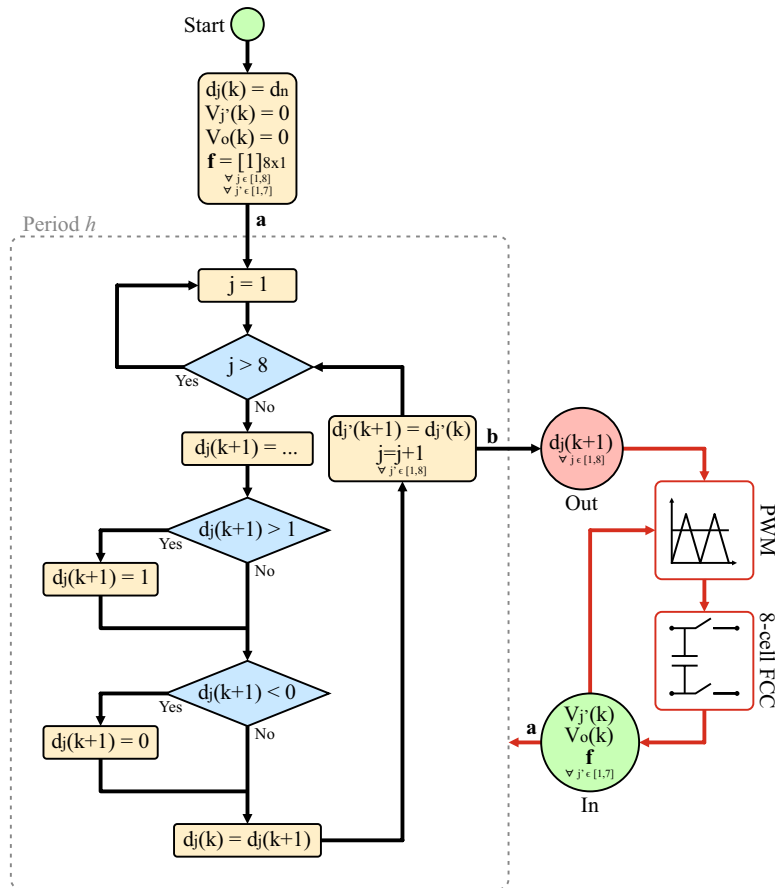
$$V_o^{k+1} = \frac{V_o^k h}{I_o^k L_f} \left( V_i^k \left( \left( \sum_{j=1}^{N-1} (g_j - g_{j+1}) d_j^{k+1} + g_8 d_8^{k+1} \right) - t_{df_s} \right) \right. \\ \left. + \sum_{j=1}^{N-1} V_j^k g_{j+1} (d_j^k - d_{j+1}^k) - V_o^k - V_s - I_o R_s \right) + V_o^k \quad (6.11)$$

$$J^{k+1} = W_o (V_o^{ref} - V_o^{k+1})^2 + W_j \sum_{j=1}^{N-1} g_{j+1} (V_j^{ref} - V_j^{k+1})^2 + W_d \sum_{j=1}^N g_j (d_n - d_j^{k+1})^2 \quad (6.12)$$

de las cuales se observa que para  $V_j$  la expresión no cambia, pues el voltaje en los FC no depende de la cantidad de celdas, sin embargo la cantidad de voltajes sí, por lo que se limita a  $N-1$ . Para el voltaje de salida, las variables  $g_j$  limitan la cantidad de celdas que aportan al voltaje total y cuál de estas es la que se encuentra junto a la entrada  $V_i$ . Finalmente, para la función de costos, se eliminan los aportes de error para las celdas que no existen. Si para estas nuevas expresiones se reemplaza por  $\mathbf{g} = [1]_{8 \times 1}$  (FCC sin fallas), se obtienen las mismas funciones del SPS-MPC convencional. Las nuevas ecuaciones que describen el mejor ciclo de trabajo están dadas por el despeje de  $d_j$  al igualar la derivada de  $J$  a cero, como se hizo en el caso sin fallas. Esto alarga las expresiones al depender de más variables.

Una vez obtenidos los ciclos de trabajo, los resultados deben pasarse al CR con el vector  $\mathbf{b}$  para que estos sean aplicados a las celdas correctas. También es importante reajustar las triangulares con el vector  $\mathbf{a}$  y el número de celdas  $N$ . Aparte de corregir el desfase, es necesario asegurarse que las actualizaciones de  $d_j$  ocurran en el máximo del

carrier correspondiente a la celda, para así evitar posibles conmutaciones dobles en un corto periodo de tiempo. El diagrama de flujo del control SPS-MPC con respuesta activa ante fallas internas se presenta en la Fig. 6.11.



**Figura 6.11:** Diagrama de flujo del Control SPS-MPC con respuesta ante fallas

Del diagrama se ve como del FCC se extrae la información de la matriz  $\mathbf{f}$  para entregarla al control y a las triangulares. Aparte de los cambios realizados al control, es necesario informarle del valor de las capacitancias resultantes al combinarse dos o más celdas producto de las fallas. Un valor incorrecto ingresado en la función de los ciclos de trabajo podría entregar resultados para una topología no del todo acertada, pues la carga y descarga de los FC se efectuaría a una diferente constante de tiempo.

## 6.4. Resultados de simulación

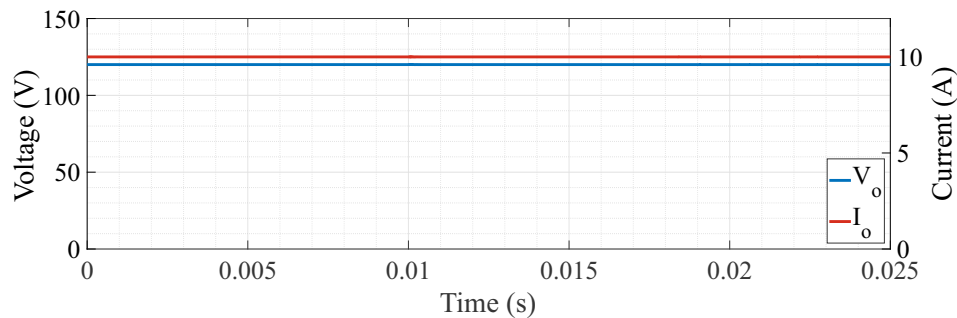
A continuación se presentan los resultados de simulación del FCC con un control SPS-MPC modificado para responder ante fallas internas. Las pruebas constan de una falla en la celda cuatro, otra de múltiples fallas, y finalmente un escalón de carga con un FCC de siete celdas, para mostrar su respuesta ante perturbaciones. Los parámetros del sistema y de control se muestran en la Tab. 6.1.

**Tabla 6.1:** Parámetros del sistema y control

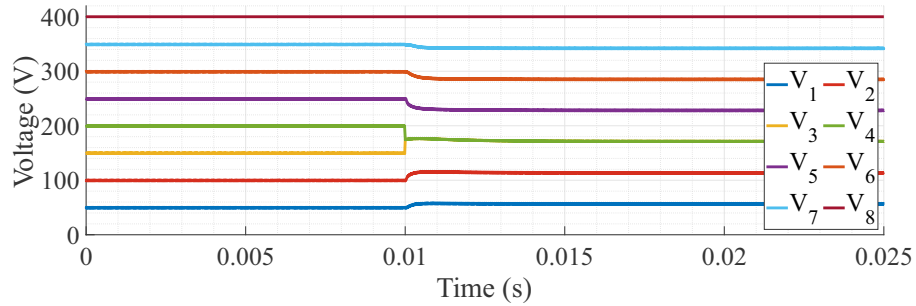
(a) Sistema		(b) Control	
Parameter	Value	Parametro	Valor
$V_i$	400V	$W_{d0}$ (SPS)	0.08
$V_o^{ref}$	120V	$W_{j0}$ (SPS)	0.8
R	12/15 $\Omega$		
$L_f$	30mH		
$C_f$	2.2 $\mu$ F		
$C_j$	20 $\mu$ F		
Celda de falla	4		
$f_s$	50kHz		
$R_L$	0.8 $\Omega$		
$R_{DS}$	0.007 $\Omega$		
$V_{SD}$	2V		
$t_d$	0.5 $\mu$ s		

### Falla interna

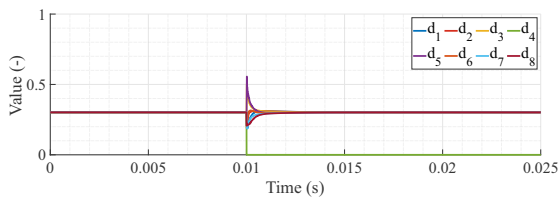
Los resultados de simulación del convertidor durante falla interna se muestran en la Fig. 6.12. Estos son similares a los de la Fig. 6.7, sin embargo modificar el control para responder específicamente ante fallas internas permitió eliminar el leve error en estado estacionario y mejorar el contenido armónico. La mayor componente vuelve a ser de la frecuencia efectiva, 350kHz en este caso al ser siete celdas, y su amplitud se reduce casi 50 veces respecto a la respuesta sin modificación ante fallas internas. Esto se explica también al redistribuir las triangulares, lo que permite que los ciclos de trabajo vuelvan a ser iguales después de la falla, como se ve en la Fig. 6.12d.



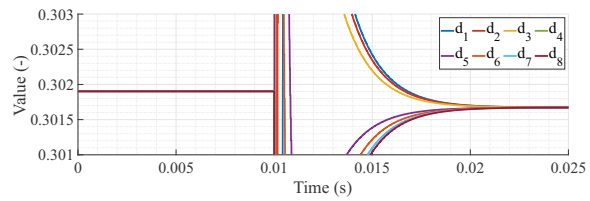
(a) Voltaje y corriente de salida



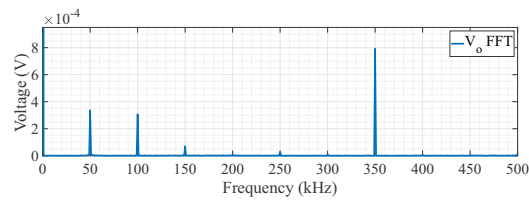
(b) Voltajes internos



(c) Ciclos de trabajo



(d) Ciclos de trabajo zoom

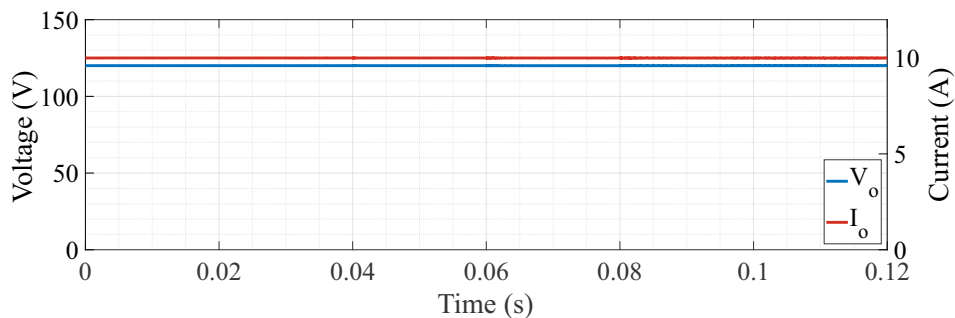


(e) FFT del voltaje de salida después de la falla

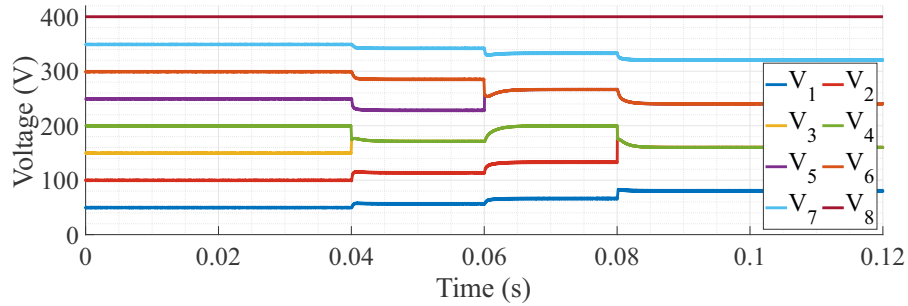
**Figura 6.12:** Resultados de simulación del sistema durante falla interna en la celda 4

### Múltiples fallas internas

Resultados con transitorios de fallas en las celdas cuatro, seis y tres se presenta en la Fig. 6.13. Se ve como los voltajes internos se balancean para quedar equidistantes a medida que se va reduciendo la cantidad de celdas operativas, y el voltaje de salida no presenta un error creciente a medida que las fallas internas aumentan, como si ocurre sin la modificación al control SPS-MPC. Esta simulación es más un estudio para observar el desempeño del convertidor, pues en la realidad el módulo con problemas se reemplazaría lo antes posible, ya que más de una falla sobrecarga los GaN.



(a) Voltaje y corriente de salida

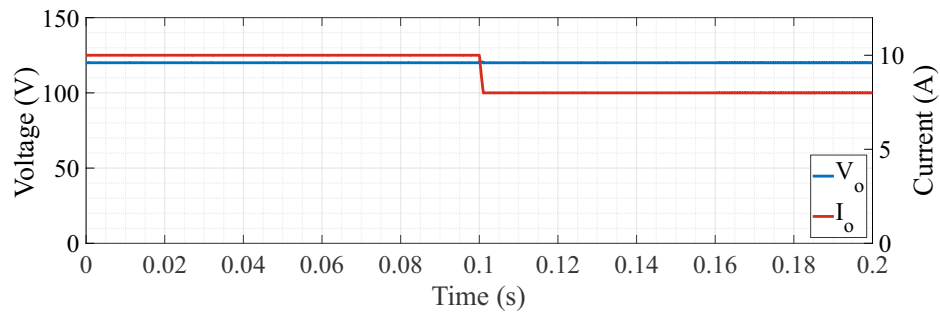


(b) Voltajes internos

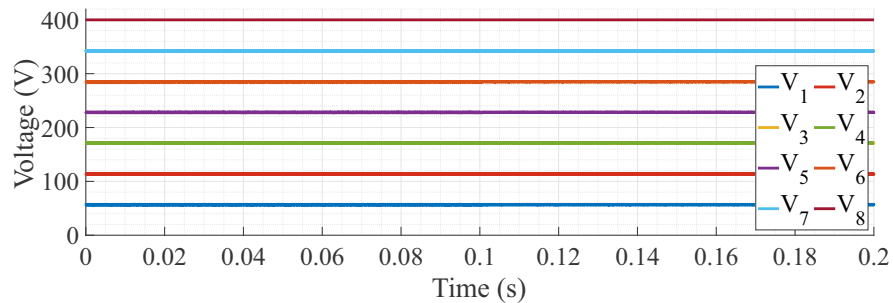
**Figura 6.13:** Resultados de simulación del sistema durante fallas internas

### Escalón de carga

Durante estado de falla, con siete celdas en funcionamiento, se realiza un escalón de carga de bajada del 20% para observar el comportamiento dinámico del FCC ante transientes en este estado. Los resultados expuestos en la Fig. 6.14 muestran la caída de corriente, mientras que los voltajes tanto internos como de salida no presentan variación alguna, demostrando la robustez del sistema incluso luego de la falla.



(a) Voltaje y corriente de salida



(b) Voltajes internos

**Figura 6.14:** Resultados de simulación del sistema en falla interna en la celda 4 y escalón de carga

## 6.5. Conclusión del capítulo

En base a lo visto en el capítulo, se puede comentar, en primer lugar, que las fallas más comunes en una celda se encuentran en los semiconductores, los que tienden a convertirse en un cortocircuito. Peses a esto, para evitar cualquier problema y homogeneizar el circuito equivalente tras falla interna, se agregan en paralelo a los GaN interruptores que se cerrarán ante cualquier escenario. Además, estos nuevos elementos permitirán facilitar las pruebas experimentales para generar las fallas, y recibirán el golpe de corriente inicial, evitando que se quemara el semiconductor complementario al que falló.

Un estudio analítico determinó que los GaNs de las celdas vecinas a la baipaseada soportarán una tensión entre 1.5 y 2 veces la nominal al instante de cerrarse los interruptores, lo cual debe ser considerado a la hora de elegir el modelo de GaN.

Modificaciones al esquema de control SPS-MPC fueron realizadas para permitir que responda ante un sistema con menos celdas efectivas, cuyo análisis se simplificó incorporando los conceptos de convertidor físico y teórico, además de los vectores de transformación. Los resultados muestran un buen desempeño del FCC para responder ante múltiples fallas y perturbaciones durante ese estado. Logra corregirse el leve error en estado estacionario de la salida producido sin control específico, y su contenido armónico mejora considerablemente.

Si bien un control ante fallas es necesario por posibles errores en las celdas, es indispensable disminuir la probabilidad de estas al controlar la temperatura, para así aumentar la vida útil de los GaN y de los demás elementos del FCC, tema a tratar en el siguiente capítulo.

# Capítulo 7

## Control térmico

La temperatura es uno de los grandes apartados en el diseño de un convertidor para aplicaciones aeroespaciales, comprendiendo el diseño del circuito térmico, las pérdidas del sistema y el control activo [8, 10, 12–14]. Se desea llevar al límite la temperatura del equipo ya que eso conlleva disipadores más pequeños y por ende una mayor potencia específica, pero a su vez se debe mantener a raya este límite para evitar fallas en los elementos. Un correcto control térmico no lleva la temperatura a un valor mínimo, sino que la mantiene lo más constante posible en un rango seguro para reducir los ciclos térmicos que desgastan los materiales, además de evitar que se superen los límites máximos de los elementos que produce fallas inmediatas. Este control debiera alargar la vida del convertidor en situaciones nominales y regular la temperatura en márgenes razonables ante situaciones extremas del ambiente espacial.

Para lograr un desempeño correcto, no basta con utilizar la teoría clásica de pérdidas y resistencias térmicas, pues los ambientes a los que el convertidor se verá sometido produce que la temperatura de estado estacionario sea un misterio al encontrarse dos fuerzas contrapuestas. Por un lado, se tienen en ocasiones temperaturas externas cercanas al cero absoluto, lo que sometería a los elementos a niveles criogénicos que no son capaces de soportar. Por otro lado se tiene la ausencia de aire, que elimina por completo la liberación de calor mediante convección, siendo esta la principal forma de enfriamiento, sobre todo cuando se utiliza convección forzada mediante ventiladores. En consecuencia, la única forma de liberar el calor generado por las pérdidas es mediante la radiación del disipador o *heatsink*, reduciendo considerablemente la capacidad de enfriamiento del convertidor. La conducción permite traspasar el calor del semiconductor al disipador, pero no aporta en la liberación al ambiente, a menos que haya una conexión física entre este y una carcasa externa de gran tamaño.

Debido a la incertidumbre de la temperatura en estado estacionario del convertidor, es necesario profundizar en el comportamiento de los circuitos térmicos en condiciones aeroespaciales y de las pérdidas de cada celda en función de la frecuencia y corriente, para así poder crear un sistema que entregue el valor final de temperatura en diferentes situaciones.

## 7.1. Transferencia de calor

Como se mencionó previamente, la temperatura a la que se estabiliza el convertidor en condiciones aeroespaciales es incierta y puede ser crítica por llegar a valores muy altos o muy bajos. Para saber esto, es necesario previamente comprender los diferentes mecanismo físicos de disipación de calor y cómo estos se comportan en condiciones aeroespaciales de baja presión y temperaturas ambientales extremas. A continuación se detalla la conducción, convección y radiación como métodos de disipación térmica.

### 7.1.1. Conducción

La conducción corresponde a la transferencia de calor entre materiales mediante el contacto directo, traspasando la energía cinética de sus moléculas a otras adyacentes. De esta forma, los semiconductores traspasan calor al disipador y ambos llegan a una temperatura similar, por lo que una alta conductividad térmica entre estos favorece la disipación de calor.

La resistencia térmica de cualquier material se mide en base a la conducción térmica, pues corresponde a la oposición que ofrecen las moléculas de este a traspasar el movimiento entre una y otra y, por ende, que tanto cae la temperatura entre un extremo y otro. La ecuación que representa esta resistencia corresponde a

$$R_k = \frac{L}{kA_t} \quad (7.1)$$

donde  $L$  es el largo del objeto,  $A_t$  su área transversal al flujo de calor y  $k$  la constante de conductividad, que determina lo bien que transmite el calor el material. La conductividad térmica es un mecanismo de transferencia de calor que no depende de las condiciones ambientales, pues al ser una propiedad del material no se ve afectada por la presión o por la temperatura exterior de forma considerable. En este aspecto, la disipación de las pérdidas producidas en los GaN hacia el disipador no se ve afectada por el ambiente aeroespacial.

### 7.1.2. Convección

La convección es la transferencia de calor mediante el movimiento de un fluido, y suele ser la principal forma de liberación de calor al ambiente. En el caso del convertidor, el disipador tiene contacto con el aire, que constantemente se mueve y calienta, transportando el calor a otros sectores. En ocasiones se fuerza el movimiento del aire con ventiladores, aumentando ampliamente la capacidad del fluido de liberar calor del objeto. El cálculo de la resistencia de convección se presenta como

$$R_h = \frac{1}{hA_s} \quad (7.2)$$

donde la variable  $A_s$  corresponde al área superficial del objeto que tiene contacto con el fluido, y  $h$  es el coeficiente de convección de este, que determina la eficacia de absorber el calor. Esta constante, al ser una propiedad del fluido que rodea el objeto de interés, viene dada en el caso del convertidor por la atmósfera en donde está inmerso. Además, depende de la composición molecular del gas y de la presión en que se encuentre, lo que elimina esta

forma de transferencia de calor para ambientes como la Luna o el espacio exterior, y reduce grandemente su eficacia para Marte, con una presión atmosférica cercana al 0.8% respecto a la tierra. Se puede aproximar el efecto de la presión de forma lineal, de tal manera que el coeficiente de convección puede ser representado como

$$h = Ph_0 \quad (7.3)$$

donde  $P$  es la presión del gas en *atm* y  $h_0$  el coeficiente de convección a presión nominal terrestre.

### 7.1.3. Radiación

La radiación corresponde a la transferencia de calor mediante la liberación de ondas electromagnéticas de tipo infrarrojo por los cuerpos. Esta liberación de calor es independiente del medio, ya que estas ondas pueden viajar por el vacío. Junto con la convección, forman el mecanismo de disipación de calor al ambiente para reducir la temperatura en el disipador, sin embargo, es la que menos aporta de las dos en condiciones nominales. La resistencia de radiación representa la oposición al flujo de calor liberado electromagnéticamente por un cuerpo y se expresa como

$$R_r = \frac{1}{rA_s} \quad (7.4)$$

donde  $A_s$  es el área superficial del objeto y  $r$  el coeficiente de radiación, el cual, a diferencia de los otros dos métodos de transferencia de calor, no es constante. Este se representa como

$$r = \epsilon\sigma(T_1^2 + T_2^2)(T_1 + T_2) \quad (7.5)$$

donde  $T_1$  y  $T_2$  es la temperatura del objeto y del ambiente respectivamente,  $\sigma$  la constante de Stefan-Boltzmann y  $\epsilon$  la emisividad o emitancia, que corresponde a la proporción de radiación infrarroja emitida por un cuerpo respecto a la de un cuerpo negro ideal a la misma temperatura. Esta depende del material y su tipo de acabado superficial, donde 1 corresponde a la máxima emisión posible y 0 nula.

Entendiendo los tres mecanismos de transferencia de calor y su comportamiento ante ambientes aeroespaciales, es más sencillo dilucidar el estado estacionario de temperatura del convertidor, sin embargo, es necesario utilizar un circuito térmico que entregue valores exactos y permita un análisis detallado del proceso de disipación de calor.

## 7.2. Circuito térmico

Los circuitos térmicos, al igual que los eléctricos, son una representación simplificada en parámetros concentrados de una realidad más compleja. En el caso eléctrico, el comportamiento de campos eléctricos y magnéticos se expresa mediante potenciales, resistencias, capacitores e inductores. Para el térmico, el comportamiento molecular de transferencia cinética se expresa por resistencias y capacitancias, donde las primeras determinan la oposición al flujo de energía calórica y las segundas la inercia de temperatura para llegar a

un estado estacionario en la unión entre materiales.

Haciendo una analogía entre los diferentes circuitos, las fuentes de tensión son fuentes de temperatura, donde el potencial eléctrico respecto a tierra es equivalente a una temperatura en el espacio respecto al cero absoluto. Las fuentes de corriente corresponden a fuentes de flujo de calor, es decir, energía calórica que se mueve producto de la diferencia de temperatura entre dos puntos, y que cuyo valor se ve determinado por la resistencia térmica del material, ya sea debido a conducción, convección o radiación. Las capacitancias térmicas son el reflejo del tiempo que tarda un sistema en llegar a una temperatura estable, y se ubican en la unión entre objetos, es decir, van de un potencial térmico al cero absoluto. Si sólo se quiere saber el valor final de temperatura al que llega cada parte de un circuito, es posible eliminar estas capacitancias y así el tiempo de asentamiento es instantáneo, reduciendo la espera en las simulaciones. Si se quiere conocer la dinámica de temperatura, las capacitancias son necesarias.

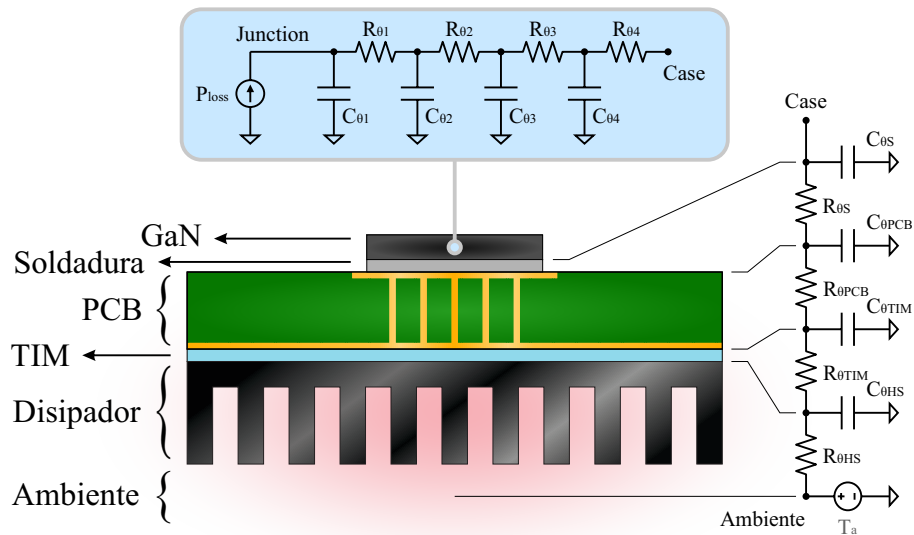


Figura 7.1: Circuito térmico desde un GaN hacia el ambiente

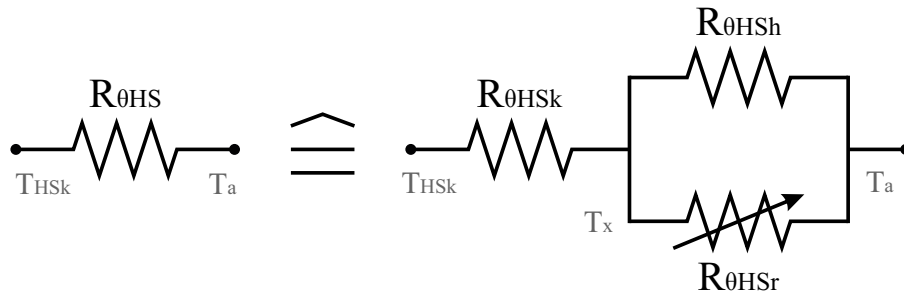
En la Fig. 7.1 se muestra el circuito térmico de una celda del convertidor, la que se compone de una parte interna dada por el fabricante del GaN, una serie de resistencias de conducción entre el *case* del semiconductor y la superficie del disipador, y finalmente las resistencias de convección y radiación que liberan el calor desde el disipador hacia el ambiente exterior. En este extremo se representa la temperatura atmosférica con una fuente de temperatura, y las pérdidas liberadas por el GaN como una fuente de calor en el otro extremo del circuito. El valor de estas pérdidas es un apartado importante y se estudiará en futuras secciones. La temperatura crítica  $T_j$  que debe ser controlada para garantizar un funcionamiento correcto del *switch* es la del *junction*, que se ubica después de la fuente de flujo calórico. Entre este potencial y el del *case* o encapsulado del GaN, se presenta un conjunto de resistencias y capacitancias dadas por el fabricante, y cuyos valores son presentados en la Tab. 7.1. Luego se une el semiconductor a la PCB mediante una soldadura, que aporta otra resistencia térmica  $R_{0S}$ , al igual que la PCB en sí misma mediante sus canales de cobre y el Material de Aislación Térmica (TIM), con  $R_{0PCB}$  y  $R_{0TIM}$

respectivamente. Estas resistencias y capacitancias no tienen un valor conocido, y deben ser obtenidas como resultado de experimentación mediante una resistencia general entre  $T_c$  y  $T_a$ .

**Tabla 7.1:** Resistencias internas del GaN

Resistencia	Valor ( $^{\circ}\text{C}/\text{W}$ )
$R_{\theta 1}$	0.017
$R_{\theta 2}$	0.253
$R_{\theta 3}$	0.264
$R_{\theta 4}$	0.016

Finalmente, la resistencia del disipador es más compleja que las demás, pues representa los tres métodos de transferencia calor y es el elemento encargado de liberar las pérdidas al ambiente. La Fig. 7.2 representa en detalle la resistencia del disipador  $R_{\theta HS}$ . Desde la unión entre el TIM y el disipador y su superficie hay una resistencia de conducción  $R_{\theta HS k}$  que depende del tamaño del disipador y el material utilizado, generalmente aluminio. Las resistencias de convección  $R_{\theta HS h}$  y radiación  $R_{\theta HS r}$  van desde la superficie hacia la temperatura ambiente, y se encuentran en paralelo pues ambas aportan en la disipación de calor. Como se explicó en la Sección 7.1.3, la radiación emitida por un cuerpo depende de las temperaturas del cuerpo y del exterior, por lo que la resistencia es variable.



**Figura 7.2:** Resistencia térmica del disipador

Con el circuito térmico ya planteado, la obtención de la temperatura en el *junction* se puede dejar en función de las pérdidas del semiconductor, la temperatura externa, la emisividad del disipador y la presión atmosférica. La ecuación que describe  $T_j$  se presenta a continuación

$$\begin{aligned}
P_{loss} &= \frac{T_j - T_a}{R_{\theta 1} + R_{\theta 2} + R_{\theta 3} + R_{\theta 4} + R_{\theta s} + R_{\theta PCB} + R_{\theta TIM} + R_{\theta HS}} \\
P_{loss} &= \frac{T_j - T_a}{R_{\theta GaN} + R_{\theta cell} + R_{\theta HS}} \\
T_j &= P_{loss} \left( R_{\theta GaN} + R_{\theta cell} + \left( R_{\theta HS k} + \frac{R_{\theta HS h} R_{\theta HS r}}{R_{\theta HS h} + R_{\theta HS r}} \right) \right) + T_a \\
T_j &= P_{loss} \left( R_{\theta GaN} + R_{\theta cell} + \left( R_{\theta HS k} + \frac{\frac{1}{Ph_0 A_s} \cdot \frac{1}{\epsilon \sigma (T_a^2 + T_x^2) (T_a + T_x) A_s}}{\frac{1}{Ph_0 A_s} + \frac{1}{\epsilon \sigma (T_a^2 + T_x^2) (T_a + T_x) A_s}} \right) \right) + T_a \\
T_j &= P_{loss} \left( R_{\theta GaN} + R_{\theta cell} + \left( R_{\theta HS k} + \frac{1}{Ph_0 A_s + \epsilon \sigma (T_a^2 + T_x^2) (T_a + T_x) A_s} \right) \right) + T_a \\
R_{\theta HS} &= R_{\theta HS k} + \frac{1}{Ph_0 A_s + \epsilon \sigma (T_a^2 + T_x^2) (T_a + T_x) A_s}
\end{aligned} \tag{7.6}$$

donde la temperatura en la superficie del disipador  $T_x$  se puede obtener según

$$\begin{aligned}
P_{loss} &= \frac{T_j - T_x}{R_{\theta GaN} + R_{\theta cell} + R_{\theta HS k}} \\
T_x &= T_j - P_{loss} (R_{\theta GaN} + R_{\theta cell} + R_{\theta HS k})
\end{aligned} \tag{7.7}$$

Si se reemplaza esta temperatura en (7.6),  $T_j$  queda a ambos lados de la ecuación, y su despeje no puede ser realizado mediante operaciones algebraicas, por lo que métodos de análisis numéricos tienen que ser empleados para obtener la temperatura en el *junction* del GaN.

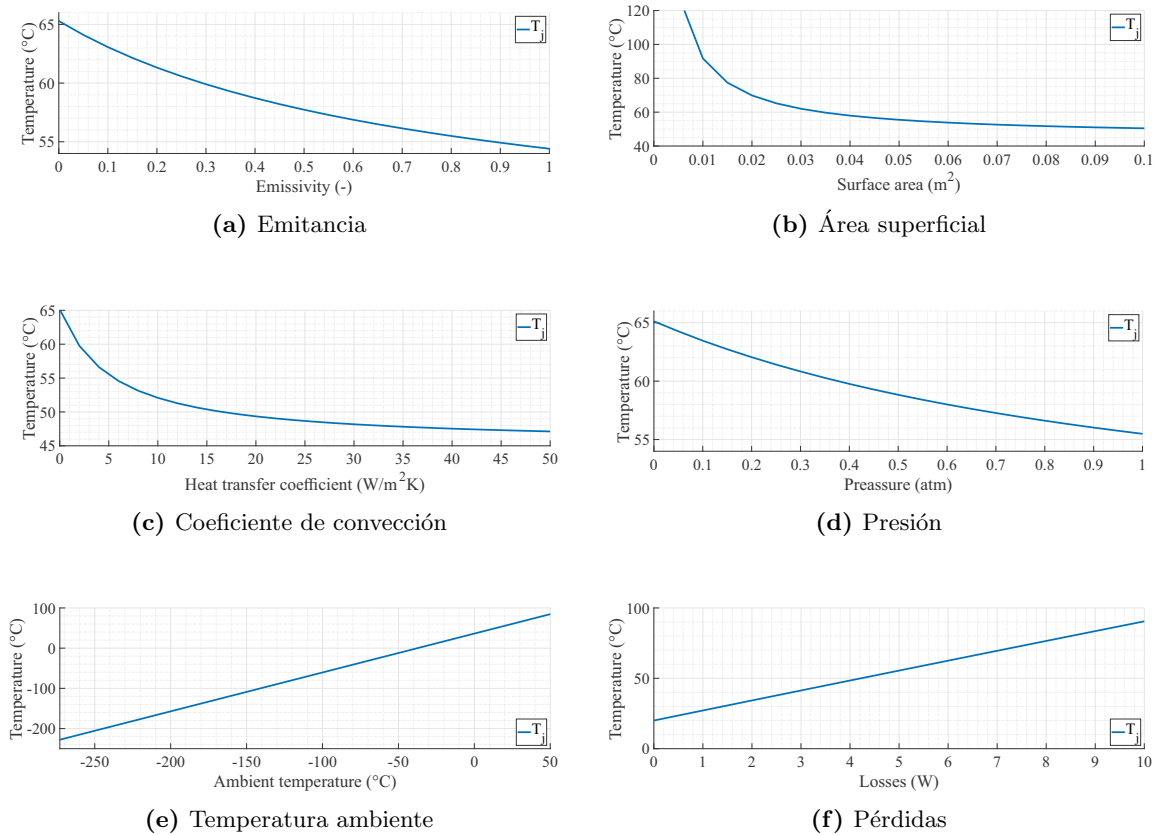
### 7.2.1. Análisis de sensibilidad

Para observar el efecto de las variables independientes sobre la temperatura en los semiconductores, se les asigna un valor razonable a todas y luego se varía una por una para obtener una curva que determine la sensibilidad de  $T_j$  ante diferentes parámetros. La Tab. 7.2 muestra el valor nominal tomado por cada variable y el rango utilizado cuando se estudió la sensibilidad de esta.

**Tabla 7.2:** Rangos y valores nominales de las variables que afectan la temperatura de *junction*

Variable	Nominal	Rango
$\epsilon$	0.8	[0 , 1]
$A_s$	$0.05m^2$	[0 , 0.1]
$h_0$	$5W/m^2K$	[0 , 50]
P	1atm	[0 , 1]
$T_a$	$20^\circ C$	[-273 , 50]
$P_{loss}$	5W	[0 , 10]
$R_{\theta GaN}$	0.00844K/W	-
$R_{\theta cell}$	5K/W	-
$R_{\theta HS k}$	0.05K/W	-

Los resultados de este análisis de sensibilidad son mostrados en la Fig. 7.3, donde la obtención de  $T_x$  se realizó mediante iteración hasta llegar a un bajo error en la plataforma **MatLAB**. De estos se rescata el fuerte carácter lineal creciente de la temperatura ambiente y las pérdidas del sistema, mientras que la presión atmosférica produce un efecto exponencialmente decreciente. Como era de imaginarse, una mayor emisividad, área del disipador, coeficiente de convección de la atmósfera y presión de esta aportan en la liberación de calor, mientras que una mayor temperatura ambiente y pérdidas aumentan la temperatura del GaN.



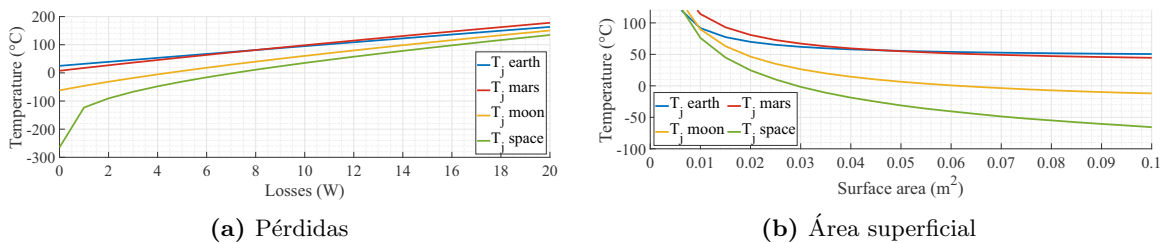
**Figura 7.3:** Sensibilidad de la temperatura interna del GaN  $T_j$

Sabiendo ahora el comportamiento térmico del sistema ante diferentes entradas, es posible calcular el valor exacto teórico de temperatura en condiciones terrestres y aeroespaciales como la Luna, Marte o el espacio exterior. Utilizando los valores nominales escogidos en la Tab. 7.2 (a excepción de  $P$  y  $T_a$ ) y las condiciones aeroespaciales de la Tab. 2.1, se obtiene la temperatura  $T_j$  para cada caso, lo que se resume en la Tab. 7.3.

**Tabla 7.3:** Temperatura de la *junction* ante diferentes ambientes

Ambiente	Presión (atm)	Temperatura ambiente (C°)	Temperatura <i>junction</i> (C°)
Tierra	1	25	60.25
Espacio exterior	0	-270.15	-31
Luna	0	[-234 , -62]	[-30.96 , 6.65]
Marte	0.008	[-94.5 , 7.5]	[-10.47 , 54.82]

Los resultados muestran que para estos valores del circuito térmico, la temperatura más alta alcanzada ocurre en la tierra, mientras que para los demás ambientes la falta de atmósfera es compensada por la baja temperatura externa. El menor valor alcanzado es en el espacio exterior, aunque son temperaturas que los semiconductores GaN pueden resistir. El caso más extremo es en Marte, el cual llega a temperaturas en verano de hasta  $7.5^{\circ}\text{C}$ . Como primer análisis, puede decirse que la contraposición entre las fuerzas de baja temperatura y presión se equilibran a favor del convertidor, haciendo más fácil la liberación de calor en ambientes aeroespaciales. Sin embargo, hay que tener cuidado con esto, pues los resultados son para valores específicos de resistencias térmicas, pérdidas, tamaño y emitancia del disipador, y muchas otras variables ya vistas previamente. Estos resultados sirven como guía para tener una idea del comportamiento de la temperatura en situaciones no convencionales. Por ejemplo, si se realizan las simulaciones obtenidas para la Tab. 7.3, pero esta vez se varían las pérdidas, el resultado entrega que en Marte la temperatura obtenida es mayor que en la tierra cuando  $P_{loss} > 8\text{W}$ . Esto se puede ver en la gráfica de la Fig. 7.4a.

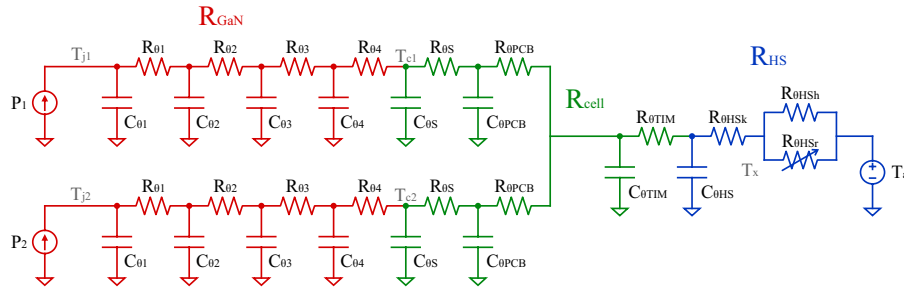


**Figura 7.4:** Temperatura en el *junction* en diferentes ambientes para pérdidas y área superficial variables

En la Fig. 7.4b también se observa que la temperatura de todos los ambientes extraterrestres logra ser mayor que en la tierra bajo cierta área superficial del disipador ( $A_s < 60\text{cm}^2$ ), lo que indica que no necesariamente la liberación de calor es más sencilla fuera de la tierra, como puede parecer en primera instancia dados los resultados de la Tab. 7.3. Las pérdidas y el área superficial fueron utilizados como contraargumento ya que son las únicas dos variables que pueden ser fácilmente escogidas y modificables, pues la elección del disipador se hace en base a las necesidades del sistema y las pérdidas son controlables en cierta medida, al punto tal que estas se utilizarán para realizar el control térmico posteriormente.

### 7.2.2. Circuito térmico de una celda

El circuito térmico presentado en la Fig. 7.1 permite entender cómo se mueve el calor desde el semiconductor hacia el disipador, además de servir como base para un análisis sobre el comportamiento de este sistema en condiciones aeroespaciales. Sin embargo, este circuito corresponde a la liberación de calor producto de las pérdidas producidas en un solo semiconductor, y se sabe que una celda del FCC se compone de dos *switches* complementarios, por lo que falta completar el modelo. La Fig. 7.5 presenta el circuito térmico completo de un módulo del convertidor.



**Figura 7.5:** Circuito térmico de una celda

El circuito parte separado desde las fuentes de flujo calórico, es decir, los diferentes GaN, y continúan así hasta que toda la energía converge en el material aislante que une la placa y el disipador. Es importante recalcar que el circuito se realiza por celda, ya que esta es la unidad básica del convertidor y están aisladas térmicamente entre sí, por lo que la temperatura crítica de cada una es independiente del resto del convertidor, aunque si sean dependientes por las variables eléctricas. Finalmente, para poder obtener la planta detallada del apartado térmico de la celda, es necesario saber uno de los componentes más importantes, la fuente de calor, es decir, las pérdidas producidas por los GaN, y con ello comprender cómo las variables eléctricas afectan para poder controlarlas y así mantener la temperatura en un rango seguro.

### 7.3. Pérdidas

Las pérdidas producidas por una celda vienen dadas en su mayoría por los dos semiconductores complementarios, en donde estas se dividen por conducción y conmutación. Las primeras son producto de la pequeña resistencia que presenta el elemento cuando deja pasar corriente, y las segundas son debido al cambio de estado, y depende de la frecuencia de conmutación, donde se producen pérdidas mucho mayores por un corto periodo de tiempo debido a las curvas de voltaje y corriente y al tiempo muerto  $t_d$ . La Fig. 7.6 muestra de forma simplificada el voltaje y corriente del GaN superior de una celda (el que conduce de forma directa), y su potencia de pérdidas dada por la multiplicación de estas variables.

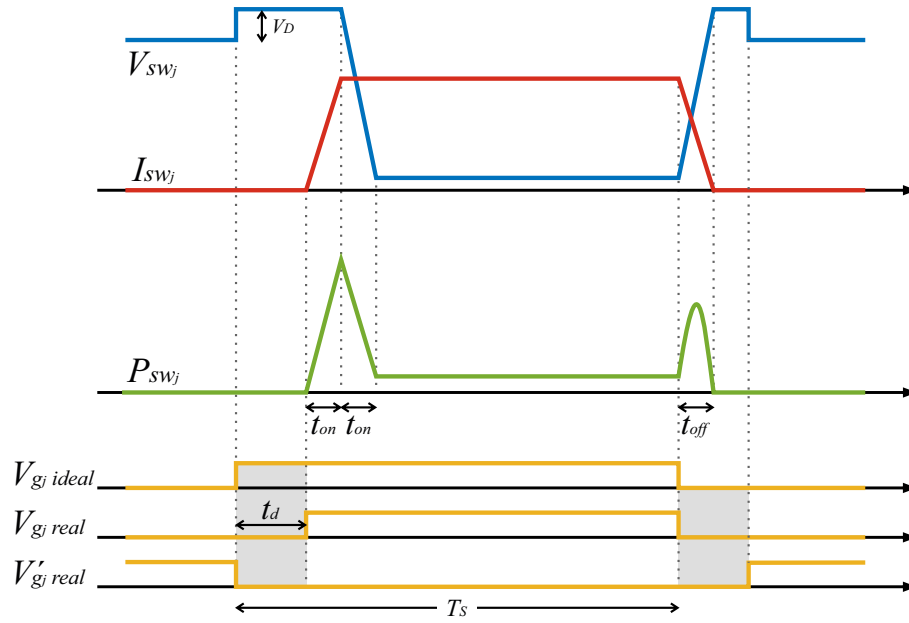
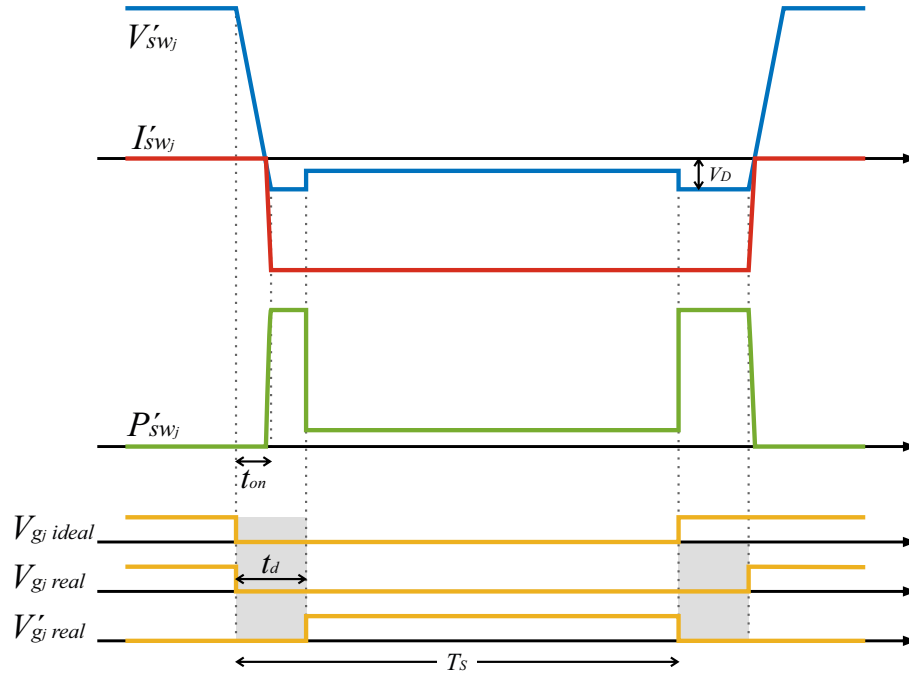


Figura 7.6: Pérdidas en el GaN superior

Para el semiconductor superior, las pérdidas por tiempo muerto no existen ya que durante este tiempo la corriente es cero. Por otro lado, pérdidas por conmutación se componen de las producidas durante el encendido y el apagado. El GaN, al comenzar a conducir, eleva su corriente a valores cercanos al nominal, momento en el cual comienza a disminuir su voltaje de bloqueo. Esto produce una curva de pérdidas similar a un triángulo. Al dejar de conducir, tanto corriente como voltaje cambian de manera instantánea, produciendo la típica curva de pérdidas cuadrática. La potencia disipada por este GaN se puede expresar como

$$P_1 = f_s I \frac{V_i}{N} \left( t_{on} + \frac{t_{off}}{6} \right) + R_{DS} I^2 (d_n - t_d f_s) \quad (7.8)$$

con  $t_{on}$  y  $t_{off}$  siendo el tiempo de encendido y apagado respectivamente. El GaN inferior (conducción inversa) presenta las curvas de voltaje, corriente y pérdidas mostradas en la Fig. 7.7.



**Figura 7.7:** Pérdidas en el GaN inferior

En este caso las pérdidas de conmutación son casi nulas ya que la corriente no aumenta hasta que el voltaje de bloqueo llega a cero, sin embargo las pérdidas por tiempo muerto son mucho mayores, ya que cuando no hay señal de disparo para ninguno de los semiconductores, se produce conducción inversa natural por el diodo del GaN. Durante este tiempo, la corriente de conducción nominal del GaN se ve sometida a una caída de voltaje  $V_D$ , correspondiente a la tensión de *threshold*, lo que produce pérdidas considerables. Al ser el tiempo muerto constante, el aumentar la frecuencia aumenta este tipo de pérdidas. La disipación total del GaN inferior se puede expresar como

$$P_2 = 2f_s I V_D t_d + R_{DS} I^2 (1 - d_n - t_d f_s) \quad (7.9)$$

De esta manera, las pérdidas totales de una celda vienen dadas por la suma de la disipación producida por sus semiconductores, resultando en

$$P_{loss} = P_1 + P_2 = f_s I \left[ \frac{V_i}{N} \left( t_{on} + \frac{t_{off}}{6} \right) + 2V_D t_d \right] + R_{DS} I^2 (1 - 2t_d f_s) \quad (7.10)$$

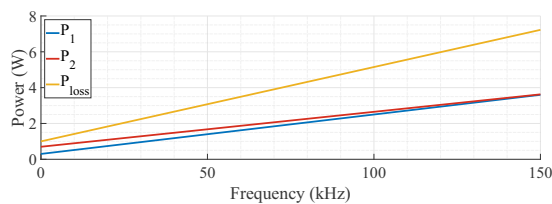
Al igual que en el análisis de la temperatura del *junction*, en donde se vio como esta variaba dependiente de un conjunto de variables, para las pérdidas también es posible realizar un análisis de sensibilidad para determinar el efecto que tiene la frecuencia, corriente, tiempo muerto o voltaje de entrada en esta. Si bien se observó en las ecuaciones previas que la potencia calórica depende de más factores como resistencias de conducción, tiempo de encendido y apagado o voltaje directo de los diodos, estos son constantes y no controlables, por lo que no se tomarán en cuenta en el análisis. La Tab. 7.4 contiene las diferentes variables que afectan las pérdidas en una celda, en donde se le asigna un valor nominal a

cada una y un rango para el caso en que se obtenga una gráfica de su efecto particular sobre las potencias.

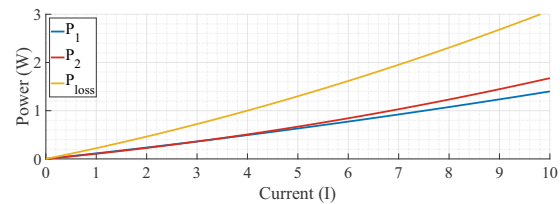
**Tabla 7.4:** Rangos y valores nominales de las variables que afectan las pérdidas

Variable	Nominal	Rango
$f_s$	50kHz	[0 , 150]
I	10A	[0 , 10]
$t_d$	0.5 $\mu$ s	[0 , 1]
$V_i$	400V	[0 , 400]
$R_{DS}$	10m $\Omega$	-
$t_{on}$	0.035 $\mu$ s	-
$t_{off}$	0.035 $\mu$ s	-
$V_D$	2V	-
N	8	-
$d_n$	0.3	-

En base a esta tabla son obtenidos los gráficos mostrados en la Fig. 7.8. De esta se puede observar cómo la frecuencia de conmutación tiene un efecto lineal en las pérdidas, afectando mayormente al semiconductor superior (conducción directa) a mayores frecuencias, sin embargo para la frecuencia nominal el GaN inferior se ve más afectado. La corriente tiene un efecto cuadrático como era de esperarse viendo las ecuaciones, resultando en mayores pérdidas para el GaN inferior en base a los parámetros nominales de la Tab. 7.4. Es interesante ver como el tiempo muerto sólo afecta el semiconductor inferior de manera lineal, lo que se podía esperar en base a las Fig. 7.6 y 7.7. Esto puede ser un problema si el tiempo muerto está muy mal ajustado, generando diferencias considerables entre el aporte de pérdidas entre GaNs. Para el caso nominal de  $t_d = 0,5\mu s$ , las pérdidas entre ambos son bastante similares. Finalmente, el voltaje de entrada sólo tiene efecto en el *switch* superior dadas las pérdidas durante conmutación, las cuales dependen de las curvas de corriente y voltaje sobre el GaN. Como el elemento inferior no conduce hasta que el voltaje llega a cero, sus pérdidas de encendido y apagado están asociadas al tiempo muerto y voltaje de *threshold* al comportarse como diodo. Si bien esto igual puede traer los mismos problemas que en el caso anterior, se espera que la tensión en el DC-link sea relativamente constante, llevando las pérdidas a valores similares para el caso nominal.



(a) Frecuencia de conmutación



(b) Corriente de salida

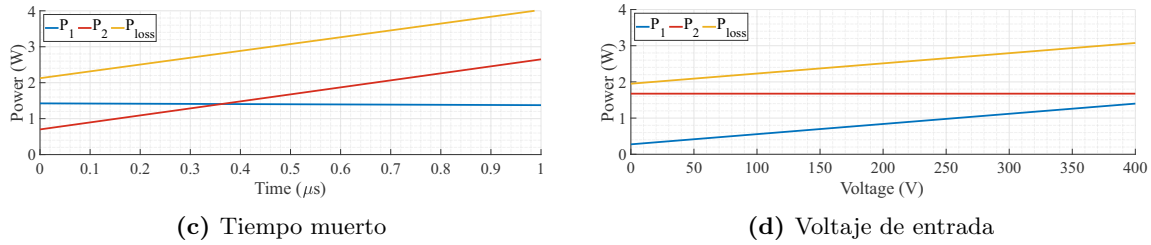


Figura 7.8: Sensibilidad de las pérdidas en una celda

Teniendo ya el modelo circuital térmico de una celda y una forma de describir las pérdidas en los semiconductores, es posible comenzar a trabajar en el control de la temperatura. Para esto es necesario obtener la planta del sistema, determinar la actuación y diseñar el esquema de control.

## 7.4. Control térmico

Conocer los mecanismos de transferencia de calor y el circuito térmico de las celdas permite entender el comportamiento de la temperatura en condiciones ambientales extremas, y así diseñar el convertidor de tal manera de lograr niveles seguros que protejan a los elementos, especialmente los GaN. Sin embargo, y con el objetivo de reducir el estrés y desgaste sobre los semiconductores, el análisis térmico debe llevarse más allá que simplemente elegir un disipador que logre disipar el calor. Estando la temperatura dentro de rangos seguros, los ciclos térmicos que se producen en los GaN, ya sea por cambios en la temperatura ambiente o variaciones en la potencia del sistema, son el proceso que más desgasta y acorta la vida útil de los semiconductores [36], por lo que limitar la amplitud de las variaciones térmicas y lograr que el sistema se vea sometido a una temperatura relativamente constante en todo tiempo resulta necesario, sobre todo cuando esto apunta directamente al objetivo de reducir los riesgos de falla en un sistema que se encuentra aislado.

Como se vio previamente, la temperatura de los semiconductores es el resultado de sus propias pérdidas y del circuito térmico que las libera al ambiente. Modificar el *hardware* o construcción de las celdas durante operación es complejo, por lo que cambiar el circuito térmico como mecanismo de control no es una opción. Por otro lado, las pérdidas dependen de diferentes variables eléctricas, de las cuales algunas si son controlables, por lo que estas serán la base mediante la cual se afectará la temperatura del convertidor.

De lo visto en (7.10), las pérdidas de una celda dependen de diferentes constantes, como la resistencia de conducción de los GaN, su tiempo de encendido y apagado, voltaje directo de sus diodos, etc. Estas constantes son fijas, sin embargo, también existe una dependencia de variables como la corriente, voltaje del DC-link y frecuencia de conmutación. De estas tres, la única independiente para poder utilizar como actuación es la frecuencia de conmutación, por lo que se utilizará para subir y bajar la temperatura, lo que se alinea a lo que suele ser utilizado a la hora de controles térmicos. Es importante mencionar que el tiempo muerto puede ser controlado durante operación y que puede tener un efecto significativo en las pérdidas, sin embargo, tiene la desventaja que afecta de sobremanera el GaN inferior respecto al superior, generando una diferencia considerable de temperatura en

los *junctions* de ambos semiconductores. Ya que se desea que las pérdidas en ambos sean similares, se decide no utilizar el tiempo muerto para control de temperatura, aunque en condiciones extremas puede ser considerado como alternativa si la actuación de frecuencia se encuentra saturada.

Habiendo decidido que la frecuencia de conmutación será la actuación en el control térmico, y que los objetivos a controlar son la temperatura de *junction* y del disipador, se procede a obtener la planta que relaciona la entrada y salida del sistema.

### 7.4.1. Planta

Si bien la frecuencia de conmutación es la actuación, la planta, que corresponde al circuito térmico, entrega una temperatura en base a una fuente de calor o potencia de pérdidas. Por esto es que se considerará en este paso a las pérdidas como entrada, sabiendo que simplemente utilizando la función (7.10) se puede llegar a la frecuencia. Trabajando sobre el circuito térmico de la Fig. 7.5, se decide simplificar el sistema para disminuir la cantidad de variables, sin reducir considerablemente la exactitud de la planta. La Fig. 7.9 muestra el nuevo sistema con una simplificación de las tres secciones por un circuito RC.

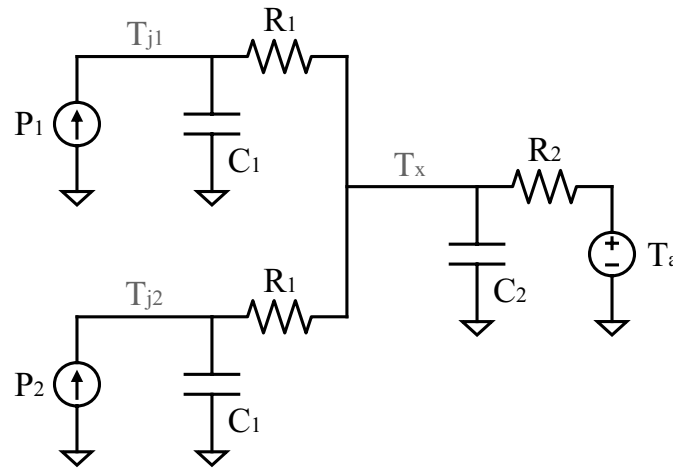


Figura 7.9: Circuito térmico simplificado de una celda

Los caminos térmicos que toman las pérdidas de cada GaN son similares, por lo que su resistencia e inercia son representados por los mismos componentes  $R_1$  y  $C_1$ . Las resistencias en paralelo que disipan el calor al ambiente en la Fig. 7.5 son considerablemente mayores que las del TIM y la componente de conducción del disipador, por lo que  $R_2$  representa solamente las dos primeras, es decir, resistencias de convección y radiación. De esta manera, la temperatura en donde convergen las pérdidas de ambos semiconductores se considerará directamente la superficial del disipador, en vez de la existente entre la PCB y el TIM. Resolviendo el circuito térmico, se obtienen los valores de temperatura del *junction* y disipador, que corresponden a

$$T_x = \frac{T_a(C_1R_1s + 1) + R_2(P_1 + P_2)}{C_1C_2R_1R_2s^2 + (C_1R_1 + 2C_1R_2 + C_2R_2)s + 1} \quad (7.11)$$

$$T_{j1} = \frac{P_1 R_1 + T_x}{R_1 C_1 s + 1} \quad (7.12)$$

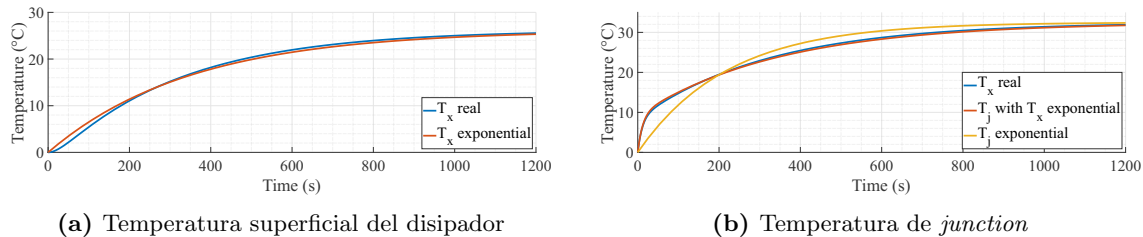
$$T_{j2} = \frac{P_2 R_1 + T_x}{R_1 C_1 s + 1} \quad (7.13)$$

Resulta interesante observar como la temperatura no tiene un comportamiento de primer orden y por ende una respuesta exponencial, siendo esto lo intuitivo de un sistema térmico, sino que corresponde a una función de segundo orden, lo que se traduce en una respuesta que puede ser oscilatoria. Naturalmente, esto no puede ocurrir en un sistema térmico con estas características, por lo que este debe ser sobreamortiguado, obligando que:  $C_1 R_1 + 2C_1 R_2 + C_2 R_2 > 2\sqrt{C_1 C_2 R_1 R_2}$ , lo que se cumple para cualquier valor de resistencias y capacitancias.

Si bien estas ecuaciones describen con precisión el circuito simplificado, la realidad es que la relación entre las resistencias y capacitancias térmicas indican que la respuesta de temperatura es fuertemente sobreamortiguada, por lo que una aproximación de primer orden se acercaría bastante a la realidad. Se puede simplificar notablemente la respuesta de temperatura del sistema, resultando en la siguiente ecuación para la temperatura del disipador al considerar  $C_1 \ll C_2$

$$T_x = \frac{T_a + R_2(P_1 + P_2)}{C_2 R_2 s + 1} \quad (7.14)$$

De esta manera,  $T_x$  corresponde a una respuesta de primer orden, mientras que la temperatura en los *junction* se obtienen utilizando (7.12) y (7.13) con  $T_x$  simplificada como una respuesta exponencial. La comparación entre la respuesta escalón real y simplificadas se presentan en la Fig. 7.10a. La simplificación de primer orden de la temperatura del disipador resulta similar a la real de segundo orden sobreamortiguada. De igual manera, utilizando esta aproximación para obtener  $T_j$  resulta en una respuesta similar, la cual puede ser simplificada si se quisiera como  $T_{j1} = P_1 R_1 + T_x$ , quitando toda inercia de la capacitancia  $C_1$ . Aproximar  $T_j$  como una respuesta exponencial resulta en un error considerable, como se ve en la Fig. 7.10b

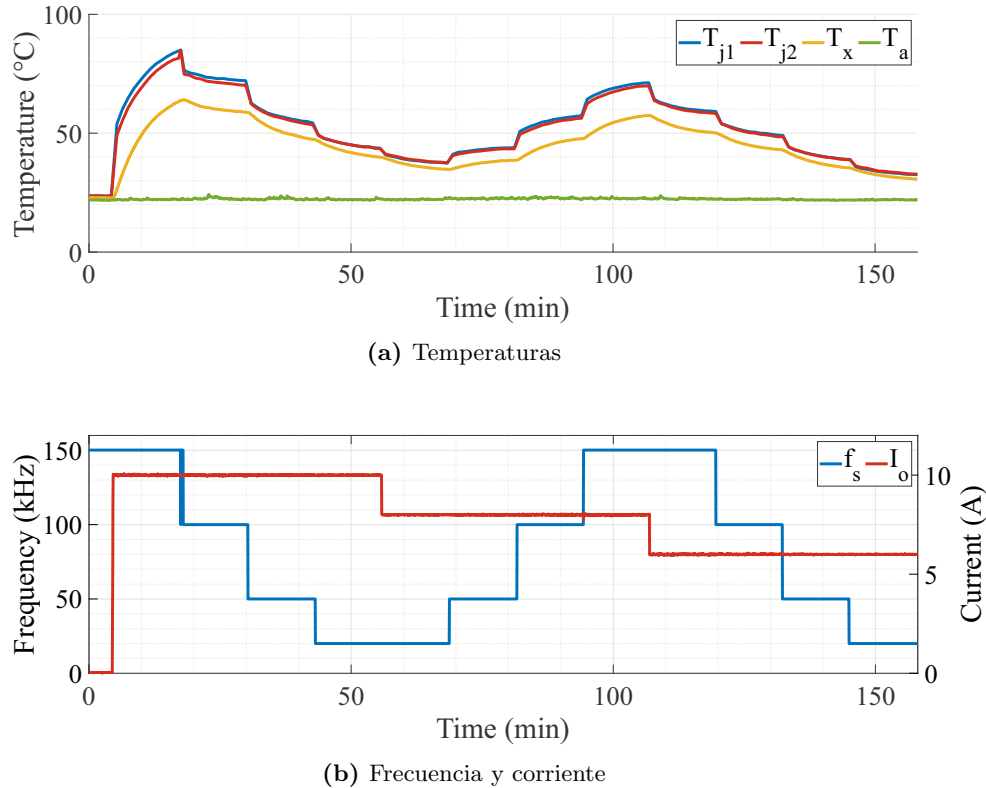


(a) Temperatura superficial del disipador

(b) Temperatura de *junction***Figura 7.10:** Respuesta escalón de temperatura con planta real y simplificada

Habiendo simplificado el sistema, se procede a obtener los parámetros de la planta. Para esto, se hace uso de resultados obtenidos en la etapa de experimentación, donde se realizaron maniobras y mediciones específicas para poder ver la respuesta del sistema ante diferentes pérdidas y así poder deducir los valores de resistencias y capacitancias térmicas. La Fig. 7.11 muestra el comportamiento dinámico de las temperaturas ante escalones

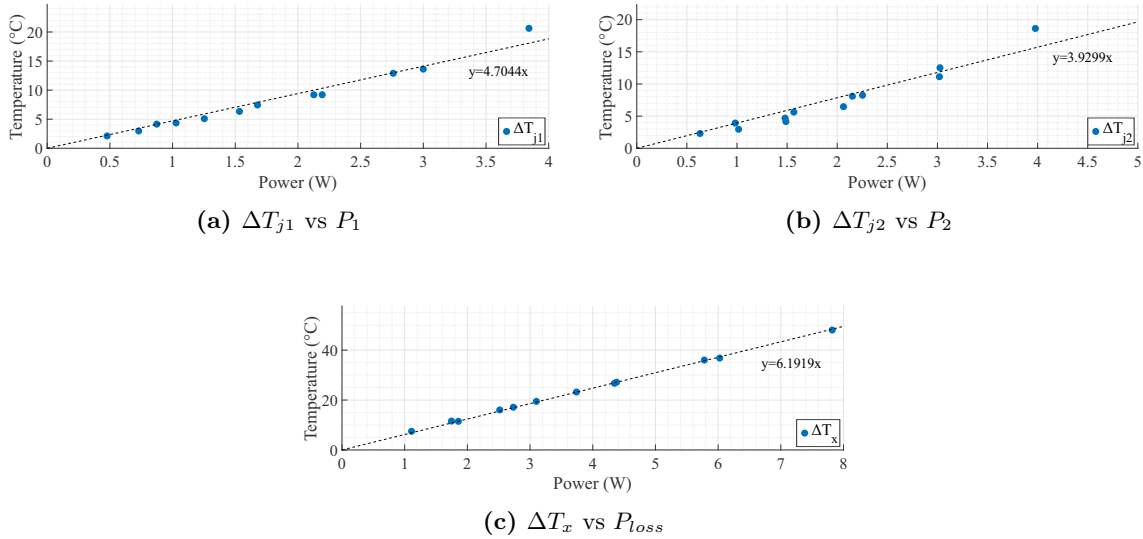
de corriente y frecuencia, variando así las pérdidas del sistema. Al variar la frecuencia en cuatro valores y la corriente en tres, se obtienen doce respuestas escalón de las tres temperaturas de interés. Con esto, ya es posible generar un promedio de la constante de tiempo y la variación de temperatura en base a las pérdidas.



**Figura 7.11:** Resultados experimentales de las temperaturas en una celda ante escalones de frecuencia y corriente

Las doce respuestas de la diferencia entre la temperatura del disipador y la ambiente es analizada en **MatLAB** y se obtiene, mediante la herramienta **cftool**, la ecuación exponencial que mejor se ajusta a la forma de cada curva. De esta manera, es posible obtener la constante de tiempo observando el exponente de la expresión. Este mismo proceso se llevó a cabo con la diferencia de temperatura entre los *junctions* y el disipador. Los resultados entregan que las constantes de tiempo son  $\tau_1 = 18,7s$  (promedio entre los dos *junctions*) y  $\tau_2 = 391,35s$ .

Con las funciones exponenciales obtenidas, también es posible determinar la temperatura en estado estable ante los valores de corriente y frecuencia dados, sin importar que las mediciones no lleguen a este valor. La diferencia de temperatura del disipador respecto al ambiente y los *junctions* respecto al disipador es graficada en base a las pérdidas. Los resultados son mostrados en la Fig. 7.12, donde la pendiente de la tendencia lineal corresponde a la resistencia térmica.



**Figura 7.12:** Resultados experimentales de las temperaturas en una celda ante escalones de frecuencia y corriente

Teniendo los valores de resistencias, es posible obtener las capacitancias térmicas con las constantes de tiempo mediante  $\tau = RC$ . La Tab. 7.5 muestra los valores finales de los componentes del circuito térmico simplificado. Los valores  $R_1$  y  $C_1$  corresponden al promedio obtenido de ambos *junctions*, los cuales se comportaban de forma muy similar. También se comprueba que  $C_1 \gg C_2$ , permitiendo simplificar la temperatura del disipador a una respuesta exponencial.

**Tabla 7.5:** Parámetros de la planta térmica de una celda

Parámetro	Valor
$R_1$	$4.32W/m^2K$
$R_2$	$6.20W/m^2K$
$C_1$	$63.20J/K$
$C_2$	$4.33J/K$

### 7.4.2. Esquema de control

El método de control PI es el utilizado para el apartado térmico del convertidor, debido a su buena respuesta ante sistemas de primer orden y su sencilla aplicación y buen funcionamiento. Por lo general, medir el valor de temperatura de *junction* de los semiconductores resulta complicado, por lo que se utiliza como medición la temperatura del disipador  $T_x$ . En la Fig. 7.13 se muestra el esquema de control, el cual ingresa el error de la temperatura del disipador a un bloque PI. Este entrega la actuación de frecuencia para los semiconductores, que modifica el periodo de todas las triangulares rápidas vistas en la Sección 5.3.2. Esta frecuencia afecta las pérdidas, las cuales determinan la temperatura resultante al atravesar el circuito térmico de la celda.

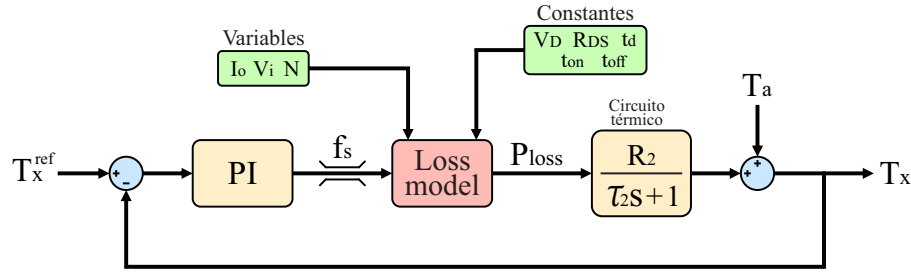


Figura 7.13: Esquema de control térmico

Si bien la temperatura crítica es la de los *junction*, el apartado térmico no requiere de una precisión exacta, ya que de por sí la obtención de parámetros certeros de la planta es difícil. Pese a esto, si se desea tener un control de temperatura en los *junctions* en vez del disipador, se pueden utilizar (7.12) y (7.13) para obtener  $T_x$  mediante una referencia previa de  $T_j$ . Trabajando estas ecuaciones en el dominio del tiempo,  $T_x^{ref}$  será el mínimo obtenido entre las expresiones de  $T_{j1}$  y  $T_{j2}$ , ya que se debe acomodar al caso más crítico en donde el GaN libere más pérdidas, lo cual se puede ver claramente en la siguiente ecuación:

$$T_x^{ref} = \min \left\{ \begin{array}{l} T_{j1}^{ref} - P_1 R_1 (1 - e^{-\frac{t}{R_1 C_1}}) \\ T_{j2}^{ref} - P_2 R_1 (1 - e^{-\frac{t}{R_1 C_1}}) \end{array} \right\} \quad (7.15)$$

De esta manera, la referencia ingresada en el esquema de control de la Fig. 7.13 corresponde a la obtenida mediante referencias en el *junction*, controlando así la temperatura directamente en los GaN si fuera necesario. Es importante mencionar que en (7.14) se ve que la temperatura ambiente está sumando dentro de la fracción, lo que indica que esta debiese incluirse en el esquema de control como suma a las pérdidas antes de la planta. Esto dificultaría el análisis, sin embargo, se asume una dinámica muy lenta en la variación de la temperatura externa, además de que el sistema comienza en su totalidad a este nivel de temperatura, lo que permite despreciar la inercia de esta variable al pasar por el circuito térmico. Debido a lo anterior, es posible extraer la temperatura ambiente y ponerla como una suma fuera de la fracción, resultando en una constante que se suma a la salida del bloque de la planta, como se ve en la Fig. 7.13.

## 7.5. Resultados de simulación

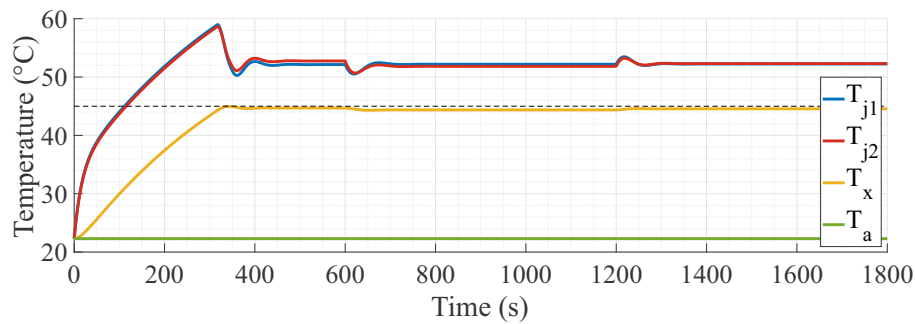
El circuito térmico de la Fig. 7.9 es diseñado en PLECS con el objetivo de realizar simulaciones de control en base al esquema visto en la Fig. 7.13. A la frecuencia se le dio un rango de actuación de 20-150kHz. Los parámetros del circuito térmico y de control son mostrados en la Tab. 7.6.

**Tabla 7.6:** Parámetros del sistema y control

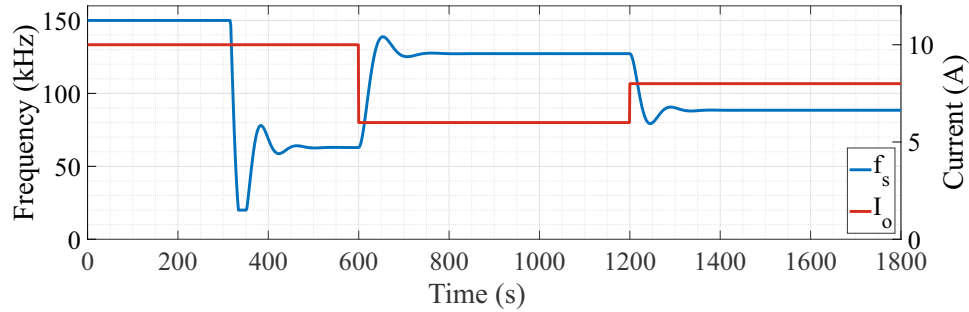
(a) Sistema		(b) Control	
Parámetro	Valor	Parámetro	Valor
$R_1$	6W/m <sup>2</sup> K	$k_p$ (PI)	40,000
$R_2$	6W/m <sup>2</sup> K	$k_i$ (PI)	10
$C_1$	3.08J/K		
$C_2$	65J/K		
$f_s$	20-150kHz		
$f_i$	10kHz		
$V_i$	400V		
$t_{on}$	0.035μs		
$t_{off}$	0.06μs		
$R_{DS}$	10mΩ		
$V_{SD}$	2V		
$t_d$	0.5μs		

### Escalón de carga

En un primer caso, teniendo como referencia la temperatura del disipador  $T_x$ , se obtiene el gráfico mostrado en la Fig. 7.10 para una temperatura ambiente constante de 22.3°C y una variación en la carga, traducida en escalones de corriente.



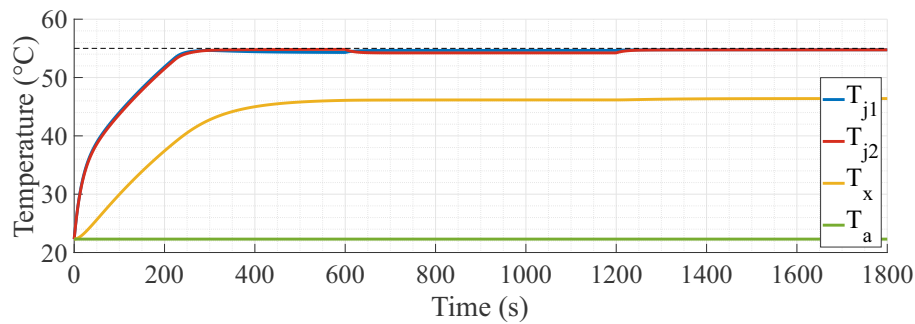
(a) Temperaturas



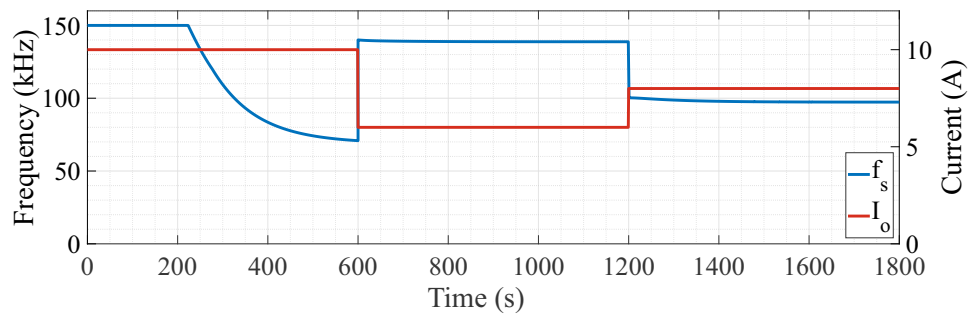
(b) Frecuencia y corriente

**Figura 7.14:** Control de  $T_x$  ante variaciones de corriente

En 7.14a se aprecia que  $T_x$  logra ser controlada en  $45^\circ\text{C}$ , y que la temperatura en los *junctions* tiene grandes transitorios al tener un retardo adicional, por lo que un correcto control de la temperatura del disipador ante maniobras no implica un control sobre  $T_j$ , pero sí limita su valor en estado estacionario. En 7.14b se muestran los escalones de corriente y el valor de la actuación de frecuencia, la cual comienza saturada en  $150\text{kHz}$  para llevar la temperatura del valor ambiente al de referencia. Posteriormente llega a su límite inferior para contrarrestar la inercia que lleva el sistema, con el fin de evitar un *overshoot*.



(a) Temperaturas



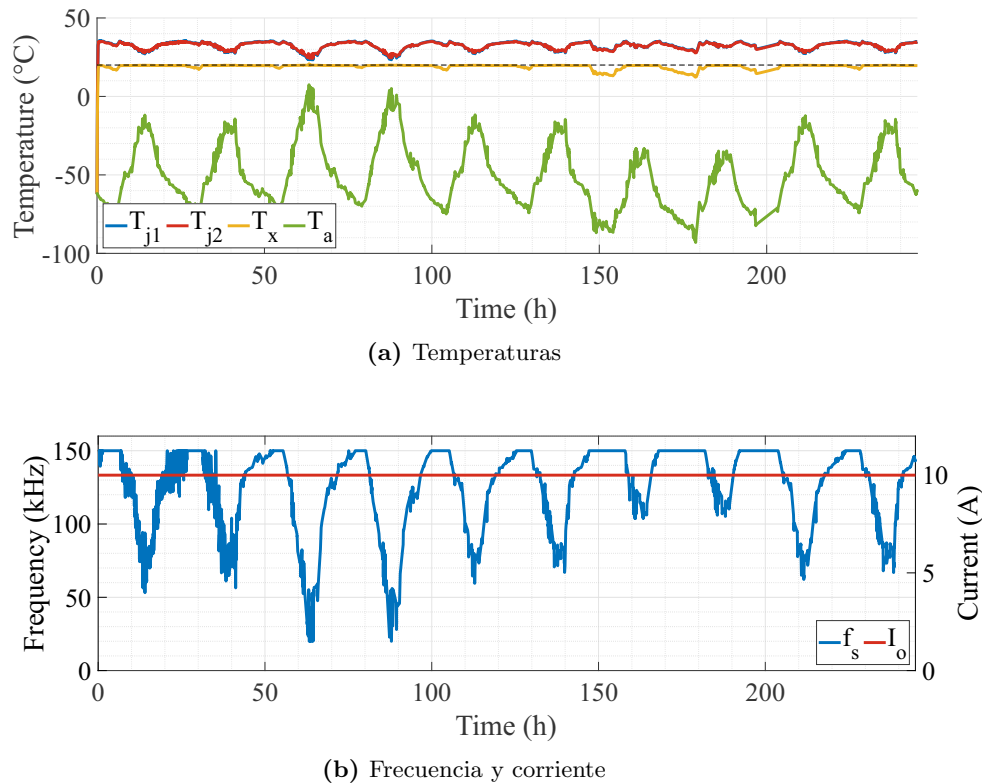
(b) Frecuencia y corriente

**Figura 7.15:** Control de  $T_j$  ante variaciones de corriente

Utilizando (7.15), se obtienen los resultados de la Fig. 7.15 para una referencia de  $T_j$ . En este caso, la actuación en 7.15b es más rápida y agresiva, ya que es más veloz la dinámica de la temperatura en el *junction*. En 7.15a se comprueba como  $T_j$  llega a su referencia mientras que  $T_x$  tarda más en estabilizarse.

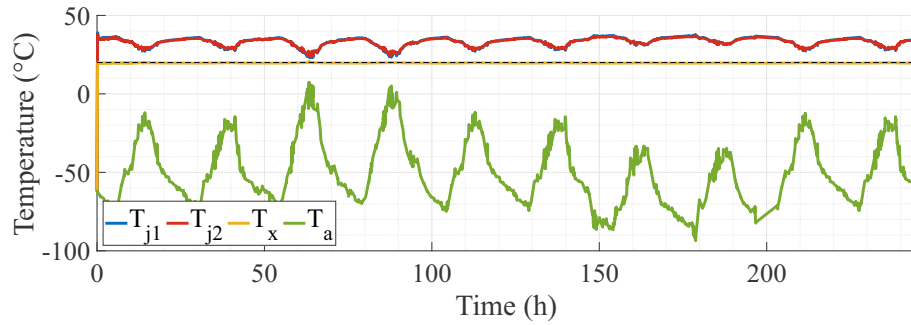
### Temperatura ambiente marciana

Considerando una carga constante, se varía la temperatura ambiente según los días más extremos en Marte, como se mostró en la Fig. 2.10. La gráfica resultante para un control sobre  $T_x$  se muestra en la Fig. 7.16.

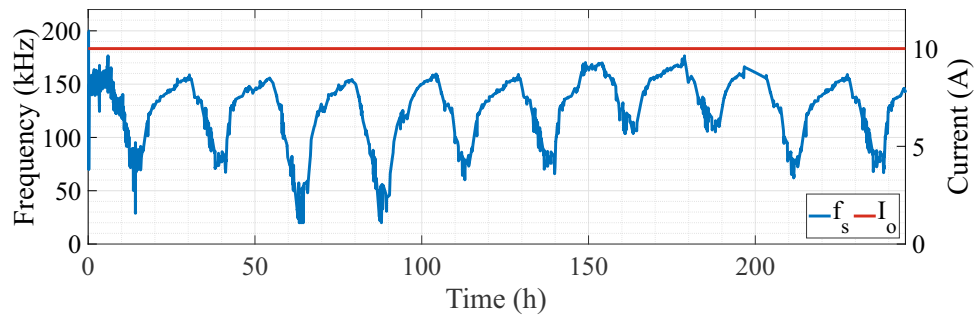


**Figura 7.16:** Control de  $T_x$  ante variaciones de temperatura ambiente

La temperatura del dissipador tiene una amplitud de ciclo considerablemente menor que la ambiente, por lo que el control logra su cometido de reducir los ciclos térmicos, al menos en magnitud. Esta no se mantiene en un valor constante debido a que la frecuencia se satura en ambos límites, lo que indica que la variación de temperatura ambiente es mayor que la que puede compensar el sistema al generar un mínimo o máximo de pérdidas. Si se le entrega un mayor rango de trabajo a la actuación (20-200kHz), y la temperatura de referencia se elige de forma adecuada, se puede obtener el resultado de la Fig. 7.17, en donde la actuación pocas veces se encuentra saturada, logrando así una temperatura  $T_x$  prácticamente constante durante los diez días marcianos. En la práctica puede ser preferible tener una mayor amplitud en los ciclos térmicos diarios con tal de no llevar la frecuencia a valores tan elevados.



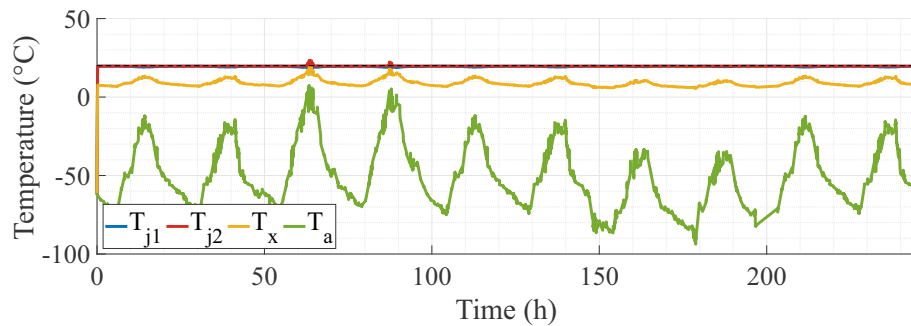
(a) Temperaturas



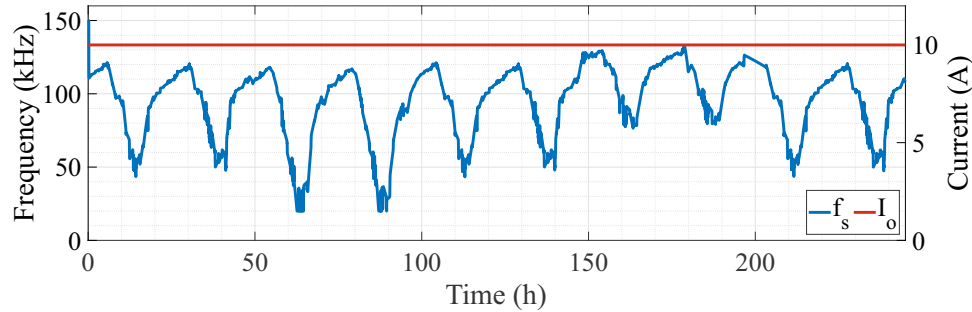
(b) Frecuencia y corriente

**Figura 7.17:** Control de  $T_x$  ante variaciones de temperatura ambiente con mayor actuación

Al igual que con los escalones de carga, se realizan simulaciones con  $T_j$  como referencia, ya que al fin y al cabo es la temperatura crítica para los semiconductores. La Fig. 7.18 muestra los resultados de la simulación para límites de frecuencia de 20-150kHz.



(a) Temperaturas



(b) Frecuencia y corriente

Figura 7.18: Control de  $T_j$  ante variaciones de temperatura ambiente

## 7.6. Conclusión del capítulo

En este capítulo se explicó el comportamiento térmico del convertidor en condiciones aeroespaciales, con el objetivo de obtener la planta del sistema y así poder realizar un control PI en base a la frecuencia de conmutación. Los diferentes mecanismos de transferencia de calor fueron explicados para entender de qué manera la celda libera la energía de las pérdidas al ambiente, lo que se resume en el circuito térmico desde el GaN hasta el exterior.

Utilizando las curvas de corriente y voltaje de los semiconductores, un modelo de pérdidas fue propuesto, para determinar de esta manera qué variables podían servir como actuación en el control. Con esto y el circuito térmico se obtiene la planta del sistema, mediante la cual se diseña un esquema de control capaz de regular la temperatura del disipador. La planta es simplificada a primer orden, comparando la similitud a la verdadera de segundo orden sobreamortiguada. Una referencia de temperatura en el *junction* puede ser incorporada mediante ecuaciones que relacionan  $T_j$  y  $T_x$ .

Finalmente, simulaciones ante perturbaciones y en ambientes espaciales reales son realizadas en PLECS, mostrando el buen desempeño del control PI con actuación de frecuencia.

# Capítulo 8

## Diseño y construcción

El diseño físico del convertidor y su posterior construcción para comenzar las pruebas se tratará en este capítulo, entregando detalles del proceso de pasar los circuitos teóricos a un sistema real con limitaciones físicas y prácticas que no suelen ser consideradas en la fase teórica. Algunos de los problemas intrínsecos de esta etapa que serán resueltos son la elección de los elementos y materiales, considerando su disponibilidad y límites del fabricante, y evitando sobredimensionar y agregar peso innecesario. Otros aspectos que aparecen son la elección de las dimensiones de las placas, el ruteo de las líneas para minimizar el ruido, la disposición de elementos para trabajar de forma cómoda en la etapa experimental, distancias entre potenciales para evitar arcos eléctricos en el vacío y el manejo de la temperatura mediante la correcta elección del disipador, ancho de pistas y pads que transmiten el calor entre las capas de la placa. Este último apartado es de los más importantes, pues se encuentra dentro de las características fundamentales para un convertidor sujeto a condiciones aeroespaciales, y cuyo desempeño se verá fuertemente ligado a las decisiones tomadas en esta etapa de diseño físico y su construcción.

### 8.1. Celda

#### 8.1.1. Diseño

De las diferentes placas a diseñar, la que respecta a la celda es sin duda la que toma más tiempo y trabajo. Al ser la celda la unidad fundamental del FCC, su diseño debe ser minucioso y el resultado de varias iteraciones probadas, obteniendo un producto resistente y confiable, capaz de ser lo suficientemente modular como para poder reemplazarse de forma sencilla ante fallas. El circuito de una celda es presentado en la Fig. 8.1, el cual muestra el receptor de fibra óptica y su conexión al circuito de disparo explicado más adelante.

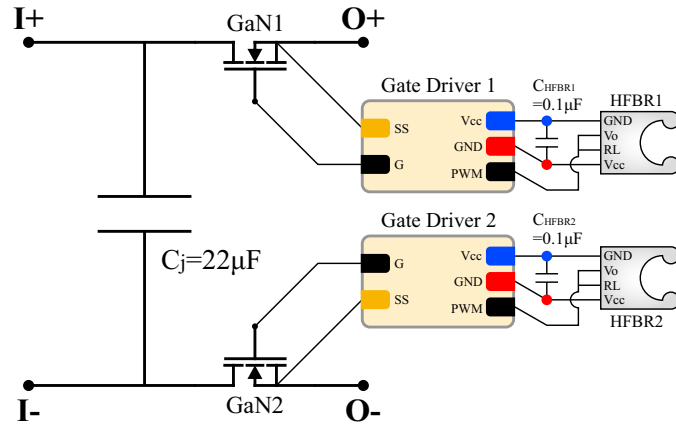
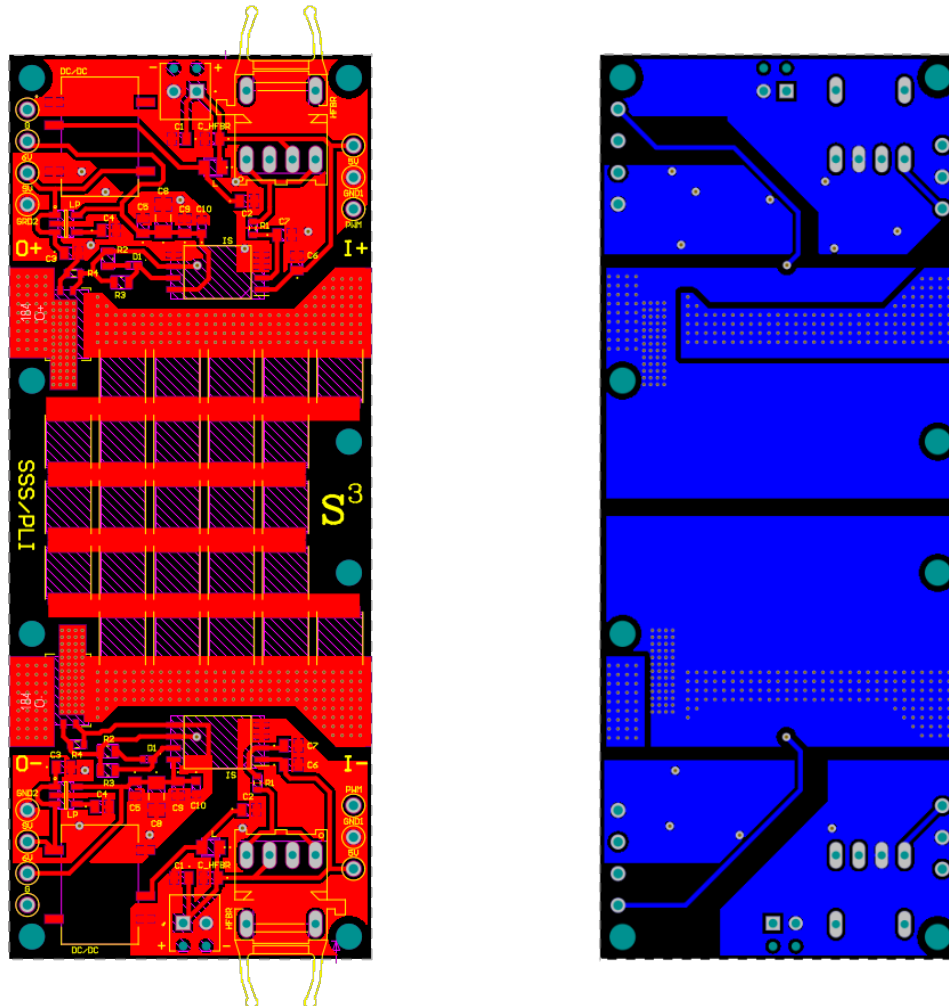


Figura 8.1: Circuito de una celda

Teniendo este circuito como esquemático, se realiza el diseño respectivo de la placa en Altium designer, cuyo resultado es visto en la Fig. 8.2.



(a) PCB Celda Top

(b) PCB Celda Bottom

Figura 8.2: Diseño de la Celda en Altium

La placa tiene un alto de 100mm y un ancho de 40mm, siendo el tamaño mínimo en el cual los elementos entran de forma cómoda, y a su vez el que se adapta al disipador seleccionado, cuyas especificaciones se muestran en la Tab. 8.1. El ancho del disipador es el mismo que el de la placa, y se divide en la mitad para que su largo no tope con los pads de los *test points* ni con los del receptor de fibra óptica, pues en estos lugares los elementos son *Through-Hole* y no sería posible un acople plano en la superficie del *Bottom*. El color de este es negro pues es indispensable que su emisividad sea lo más cercano a 1, pues la única forma de liberar calor que tendrá será mediante radiación. Respecto a la liberación de las pérdidas, la mayor parte de la energía proviene de los semiconductores y de las pistas de potencia, por lo que en estos sectores se sitúan vías de 0.4mm de diámetro a una distancia de 0.75mm y 1mm respectivamente. Estas vías traspasan el calor al *Bottom* de la placa, donde se agregan planos de cobre que cubren la totalidad del área abarcada por el disipador. En la Fig. 8.2b se observa como se distribuyen las vías en los planos y como estos se encuentran separados, dos por cada sección superior e inferior de la placa, debido a que existen cuatro potenciales diferentes. En cada sección la diferencia de potenciales es de 50V, y entre secciones de hasta 400V dependiendo de la celda, de ahí que la separación entre los planos superiores e inferiores sea mayor. El disipador es unido mediante el adhesivo que viene de fábrica, el cual es aislante eléctrico y conductor térmico, haciendo de *TIM*. También se asegura con pernos, los cuales atraviesan la placa por agujeros de 3mm, tamaño estándar que es replicado en los extremos de la placa para futuros montajes.

Retomando los elementos del *Top*, las pistas de potencia son cubiertas por láminas de cobre de 1mm de espesor. Estas son cortadas en una máquina CNC con la forma ya diseñada en la placa, con el objetivo de reducir aun más las pérdidas y extender las conexiones para lograr un anclaje entre celdas mediante los agujeros presentes en estas barras. Además de reducir pérdidas, el grosor de las pistas de potencia fue seleccionado para minimizar la inductancia de *loop*  $L_{loop}$  [8–10, 17, 19], la cual produce *peaks* de voltaje en los semiconductores. Los capacitores flotantes  $C_j$  están dispuestos en un arreglo de 5x5 para que posean igual capacitancia y a su vez puedan soportar hasta 500V, por lo que la cantidad presente en cada celda dependerá del nivel de tensión que estas deban soportar. Cabe mencionar que la dirección de potencia en la celda física es de derecha a izquierda, siendo contrario a la representación teórica tratada en capítulos anteriores. Esto se debe a la ubicación del *gate* y del *source* en el GaN.

### Circuito de disparo

El circuito de disparo de los semiconductores convencionales es un tema muy estudiado que no suele requerir de mayor atención, pues los componentes disponibles ofrecen todo lo necesario para enviar las señales al *gate* en los niveles requeridos por el interruptor. Para el caso de los semiconductores GaN, las referencias y avances en este aspecto son limitadas debido a que sigue siendo una tecnología nueva, lo que obliga a diseñar el circuito de disparo de forma exclusiva para las características del modelo elegido.

El semiconductor elegido es el GaN *GS61008P*. Para el control de este se hizo una revisión del *GN012 Application Notes* de *GaN Systems*, fabricante del elemento y uno de los principales difusores y pioneros de la tecnología. En el documento se plantean diferentes

circuitos y el modelo de los componentes importantes para el tipo de GaN y especificaciones generales del circuito de potencia. La primera característica a tener en cuenta es la cantidad de semiconductores que controlará el *gate driver*, pudiendo funcionar como *Half-bridge* o *Single switch*. Debido a la construcción modular de las celdas, es imposible utilizar un sólo circuito para ambos GaN, pues se encontrarán en extremos opuestos de la placa y separados por las pistas de potencia, las cuales producirían ruido si se atraviesan. Por esto es que se decide utilizar un circuito por semiconductor, cada uno en modo *Single switch*. Otra característica es la selección de un *gate driver* aislado o no, en donde se elige la primera opción para entregarle resistencia al circuito ante fallas y así evitar tener que reemplazar la totalidad de este. Por último, se plantea la opción de tener un voltaje de *gate* de apagado de 0V ó tensión negativa. Para esto es necesario revisar el *datasheet* del elemento, el cual plantea un funcionamiento óptimo con  $V_g = 0,6V$  para apagado y encendido respectivamente.

Una vez determinadas las características del sistema, *GaN Systems* ofrece dos alternativas de circuitos de disparo. La primera utiliza un *gate driver* que dispone una salida para el encendido y otra para el apagado del GaN, permitiendo de esta manera resistencias independientes para cada caso. El siguiente circuito posee una sola salida para el *gate*, por lo que se debe conectar un diodo en antiparalelo en serie a la resistencia de apagado para lograr diferentes pendientes de corriente. La opción ideal sería tener canales independientes para encendido y apagado, pero debido a la baja disponibilidad de elementos, se utiliza el segundo circuito para las celdas. La baja tensión del voltaje de gate (6V) y principalmente el UVLO threshold (4.5V) producen que la mayoría de *gate drivers* utilizados para MOSFET no sean compatibles. De los pocos disponibles, el modelo *ADUM4121ARIZ* del segundo circuito propuesto es el único que cumple las características. Partiendo de la base del circuito de referencia en *GN012 Application Notes*, se plantean las modificaciones necesarias en base a los modelos de elementos comprados, obteniendo así el circuito de disparo para los semiconductores GaN de cada celda mostrado en la Fig. 8.3.

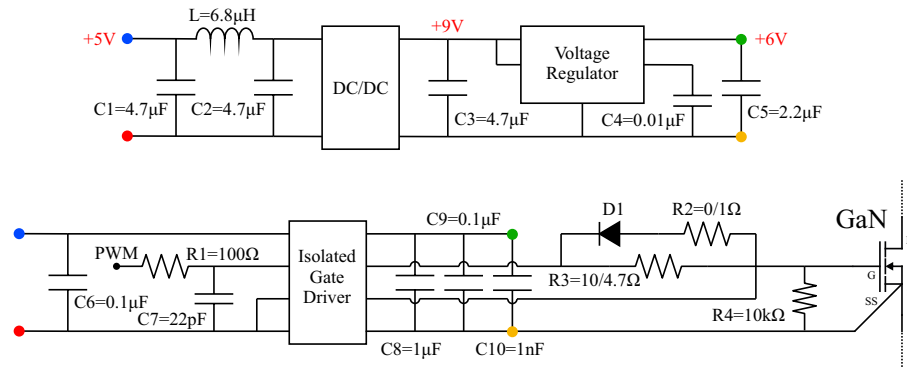


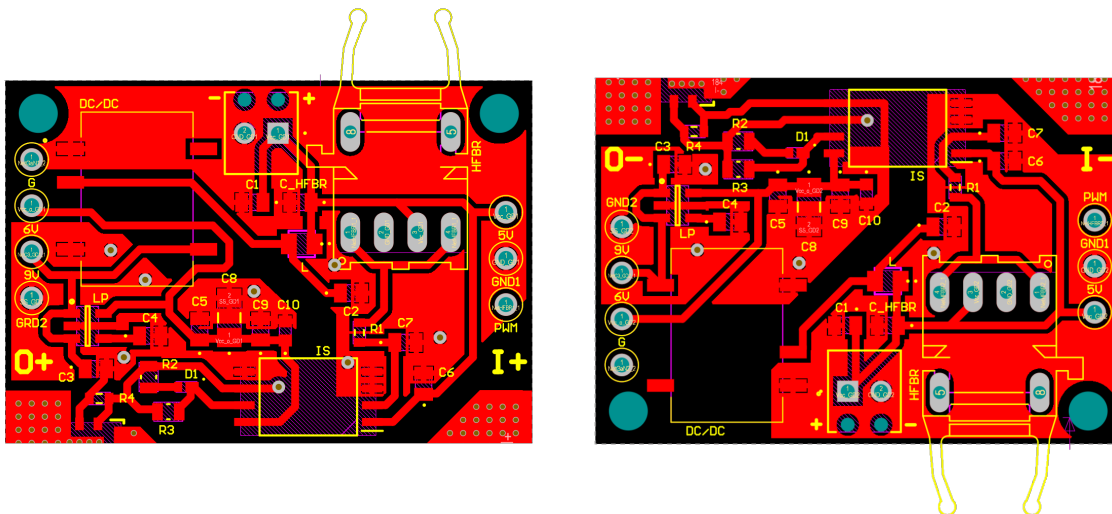
Figura 8.3: Circuito de disparo

Dentro de los cambios realizados al circuito respecto al planteado se encuentran los valores de capacitancia de entrada y salida de los elementos, ya que cada modelo requiere sus propios valores según *datasheet* para lograr un resultado óptimo. También se agregan capacitores para mejorar la estabilidad de las fuentes y diferentes valores de resistencia de *gate* para poder tener un rango de trabajo en la velocidad del encendido y apagado. Finalmente, la entrada negativa de PWM del *gate driver* se conecta a tierra para utilizar

únicamente la señal positiva.

Del circuito mostrado en la Fig. 8.3 destaca la subdivisión en dos circuitos menores. El superior tiene como único objetivo elevar la tensión de entrada de 5V a 6V, siendo esta la que utiliza el GaN para el encendido según fabricante. El circuito inferior contiene el *gate driver*, el cual recibe la señal PWM de la fibra óptica y la entrega al *gate* de forma aislada a la tensión proporcionada por el circuito antes mencionado (ambos sistemas comparten los nodos de igual color, que se representan separados para tener mayor orden en el circuito). Otro aspecto a mencionar es la separación de tierras y aislación entre parte izquierda y derecha de ambos subcircuitos. Los nodos rojos están a igual potencial entre ellos y corresponden a la tierra de baja potencia, la cual es el neutro de la fuente de +5V. Los nodos azules son la tensión de salida de esta fuente. El convertidor DC/DC y el *gate driver* se encargan de aislar el sistema, produciéndose nuevos potenciales representados como nodos verdes y amarillos. Este último es la tierra de alta potencia, la cual se conecta al *source* del GaN.

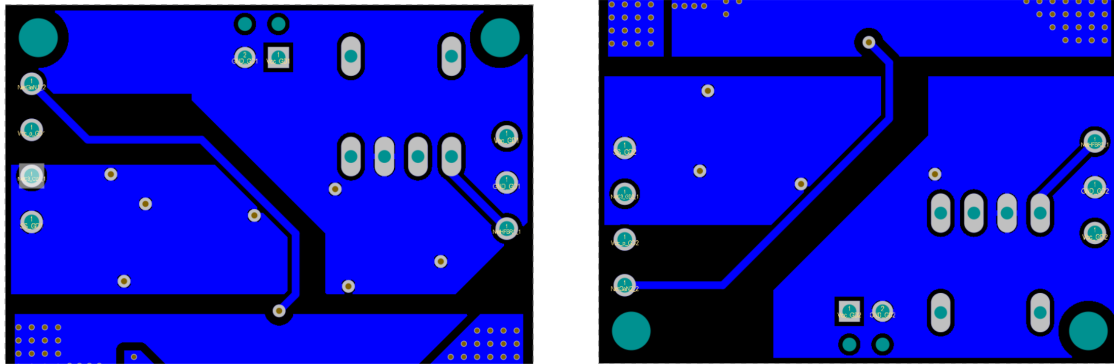
Las Fig. 8.4 y 8.5 corresponden al resultado final del circuito, con especificaciones óptimas para la instalación de los elementos y evitar conexiones no deseadas por una difícil manufactura. Para esto se utilizan pistas con un grosor de 0.635mm y una distancia mínima de 0.3mm entre potenciales. Este grosor es mayor al normalmente utilizado, permitiendo una mejor liberación de calor por parte de la placa, ya que las reglas comunes aplican para condiciones de presión estándar. El espacio entre potenciales también es mayor para evitar posibles conexiones no deseadas a la hora de soldar los componentes, lo cual es recurrente dado lo compacto del circuito. En esta misma línea se plantea el *layout* de los elementos, dando suficiente espacio para trabajar a la hora de soldar.



(a) Circuito de disparo superior  $S_j$

(b) Circuito de disparo inferior  $S'_j$

**Figura 8.4:** Circuito de disparo *top* diseñado en Altium

(a) Circuito de disparo superior  $S_j$ (b) Circuito de disparo inferior  $S'_j$ **Figura 8.5:** Circuito de disparo *Bottom* diseñado en Altium

Existen dos grandes secciones determinadas por planos de cobre en el circuito de disparo. En primer lugar, tomando como ejemplo el sistema de la Fig. 8.4a, se tiene el plano superior que contiene la entrada de 5V y el receptor de fibra óptica. Este plano se encuentra a potencial de la tierra de la fuente que alimenta el circuito de disparo de las celdas. El segundo plano se encuentra cerca del semiconductor y su referencia a tierra es el *source* del GaN, por lo que llega hasta 400V. Ambos planos se encuentran separados por dos elementos, el DC/DC que se encarga de subir los 5V de entrada a 9V (que posteriormente se reduce a 6V que necesita el GaN) y el *Isolated Gate Driver*. Debido a que la diferencia de tensión entre planos puede ser superior a 400V, se considera una distancia de seguridad considerando la ley de *Paschen* entre los pads más cercanos de ambos sectores, para así evitar descargas indeseadas. Finalmente, se sitúan *test points* en cada plano para tener acceso al voltaje de cada tierra, el potencial de las fuentes (5V, 6V y 9V) y las señales de disparo (PWM desde la FO y hacia el *gate*).

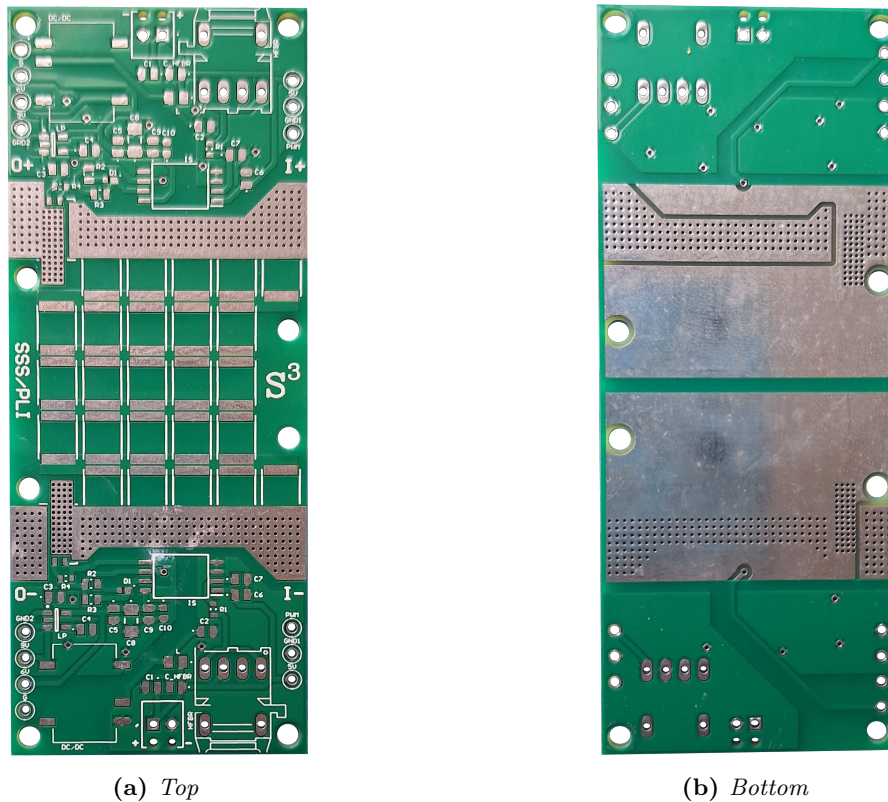
Los elementos utilizados para la fabricación de la celda se presentan en la Tab. 8.1, los cuales fueron elegidos considerando disponibilidad, costo, dimensión y características eléctricas para que cumplan las especificaciones del apartado teórico.

Tabla 8.1: Elementos de una celda

Elemento	Símbolo	Modelo	Dimensión	Valor	
Resistencia	R1	-	0603	100 $\Omega$	
	R2	-	0805	0/1 $\Omega$	
	R3	-	0805	4.7/10 $\Omega$	
	R4	-	0603	10k $\Omega$	
Capacitor	C1	-	0805	4.7 $\mu F$	
	C2	-	0805	4.7 $\mu F$	
	C3	-	0805	4.7 $\mu F$	
	C3	-	0805	4.7 $\mu F$	
	C4	-	0805	0.01 $\mu F$	
	C5	-	0805	2.2 $\mu F$	
	C6	-	0805	0.1 $\mu F$	
	C7	-	0805	22pF	
	C8	-	1206	1 $\mu F$	
	C9	-	0805	0.1 $\mu F$	
	C10	-	0603	1 $\mu F$	
	C_HFBR	-	-	0805	0.1 $\mu F$
	Cj	810-C5750X7S2A226280	-	5.7 x 5mm	22 $\mu F$
Diodo	D1	PMEG2005EPK,315	2 x 0.9mm	-	
Inductor	L	810-VLS201612CX6R8M1	2 x 1.6mm	6.8 $\mu F$	
Convertidor DC/DC	DC/DC	PESE1-S5-S9-M	13.2 x 8.5mm	5V/9V	
Regulador de voltaje	LP	LP2985AIM5-6.1/NOPB	2.75 x 2.6mm	9V/6V	
Opto de disparo	IS	ADUM4121ARIZ	7.4 x 5.65mm	-	
Receptor de fibra óptica	HFBR	HFBR-2521	18.8 x 12.2mm	-	
Conector de voltaje	-	1725656	6.2 x 5.54mm	63V - 6A	
Test point	-	5000/5002/5003/5117	2.54mm	-	
Heatsink	-	-	120 x 40mm	-	

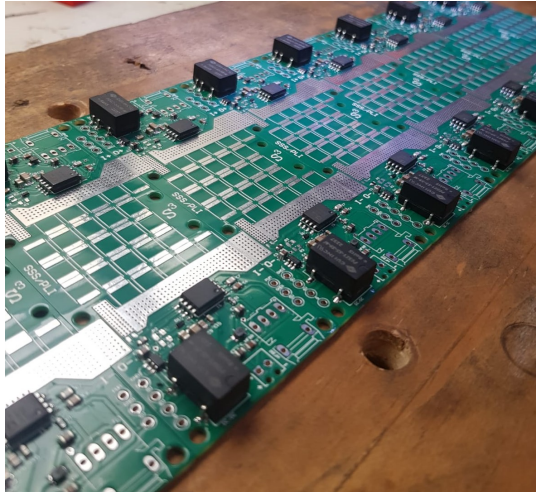
### 8.1.2. Construcción

Para la construcción de las celdas, se comenzó fabricando las placas en *PCBCart*, cuyo resultado se muestra en la Fig. 8.6. En el *Top* se observa claramente los planos de potencia con sus respectivas vías, las cuales transmiten el calor hacia el *Bottom*. En este se presentan grandes secciones de conductor, en donde el disipador será adherido.

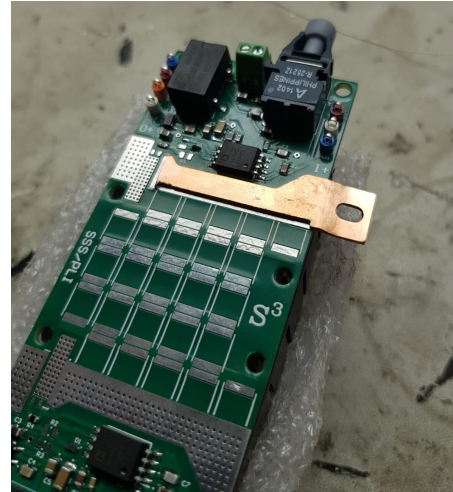


**Figura 8.6:** Placa de una celda sin elementos (tamaño real en hoja carta)

El proceso de soldar los elementos seleccionados en la Tab. 8.1 se muestra en la Fig. 8.7. El proceso se simplifica utilizando un caudín de aire luego de situar los elementos con pasta de soldadura.



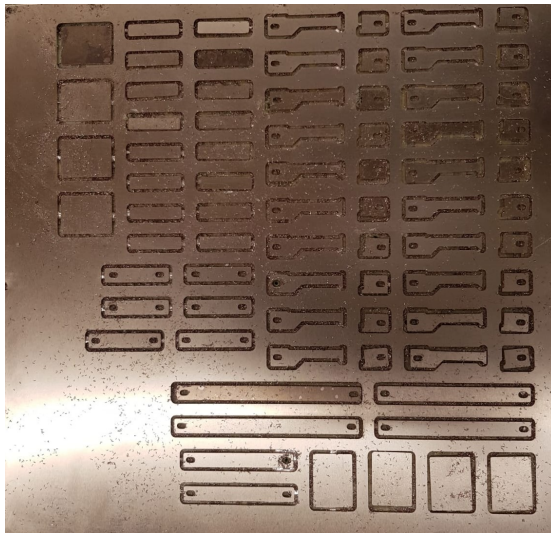
(a) Circuito de disparo soldado en las ocho celdas



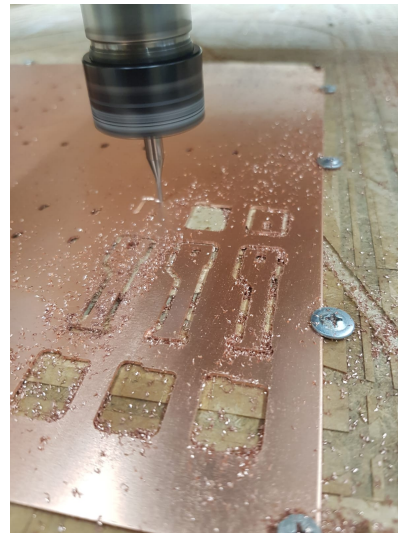
(b) Soldado de pista de potencia

**Figura 8.7:** Construcción de una celda

Con el objetivo de reducir la resistencia de conducción entre celdas, lograr una mayor área de disipación de calor y a su vez minimizar la inductancia de *loop* que produce *peaks* de voltaje en la conmutación, es que se deciden utilizar placas de cobre de 1mm para los caminos de potencia. Estas son cortadas con una máquina CNC como se muestra en la Fig. 8.8 y soldadas a la placa en los caminos de cobre que poseen vías, las cuales transmiten el calor al *heatsink*. Este proceso debe ser realizado antes de adherir el disipador, de lo contrario este limitará la temperatura que puede aportar el caudín de aire, haciendo que la pasta no se funda.



(a)

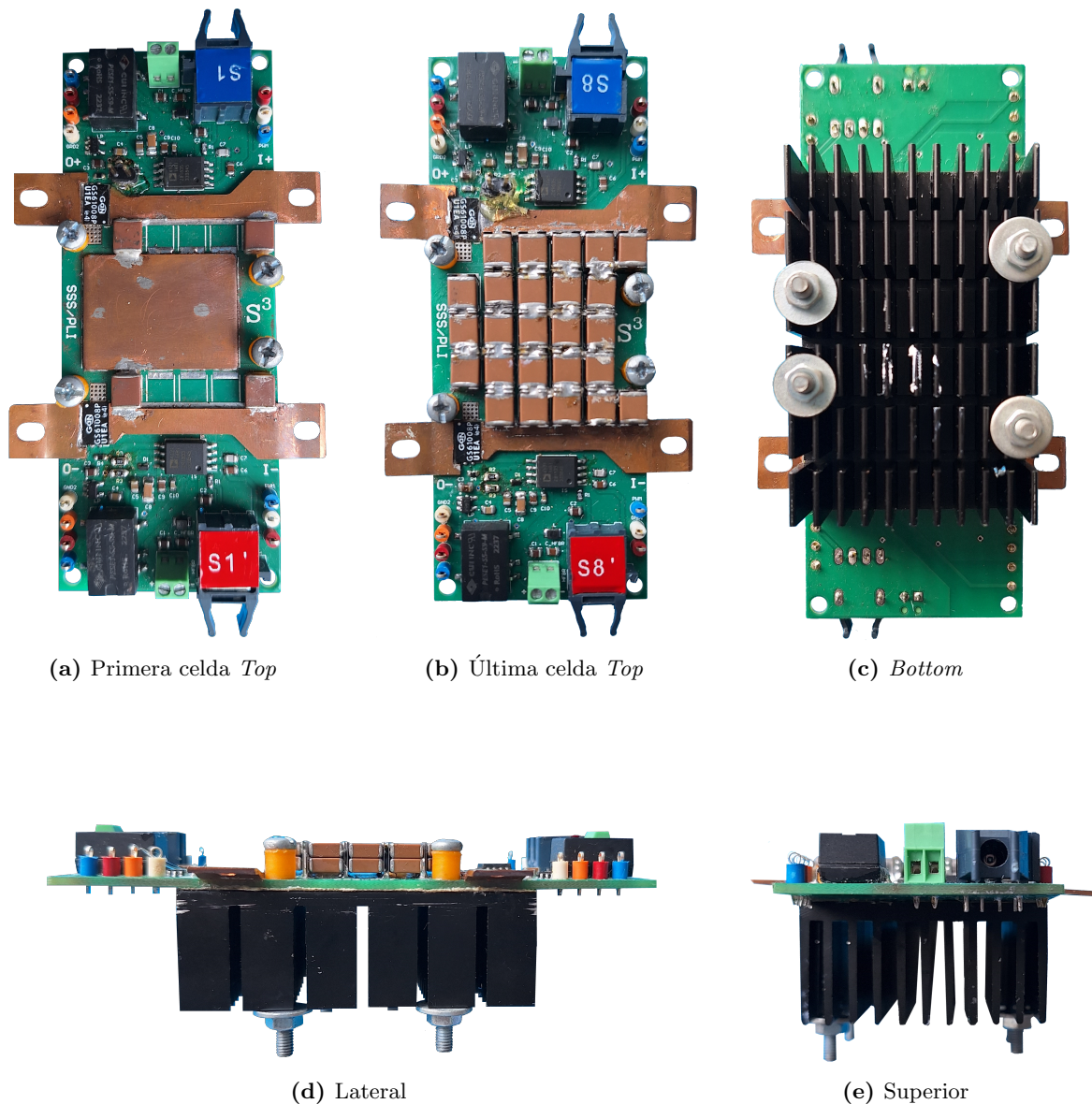


(b)

**Figura 8.8:** Fabricación de caminos de potencia con una máquina CNC

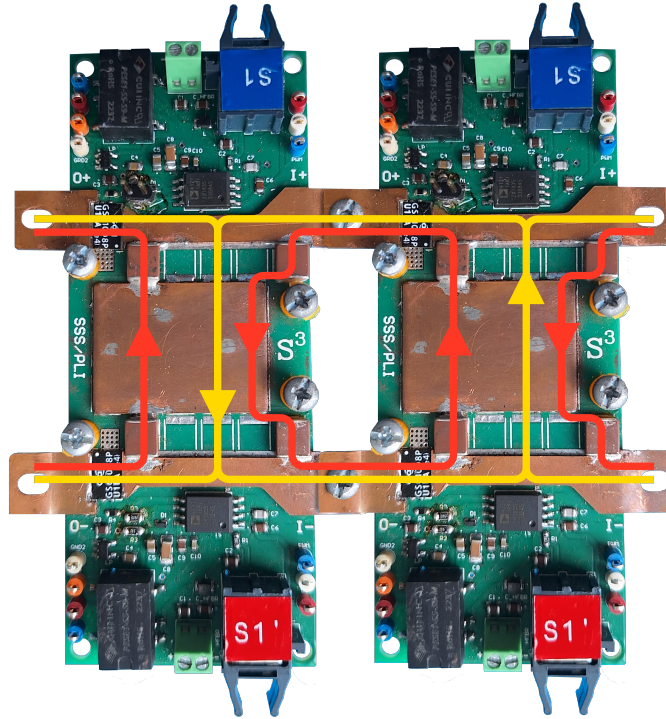
La celda terminada se muestra en la Fig. 8.9, donde se presentan diferentes perspectivas. La Fig. 8.9a presenta 4 capacitores, mientras que la Fig. 8.9b muestra un módulo con 25. Esto se debe a que cada condensador tiene un voltaje máximo de 100V, necesitando más en

serie para soportar las tensiones de las celdas más cercanas a la fuente. Se agregan también más en paralelo para mantener la capacitancia. Para mantener modulares las celdas, todas deberían tener 25 capacitores, sin embargo, para reducir costos del trabajo, se utilizó la cantidad necesaria de acuerdo a los niveles de tensión. La primera celda se encontrará a 50V, por lo que un sólo capacitor sería suficiente, sin embargo la configuración de 2x2 mostrada reduce el largo del *loop* entre capacitores flotantes y GaNs, disminuyendo así la inductancia de *loop*. Esto se muestra en la Fig. 8.10.



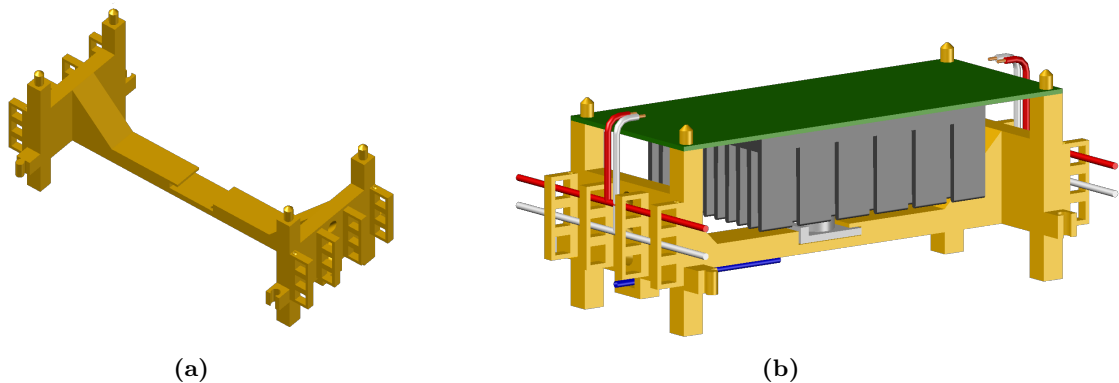
**Figura 8.9:** Estado de una celda terminada

La Fig. 8.9c corresponde al *Bottom* de una celda, mostrando la disposición del disipador y el uso de pernos para mantener una fuerte adherencia. Los extremos de las barras de cobre se encuentran ligeramente doblados para permitir un acople entre módulos. Favoreciendo y teniendo en mente el apartado de PEBB propuesto para este convertidor, es que la unión entre celdas se realiza mediante pernos para un fácil recambio en caso de falla interna.



**Figura 8.10:** Camino de inductancia de *loop* con capacitor 2x2 (rojo) vs 1x1 (amarillo) en la primera celda

Finalmente, se imprimen en 3D soportes para cada calda, mostrados en la Fig. 8.11, que facilita la energización de +5V, unión entre módulos y medición de temperatura.



**Figura 8.11:** Soporte de celda

La celda terminada tiene un peso de entre 98g y 117g, dependiendo de su ubicación en el convertidor, ya que algunas requieren de más capacitores que otras. Esto hace que la potencia específica de los módulos sea de aproximadamente 5kW/kg, y de 1.44kW/kg para el convertidor completo de ocho celdas, sin considerar el filtro ni las tarjetas de medición. La disminución en este valor para el sistema completo se debe a que se desea disminuir el voltaje de salida a 120V, por lo que se utiliza un ciclo de trabajo de 0.3. Si bien este valor es para el caso específico de este estudio, el convertidor resultante tiene la capacidad de tener una potencia específica también de 5kW/kg si se tiene un ciclo de trabajo de 1.

## 8.2. Generador de fallas

### 8.2.1. Diseño

Para producir la maniobra de falla en el convertidor se diseña una placa específica, con el fin de que el estrés instantáneo del *peak* de corriente lo soporte un IGBT más robusto, sencillo de cambiar y del cual se cuenta con un mayor *stock*, además de poder lograr de forma más cómoda un cortocircuito en los extremos de ambos GaN. El circuito se muestra en la Fig. 8.12, que contiene una entrada de fibra óptica para la señal de falla, la cual produce la conducción de los dos semiconductores de forma simultánea.

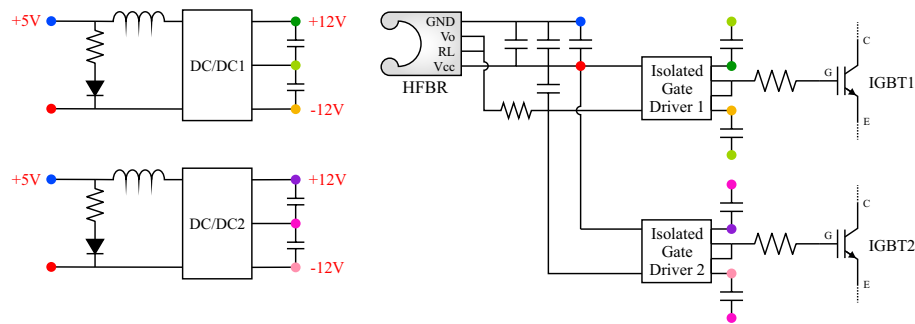


Figura 8.12: Circuito de falla

El diseño físico de este circuito se realiza en Altium designer, teniendo en mente las dimensiones de la celda, de tal manera de poder conectar de forma cómoda y modular el sistema de falla a la celda que se quiera intervenir. La distribución de los elementos en la PCB y los ruteos son mostrados en la Fig. 8.13.

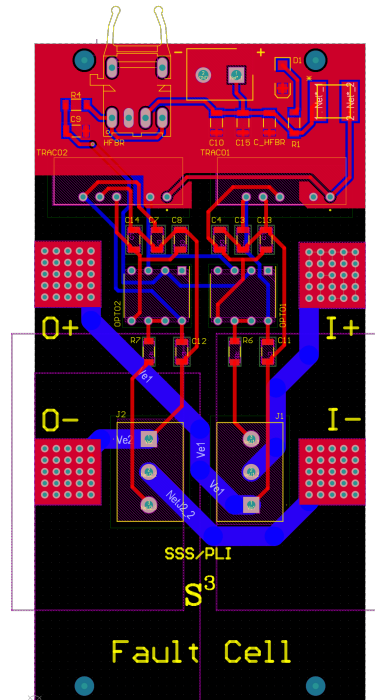
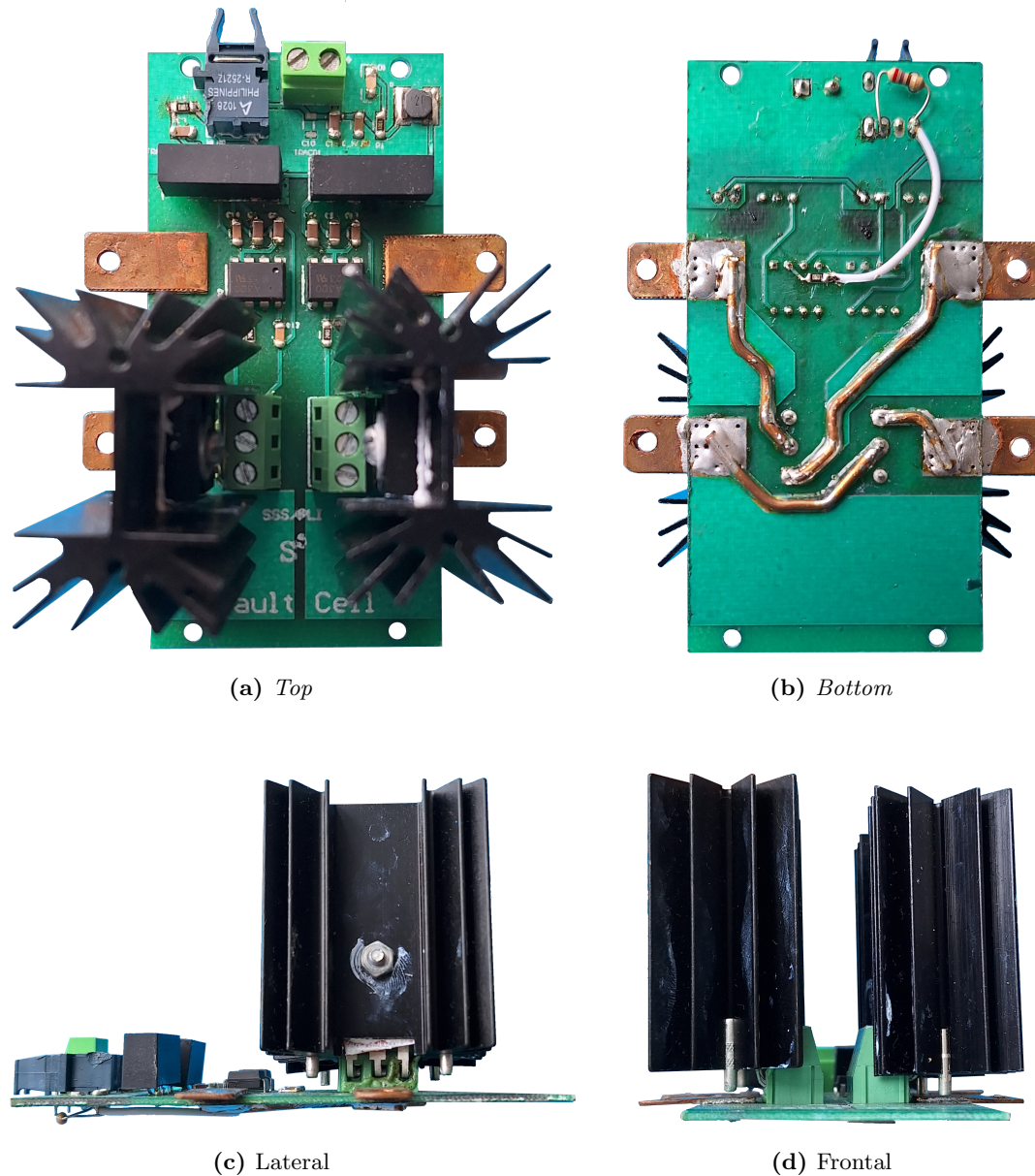


Figura 8.13: Diseño PCB falla en Altium

### 8.2.2. Construcción

La fabricación de la placa de falla se realiza en AC3E, para posteriormente soldar los elementos necesarios. Las pistas de potencia también son láminas de cobre de 1mm de espesor, para poder conectar la placa de falla fácilmente a las celdas. Disipadores son adosados a los IGBT para la liberación de calor, aunque estos no conducirán por demasiado tiempo, por lo que no es crucial. Los soportes mostrados en la Fig. 8.11 son utilizados para situar la placa sobre la celda a la que se le quiera realizar la falla. El estado final se muestra en la Fig. 8.14 para diferentes perspectivas.



**Figura 8.14:** Estado del generador de fallas terminado

## 8.3. Setup experimental

### 8.3.1. Diseño

#### Control y falla

El *setup* experimental para probar el convertidor con sus ocho celdas se presenta en la Fig. 8.15. En esta se pueden observar las mediciones de voltaje y corriente, las cuales pasan a través de tarjetas de adaptación, que permiten que las señales sean leídas por la plataforma *BRAIN* mediante cables coaxiales. Desde los cables de medición se conectan puntas de tensión que muestran los voltajes internos, de entrada y salida en osciloscopios para la recopilación de datos. Puntas de corriente son utilizadas en la entrada y salida con el mismo objetivo. Las mediciones de las tarjetas ingresan a la plataforma *BRAIN* para ser utilizadas en el control del convertidor, la cual entrega las actuaciones  $S_j$  para las celdas. También indica el estado de la tarjeta de protección y falla. La primera se compone de IGBTs que se abren al detectar un voltaje superior al límite en algún GaN. La segunda se cierra en paralelo al módulo cuatro cuando se desea generar una falla.

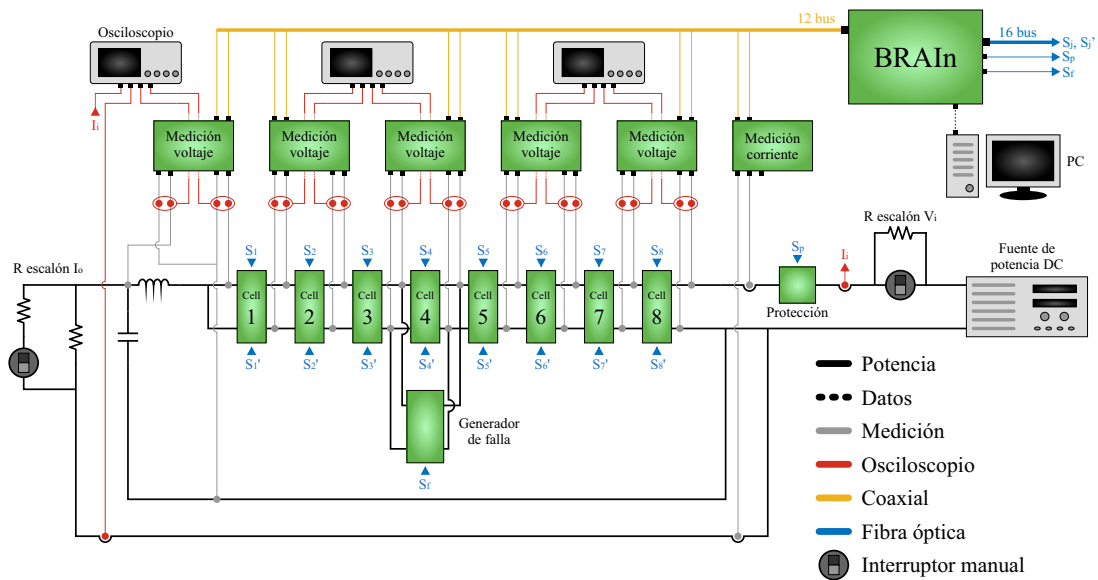
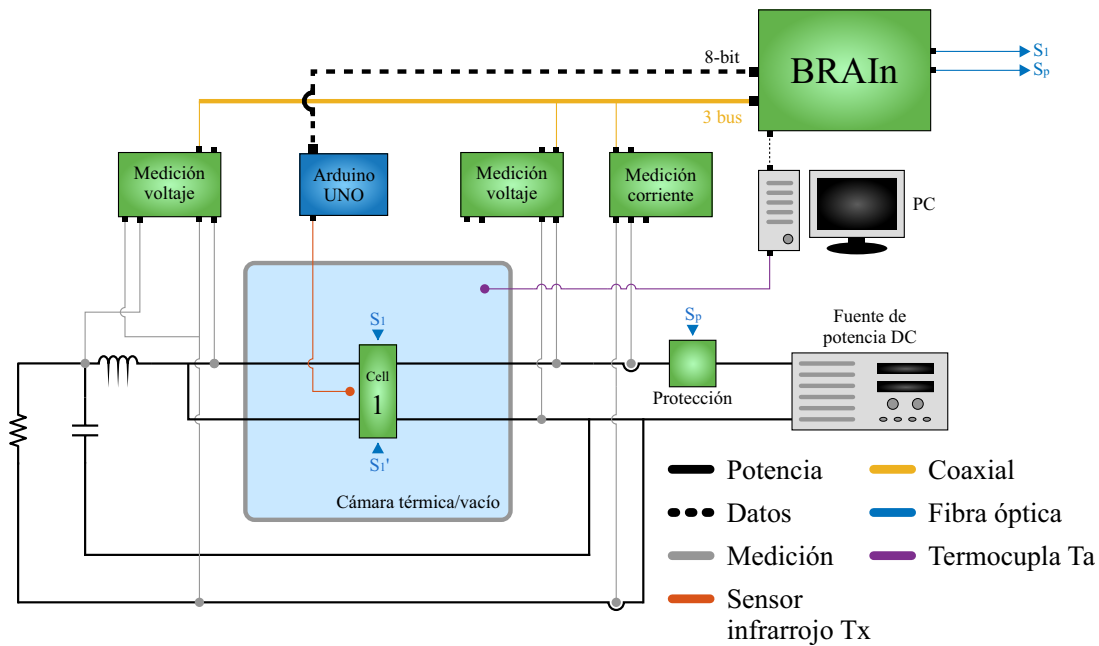


Figura 8.15: Diseño *setup* experimental

Se destacan en el diseño los dos interruptores para generar maniobras de pruebas. Ya que la fuente *Keysight N8700* no tiene la capacidad de generar escalones de voltaje, se utiliza un interruptor manual en paralelo a una resistencia variable a la salida de la fuente, de tal manera de generar una caída de tensión en la resistencia si el interruptor se encuentra abierto. De igual forma, se conecta en paralelo a la carga nominal una resistencia en serie a un interruptor manual, con el fin de reducir la resistencia de salida y así generar escalones de corriente.

## Temperatura

El *setup* térmico es más sencillo pues, limitado por el tamaño de la cámara de vacío *JSR JSVO-60T*, se utiliza sólo una celda a voltaje y corriente nominal. Ya que la temperatura de los GaN es dependiente del circuito térmico de la celda y no se ve afectado grandemente por el resto del sistema, es que simplificar el análisis térmico a la unidad fundamental de la celda es posible. El *setup* se muestra en la Fig. 8.16.



**Figura 8.16:** *setup* experimental térmico

En este diseño se observan las tarjetas de medición necesarias para el control, además de la protección en la entrada. También se incorpora un *Arduino UNO*, el cual lee la señal de temperatura y la transforma a un valor binario que es enviado a la *BRAIn*. Ya que las señales de temperatura se leen de forma digital, no es necesario el uso de osciloscopios, pues las variables de interés se encuentran como mediciones leídas desde el computador.

### 8.3.2. Construcción

#### Control y falla

El *setup* experimental para las pruebas de control y fallas se muestra en las Fig. 8.17 y 8.18.

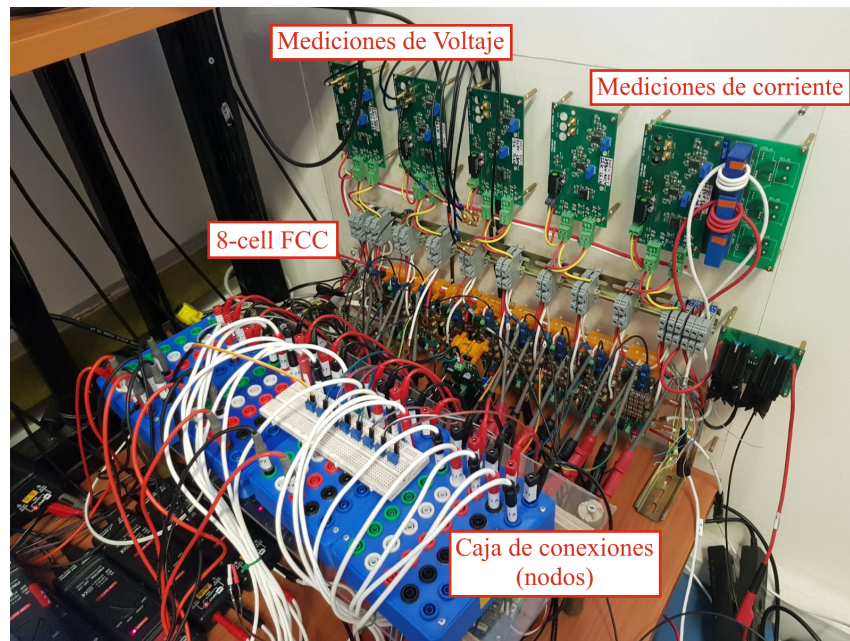


Figura 8.17: *setup* experimental para control nominal y falla

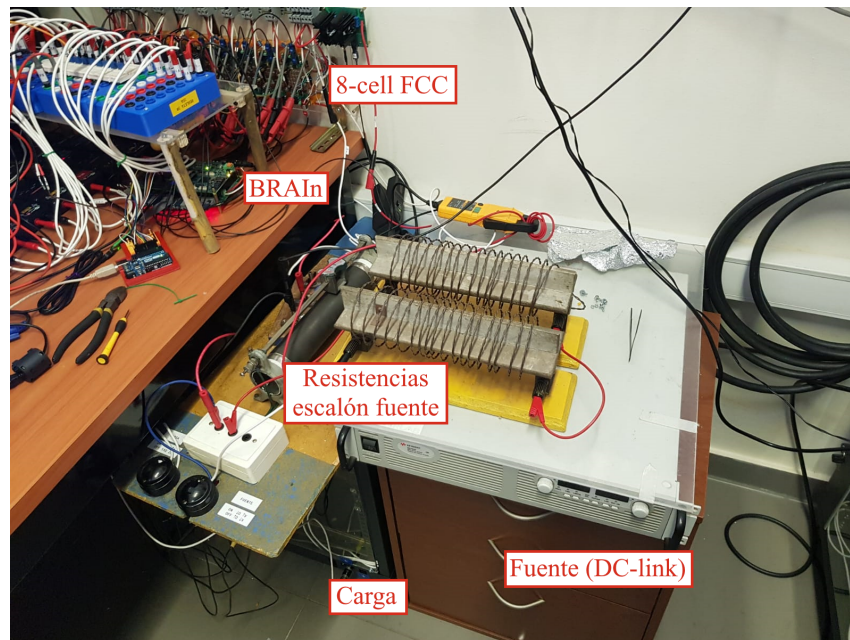


Figura 8.18: Fuente y resistencias de maniobra del *setup* experimental para control nominal y falla

## Temperatura

El *setup* experimental para pruebas térmicas se presenta en la Fig. 8.19, donde se realizaron mediciones en condiciones terrestres, bajas temperaturas y vacío.

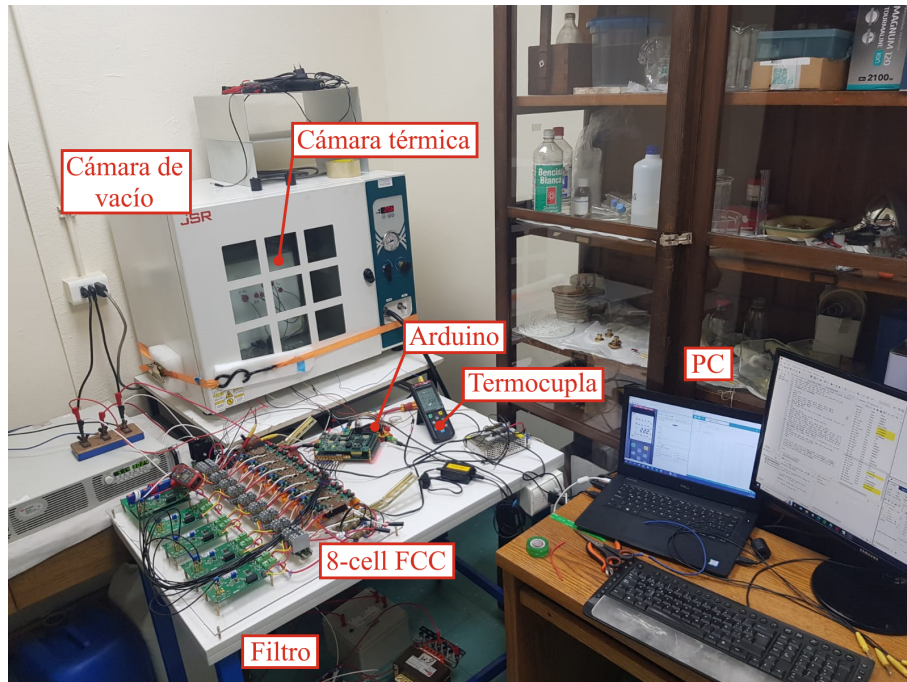


Figura 8.19: *setup* experimental térmico

# Capítulo 9

## Resultados experimentales

El siguiente capítulo muestra gráficamente los resultados experimentales realizados en el convertidor y las celdas. Se presenta el control nominal, respuesta ante fallas, factores de peso y control térmico. Los parámetros del sistema y de control son presentados en la Tab. 9.1, donde se encuentran primeramente los datos para la pruebas de control nominal, falla interna y pesos, y posteriormente los respectivos al apartado térmico.

**Tabla 9.1:** Parámetros del sistema y control

(a) Sistema		(b) Control	
Parameter	Value	Parameter	Value
$V_i$	200V	$W_{d0}$	0.01
$V_o^{ref}$	60V	$W_{j0}$	0.9
$I_o$	5A	$k_p$	30000
R	12 $\Omega$	$k_i$	28,887
$L_f$	30mH		
$C_f$	2.2mF		
$C_j$	20 $\mu$ F		
$f_s$	50kHz		
$f_i$	10kHz		
$R_L$	0.8 $\Omega$		
$R_{DS}$	0.007 $\Omega$		
$V_{SD}$	2V		
$t_d$	1 $\mu$ s		
$V_i$	50V		
$V_o^{ref}$	15V		
$I_o$	10A		
R	15 $\Omega$		
$f_s$	20-150kHz		
$t_d$	0.5 $\mu$ s		

Es importante mencionar que el voltaje de entrada, salida y corriente de salida son la mitad del nominal diseñado (a excepción de los resultados del control de temperatura), ya que el problema de la inductancia de *loop*, la cual produce *peaks* de voltaje en los

semiconductores GaN, fue descubierto durante la etapa de experimentación. Si bien fue posible reducir la inductancia, los GaN utilizados no fueron seleccionados con esto en mente, por lo que se decidió trabajar a la mitad de voltaje, con el fin de mantener el sistema en niveles seguros y así poder realizar todas las pruebas necesarias. De todas maneras, fue posible llevar el sistema en estado nominal a 400V, pero no se realizaron maniobras de perturbación ni se tomaron datos.

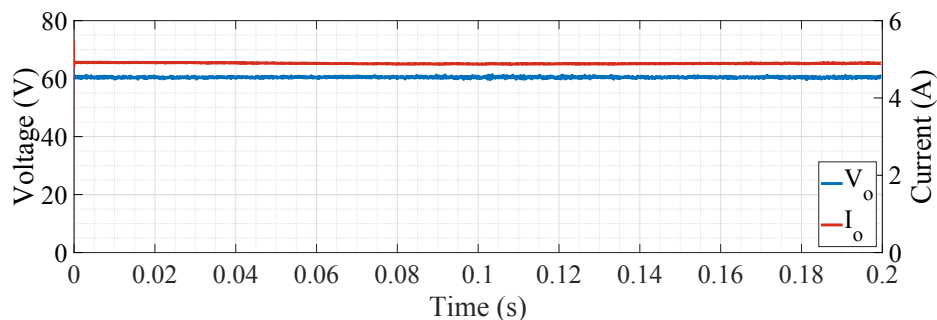
## 9.1. Estado nominal

A continuación, se presentan los resultados experimentales del 8-cell FCC en condiciones nominales y respuesta transitoria ante escalones de perturbación. Se realizan cambios en la carga, traducido en un escalón de corriente de subida y bajada del 20 %, cambio en el voltaje de entrada de 10 %, y cambio en la referencia del voltaje de salida en aproximadamente 17 %. Los resultados se componen de gráficas que muestran el voltaje y corriente de salida, y de gráficas que muestran los voltajes internos del convertidor, esperando un balance de los capacitores flotantes.

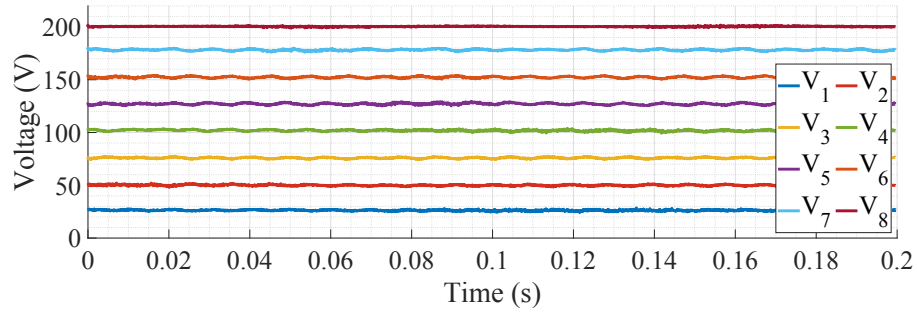
Los resultados mostrados en esta sección son utilizando el método de selección de pesos, es decir, son variables. Otro punto a mencionar es que la respuesta de  $V_o$  puede parecer lenta en algunas maniobras. Esto se debe a que se implementó un mecanismo que varía gradualmente  $d_n$  cuando hay un cambio muy brusco, llegando a su valor deseado en 10ms. La razón de esto es que, producto de la inductancia de *loop*, cambios muy grandes en  $d_n$  generan *glitches* en los voltajes internos y de salida, llegando a valores de tensión muy altos en un corto instante de tiempo.

### Nominal

En la Fig. 9.1 se ve la respuesta del sistema durante funcionamiento nominal. El control del voltaje de salida logra seguir la referencia de 60V con bajo *ripple* gracias al filtro pasa bajo previo a la carga. Los voltajes internos se balancean de tal manera que la tensión en cada GaN sea la misma de 25V.



(a) Voltaje y corriente de salida

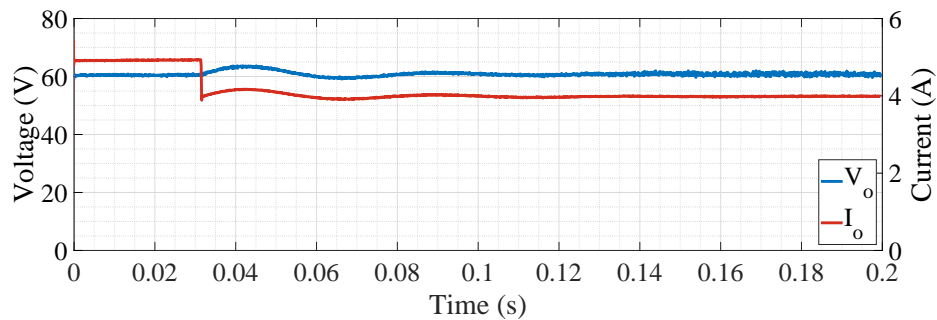


(b) Voltajes internos

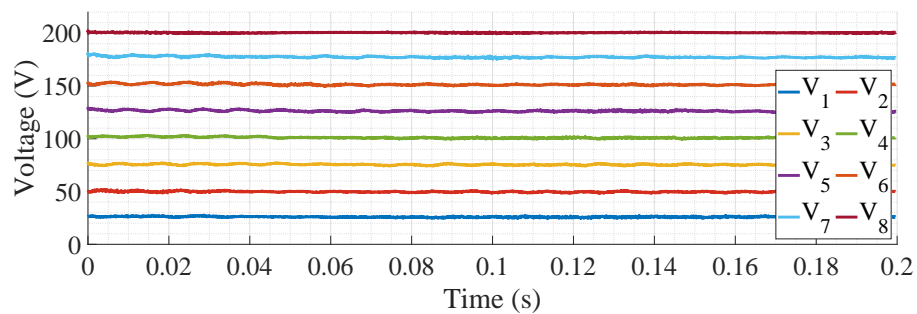
**Figura 9.1:** Resultados experimentales del sistema durante estado nominal

### Escalón de carga

Para el escalón de carga, se tienen conectadas en paralelo dos resistencias, de tal manera que al desconectar una el valor suba de  $12\Omega$  a  $15\Omega$ , produciendo así un escalón del 20 % en la corriente a voltaje constante. Las Fig. 9.2 y 9.3 muestran los resultados del escalón de bajada y subida respectivamente. En ambos casos la corriente cambia de forma instantánea, mientras que el voltaje de salida sufre una pequeña perturbación que se elimina en unos 40ms. Los voltajes de los capacitores flotantes no se ven afectados por la maniobra.

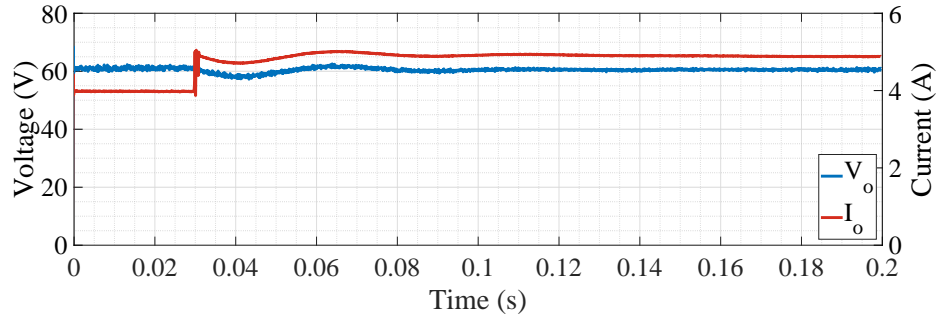


(a) Voltaje y corriente de salida

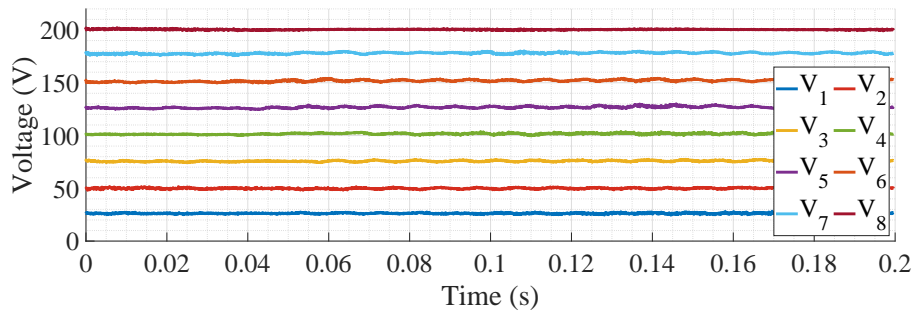


(b) Voltajes internos

**Figura 9.2:** Resultados experimentales del sistema durante escalón de carga de bajada



(a) Voltaje y corriente de salida

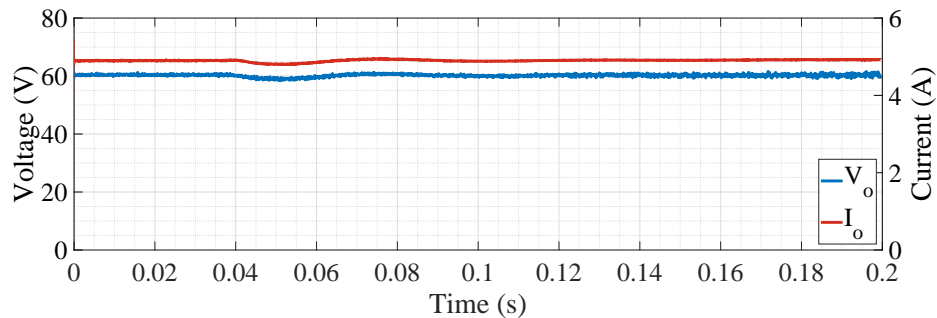


(b) Voltajes internos

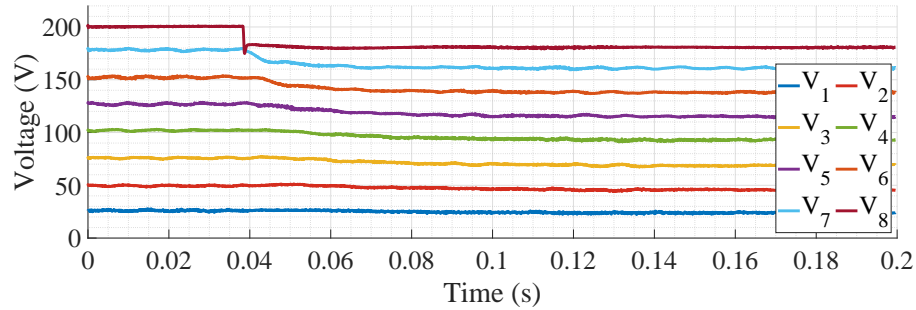
**Figura 9.3:** Resultados experimentales del sistema durante escalón de carga de subida

### Escalón de fuente

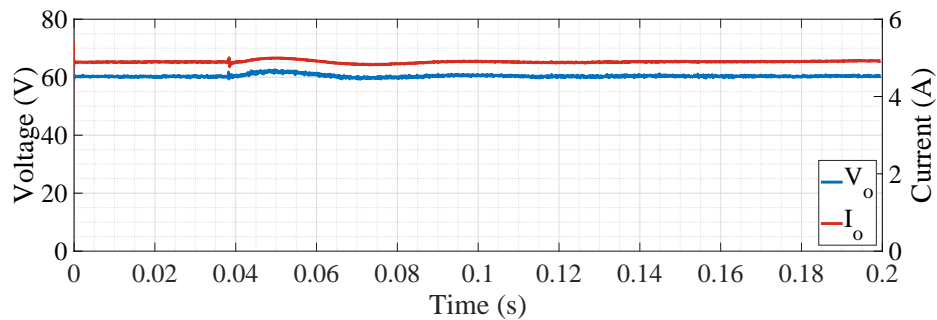
Para el escalón del DC-link, se conecta un interruptor manual a la salida de la fuente en paralelo a una resistencia variable, de tal manera de generar una caída de 20V (10%) en esta cuando el switch se encuentre abierto. En el caso del escalón de subida, puede existir riesgo sobre los GaN de la octava celda, ya que se someterá instantáneamente a un aumento de 20V, siendo más crítico a mayores DC-link y porcentajes de cambio. En este caso al trabajar con la mitad de tensión no será un problema. Las Fig. 9.4 y 9.5 muestran los resultados de bajada y subida respectivamente. El voltaje de salida, y por ende la corriente, sufren una perturbación muy leve, menor que con el escalón de carga. Las tensiones internas por su lado deben redistribuirse para quedar equidistantiadas respecto a un nuevo voltaje de entrada, lo cual no tarda más de 40ms.



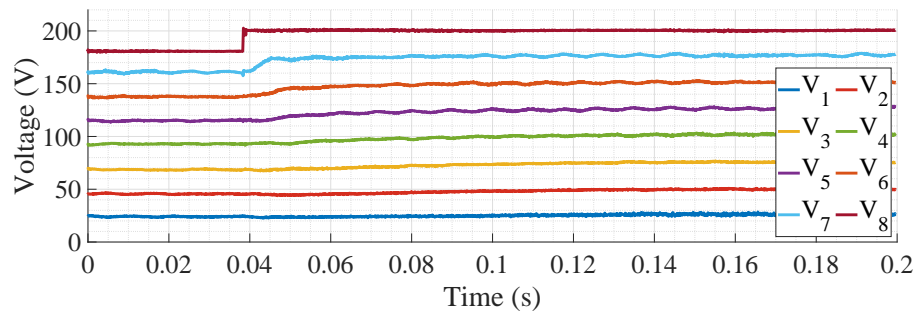
(a) Voltaje y corriente de salida



(b) Voltajes internos

**Figura 9.4:** Resultados experimentales del sistema durante escalón de fuente de bajada

(a) Voltaje y corriente de salida

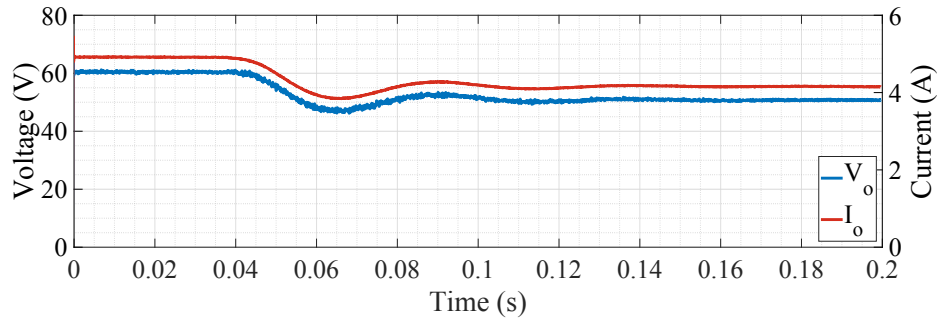


(b) Voltajes internos

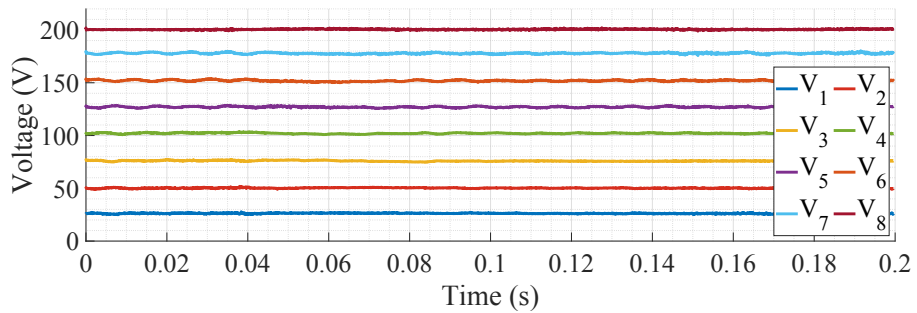
**Figura 9.5:** Resultados experimentales del sistema durante escalón de fuente de subida

### Escalón de referencia

La siguiente maniobra realizada al convertidor es un escalón en la referencia del voltaje de salida, cuya respuesta se muestra en las Fig. 9.6 y 9.6 para bajada y subida respectivamente. Se pasa de 60V a 50V, logrando así un cambio del 17% aproximadamente. El voltaje de salida intenta seguir la referencia y se estabiliza tras 60ms, mientras que las tensiones internas no se ven afectadas.

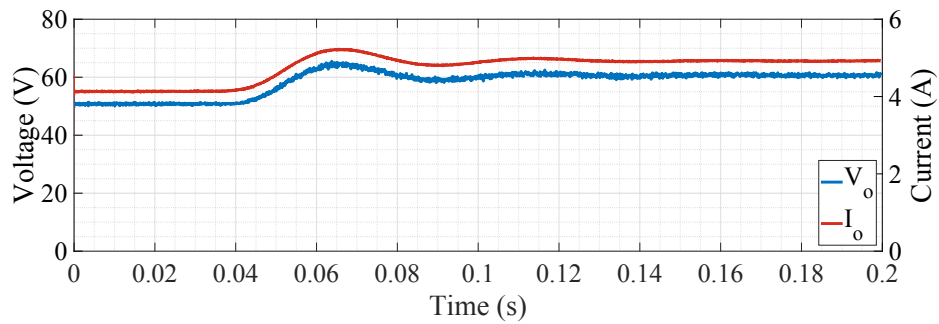


(a) Voltaje y corriente de salida

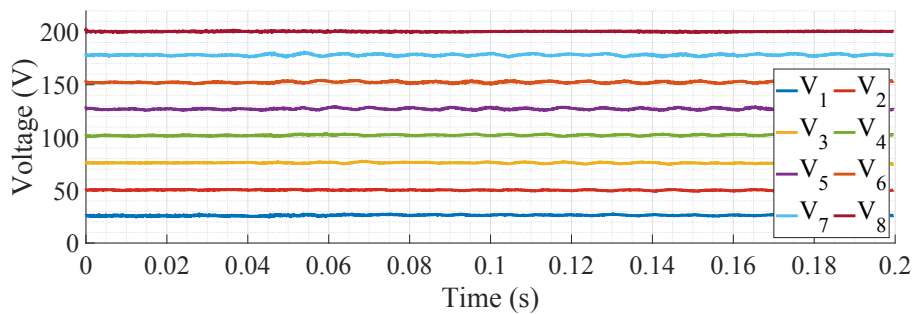


(b) Voltajes internos

**Figura 9.6:** Resultados experimentales del sistema durante escalón de referencia de bajada



(a) Voltaje y corriente de salida

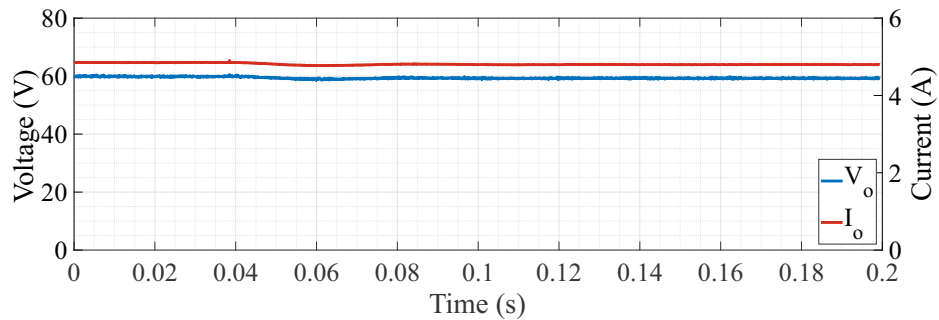


(b) Voltajes internos

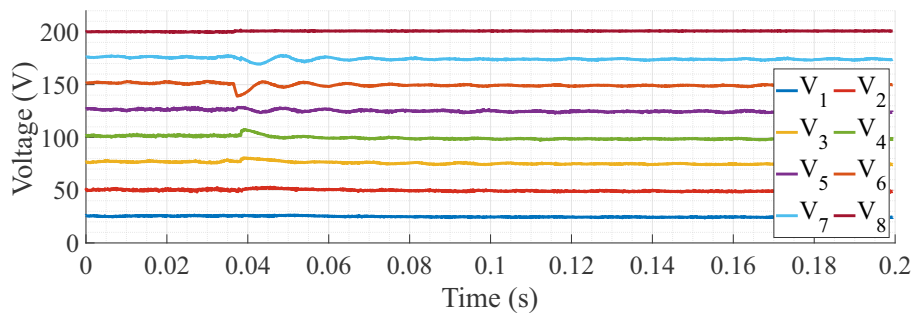
**Figura 9.7:** Resultados experimentales del sistema durante escalón de referencia de subida

### Escalón de frecuencia de conmutación

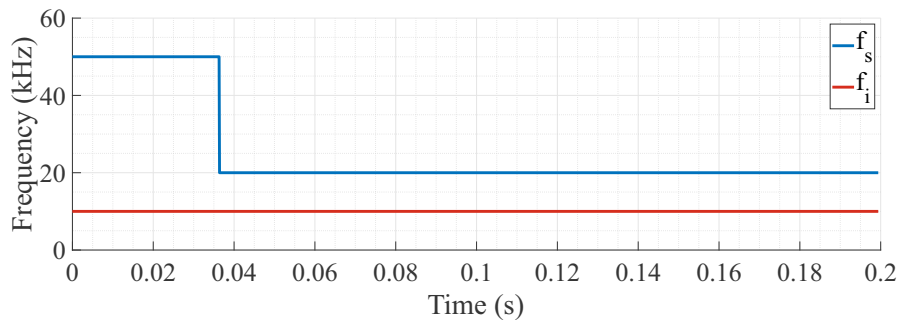
Para comparar el desempeño del método de factores de peso variables, se realizan escalones de la frecuencia de conmutación, cuyos resultados se muestra en las Fig. 9.8 y 9.9 para bajada y subida respectivamente. Se pasa de 50kHz a 20kHz, lo que corresponde a la frecuencia nominal y al límite inferior permitido en el control térmico. En ninguno de los dos casos ocurre resonancia de los FCs, sin embargo estos se ven perturbados al momento de ocurrido el escalón. En unos 20ms vuelven a su estado estable.



(a) Voltaje y corriente de salida

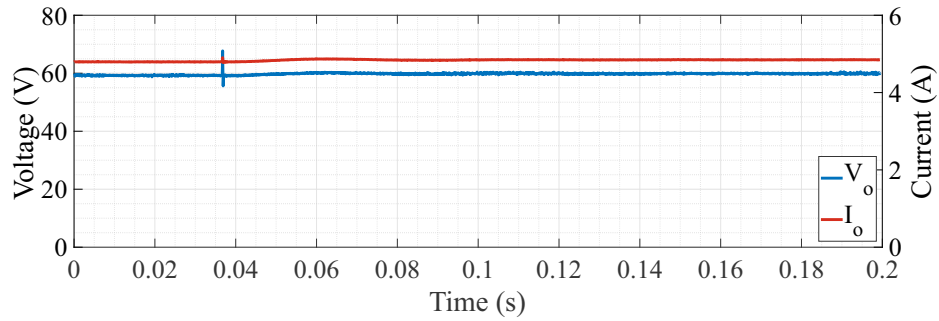


(b) Voltajes internos

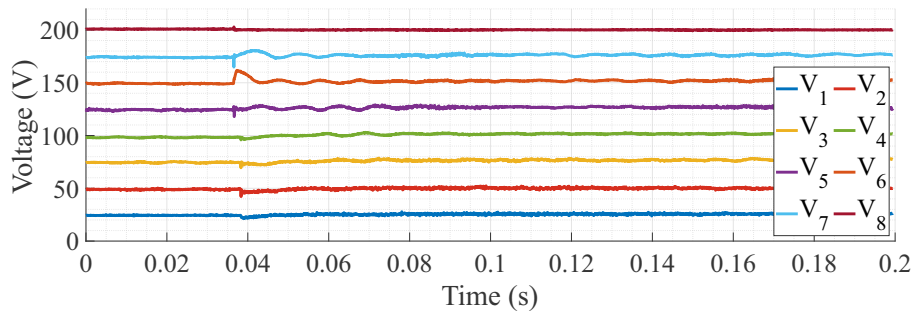


(c) Frecuencias del sistema

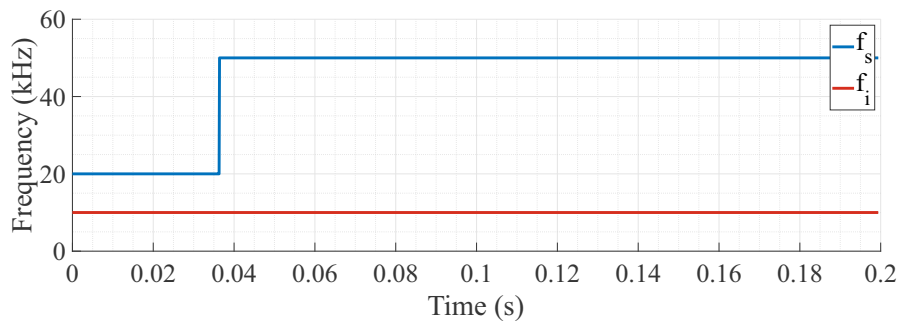
**Figura 9.8:** Resultados experimentales del sistema durante escalón de frecuencia de conmutación de bajada



(a) Voltaje y corriente de salida



(b) Voltajes internos

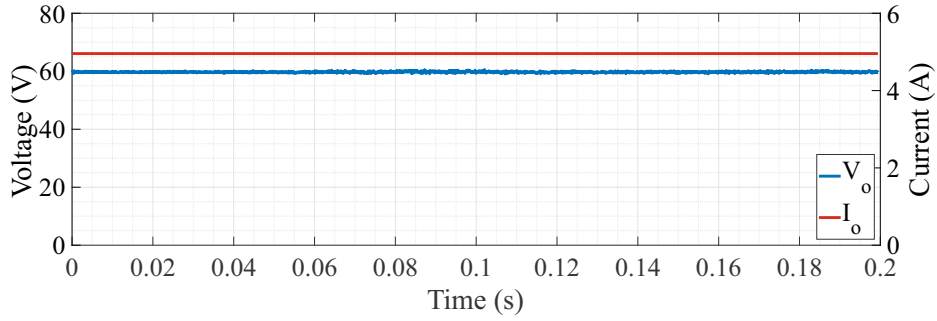


(c) Frecuencias del sistema

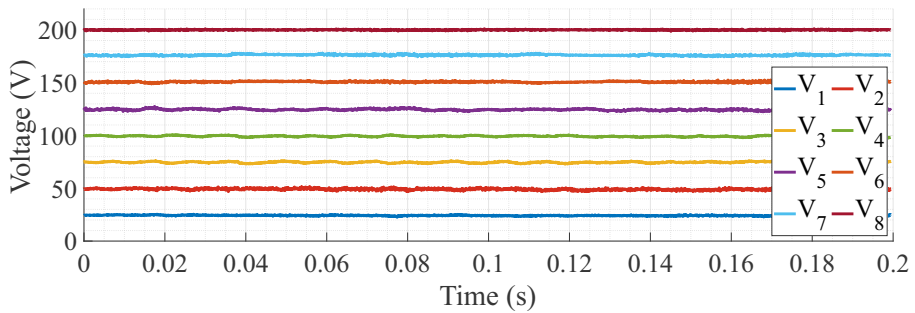
**Figura 9.9:** Resultados experimentales del sistema durante escalón de frecuencia de conmutación de subida

### Escalón de frecuencia de interrupción

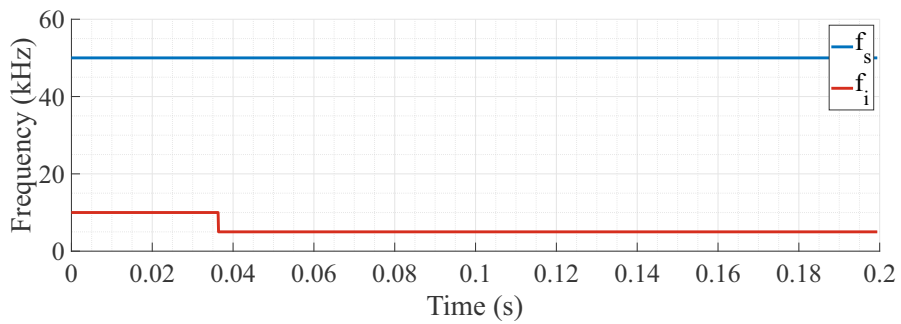
La misma perturbación es realizada, pero para la frecuencia de interrupción, variando entre 10kHz y 5kHz. Los resultados se ven en las Fig. 9.10 y 9.11. Para ambos casos el escalón no produce cambios en las variables de estado, incluso cuando se trabaja a la mitad de interrupción, lo cual debiera hacer el control más lento. Sin embargo, esto no es probado durante otro tipo de perturbación, aunque no debiesen esperarse cambios en  $f_i$  más allá de unos cuantos Hz respecto a los 10kHz.



(a) Voltaje y corriente de salida

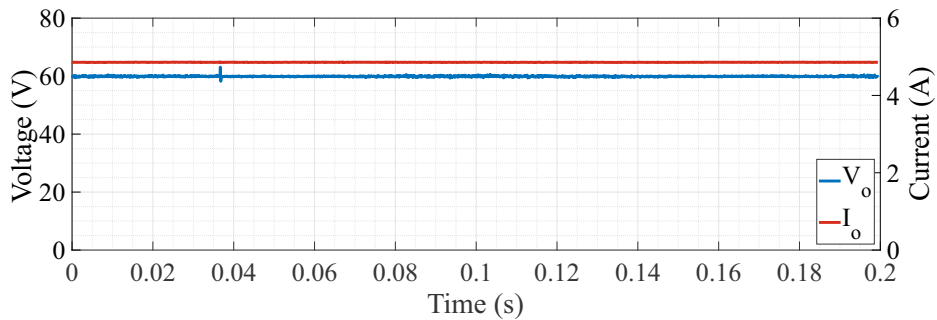


(b) Voltajes internos

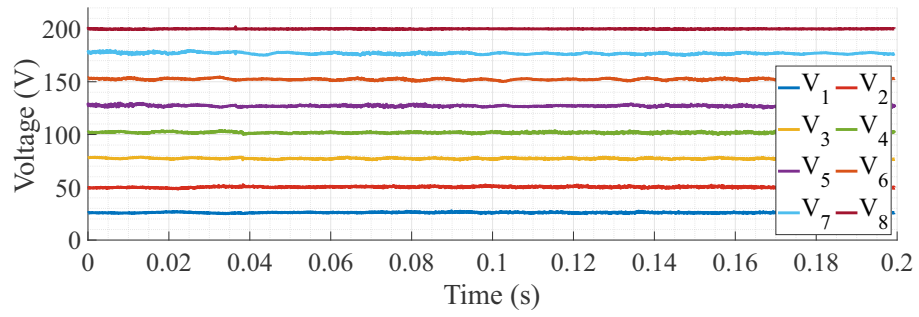


(c) Frecuencias del sistema

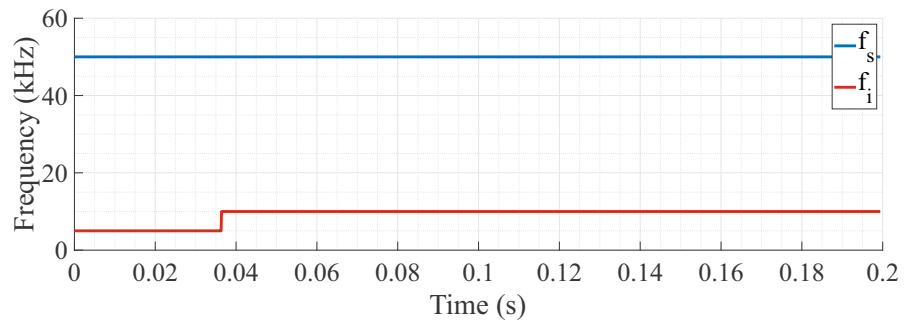
**Figura 9.10:** Resultados experimentales del sistema durante escalón de frecuencia de interrupción de bajada



(a) Voltaje y corriente de salida



(b) Voltajes internos



(c) Frecuencias del sistema

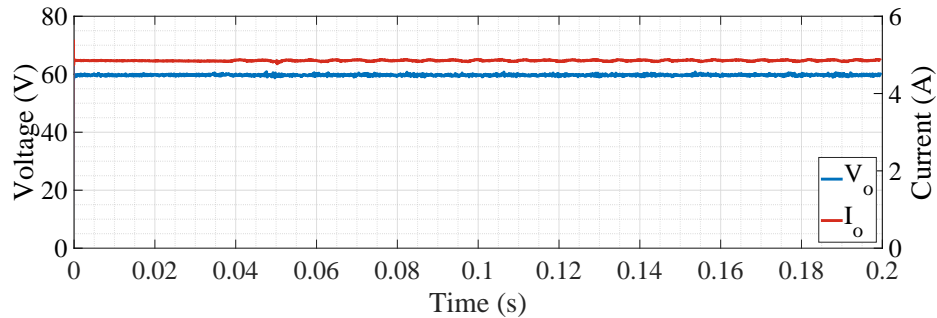
**Figura 9.11:** Resultados experimentales del sistema durante escalón de frecuencia de interrupción de subida

## 9.2. Fallas internas

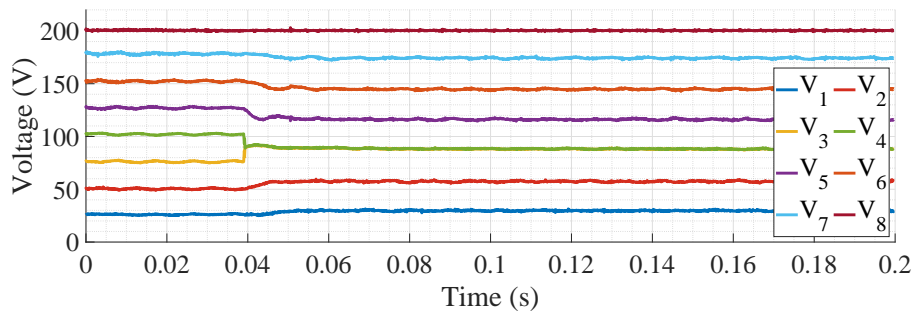
La siguiente sección muestra los resultados del convertidor al momento de una falla interna en la celda cuatro, y luego las mismas maniobras realizadas en la Sección 9.1 para el sistema con la falla ya ocurrida, es decir, para un 7-cell FCC. Los resultados de las maniobras con el convertidor en falla son muy similares a las obtenidas en el caso nominal, demostrando el efectivo control SPS-MPC modificado. En esta sección también se utilizan pesos variables.

### Falla

La Fig. 9.12 muestra la respuesta transitoria de los voltajes internos y de salida del convertidor ante una falla en la cuarta celda, traducida en un cortocircuito de sus GaN y la reducción del sistema en un módulo. La tensión y corriente de salida no sufren ningún efecto por la falla, mientras que los voltajes internos se balancean en 10ms, uniéndose instantáneamente  $V_3$  y  $V_4$  en su valor medio debido a que la capacitancia de ambas celdas es la misma. Los semiconductores de las celdas tres y cinco son los que soportan una mayor tensión instantánea, siendo 1.5 veces su valor previo a la falla. El sistema responde bien al mantener la salida constante y redistribuir los voltajes internos, para que todos los GaN soporten la misma tensión de 57.14V.



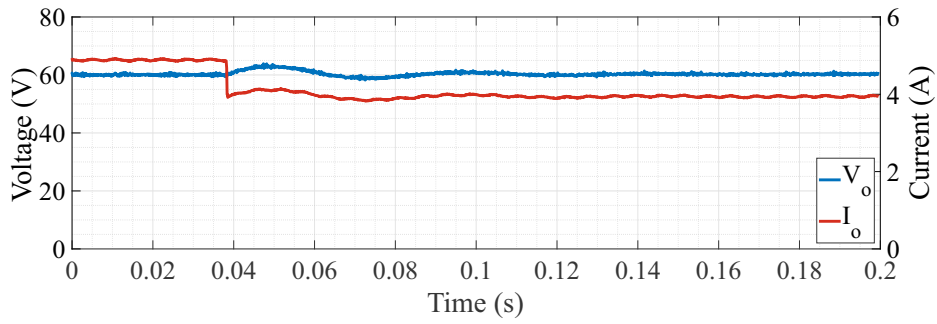
(a) Voltaje y corriente de salida



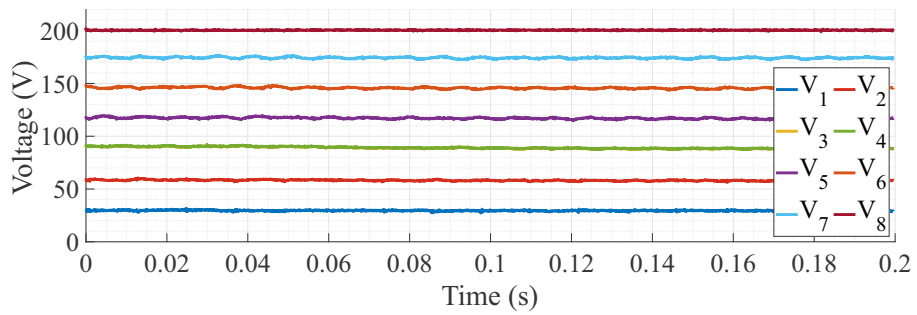
(b) Voltajes internos

**Figura 9.12:** Resultados experimentales del sistema durante falla

Escalón de carga

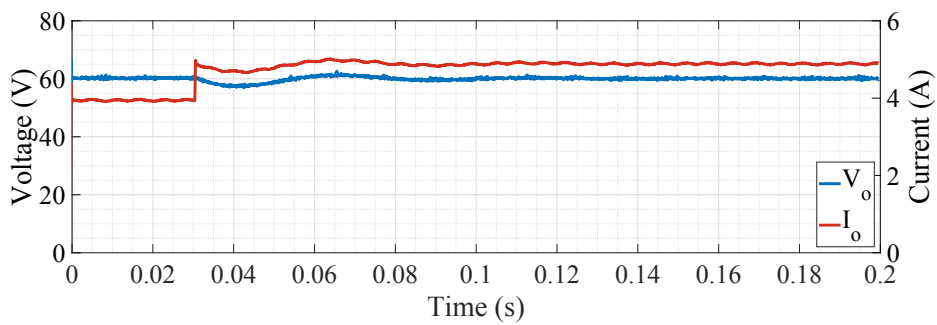


(a) Voltaje y corriente de salida

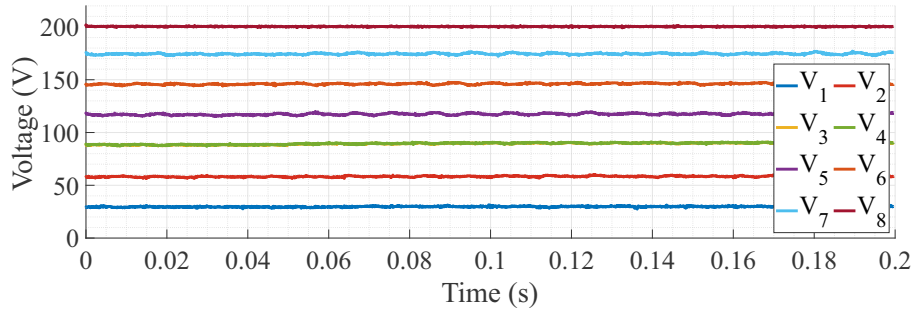


(b) Voltajes internos

Figura 9.13: Resultados experimentales del sistema en estado de falla durante escalón de carga de bajada



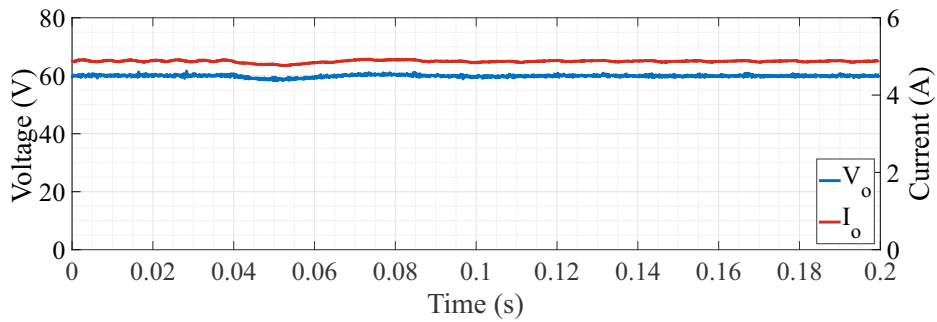
(a) Voltaje y corriente de salida



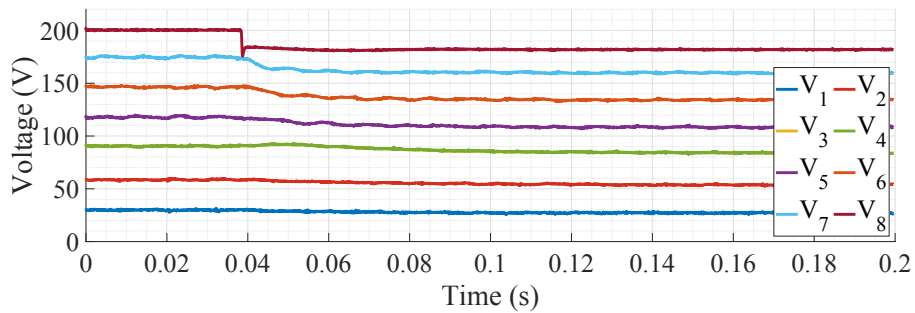
(b) Voltajes internos

**Figura 9.14:** Resultados experimentales del sistema en estado de falla durante escalón de carga de subida

**Escalón de fuente**

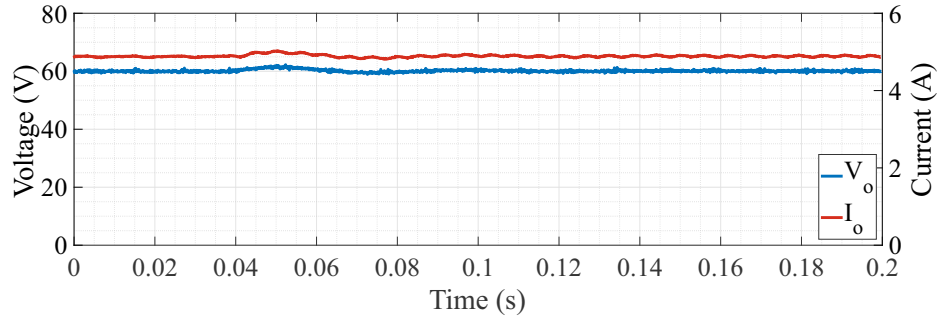


(a) Voltaje y corriente de salida

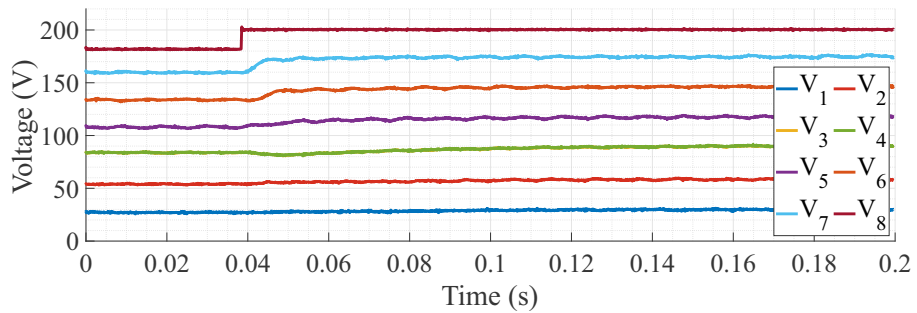


(b) Voltajes internos

**Figura 9.15:** Resultados experimentales del sistema en estado de falla durante escalón de fuente de bajada



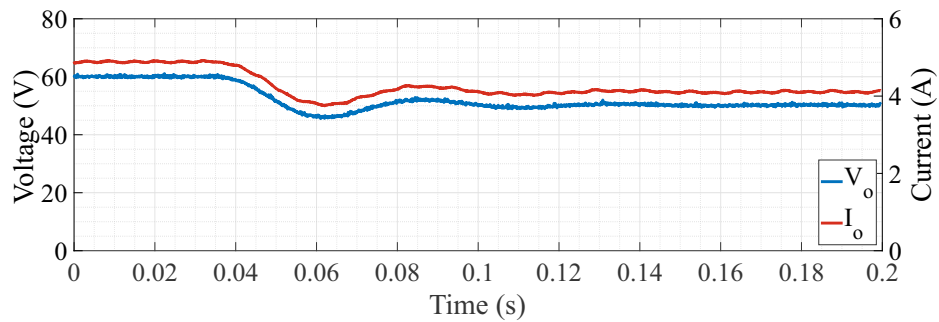
(a) Voltaje y corriente de salida



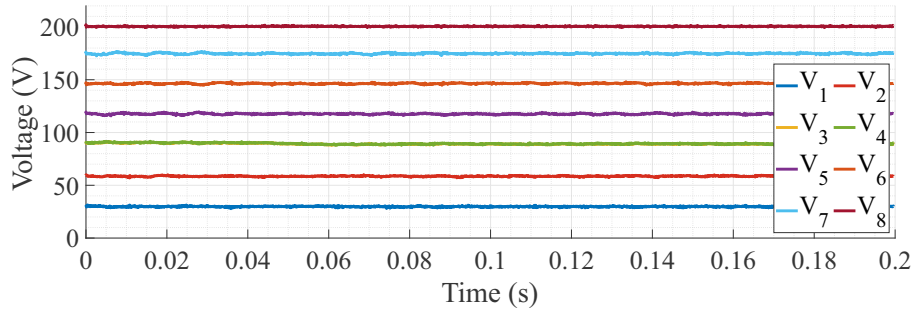
(b) Voltajes internos

**Figura 9.16:** Resultados experimentales del sistema en estado de falla durante escalón de fuente de subida

**Escalón de referencia**

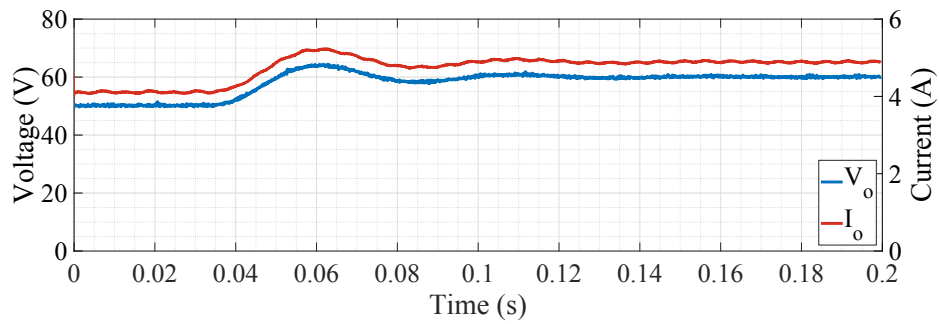


(a) Voltaje y corriente de salida

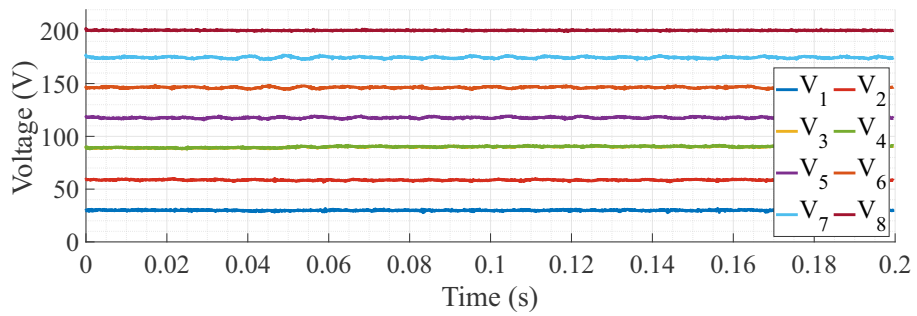


(b) Voltajes internos

**Figura 9.17:** Resultados experimentales del sistema en estado de falla durante escalón de referencia de bajada



(a) Voltaje y corriente de salida



(b) Voltajes internos

**Figura 9.18:** Resultados experimentales del sistema en estado de falla durante escalón de referencia de subida

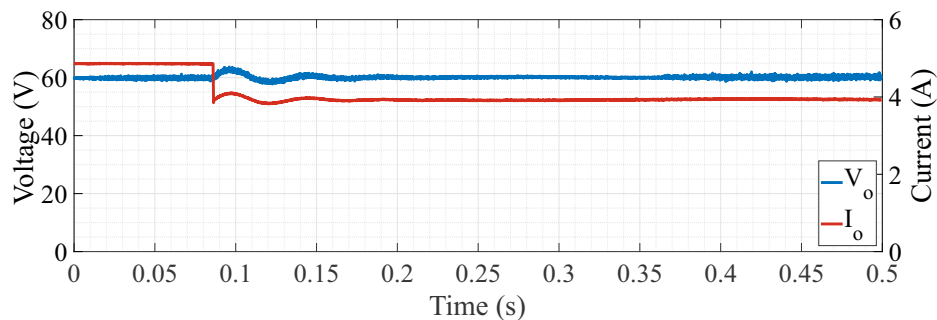
### 9.3. Factores de peso constantes

Con el fin de demostrar el desempeño al utilizar factores de peso variables, explicado en 5.3.3, es que se presenta a continuación la respuesta nominal del sistema ante diferentes escalones con factores de peso constantes, adecuados para el funcionamiento previo al escalón, y sin corrección al instante en función de las variables del sistema. Esto permite demostrar cómo se pueden producir resonancias en los voltajes internos cuando los pesos no se ajustan al punto de trabajo instantáneo del convertidor. En la Sección 9.1 fueron presentados los mismos resultados, pero con el método de pesos variables propuesto, que como ya se observó tiene excelentes resultados ante perturbaciones. Los próximos resultados presentarán una gráfica que contiene los valores de pesos óptimos y fijos. Los primeros son los aplicados en la Sección 9.1 y corresponden a  $W_j^{opt}$  y  $W_o^{opt}$ . Los segundos son los aplicados en esta sección, y son los responsables de los resultados que se verán a continuación. Estos corresponden a  $W_j^{fix}$  y  $W_o^{fix}$ .

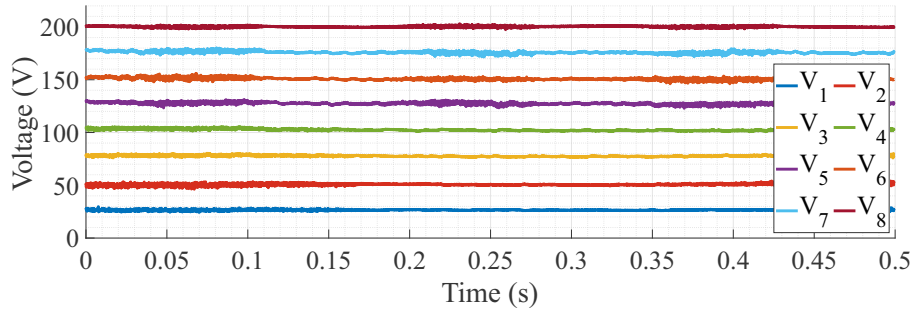
#### Escalón de carga

Las Fig. 9.19 y 9.20 muestran los resultados para un escalón de carga de bajada y subida respectivamente. En el primer caso, se puede ver que el peso óptimo para los voltajes internos  $W_j^{opt}$  aumenta de valor ocurrida la maniobra, ya que la corriente de salida disminuye. Esto indica que el error en estado estacionario de los voltajes internos es menor, pudiendo así aumentar  $W_j$  sin producir oscilaciones en estos. Como en este caso el peso se mantiene constante, su valor posterior al escalón es menor al óptimo, por lo que no sobrepasa su límite y por ende no hay resonancia. Las consecuencias de esto es que aumenta levemente el error en estado estacionario de los voltajes en los capacitores.

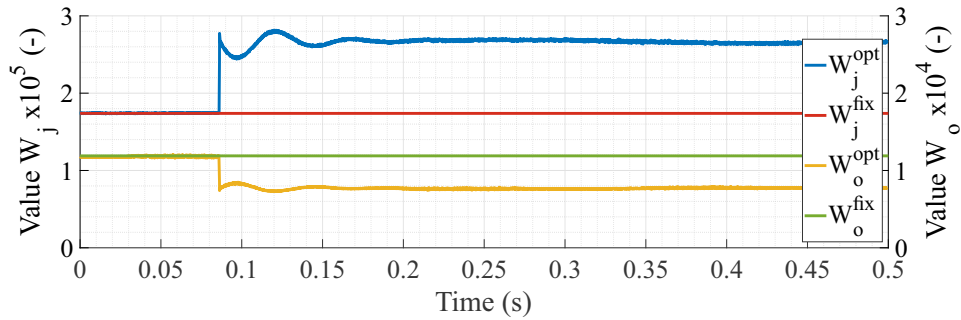
En el caso del escalón de subida pasa lo contrario, ya que  $W_j^{opt}$  disminuye tras el escalón, y como el aplicado es mayor al límite, el efecto del control sobre los voltajes internos supera su límite de acción y produce resonancia en los capacitores como se observa en la Fig. 9.20b. Esta llega a una amplitud de 30V y genera un estrés máximo en algunos semiconductores de 60V, muy superior a los 25V en estado estacionario. Debido a esto es que una mala selección de los factores de peso termina siendo tan perjudicial para el equipo.



(a) Voltaje y corriente de salida

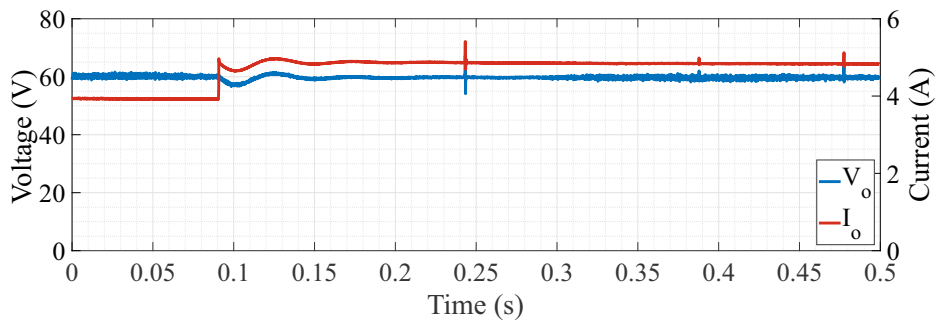


(b) Voltajes internos

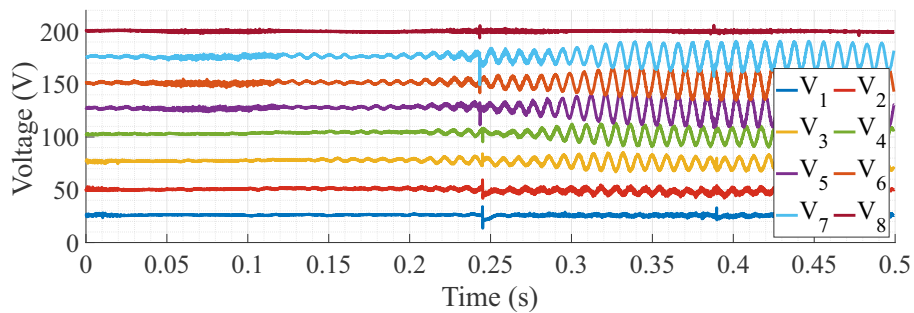


(c) Factores de peso

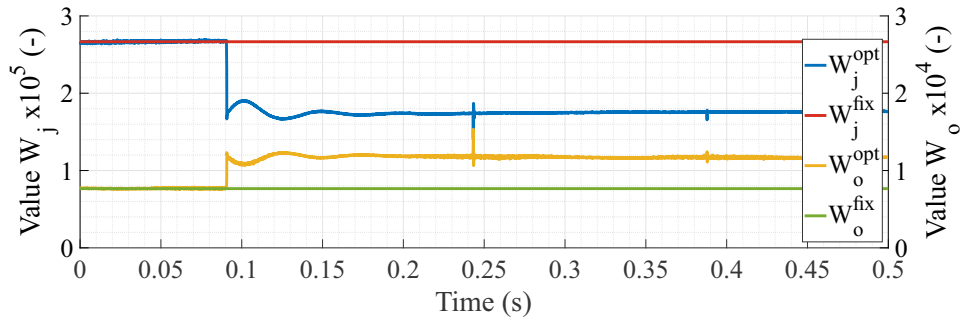
Figura 9.19: Resultados experimentales del sistema sin control de pesos durante escalón de carga de bajada



(a) Voltaje y corriente de salida



(b) Voltajes internos

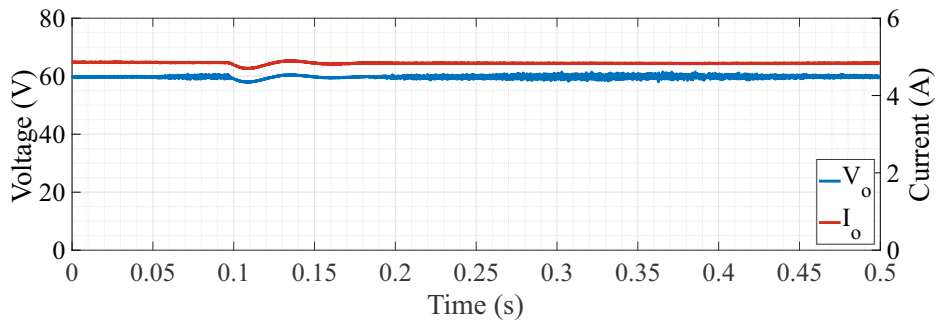


(c) Factores de peso

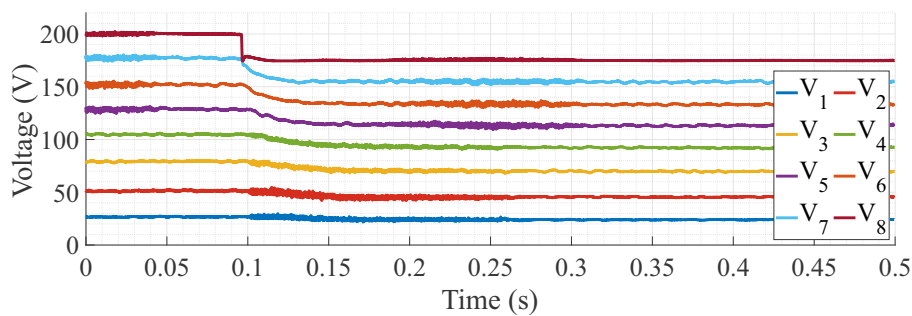
**Figura 9.20:** Resultados experimentales del sistema sin control de pesos durante escalón de carga de subida

### Escalón de fuente

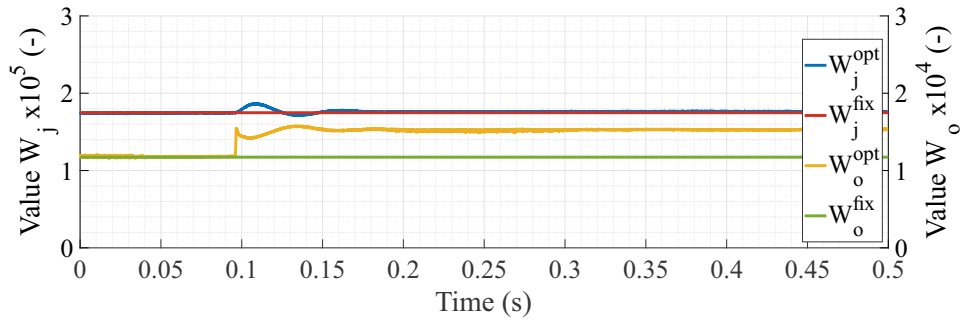
La variación en el DC-link producida por el escalón de la fuente afecta sólo al peso óptimo del voltaje de salida  $W_o^{opt}$ , lo que permite que  $W_j$  se mantenga en su valor correcto, siendo este el que más afecta en la resonancia. Debido a esto, se observa en las Fig. 9.21 y 9.22 que independiente de si el escalón es de subida o bajada, no se generan oscilaciones en el sistema. Esto es porque en el caso de la Fig. 9.22c, pese a que  $W_j^{fix}$  es mayor al óptimo propuesto, su efecto en el error total sobre el de los ciclos de trabajo es bajo, y la banda de seguridad aplicada permite que un pequeño aumento de  $W_o$  no produzca resonancia.



(a) Voltaje y corriente de salida

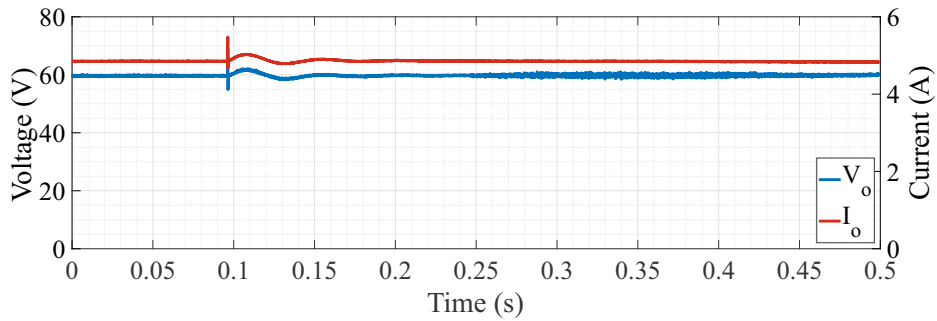


(b) Voltajes internos

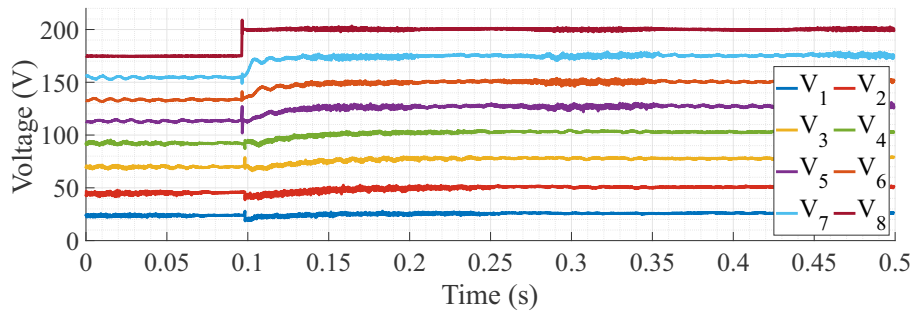


(c) Factores de peso

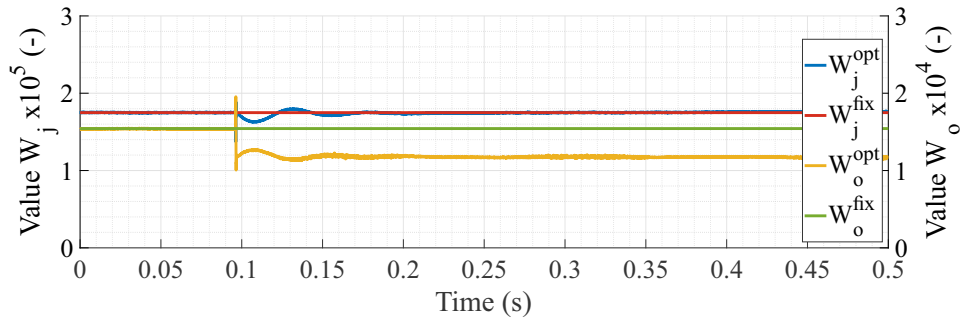
**Figura 9.21:** Resultados experimentales del sistema sin control de pesos durante escalón de fuente de bajada



(a) Voltaje y corriente de salida



(b) Voltajes internos

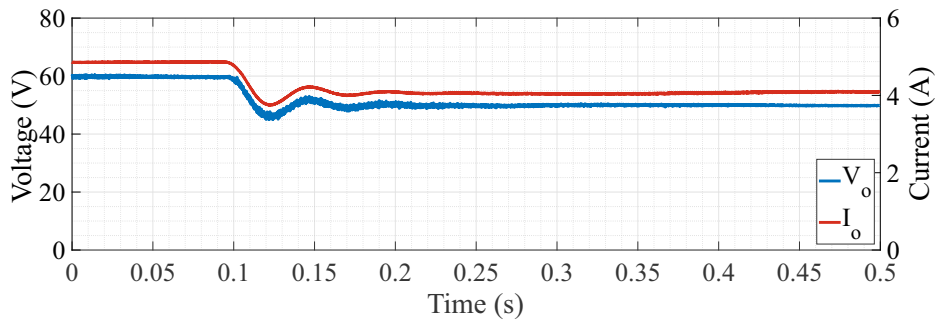


(c) Factores de peso

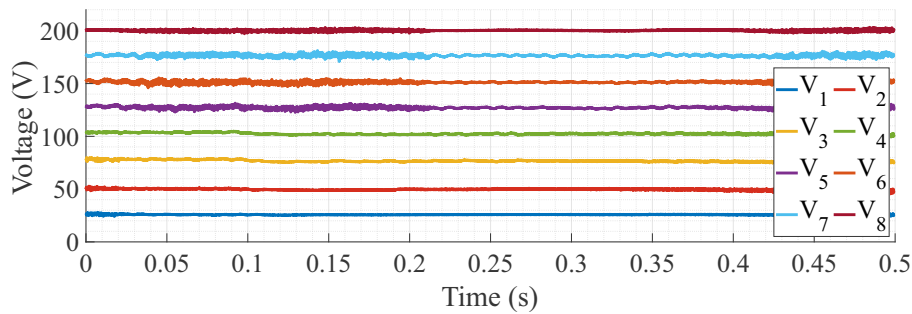
**Figura 9.22:** Resultados experimentales del sistema sin control de pesos durante escalón de fuente de subida

**Escalón de referencia**

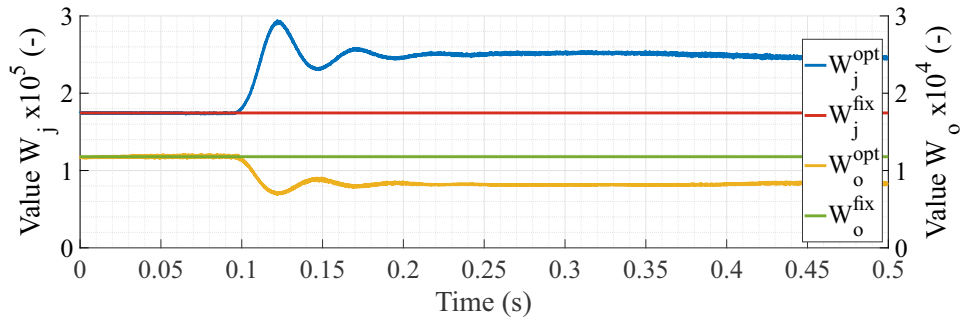
El caso del escalón de referencia visto en las Fig. 9.23 y 9.24 se comporta como el de carga, donde la subida del voltaje y corriente de salida requieren una disminución de  $W_j^{opt}$ . Como  $W_j^{fix}$  termina siendo mayor, se produce oscilación en los capacitores, la cual llega a una amplitud superior a 30V.



(a) Voltaje y corriente de salida

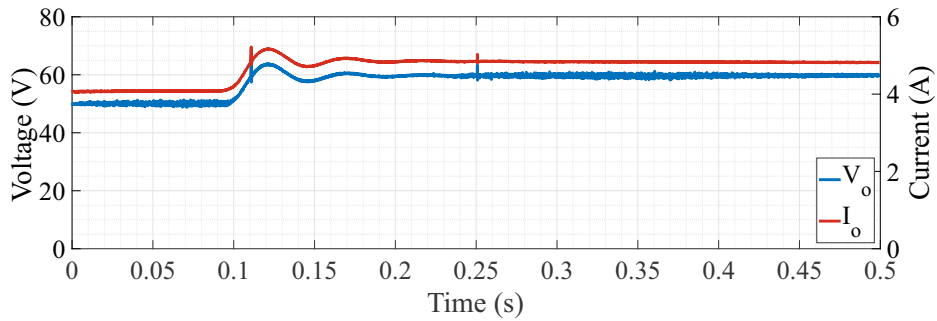


(b) Voltajes internos

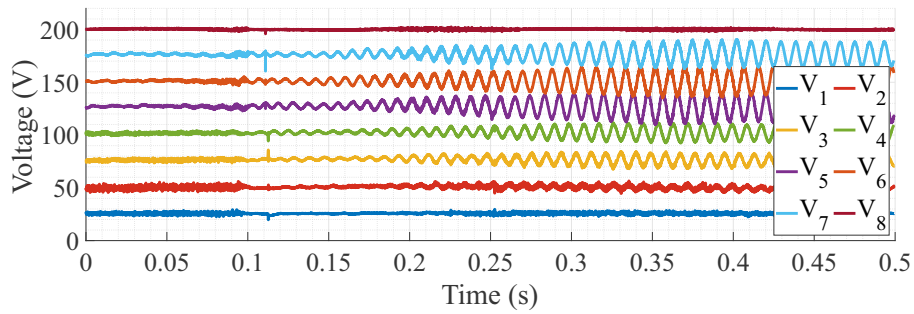


(c) Factores de peso

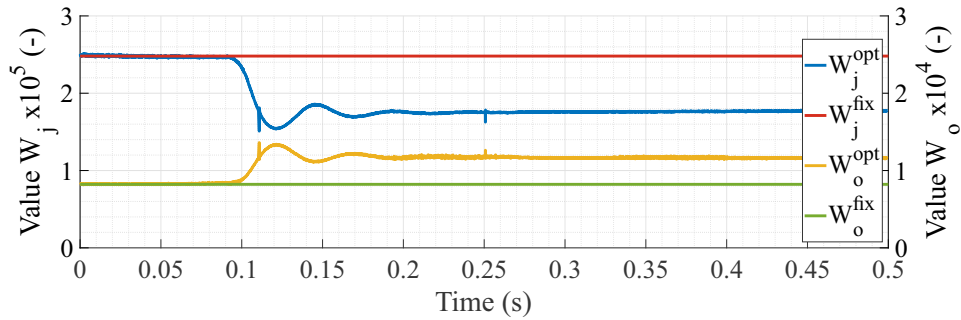
**Figura 9.23:** Resultados experimentales del sistema sin control de pesos durante escalón de referencia de bajada



(a) Voltaje y corriente de salida



(b) Voltajes internos

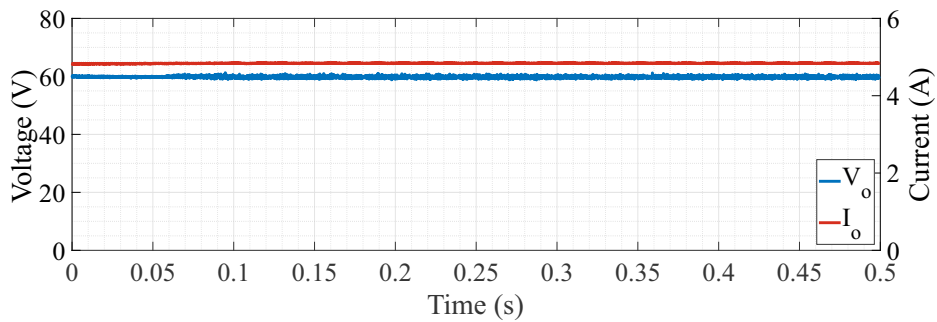


(c) Factores de peso

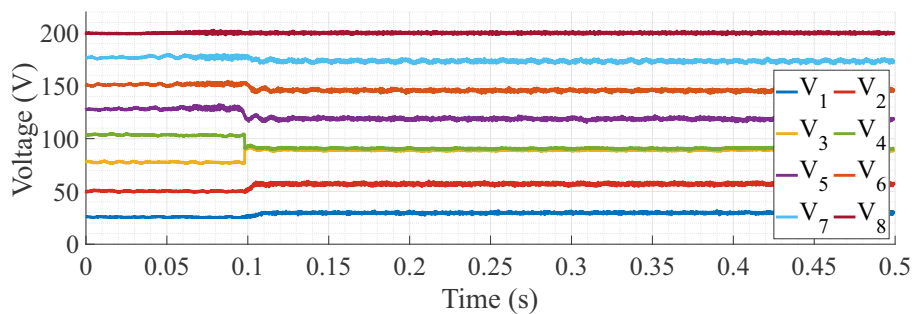
**Figura 9.24:** Resultados experimentales del sistema sin control de pesos durante escalón de referencia de subida

**Falla**

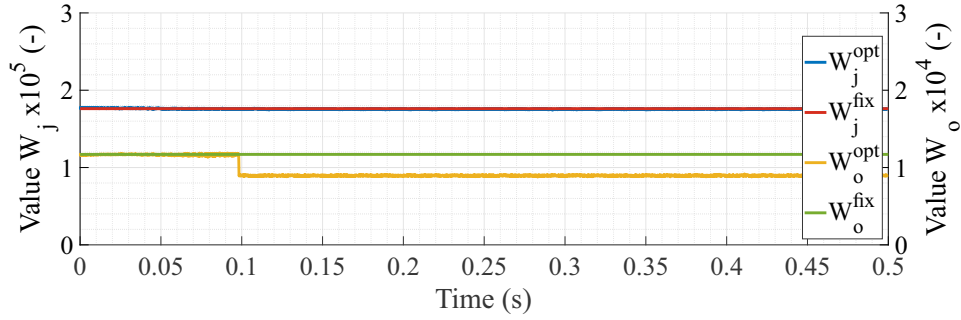
De los resultados mostrados en la Fig. 9.25 al momento de la falla, se puede ver que  $W_j^{opt}$  no cambian demasiado, resultando en un correcto control de los voltajes internos, mientras que  $W_o^{opt}$  sí se ve afectado. Esto se puede explicar revisando las ecuaciones (5.34) y (5.35) que describen el comportamiento de  $W_o$  y  $W_j$ . En estas, ninguna variable que se modifica tras la falla afecta el peso  $W_j$ , razón por la cual se mantiene constante. Por otro lado, la variación en la cantidad de celdas  $N$  se ve en el numerador de  $W_o$  al cuadrado, razón por la cual debería disminuir su valor tras la falla. Pese a esto, el menor efecto que genera el peso del voltaje de salida en la resonancia permite que el sistema siga trabajando correctamente.



(a) Voltaje y corriente de salida



(b) Voltajes internos

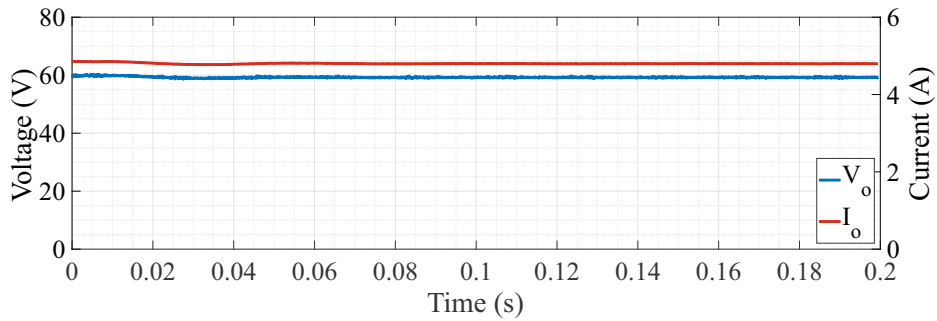


(c) Factores de peso

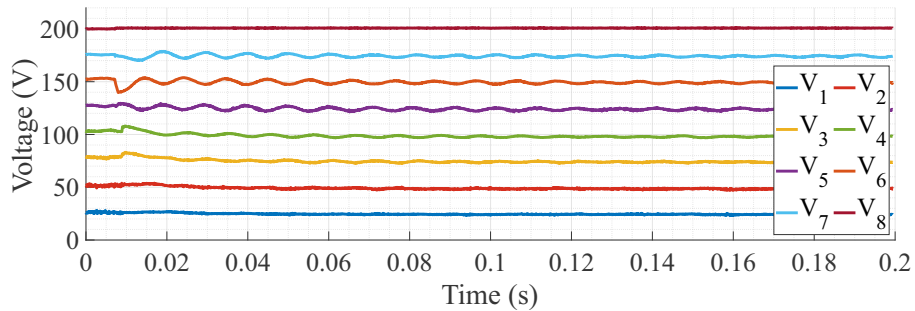
Figura 9.25: Resultados experimentales del sistema sin control de pesos durante falla interna

### Escalón de frecuencia de conmutación

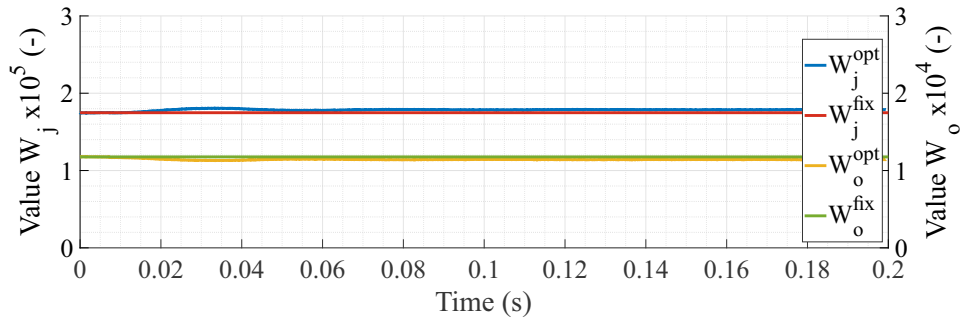
Las Fig. 9.26 y 9.27 muestran los resultados al aplicar un escalón de frecuencia de conmutación de bajada y subida respectivamente. Según lo obtenido en (5.34) y (5.35), se logra concluir que la frecuencia de trabajo de los semiconductores no afecta el error en estado estacionario y por ende el valor de los pesos óptimos. De los resultados se puede comprobar esto, ya que no existe resonancia en los condensadores en ninguno de los dos casos, además de que los pesos en las Fig. 9.26c y 9.27c son constantes en todo instante.



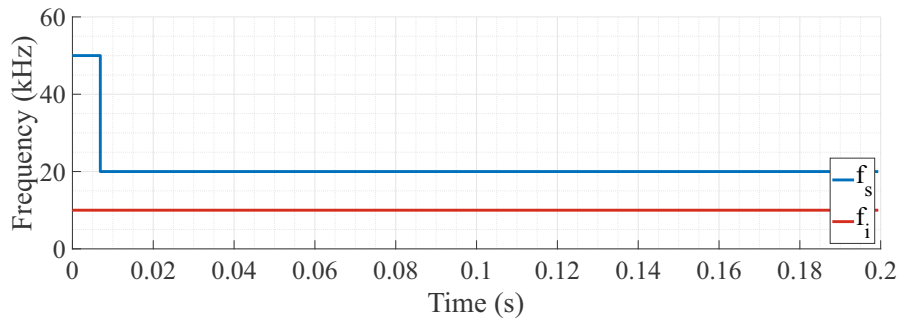
(a) Voltaje y corriente de salida



(b) Voltajes internos

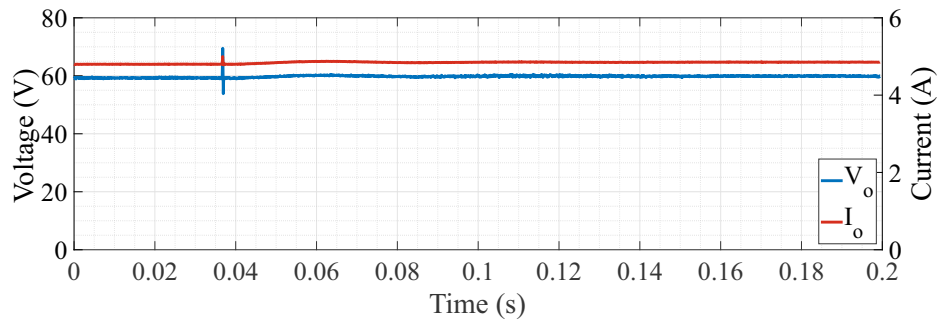


(c) Factores de peso

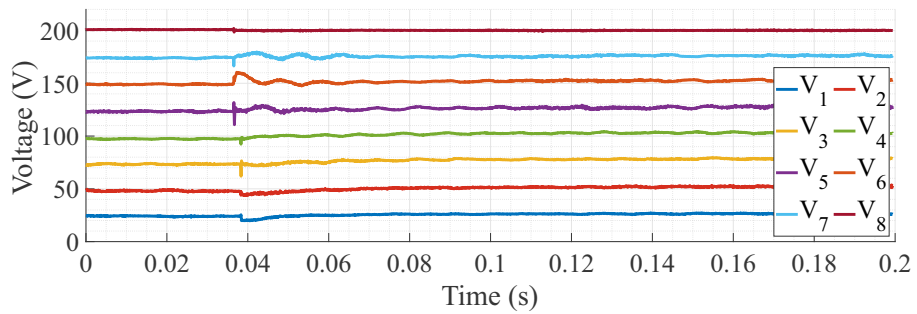


(d) Frecuencias del sistema

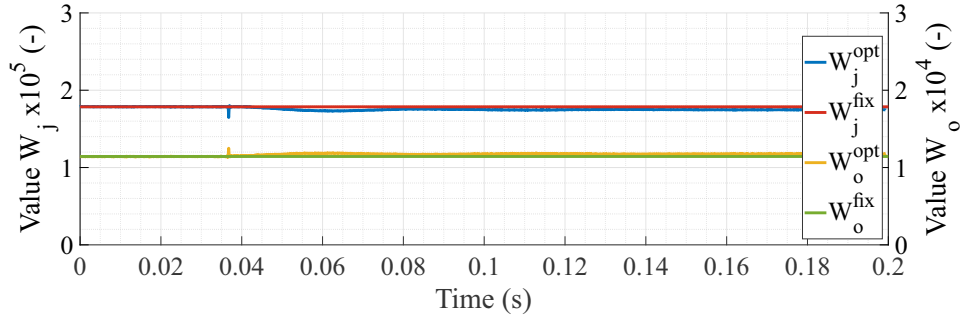
**Figura 9.26:** Resultados experimentales del sistema sin control de pesos durante escalón de frecuencia de conmutación de bajada



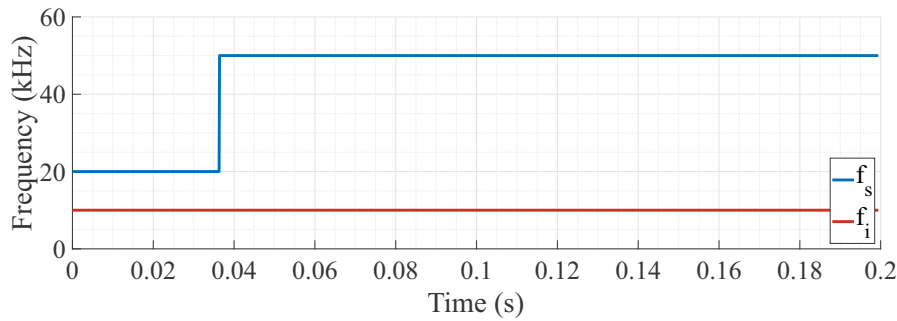
(a) Voltaje y corriente de salida



(b) Voltajes internos



(c) Factores de peso

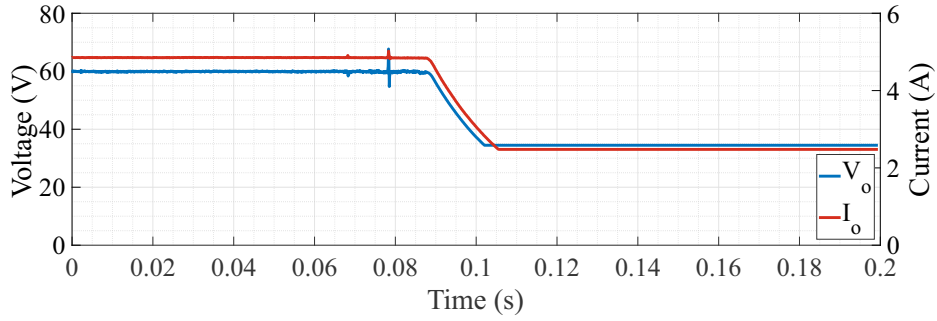


(d) Frecuencias del sistema

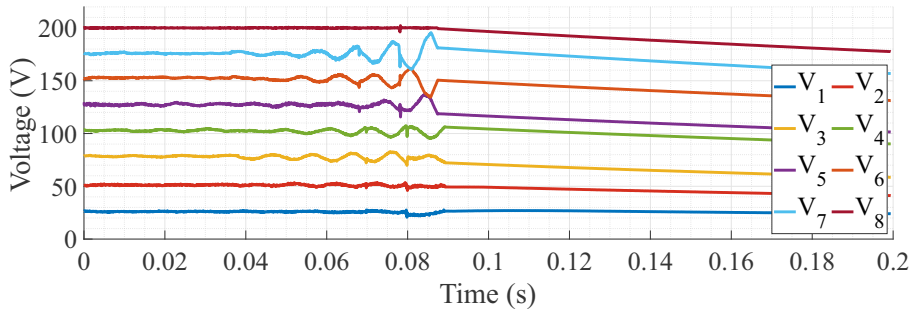
**Figura 9.27:** Resultados experimentales del sistema sin control de pesos durante escalón de frecuencia de conmutación de subida

### Escalón de frecuencia de interrupción

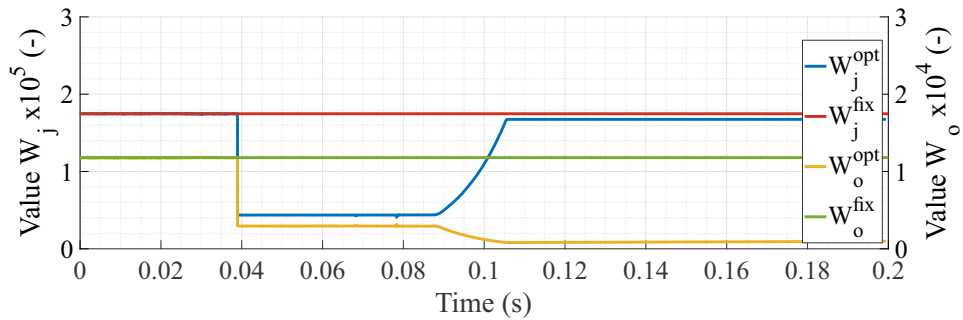
En las Fig. 9.26 y 9.27 se ve la respuesta del sistema ante escalones de bajada y subida de la frecuencia de interrupción, que viene siendo la que determina el paso de tiempo del control discreto. Viendo las ecuaciones de los pesos óptimos, se logra observar el gran efecto que tiene  $h$ . Por lo general, las variables que afectan los pesos lo hacen de forma contraria en  $W_o^{opt}$  y  $W_j^{opt}$ , es decir, aumentan un peso mientras disminuyen otro, lo que se puede comprobar en los resultados de los escalones de carga y referencia. Para el caso de la frecuencia de interrupción, esta se encuentra dividiendo cuadráticamente ambos pesos, por lo que su efecto es más notorio que el resto de variables. En escalón de bajada los pesos deben disminuir para compensar el aumento en el error estacionario. Como estos permanecen constantes, su valor es mayor al límite, y generan una gran oscilación la cual incluso activa el sistema de protección a los 0.09s. En el caso contrario, el escalón de subida hace que ambos pesos sean menores al óptimo, lo que se traduce en un error en estado estacionario, lográndose ver un leve desbalance desde los 0.035s. Si bien no se espera cambiar la frecuencia de interrupción de 10kHz, el cambio en la de conmutación afecta levemente su valor, ya que, como se vio en la Sección 5.3.2,  $f_i$  debe ajustarse para que calcen los máximos de ambas triangulares.



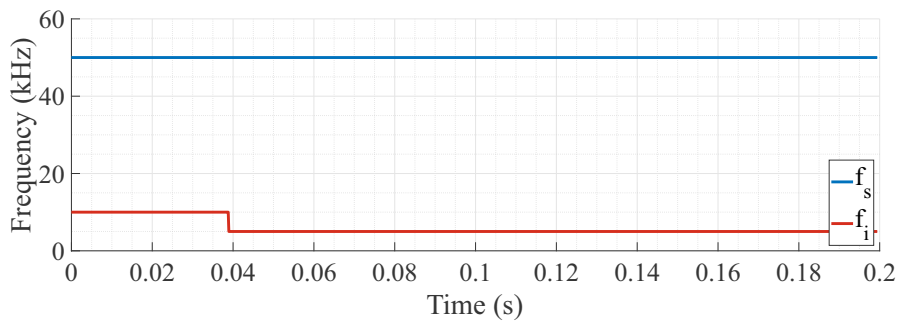
(a) Voltaje y corriente de salida



(b) Voltajes internos

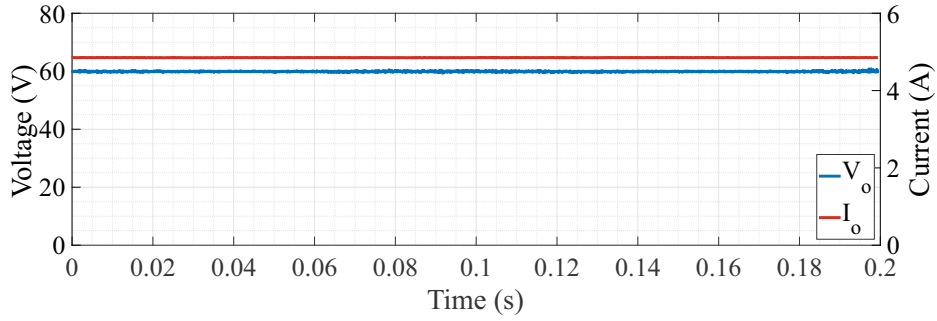


(c) Factores de peso

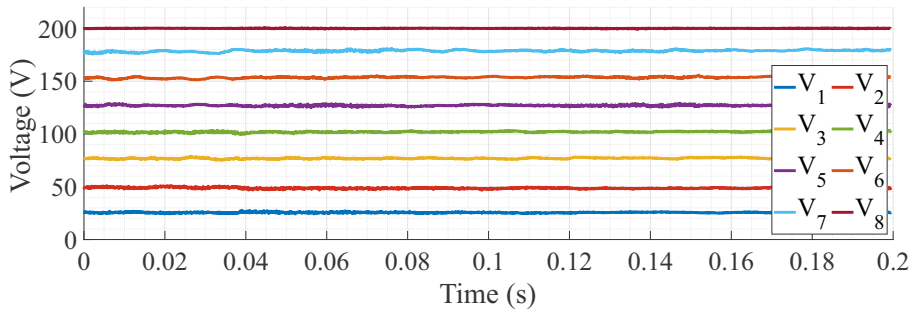


(d) Frecuencias del sistema

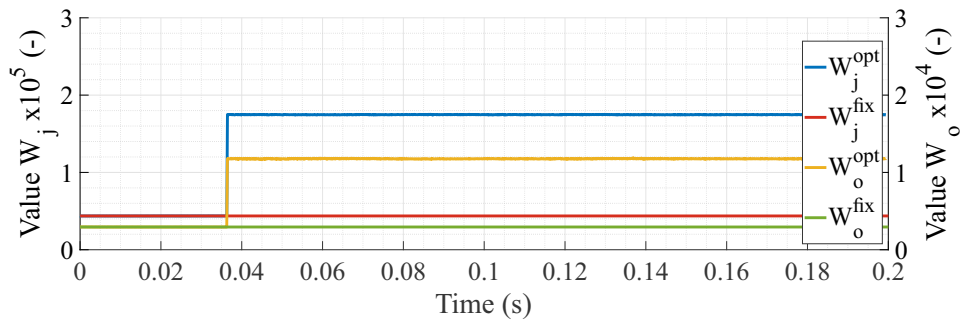
**Figura 9.28:** Resultados experimentales del sistema sin control de pesos durante escalón de frecuencia de interrupción de bajada



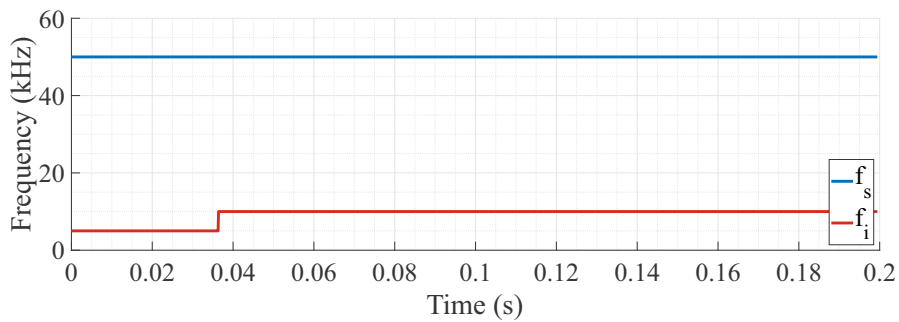
(a) Voltaje y corriente de salida



(b) Voltajes internos



(c) Factores de peso



(d) Frecuencias del sistema

**Figura 9.29:** Resultados experimentales del sistema sin control de pesos durante escalón de frecuencia de interrupción de subida

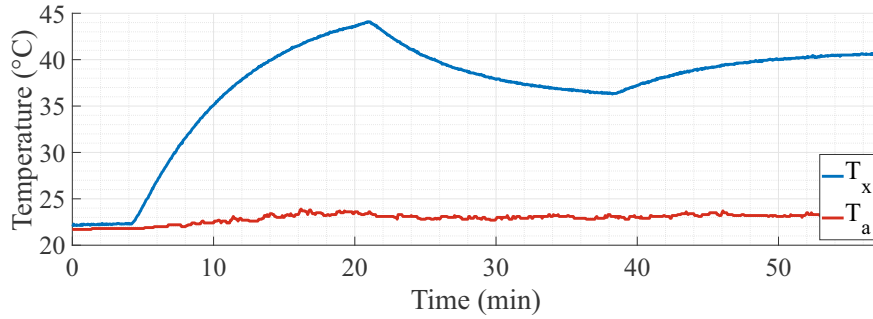
## 9.4. Control térmico

A continuación se presentan los resultados experimentales del control térmico de una celda del convertidor, los cuales pueden extrapolarse al sistema completo. Se realizan pruebas ante las diferentes perturbaciones que puede recibir el módulo. Estas son cambios en la carga, que se traduce en un cambio en la corriente de salida, y variación de la temperatura ambiente. También se efectúan, para el caso de condiciones normales, escalones de referencia de temperatura. Como se vio en el capítulo 7, la variable a controlar puede ser la temperatura del disipador  $T_x$ , o la de los *junctions*  $T_j$ . De estas dos, la segunda es la más crítica, pues determina el estrés térmico real que soportan los GaN, sin embargo es difícil de medir, al contrario de la temperatura del disipador. Debido a esto, se decide medir y controlar directamente  $T_x$  dentro de un rango que asegure límites seguros de  $T_j$ , de tal manera de no tener que estimar valores reales mediante (7.15) y generar un grado de error.

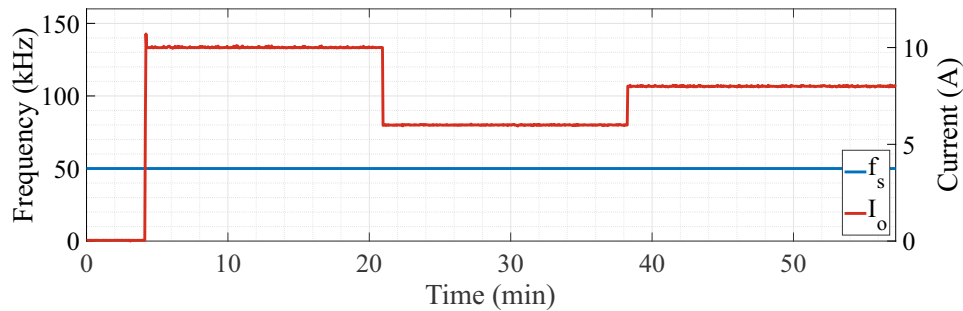
Las condiciones a las que fue sometida la celda intentan asemejarse, dentro de lo posible, a los diferentes extremos con los que se encontraría el convertidor en ambientes espaciales. Debido a esto se realizan diversas pruebas de perturbación en condiciones terrestres (temperatura ambiente nominal y presión 1atm), pruebas a bajas temperaturas (temperatura ambiente cercana a los  $-70^{\circ}\text{C}$  y presión 1atm) y pruebas cercanas al vacío (temperatura ambiente nominal y presión  $<0.04\text{atm}$ ). Para lograr bajas temperaturas, se utiliza nitrógeno líquido dentro de una cámara térmica, que consiste en una caja con paredes gruesas de plumavit en donde se introduce la celda. Para generar bajas presiones, se utiliza una cámara de vacío *JSR modelo*. Todas las pruebas son realizadas con una actuación saturada en 20kHz y 150kHz.

### Condiciones terrestres

A continuación se presentan los resultados experimentales de temperatura en condiciones terrestres. Esto corresponde a una temperatura ambiente cercana a  $20^{\circ}\text{C}$  y una presión de 1atm. Las pruebas son de aproximadamente una hora debido a la alta inercia que presentan los circuitos térmicos. En la Fig. 9.30 se aprecia por un lado la temperatura del disipador y la ambiente, y por otro la frecuencia de conmutación (actuación) y corriente (perturbación). Esta figura corresponde a la respuesta del sistema ante escalones de carga sin control de temperatura, es decir, a frecuencia constante. La respuesta escalón de la temperatura parece una exponencial, sin embargo, como se vio en la Sección 7.4.1, corresponde a una respuesta de segundo orden sobreamortiguada, que puede aproximarse a una de primer orden. La corriente tiene un escalón de bajada de 40% y de subida de 20%. Se observa como, ante una temperatura ambiente relativamente constante, la temperatura del disipador varía y tiende a estabilizarse en diferentes valores dependiendo de la magnitud de corriente. Esto produce ciclos térmicos sobre los ya existentes, provenientes de los ciclos de día y noche, lo que reduce la vida útil del convertidor.



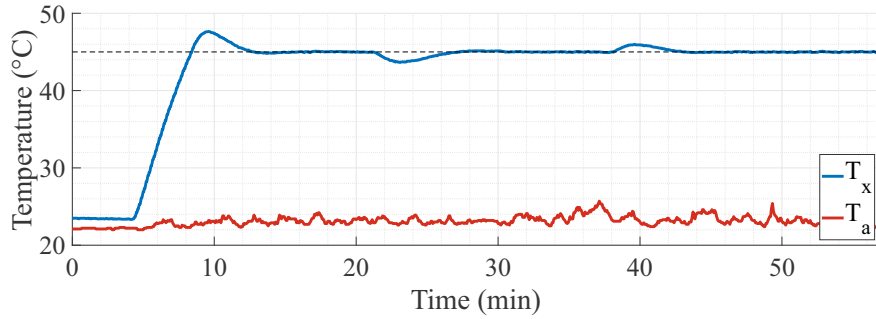
(a) Temperatura del disipador y ambiente



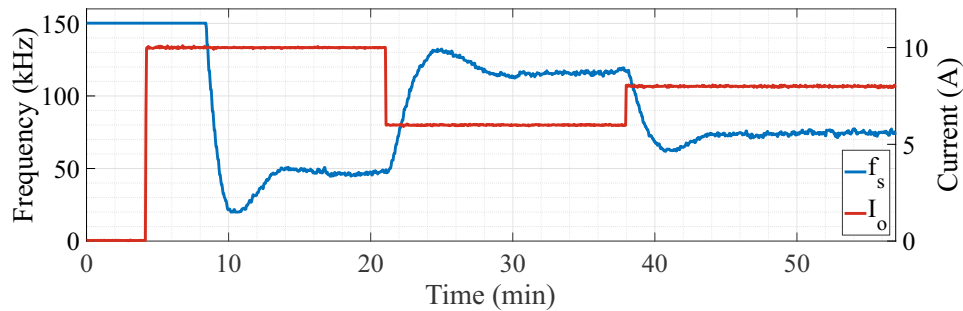
(b) Frecuencia de conmutación y corriente

**Figura 9.30:** Resultados experimentales sin control térmico de la temperatura del disipador ante escalones de carga en condiciones terrestres

En la Fig. 9.31 se puede ver el mismo caso anterior, escalones de corriente, pero esta vez con control térmico. Para determinar la referencia de  $T_x$  en cada prueba, previamente se realiza una con 10A de corriente y 20kHz de frecuencia de conmutación, y otra de 6A y 150kHz, de tal manera de obtener la temperatura en estado estacionario bajo esas condiciones, y así aplicar una referencia entre ambos resultados. Esto permite que en el caso de mayor corriente la saturación inferior del control logre una temperatura estable menor que la referencia, y una temperatura superior cuando la saturación es máxima para la mínima corriente, la cual se considera un 60% de la nominal. De los resultados se ven cómo  $T_x$  logra seguir la referencia de 45°C, saturándose la actuación sólo para subir la temperatura de la ambiente a la deseada, y luego para compensar la inercia provocada. También se ajustó el control de tal manera de responder lentamente, o de lo contrario existe mucho *ripple* en la frecuencia de conmutación, que afecta la vida útil del GaN. El *overshoot* de la temperatura es correcto y su *ripple* es mínimo, lo cual puede explicarse también por la lenta respuesta del sistema térmico.



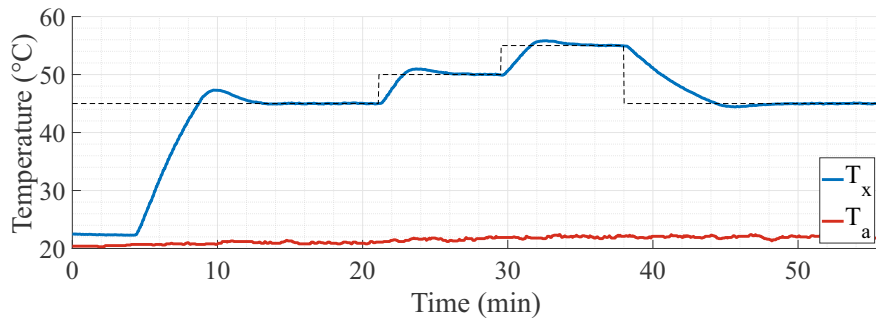
(a) Temperatura del disipador y ambiente



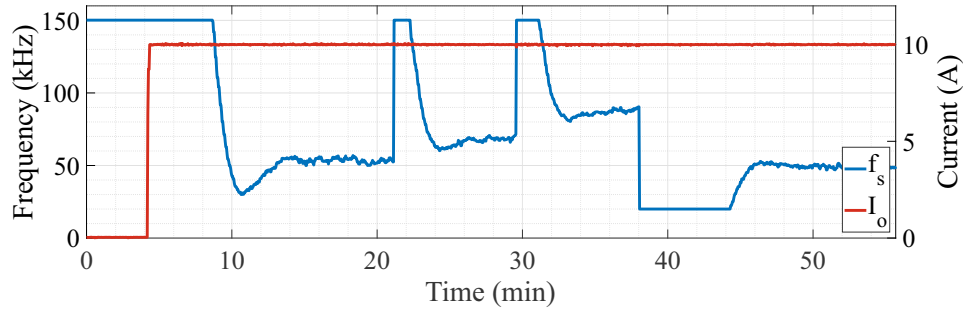
(b) Frecuencia de conmutación y corriente

**Figura 9.31:** Resultados experimentales de la temperatura del disipador ante escalones de carga en condiciones terrestres

Los resultados experimentales ante escalones de referencia de temperatura son presentados en la Fig. 9.32. Aparte del correcto seguimiento de la temperatura gracias al control sobre la frecuencia de conmutación, se puede comentar la forma de la actuación. Esta se mantiene estable en estado estacionario, pero se satura al momento del escalón, ya que la diferencia en ese momento entre la medición y la referencia es muy grande, necesitando toda la capacidad de generar pérdidas para subir rápidamente la temperatura si es el caso de un escalón de subida.



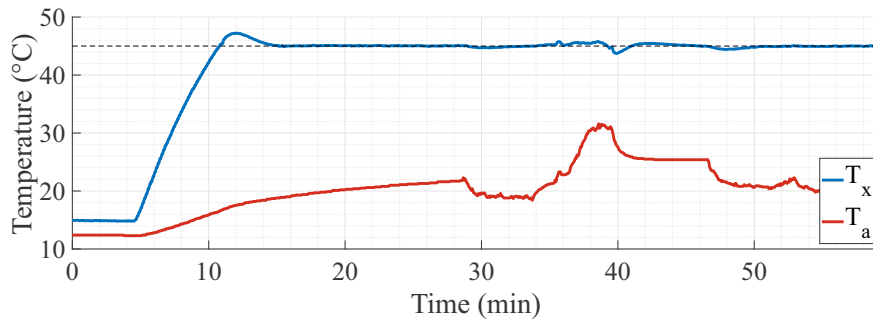
(a) Temperatura del disipador y ambiente



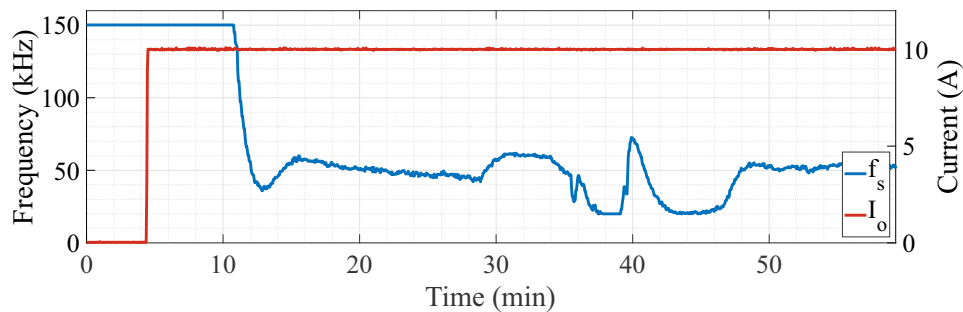
(b) Frecuencia de conmutación y corriente

**Figura 9.32:** Resultados experimentales de la temperatura del disipador ante escalones de referencia en condiciones terrestres

Finalmente, en condiciones terrestres, se realiza un prueba con carga nominal constante y variación en la temperatura ambiente, cuyos resultados son mostrados en la Fig. 9.33. Para esta prueba la actuación debe estar cambiando constantemente, ya que la perturbación también lo está haciendo. Para este caso, con una variación de temperatura externa de máximo 20°C, el rango dado a la frecuencia es suficiente para no saturarse a tal punto de no poder seguir respondiendo a la perturbación.



(a) Temperatura del disipador y ambiente

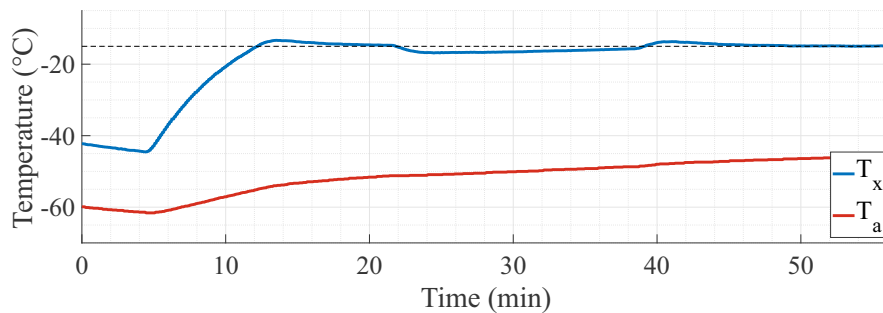


(b) Frecuencia de conmutación y corriente

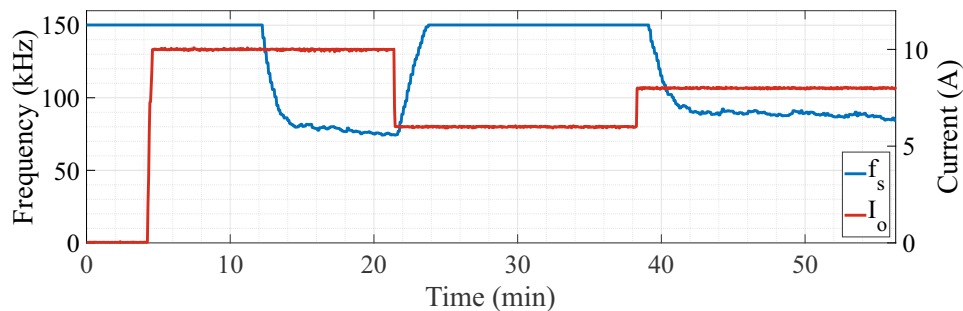
**Figura 9.33:** Resultados experimentales de la temperatura del disipador ante variaciones de la temperatura ambiente en condiciones terrestres

### Bajas temperaturas

Para lograr realizar pruebas con temperaturas lo más bajas posibles, se introdujo la celda a una cámara con aislación térmica y se vertió dentro nitrógeno líquido, el cual se encuentra a  $-195^{\circ}\text{C}$ . Esto permitió tener la temperatura ambiente en un mínimo de  $-60^{\circ}\text{C}$  y la del disipador en  $-45^{\circ}\text{C}$  antes de permitir el paso de corriente. El sistema podría llegar a una menor temperatura, pero los tiempos de asentamiento son muy lentos. La presión de trabajo es la terrestre de 1atm. La prueba se realiza con escalones de carga, ya que es la perturbación más común con la que se encontrará el convertidor. La referencia se definió en  $-15^{\circ}\text{C}$ , la cual es seguida por la temperatura del disipador de buena manera, sin embargo, debido al rápido cambio en la temperatura ambiente, definir una referencia que se encuentre en los rangos de la actuación es difícil. Por esta razón, durante el paso de 6A de corriente, la frecuencia de conmutación se encuentra en su máximo, sin embargo, no es suficiente para subir rápidamente la temperatura  $T_x$ . Esto se ve en la Fig. 9.34a, donde la temperatura sube muy lentamente tras el escalón hacia la referencia, generando un error que tardará unos 20min en eliminarse. Si es importante destacar que la actuación máxima si se encuentra en el rango necesario para evitar error en estado estacionario, sólo que está al límite, produciendo así una lenta respuesta cuando el error es muy pequeño. Pese al detalle de la elección de la referencia de temperatura, el sistema de control térmico y los GaN respondieron bien al estar sometidos a temperaturas mucho más bajas que lo habitual, demostrando su funcionamiento también para las condiciones más extremas de nuestro planeta.



(a) Temperatura del disipador y ambiente

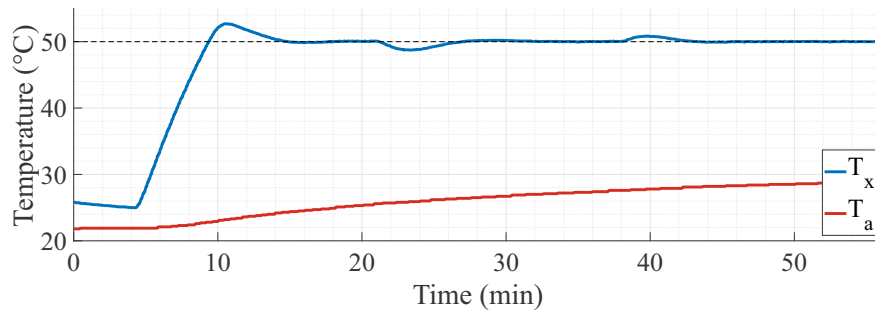


(b) Frecuencia de conmutación y corriente

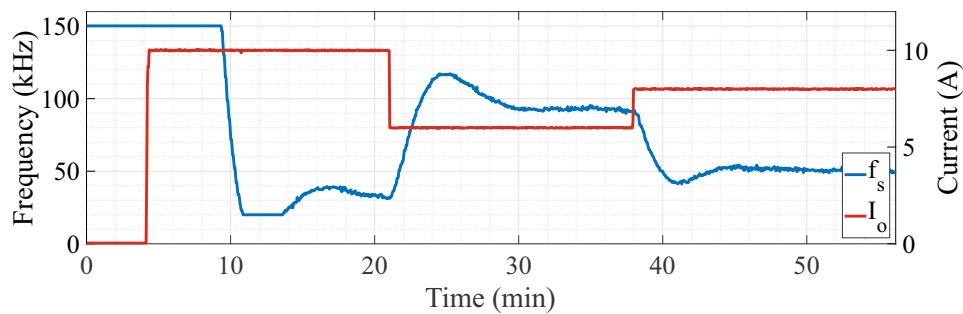
**Figura 9.34:** Control de temperatura ante escalones de corriente en baja temperatura ambiente

### Vacío

Para finalizar con las pruebas térmicas, se sometió la celda a una cámara de vacío que logró una presión menor a 0.04atm, es decir, menos de un 4% de la presión terrestre. La prueba realizada también es de escalones de corriente, y la temperatura ambiente es cercana a los 20°C en un comienzo. En este caso los resultados son similares a los de las Fig. 9.31 y 9.34, pero con una referencia algo mayor, sabiendo que a estas presiones la resistencia térmica de convección es casi nula, lo que aumenta la temperatura de la celda a igual valor de pérdidas. Los resultados muestran un seguimiento tan correcto como el de los otros casos, comprobando el funcionamiento del convertidor en situaciones tan anómalas como la del vacío.



(a) Temperatura de la celda



(b) Frecuencia y corriente

**Figura 9.35:** Control de temperatura ante escalones de corriente en presión cercana al vacío

Con las pruebas realizadas y los buenos resultados obtenidos, se puede comprobar experimentalmente que el control térmico y la construcción de la celda permiten soportar condiciones terrestres, y dan una idea de su comportamiento ante temperaturas aun más bajas y en vacío absoluto. De todas maneras, el peor caso térmico se estableció como el de Marte en su día más caluroso, que corresponde a una temperatura ambiente de 8°C y una presión de 0.006atm. Los resultados de la Fig. 9.35 se encuentran a una temperatura ambiente más alta y con una presión que, a esos niveles, aporta en la liberación de calor lo mismo que el vacío absoluto, lo que comprueba el funcionamiento en Marte, uno de los lugares más hostiles térmicamente hablando para el 8-cell FCC.

# Capítulo 10

## Conclusión

Este trabajo propone el diseño y construcción de un convertidor de potencia par aplicaciones aeroespaciales. La topología 8-cell FCC fue seleccionada por su modularidad y capacidad de funcionamiento incluso en condiciones de falla interna.

Para controlar el convertidor, se propusieron los métodos PS-PWM PI, FCS-MPC y SPS-MPC. El primero tiene buenos resultados, pero requiere linealizar la planta para cada punto de trabajo. El segundo soluciona esto mediante el uso de predicciones de las variables de estado, sin embargo, la frecuencia variable de conmutación produce un amplio rango de armónicas en el voltaje de salida. El control SPS-MPC combina lo mejor de ambos métodos. Mediante su etapa PWM mantiene una frecuencia constante, además de predecir las variables futuras del sistema, no necesitando así la linealización de las ecuaciones. Simulaciones computacionales en PLECS comprueban esto, por lo que esta estrategia es seleccionado para el control nominal del convertidor.

Durante el proceso de diseño, fue propuesto un método para seleccionar fácilmente los factores de peso de la función de costo en los controles CCS-MPC. Este logra, mediante le medición de las variables del convertidor, entregar pesos para cada punto de trabajo, evitando así problemas de oscilación en los voltajes internos.

Respecto a la respuesta ante fallas internas, se realizan modificaciones al esquema recién mencionado. En primer lugar, se determina que cualquier tipo de falla producida en una celda se reduce, mediante el uso de IGBTs en paralelo a los GaN, a baipasear el módulo en cuestión, reduciendo el efecto del problema a uno generalizado. Analíticamente se concluye que la mayor carga de voltaje la soportan los semiconductores de las celdas vecinas al de la falla, cuyo valor se encuentra entre 1.5 y 2 veces el nominal. Para modificar el control SPS-MPC, se simplifica el convertidor en falla a uno sin problemas, pero con una celda menos. De esta manera, se introducen los conceptos de convertidor real y teórico, y los vectores de transformación para pasar de uno a otro. Estos vectores permiten desactivar secciones de las ecuaciones de estado para que se adapten a la nueva condición del convertidor. Simulaciones comprobaron el efecto del control modificado.

Del estudio térmico del convertidor con semiconductores GaN, se concluye en primer

lugar que el aumento de temperatura producido por la falta de atmósfera se compensa por la baja temperatura presente en los ambientes aeroespaciales. En segundo lugar, las pérdidas totales producidas en una celda son linealmente dependientes de la frecuencia de conmutación, y cuadráticamente respecto a la corriente de salida. La planta térmica tiene una respuesta de segundo orden sobreamortiguada, la cual puede simplificarse a una de primer orden. El control utilizado fue un PI, teniendo como actuación la frecuencia de conmutación, la cual modifica las pérdidas liberadas. Resultados experimentales muestran el buen desempeño de este control ante variaciones en la carga y temperaturas ambientes reales marcianas.

Para el diseño y construcción física de las celdas se tuvo en cuenta reducir el tamaño de la placa y utilizar un disipador lo más pequeño posible, aumentando así la potencia específica. Estrategias para distribuir los condensadores flotantes y el uso de barras de cobre permitieron reducir la inductancia de *loop*, presente especialmente en el uso de semiconductores GaN. Estas mismas barras a su vez facilitaron la unión entre módulos, logrando un diseño tipo PEBB.

Diferentes pruebas experimentales fueron realizadas para comprobar lo obtenido mediante simulaciones. Para el control en funcionamiento normal sin falla, se obtuvieron datos en estado nominal y escalones de perturbación de subida y bajada para la fuente, carga y referencia de salida. En todos los casos, el control SPS-MPC respondió como se esperaba, con un correcto balance en los voltajes internos y muy bajo *ripple*. Los factores de peso variables permitieron modificar el punto de trabajo sin llegar a oscilaciones en los capacitores flotantes. Para la maniobra de falla, IGBTs fueron cerrados en paralelo a la celda número cuatro, activando así el cambio en los vectores de transformación. Los voltajes internos fueron rebalanceados para distribuirse de acuerdo a siete celdas en vez de ocho. La salida no se vio afectada. Las mismas perturbaciones aplicadas para el convertidor normal son realizadas en el convertidor tras la falla, con el fin de ver la robustez del sistema durante este estado. Los resultados son similares a los de estado normal. Para ver la efectividad del método que determina los factores de peso, se comparan los resultados en estado normal con los obtenidos sin esta técnica. En los casos donde  $W_j^{opt}$  disminuía tras la perturbación, pero  $W_j^{fix}$  se mantenía constante, los voltajes internos terminaban presentando oscilaciones como era de esperarse, demostrando la efectividad del método propuesto. Finalmente, respecto a la temperatura, el control PI se vio sometido a condiciones terrestres, baja temperatura ( $-60^{\circ}\text{C}$ ) y baja presión ( $<4\%$  tierra). Perturbaciones de temperatura ambiente, carga y referencia fueron aplicadas en el primer caso. La actuación de frecuencia se mantiene en su rango, saturándose sólo para grandes diferencias entre la temperatura del disipador y la referencia, principalmente para pasar de la temperatura ambiente a la deseada. La respuesta es correcta en todos los casos, al igual que en las simulaciones. Las bajas temperaturas parecen no tener efectos negativos sobre los GaN, y un leve aumento de temperatura en estado estable se puede notar con presiones muy bajas, debido a la eliminación de la convección como método de transferencia de calor. Sin embargo, la radiación emanada por un disipador negro es suficiente para mantener a la celda dentro de los márgenes seguros de funcionamiento. Simplificar el sistema a una respuesta de primer orden y utilizar un control PI es suficiente para lograr buenos resultados en control térmico, principalmente por las grandes constantes de tiempo existentes, las cuales encubren los errores del modelado de la planta y el ajuste del controlador.

---

Como conclusión final, se puede decir que se cumplió el objetivo general de diseñar y construir un convertidor de potencia para condiciones aeroespaciales, incluido su control nominal, modificación ante fallas y control de temperatura, descubriendo en el camino un método para la elección de factores de peso. El diseño físico cumple los objetivos de realizar un convertidor tipo PEBB, teniendo en mente una disposición compacta de elementos para aumentar la potencia respecto al peso del equipo. Además, se lograron obtener resultados experimentales que comprueban la eficacia del diseño, construcción y controles planteados para un convertidor de potencia para aplicaciones aeroespaciales.

# Bibliografía

- [1] D. M. Hurley, M. Sarantos, C. Grava, J.-P. Williams, K. D. Retherford, M. Siegler, B. Greenhagen, and D. Paige, “An analytic function of lunar surface temperature for exospheric modeling,” *Icarus*, vol. 255, pp. 159–163, 2015.
- [2] M. Smith, D. Craig, N. Herrmann, E. Mahoney, J. Krezel, N. McIntyre, and K. Goodliff, “The artemis program: An overview of nasa’s activities to return humans to the moon,” in *2020 IEEE aerospace conference*. IEEE, 2020, pp. 1–10.
- [3] J. L. Heldmann, M. M. Marinova, D. S. Lim, D. Wilson, P. Carrato, K. Kennedy, A. Esbeck, T. A. Colaprete, R. C. Elphic, J. Captain *et al.*, “Mission architecture using the spacex starship vehicle to enable a sustained human presence on mars,” *New Space*, vol. 10, no. 3, pp. 259–273, 2022.
- [4] S. Coday, *High performance hybrid switched-capacitor converters for aerospace applications*. University of California, Berkeley, 2023.
- [5] D. Saha, N. Bazmohammadi, J. M. Raya-Armenta, A. D. Bintoudi, A. Lashab, J. C. Vasquez, and J. M. Guerrero, “Space microgrids for future manned lunar bases: A review,” *IEEE Open Access Journal of Power and Energy*, 2021.
- [6] J. Pla-García, A. Molina, J. Gómez-Elvira, and R. Team, “Weather report mars year 33, month 10,” *Centrio de Astrobiologia*, 2017.
- [7] M. Guacci, D. Bortis, and J. W. Kolar, “High-efficiency weight-optimized fault-tolerant modular multi-cell three-phase gan inverter for next generation aerospace applications,” in *2018 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)*. IEEE, 2018, pp. 1334–1341.
- [8] N. Pallo, S. Coday, J. Schaadt, P. Assem, and R. C. Pilawa-Podgurski, “A 10-level flying capacitor multi-level dual-interleaved power module for scalable and power-dense electric drives,” in *2020 IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC)*. IEEE, 2020, pp. 893–898.
- [9] S. Coday, A. Barchowsky, and R. C. Pilawa-Podgurski, “A 10-level gan-based flying capacitor multilevel boost converter for radiation-hardened operation in space applications,” in *2021 IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC)*. IEEE, 2021, pp. 2798–2803.
- [10] S. Coday, N. M. Ellis, N. Stokowski, and R. C. Pilawa-Podgurski, “Design and flight qualification of a flying capacitor multilevel converter for electric aircraft applications,” *IEEE Transactions on Transportation Electrification*, 2023.

- 
- [11] J. W. Kolar, U. Drogenik, J. Biela, M. L. Heldwein, H. Ertl, T. Friedli, and S. D. Round, "Pwm converter power density barriers," in *2007 Power Conversion Conference-Nagoya*. IEEE, 2007, pp. P–9.
- [12] C. B. Barth, T. Foulkes, O. Azofeifa, J. Colmenares, K. Coulson, N. Miljkovic, and R. C. Pilawa-Podgurski, "Design, operation, and loss characterization of a 1-kw gan-based three-level converter at cryogenic temperatures," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 35, no. 11, pp. 12 040–12 052, 2020.
- [13] J. Kuprat, C. H. van der Broeck, M. Andresen, S. Kalker, M. Liserre, and R. W. De Doncker, "Research on active thermal control: Actual status and future trends," *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics*, vol. 9, no. 6, pp. 6494–6506, 2021.
- [14] R. González, C. A. Rojas, and L. Callegaro, "Three-level dc-dc gan-based converter with active thermal control for powertrain applications in electric vehicles," in *2021 22nd IEEE International Conference on Industrial Technology (ICIT)*, vol. 1. IEEE, 2021, pp. 502–507.
- [15] T. Oda, T. Arai, T. Furukawa, M. Shiraishi, and Y. Sasajima, "Electric-field-dependence mechanism for cosmic ray failure in power semiconductor devices," *IEEE Transactions on Electron Devices*, 2021.
- [16] S. Kouro, B. Wu, H. Abu-Rub, and F. Blaabjerg, "Photovoltaic energy conversion systems," *Power electronics for renewable energy systems, transportation and industrial applications*, pp. 160–198, 2014.
- [17] L. Horowitz, N. Pallo, S. Coday, and R. C. Pilawa-Podgurski, "A method of partial inductances to evaluate and optimize switching cells," in *2021 IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC)*. IEEE, 2021, pp. 1549–1554.
- [18] S. Tang, J. Wang, C. Zhang, D. Wang, X. Yin, Z. Shuai, and Z. J. Shen, "Detection and identification of power device failures using discrete fourier transform for fault-tolerant operation of flying capacitor multilevel converters," *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics*, vol. 10, no. 5, pp. 5081–5091, 2021.
- [19] T. Modeer, N. Pallo, T. Foulkes, C. B. Barth, and R. C. N. Pilawa-Podgurski, "Design of a gan-based interleaved nine-level flying capacitor multilevel inverter for electric aircraft applications," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 35, no. 11, pp. 12 153–12 165, 2020.
- [20] *GS61008P Bottom-side cooled 100 V E-mode GaN transistor*, GaN Systems Inc., 2020, rev. 200402.
- [21] A. M. Ghias, J. Pou, G. J. Capella, P. Acuna, and V. G. Agelidis, "On improving phase-shifted pwm for flying capacitor multilevel converters," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 31, no. 8, pp. 5384–5388, 2016.
- [22] R. P. Aguilera, P. Acuna, X. Su, P. Lezana, and B. McGrath, "Sequential phase-shifted model predictive control for multicell power converters," in *2017 IEEE Southern Power Electronics Conference (SPEC)*. IEEE, 2017, pp. 1–6.

- [23] P. Acuna, A. Ghias, R. P. Aguilera, P. Lezana, B. Mcgrath, A. Merabet, and V. Jayan, "Sequential phase-shifted model predictive control for a five-level flying capacitor converter," in *2019 IEEE International Conference on Industrial Technology (ICIT)*. IEEE, 2019, pp. 533–538.
- [24] P. Hekmati, I. P. Brown, and Z. J. Shen, "Open circuit switch fault detection in flying capacitor and cascaded h-bridge multilevel converters," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 36, no. 11, pp. 12 332–12 341, 2021.
- [25] V. Jayan and A. M. Ghias, "Weighting factor free model predictive control for a flying capacitor converter in a dc microgrid," *IEEE Transactions on Energy Conversion*, vol. 37, no. 2, pp. 1030–1041, 2021.
- [26] C. Xue, L. Ding, H. Tian, and Y. Li, "Multirate finite-control-set model predictive control for high switching frequency power converters," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 69, no. 4, pp. 3382–3392, 2021.
- [27] M. H. Nguyen, S. Kwak, and T. Kim, "Phase-shifted carrier pulse-width modulation algorithm with improved dynamic performance for modular multilevel converters," *IEEE Access*, vol. 7, pp. 170 949–170 960, 2019.
- [28] A. M. Ghias, J. Pou, G. J. Capella, V. G. Agelidis, R. P. Aguilera, and T. Meynard, "Single-carrier phase-disposition pwm implementation for multilevel flying capacitor converters," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 30, no. 10, pp. 5376–5380, 2015.
- [29] L. Hu, W. Lei, R. Li, and Y. Gao, "A graphic weighting factor design method for finite control set model predictive control of power converters," *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics*, vol. 11, no. 2, pp. 1661–1671, 2022.
- [30] C. Xue, L. Ding, Z. Quan, and Y. Li, "Multi-rate modeling and predictive control for wbg device-based high switching frequency power converters," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 2023.
- [31] P. Acuna, R. P. Aguilera, B. McGrath, P. Lezana, A. Ghias, and J. Pou, "Sequential phase-shifted model predictive control for a single-phase five-level h-bridge flying capacitor converter," in *2018 Asian Conference on Energy, Power and Transportation Electrification (ACEPT)*. IEEE, 2018, pp. 1–7.
- [32] A. Mora, R. P. Aguilera, R. Cárdenas, P. Lezana, and D. D. Lu, "Phase-shifted model predictive control of a three-level active-npc converter," in *2018 IEEE 27th International Symposium on Industrial Electronics (ISIE)*. IEEE, 2018, pp. 270–276.
- [33] J. Amini and M. Moallem, "A fault-diagnosis and fault-tolerant control scheme for flying capacitor multilevel inverters," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 64, no. 3, pp. 1818–1826, 2016.
- [34] P. Papamanolis, D. Neumayr, and J. W. Kolar, "Behavior of the flying capacitor converter under critical operating conditions," in *2017 IEEE 26th International Symposium on Industrial Electronics (ISIE)*. IEEE, 2017, pp. 628–635.

- 
- [35] A. Chen, C. Zhang, X. He, and N. Cui, “Fault-tolerant design for flying capacitor multilevel inverters,” in *2009 IEEE 6th International Power Electronics and Motion Control Conference*. IEEE, 2009, pp. 1460–1464.
- [36] P. K. Prasobhu, V. Raveendran, G. Buticchi, and M. Liserre, “Active thermal control of gan-based dc/dc converter,” *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 54, no. 4, pp. 3529–3540, 2018.