



Universidad Autónoma de San Luis Potosí
Facultad de Ingeniería
Centro de Investigación y Estudios de Posgrado

Análisis y Control de Convertidores Modulares Alimentados en Corriente

T E S I S

Que para obtener el grado de:

Doctor en Ingeniería Eléctrica

Opción: Electrónica de Potencia para Fuentes Alternas de Energía

Presenta:

Ing. Rafael de Jesús Hernández Hernández

Asesor:

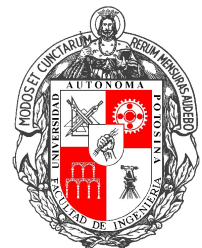
Dr. Víctor Manuel Cárdenas Galindo

Co-asesor:

Dr. Gerardo René Espinosa Pérez

San Luis Potosí, S. L. P.

Agosto de 2021





**ING. RAFAEL DE JESÚS HERNÁNDEZ HERNÁNDEZ
P R E S E N T E.**

En atención a su solicitud de Temario, presentada por los **Dres. Víctor Manuel Cárdenas Galindo y Gerardo René Espinosa Pérez**, Asesor y Coasesor de la Tesis que desarrollará Usted con el objeto de obtener el Grado de **Doctor en Ingeniería Eléctrica**, me es grato comunicarle que en la sesión del H. Consejo Técnico Consultivo celebrada el día 17 de junio del presente año, fue aprobado el Temario propuesto:

TEMARIO:

“Análisis y Control de Convertidores Modulares Alimentados en Corriente”

1. Introducción.
2. Principio de funcionamiento de topologías de convertidores modulares alimentados en corriente
3. Modelado de convertidores modulares alimentados en corriente
4. Diseño de una estrategia de control para convertidores modulares alimentados en corriente
5. Aplicación de convertidores modulares alimentados en corriente a sistemas fotovoltaicos
6. Resultados
Conclusiones
Anexos
Referencias

“MODOS ET CUNCTARUM RERUM MENSURAS AUDEBO”

ATENTAMENTE



DR. EMILIO JORGE GONZÁLEZ GALVÁN
DIRECTOR.

UNIVERSIDAD AUTONOMA
DE SAN LUIS POTOSI
FACULTAD DE INGENIERIA
DIRECCION



UASLP
Universidad Autónoma
de San Luis Potosí



FACULTAD DE
INGENIERÍA



CENTRO DE
**INVESTIGACIÓN
Y ESTUDIOS
DE POSGRADO**

UNIVERSIDAD AUTÓNOMA DE SAN LUIS POTOSÍ

FACULTAD DE INGENIERÍA

Área de Investigación y Estudios de Posgrado

Aclaración

El presente trabajo que lleva por título:

“Análisis y Control de Convertidores Modulares Alimentados en Corriente”

se realizó en el periodo agosto de 2016 a agosto de 2021 bajo la dirección del Dr. Víctor Manuel Cárdenas Galindo y del Dr. Gerardo René Espinosa Pérez.

Originalidad

Por este medio aseguro que he realizado este documento de tesis para fines académicos sin ayuda indebida de terceros y sin utilizar otros medios más que los indicados.

Las referencias e información tomadas directa o indirectamente de otras fuentes se han definido en el texto como tales y se ha dado el debido crédito a las mismas.

El autor exime a la UASLP de las opiniones vertidas en este documento y asume la responsabilidad total del mismo.

Este documento no ha sido sometido como tesis a ninguna otra institución nacional o internacional en forma parcial o total.

Se autoriza a la UASLP para que divulgue este documento de Tesis para fines académicos.

Nombre y Firma del autor

Rafael de Jesús Hernández Hernández



Universidad Autónoma de San Luis Potosí
Facultad de Ingeniería
Centro de Investigación y Estudios de Posgrado



Doctorado en Ingeniería Eléctrica
Opción: Electrónica de Potencia para Fuentes Alternas de Energía
Análisis y Control de Convertidores Modulares Alimentados en Corriente

Presenta:

M.I. Rafael de Jesús Hernández Hernández

Sinodales:

Dr. Víctor Manuel Cárdenas Galindo
Asesor

Dr. Gerardo René Espinosa Pérez
Co-asesor

Dr. Ricardo Álvarez Salas
Revisor

Dr. Mario Arturo González García
Revisor

Dr. Carlos Daniel García Beltrán
Revisor externo

Dr. Mauro Eduardo Maya Méndez
Suplente

Agradecimientos

Al Dr. Víctor Manuel Cárdenas Galindo y al Dr. Gerardo René Espinosa Pérez por haber depositado en mí la confianza para desarrollar este trabajo de investigación, por los buenos consejos, y por todas las experiencias compartidas, gracias por todo su apoyo. A los miembros del comité de revisión de tesis.

Un agradecimiento para Ana encargada del laboratorio, por todas las facilidades para el desarrollo del prototipo.

A Olivia, Silvia, Jhoana y José por todas las facilidades durante mi estancia en este posgrado. Un agradecimiento a CONACyT, por otorgarme la beca para la realización de este trabajo de tesis a través de la beca CONACYT 554924.

A mis padres por apoyarme todo el tiempo y por aconsejarme para estudiar la maestría y por último a Diana por los buenos y malos momentos compartidos antes y durante esta etapa.

Índice

	Página
Índice	I
Contenido temático	I
Nomenclatura y símbolos	XI
1. Introducción	1
1.1. Estado del arte convertidores modulares/multinivel	2
1.2. Problemática y justificación de la investigación	7
1.3. Hipótesis de investigación	8
1.4. Objetivo	8
1.5. Organización del trabajo	9
2. Principio de funcionamiento de topologías de convertidores moduladores alimentados en corriente	11
2.1. Principio de funcionamiento topología MCSI	12
2.2. Dimensionamiento elementos MCSI	14
2.3. Principio de funcionamiento MMC	18
2.4. Dimensionamiento elementos MMC	23
2.5. Simulaciones	27
2.5.1. Simulaciones MCSI	28
2.5.2. Simulaciones MMC	30
3. Modelado de convertidores modulares alimentados en corriente	33
3.1. Modelado MCSI	34
3.2. Modelado MMC	37
3.3. Simulaciones modelo MCSI	41
3.4. Simulaciones modelo MMC	49

4. Diseño de una estrategia de control para convertidores modulares alimentados en corriente	55
4.1. Estrategia de control para el MMC	56
4.2. Estrategia de control para el MCSI	61
5. Aplicación de convertidores modulares alimentados en corriente a sistemas fotovoltaicos	67
5.1. Condiciones para trabajar en el MPP	68
5.2. Equivalente resistivo del panel/convertidor	79
6. Resultados	83
6.1. Simulación MMC en lazo cerrado	83
6.1.1. Operación con pérdidas iguales	84
6.1.2. Operación con pérdidas diferentes	86
6.2. Simulación MCSI con conexión del panel en lazo cerrado	89
6.3. Resultados experimentales del MCSI en lazo cerrado y con un arreglo de paneles	94
Conclusiones	99
Conclusiones y aportaciones de la tesis	99
Trabajo futuro	103
Trabajos derivados de la presente investigación	103
Anexos	104
A. Confiabilidad en convertidores	107
A.1. Análisis de un módulo	108
A.1.1. Celda del MCSI	108
A.1.2. Módulo MMC	110
A.2. Análisis de redundancia pasiva	112
A.2.1. MCSI con redundancia pasiva	112
A.2.2. MMC con redundancia pasiva	116
A.3. Análisis Redundancia activa	118
A.3.1. MCSI con redundancia activa	119
A.3.2. MMC con redundancia activa	120
A.4. Casos de estudio	122
A.4.1. MCSI	122
A.4.2. MMC	126
Referencias	131

Lista de figuras

Lista de figuras	VI
1.1. Inversor alimentado en corriente mediante celdas generalizadas.	4
1.2. Topología de rectificador multinivel en corriente MCSI.	5
1.3. Topología de convertidor modular multinivel alimentado en corriente MMCSC.	5
2.1. Topología de inversor multinivel en corriente (MCSI) con n celdas.	12
2.2. Celda del inversor multinivel en corriente.	12
2.3. MCSI con dos celdas.	13
2.4. Topología de convertidor alimentado en corriente modular multinivel (MMCSC).	19
2.5. Módulos usados en topología MMCSC.	19
2.6. MMCSC con módulos medio puente.	20
2.7. Equivalente por superposición del contenido armónico en $i_{armu1}, i_{armu2}, i_{arml1},$ i_{arml2}	21
2.8. Malla considerando una celda.	22
2.9. Malla considerando la tensión en los condensadores.	23
2.10. Corriente i_{Lh1} en una celda.	28
2.11. Acercamiento en la corriente i_{Lh1}	29
2.12. Valor absoluto del rizo en i_{Lh1}	29
2.13. Corriente i_{Lh1} en una celda.	29
2.14. Magnitud del rizo en i_{Lh1}	29
2.15. Corriente i_{Lu} en un módulo.	30
2.16. Rizo en i_{Lu1}	31
2.17. Corriente i_{Lu1} en un módulo.	31
2.18. Rizo en i_{Lu} caso dos.	32

3.1.	Diagrama con las resistencias R_{hk}/R_{lk} en el MCSI con dos celdas.	35
3.2.	Filtro conectado al convertidor en corriente.	36
3.3.	Circuito de una sola celda en el MMC.	37
3.4.	Nodo al que se conectan los condensadores C_{u1} y C_{u2}	39
3.5.	MMC de 5 niveles en la corriente conmutada.	41
3.6.	Corrientes $i_{Lhk/lk}$ del circuito eléctrico simulado y ecuaciones del modelo. . .	42
3.7.	Acercamiento de las corrientes $i_{Lhk/lk}$	42
3.8.	Diferencia entre la corriente $i_{Lhk/lk}$ del circuito eléctrico y la corriente descrita por el modelo.	43
3.9.	Acercamiento del error en las corrientes $i_{Lhk/lk}$	43
3.10.	Tensión v_c del circuito eléctrico simulado y ecuaciones del modelo.	43
3.11.	Diferencia entre la ecuación y la medición de la tensión v_c	44
3.12.	Corriente i_L del circuito eléctrico simulado y ecuaciones del modelo.	44
3.13.	Diferencia entre la ecuación y la medición de la corriente i_L	44
3.14.	Corrientes $i_{Lhk/lk}$ del circuito eléctrico simulado y ecuaciones del modelo en el caso dos.	45
3.15.	Acercamiento de las corrientes $i_{Lhk/lk}$	45
3.16.	Diferencia entre la corriente $i_{Lhk/lk}$ del circuito eléctrico y la corriente descrita por el modelo en el caso dos.	45
3.17.	Acercamiento del error en las corrientes $i_{Lhk/lk}$ caso dos.	45
3.18.	Tensión v_c del circuito eléctrico simulado y ecuaciones del modelo.	46
3.19.	Diferencia entre la ecuación y la medición de la tensión v_c	46
3.20.	Corriente i_L del circuito eléctrico simulado y ecuaciones del modelo.	46
3.21.	Diferencia entre la ecuación y la medición de la corriente i_L	46
3.22.	Corrientes $i_{Lhk/lk}$ del circuito eléctrico simulado y ecuaciones del modelo tercer caso.	47
3.23.	Acercamiento de las corrientes $i_{Lhk/lk}$ en el tercer caso variando las pérdidas.	47
3.24.	Diferencia entre la corriente $i_{Lhk/lk}$ del circuito eléctrico y la corriente descrita por el modelo, tercer caso.	48
3.25.	Acercamiento del error en las corrientes $i_{Lhk/lk}$ en el tercer caso de variación en las pérdidas.	48
3.26.	Tensión v_c del circuito eléctrico simulado y ecuaciones del modelo.	48
3.27.	Diferencia entre la ecuación y la medición de la tensión v_c	48
3.28.	Corriente i_L del circuito eléctrico simulado y ecuaciones del modelo.	49
3.29.	Diferencia entre la ecuación y la medición de la corriente i_L	49
3.30.	Corrientes i_{u1k} e i_{u2k} en los módulos.	50
3.31.	Diferencia entre las corrientes i_{u1k} e i_{u2k} del circuito eléctrico y el modelo. . .	50
3.32.	Tensiones en los condensadores C_{u1} y C_{u2}	51
3.33.	Diferencia entre las tensiones v_{cu1} y v_{cu2} del circuito eléctrico y el modelo. . .	51

3.34.	Tensión v_c en el condensador del filtro de salida.	51
3.35.	Diferencia entre la tensión v_c en el circuito eléctrico y el modelo.	51
3.36.	Corriente i_L de salida.	52
3.37.	Diferencia entre la corriente i_L del circuito eléctrico y la descrita por el modelo .	52
3.38.	Corrientes i_{u1k} e i_{u2k} en los módulos caso dos.	53
3.39.	Diferencia entre las corrientes i_{u1k} e i_{u2k} del circuito eléctrico y el modelo considerando variación en las pérdidas.	53
3.40.	Tensiones en C_{u1} y C_{u2} con diferentes pérdidas en los módulos.	53
3.41.	Diferencia entre v_{cu1} y v_{cu2} del circuito eléctrico y del modelo con diferentes pérdidas.	53
3.42.	Tensión v_c en el condensador del filtro de salida con diferentes pérdidas en los módulos.	54
3.43.	Diferencia entre la tensión v_c del circuito eléctrico y el modelo considerando variación de pérdidas.	54
3.44.	Corriente i_L de salida caso con diferentes pérdidas en los módulos.	54
3.45.	Diferencia entre i_L del circuito y del modelo con diferentes pérdidas.	54
4.1.	Diagrama del control del MMC.	61
4.2.	Diagrama del control del MCSI.	66
5.1.	Gráfica $i_{pv} - v_{pv}$	74
5.2.	Visualización de las funciones coordenadas.	75
5.3.	Visualización de la resistencia equivalente.	80
6.1.	Corrientes $i_{u1k/u2k}$ en los módulos superiores.	85
6.2.	Error en las corrientes $i_{u1k/u2k}$ en los módulos superiores.	85
6.3.	Corrientes $i_{l1k/l2k}$ en los módulos inferiores.	85
6.4.	Error en las corrientes $i_{l1k/l2k}$ en los módulos inferiores.	86
6.5.	Corriente i_L de salida.	86
6.6.	Error en en la corriente de salida i_L	86
6.7.	Corriente multinivel i_{pwm}	86
6.8.	Corrientes $i_{u1k/u2k}$ en los módulos superiores con pérdidas diferentes entre los módulos.	87
6.9.	Acercamiento de las corrientes $i_{u1k/u2k}$ con pérdidas diferentes entre los módulos.	87
6.10.	Error en las corrientes $i_{u1k/u2k}$ en los módulos superiores con pérdidas diferentes entre los módulos.	88
6.11.	Corrientes $i_{l1k/l2k}$ en los módulos inferiores con pérdidas diferentes entre los módulos.	88
6.12.	Error en las corrientes $i_{l1k/l2k}$ en los módulos inferiores con pérdidas diferentes entre los módulos.	88

6.13.	Corriente i_L de salida caso con pérdidas diferentes entre los módulos.	89
6.14.	Error en en la corriente de salida i_L caso con pérdidas diferentes entre los módulos.	89
6.15.	Corriente multinivel i_a con pérdidas diferentes entre los módulos.	89
6.16.	Señales v_{pv} , i_{pv} y p_{pv} cuando la condición de compatibilidad se asegura. . . .	91
6.17.	Señal i_L cuando la condición de compatibilidad se satisface.	91
6.18.	Señal u cuando la condición de compatibilidad se satisface.	91
6.19.	Gráfica $i_{pv} - v_{pv}$ con la condición de compatibilidad asegurada.	92
6.20.	Señales v_{pv} , i_{pv} y p_{pv} cuando no se satisface la condición de compatibilidad.	92
6.21.	Corriente i_L cuando no se satisface la condición de compatibilidad.	92
6.22.	Señal u cuando no se satisface la condición de compatibilidad.	93
6.23.	Gráfica $i_{pv} - v_{pv}$ cuando no se satisface la condición de compatibilidad. . . .	93
6.24.	Señales v_{pv} , i_{pv} y p_{pv} bajo cambios en la irradiancia.	93
6.25.	Señal i_L bajo cambios en la irradiancia.	94
6.26.	Prototipo experimental.	95
6.27.	Señales i_{pv} , v_{pv} y p_{pv} del prototipo experimental.	95
6.28.	Señales i_L rms, v_r rms y p_{out} a la entrada y salida del MCSI.	96
6.29.	Corriente i_L en la carga R_L del prototipo experimental.	96
6.30.	Corrientes $i_{Lh1,2}$, $i_{Ll1,2}$ de las celdas del prototipo experimental.	96
6.31.	Error en las corrientes $i_{Lh1/2}$, $i_{Ll1/2}$ del prototipo experimental.	97
6.32.	Potencia p_{pv} del panel y potencia de salida p_{out} del prototipo experimental.	97
6.33.	v_{pv} versus i_{pv} del prototipo experimental.	98
A.1.	Celda del Inversor multinivel en corriente MCSI.	109
A.2.	Módulo del MMC.	111
A.3.	Topología de convertidor modular multinivel alimentado en corriente MMCSC.	111

Lista de tablas

Lista de tablas	VII
1.1. Comparativa de convertidores alimentados en corriente	3
2.1. Combinaciones de estados de operación permitidos en una celda.	13
2.2. Combinaciones de estados permitidos MCSI.	14
2.3. Parámetros dimensionamiento MCSI.	28
2.4. Parámetros dimensionamiento MMC.	30
6.1. Parámetros MMC lazo cerrado.	84
6.2. Parámetros MCSI lazo cerrado.	90
6.3. Dispositivos del convertidor.	94

Resumen

La incorporación de fuentes de energía renovables para la generación de energía eléctrica plantea la necesidad de convertidores electrónicos de potencia con cada vez mayores prestaciones y mejor desempeño; como ejemplo se puede considerar a los convertidores multinivel. Los sistemas fotovoltaicos requieren topologías de convertidores viables, que además de ser funcionales, mejoren la capacidad del sistema eléctrico para operar de forma óptima e incrementen la disponibilidad de la energía, y mejoren el tiempo entre fallas del sistema, reduciendo costos y aumentando la vida útil. Las topologías modulares de convertidores de electrónica de potencia han mostrado características favorables para mejorar dicha confiabilidad. Los convertidores multinivel modulares alimentados en corriente, en los que se enfoca el presente trabajo de investigación, tienen propiedades como el control natural de la corriente, mayor confiabilidad debido a su estructura modular, y una distorsión armónica reducida en la corriente de salida debido a su operación multinivel. A diferencia de las soluciones basadas en convertidores fuente de voltaje, las propiedades de los convertidores multinivel modulares alimentados en corriente pueden mejorar el desempeño del sistema fotovoltaico, sumado al hecho de que los paneles fotovoltaicos operan de forma natural como una fuente de corriente dependiente de la temperatura y la radiación solar.

El objetivo de este trabajo de tesis consiste en el estudio de convertidores modulares y multinivel fuente de corriente desde varios enfoques que conciernen al convertidor, incluyendo su uso en la interconexión de sistemas fotovoltaicos. El trabajo presenta, desarrolla y analiza

dos topologías de convertidores: el Inversor Multinivel en Corriente y el Convertidor Modular Multinivel. Como parte del estudio se desarrolla el análisis de los convertidores y su conexión al sistema fotovoltaico, se muestran las restricciones operativas del sistema como son los estados permitidos en los interruptores de potencia, y se desarrolla la caracterización del contenido armónico en los elementos pasivos de los convertidores. Como resultado del análisis se obtiene el modelo matemático del sistema y se deducen las condiciones para el dimensionamiento de los elementos pasivos que componen al convertidor. Se desarrollan estrategias de control, seleccionándose el control basado en pasividad, el cual explota las propiedades que presenta el sistema y tiene una estructura que facilita su implementación.

Para validar el desarrollo de la investigación se presentan los resultados tanto en simulación como experimentales en lazo cerrado incluyendo un arreglo fotovoltaico, y se desarrolla un prototipo con un sistema de control basado en pasividad para una de las topologías bajo estudio, validando el concepto del convertidor modular alimentado en corriente como elemento de acoplo para un sistema fotovoltaico. El sistema experimental opera en lazo cerrado con un valor de distorsión en la tensión de la carga inferior al 5% en condiciones de pérdidas diferentes entre los módulos; el control logra operar junto con el algoritmo de búsqueda del máximo punto de potencia.

Este trabajo de investigación se desarrolló en el Laboratorio de Calidad de Energía y Control de Motores de la Facultad de Ingeniería en la Universidad Autónoma de San Luis Potosí, en el marco del proyecto UASLP - LiCORE AC, AG-271/18, y con el financiamiento de la beca de CONACyT 554924.

Nomenclatura y símbolos

$\Delta i_{Lhk}/\Delta i_{LLk}$ Rizo en la corriente del inductor L_{hk}/L_{lk} del MCSI

B Matriz de transformación para el mapeo al marco de referencia dq

a Componentes de baja frecuencia en el patrón de conmutación de los interruptores del MCSI

b_k Componentes de alta frecuencia en el patrón de conmutación del k -enésimo interruptores del MCSI

C Condensador del filtro de salida MCSI y MMC

C_{l1}/C_{l2} Condensador inferior de la rama izquierda/derecha en el MMC

C_{u1}/C_{u2} Condensador superior de la rama izquierda/derecha en el MMC

e Energía instantánea en la rama izquierda del MMC

f_{sw} Frecuencia de conmutación

G_{L1}/G_{L2} Grupo de módulos conectados en la parte inferior de la rama izquierda/derecha

G_{U1}/G_{U2} Grupo de módulos conectados en la parte superior de la rama izquierda/derecha del MMC

h_k/\hat{h}_k Interruptor superior izquierdo/derecho de la k celda del MCSI

i_a	Corriente multinivel en el MMC
i_L	Corriente en inductor del filtro de salida MCSI y MMC
i_L^d, i_L^q	Componentes d-q de la señal i_L
I_{2f}	Valor pico de la corriente al doble de la frecuencia fundamental presente en las ramas del MMC
i_{arml}	Corriente del grupo de módulos G_{L1}
i_{armU1}	Corriente del grupo de módulos conectados en la parte superior de la rama izquierda en el MMC
i_{armu}	Corriente del grupo de módulos G_{U1}
i_{cd}	Corriente del bus de cd
i_{l1k}/i_{l2k}	Corriente del módulo k conectado en la parte inferior de la rama izquierda/derecha en el MMC
i_{l1}/i_{l2}	Corriente en el condensador inferior de la rama izquierda/derecha en el MMC
i_{Lhk}	Corriente en el inductor superior de la k celda del MCSI
i_{Llk}	Corriente en el inductor inferior de la k celda del MCSI
i_{Lu}	Corriente de cualquier módulo del MMC considerando un mismo valor de corriente
i_{pv}	Corriente proporcionada por el panel fotovoltaico
i_{pwm}	Corriente multinivel en el MCSI
i_{u1k}/i_{u2k}	Corriente del módulo k conectado en la parte superior de la rama izquierda/derecha en el MMC
i_{u1}/i_{u2}	Corriente en el condensador superior de la rama izquierda/derecha en el MMC
L	Inductor del filtro de salida MCSI y MMC
l_k/\hat{l}_k	Interruptor inferior izquierdo/derecho de la k celda del MCSI
L_u	Inductor de cualquier módulo del MMC considerando mismo valor de inductancia
L_{hk}	Inductor superior de la k celda del MCSI

-
- L_{l1k}/L_{l2k} Inductor del módulo k conectado en la parte inferior de la rama izquierda/derecha en el MMC
- L_{lk} Inductor inferior de la k celda del MCSI
- L_{u1k}/L_{u2k} Inductor del módulo k conectado en la parte superior de la rama izquierda/derecha en el MMC
- M Relación entre la magnitud de la moduladora y la portadora
- m_f Relación entre la frecuencia de la moduladora y la portadora
- N_{amru1}/N_{amru2} Número de módulos conectados en un instante de tiempo en G_{U1}/G_{U2}
- p_{armu}/p_{arml} Potencia instantánea en el grupo de módulos G_{U1}/G_{L1} del MMC
- R_{con} Impedancia equivalente del convertidor
- R_{hk}/R_{lk} Resistencia que modela pérdidas en la parte superior/inferior de la celda k en el MCSI
- R_{pv} Impedancia equivalente del panel
- s_{u1k}/s_{u2k} Interruptor del módulo k conectado en la parte superior de la rama izquierda/derecha en el MMC
- u Suma de las señales moduladoras de cada celda/módulo
- u^d, u^q Componentes d-q de la señal u
- u_k Señal de control/moduladora en los interruptores superiores de la k celda en el MCSI
- u_{dif} Diferencia entre las moduladoras de las celdas del MCSI
- v_c Tensión en el condensador del filtro de salida MCSI y MMC
- v_c^d, v_c^q Componentes d-q de la señal v_c
- v_k Señal de control/moduladora en los interruptores inferiores de la k celda en el MCSI
- v_r Tensión de la red eléctrica
- V_{armL1}/V_{armL2} Tensión en el condensador inferior de la rama izquierda/derecha en el MMC
- v_{arml} Tensión del grupo de módulos G_{L1}
-

V_{armU1}/V_{armU2} Tensión en el condensador superior de la rama izquierda/derecha en el MMC

v_{armu} Tensión del grupo de módulos G_{U1}

v_{cd} Tensión del bus de cd

v_{fpk} Valor pico de la tensión v_f

v_{l1k}/v_{l2k} Tensión en el inductor L_{l1k}/L_{l2k} en el MMC

v_{l1}/v_{l2} Tensión en el condensador inferior de la rama izquierda/derecha en el MMC

v_{Lhk}/v_{Llk} Tensión en el inductor superior/inferior de la k celda del MCSI

v_{pv} Tensión en terminales del panel fotovoltaico

v_{u1k}/v_{u2k} Tensión en el inductor L_{u1k}/L_{u2k} en el MMC

v_{u1}/v_{u2} Tensión en el condensador superior de la rama izquierda/derecha en el MMC

CA Corriente Alterna

CD Corriente Directa

CSC Convertidor alimentado en corriente, *Current Source Converter*

MCR/MCSI Rectificador/Inversor Multinivel en Corriente, *Multilevel Current Source Rectifier/Inverter*

MMC Convertidor Modular Multinivel, *Modular Multilevel Converter*

MPP Máximo Punto de Potencia

MPPT Seguimiento de máximo punto de potencia, *Maximum Power Point Tracking*

MTTF Tiempo medio hasta la falla, *Mean Time To Failure*

PDPWM *Phase Disposal Pulse Width Modulation*

PWM *Pulse Width Modulation*

SMN Módulo Individual Número, *Single Module Number*

THD Distorsión armónica total, *Total Harmonic Distortion*

VSC Convertidor alimentado en tensión, *Voltage Source Converter*

Capítulo 1

Introducción

El desarrollo de los convertidores de electrónica de potencia ha impulsado la búsqueda de topologías de convertidores que puedan ofrecer ventajas frente a las topologías convencionales. Como ejemplo se tiene a los convertidores alimentados en tensión donde han surgido propuestas como los convertidores multinivel, convertidores modulares, convertidores con aislamiento magnético, etc. Lo mismo ocurre con las topologías alimentadas en corriente, donde se han visto múltiples propuestas de convertidores multinivel alimentados en corriente [1], [2].

La proliferación en el uso de estas nuevas topologías va ligado a su estudio en los campos de modelado, control, confiabilidad, etc., siendo esto necesario para que se puedan usar correctamente, y determinar en que aplicaciones son compatibles. Las topologías con mayor posibilidad de uso son un tema recurrente de estudios cada vez más profundos, donde los tópicos más frecuentes en electrónica de potencia son el modelado, el control y temas derivados. Este enfoque en el estudio de los convertidores suele dejar de lado el tema de confiabilidad, que si bien puede ser menos crítico en una primera aproximación, es un tema también fundamental para garantizar la confiabilidad en mediano y largo plazo. Este trabajo de tesis aborda temas como el modelado y control, que se consideran necesarios para el uso

y aplicación de topologías de convertidores multinivel y modulares alimentados en corriente, además de cubrir temas como análisis de confiabilidad y dimensionamiento de los elementos de las topologías bajo estudio.

La selección de las topologías modulares y multinivel estudiadas está fundamentado en las características que proporcionan, y cómo entre estas se complementan. Entre las propiedades de las topologías multinivel está la capacidad de disminuir el estrés operativo entre los componentes (que la mayoría de los convertidores cumple) al aumentar el número de dispositivos usados. Otra propiedad de las topologías multinivel consiste en aprovechar los elementos adicionales conectados para generar señales de salida con múltiples niveles, que bajo la modulación correcta disminuyen el contenido armónico de la forma de onda de salida. En contraste con las ventajas mencionadas, se encuentra una potencial afectación a la confiabilidad, ya que al aumentar el número de dispositivos usados se puede llegar a disminuir la confiabilidad del sistema, puesto que si un elemento crítico falla, todo el sistema queda fuera de operación. Aquí radica la importancia de topologías modulares, ya que estas se componen de grupos de elementos idénticos (módulos/celdas), donde se pretende que ninguno sea crítico. Los convertidores multinivel y modulares al no tener elementos críticos logran alcanzar altos niveles de confiabilidad, como se muestra en el estudio realizado en el presente trabajo de tesis; en dicho estudio se analiza la operación bajo redundancia activa y pasiva observando un incremento en el tiempo medio hasta la falla y la confiabilidad. La propiedad de ser modular también permite hacer reconfiguraciones del sistema la cual es otra ventaja de las topologías multinivel y modulares.

1.1. Estado del arte convertidores modulares/multinivel

En la Tabla 1.1 se muestra una relación de convertidores alimentados en corriente, indicando algunas características de interés para esta investigación. En dicha tabla se identifica si son modulares, si pueden generar una salida multinivel en corriente, que el número de fuentes para su funcionamiento se únicamente una, y si tienen capacidad de manejo bidireccional de la energía. Las características de mayor peso para el análisis de las topologías en esta investigación son: es posible generar una corriente de salida multinivel, tiene estructura modular y se requiere de una sola fuente de alimentación. Varias topologías de la Tabla 1.1 sólo reúnen una o dos características deseables para una operación multinivel modular. Las topologías tipo Z, cuasi Z, Cuk diferencial y medio puente diferencial tienen el potencial de operar de forma modular, pero no han sido analizadas bajo dicho esquema operativo [3]

Tabla 1.1. Comparativa de convertidores alimentados en corriente

	Modular	Multinivel	Una fuente	Bidireccional
Celdas Multinivel Generalizadas [13]		X	X	X
Convertidor Multinivel <i>fishbone</i> [11], [12]		X		
Convertidor Celdas inductivas [11], [12]		X	X	X
Convertidor Multinivel boost desdoblador [9], [10]		X	X	
Push pull alimentado en corriente [85]			X	
Inversor intercalado y desdob [8]			X	
Convertidor modular multinivel MMC [19] [11]	X	X	X	X
Inversor Multinivel en Corriente MCSI [14], [15]	X	X	X	X
Convertidor multinivel modular con celdas en cascada [74]	X	X		X
Convertidor cuasi Z [3], [4]			X	
Convertidor alimentado en corriente con doble salida [7]			X	X
Cuk diferencial modular [5]			X	X
Medio puente diferencial [6]			X	X

- [6].

La topología de convertidor alimentado en corriente con doble salida es interesante ya que tiene capacidad de manejo bidireccional de la energía y produce múltiples salidas para diferentes cargas con una sola fuente de alimentación [7], pero no es modular. El inversor intercalado y desdoblador se basa en una vertiente nueva y de interés en electrónica de potencia (*Interleaved and unfolding*), pero no se han reportado aplicaciones multinivel [8]. La topología *Current Multilevel* (CM) boost desdoblador opera en dos etapas; la primera etapa que genera una señal multinivel rectificadora y la segunda desdobla la señal mediante un puente H para que sea una salida multinivel en CA [9], [10]; el puente H es un elemento fundamental para su funcionamiento pero limita la operación modular. Las topologías tipo *fishbone* [11], [12] y con celdas inductivas no son modulares ya que requieren de un puente H que conecta las celdas en CD con la carga/red en CA.

Otra topología multinivel alimentada en corriente es el inversor con celdas generalizadas que se muestra en la figura 1.1 [13], la cual corresponde a una topología multinivel. Examinando el convertidor se observa que puede generar una salida multinivel en corriente al dividirse la corriente I del bus de CD entre los inductores L_P y L_N . Hay elementos críticos en la

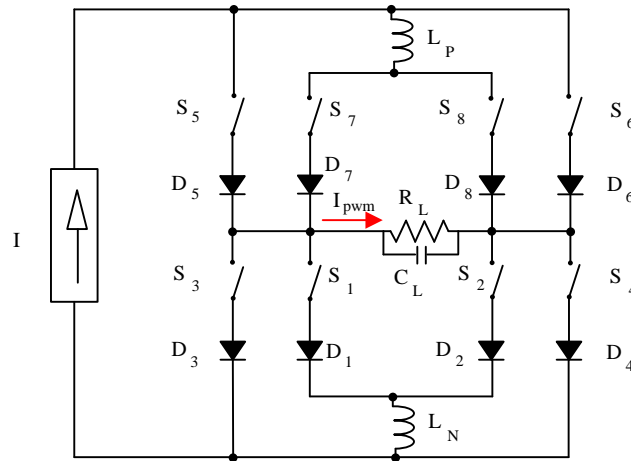


Figura 1.1. Inversor alimentado en corriente mediante celdas generalizadas.

topología, pues las celdas exteriores son necesarias para poder funcionar; la celda exterior se compone de los interruptores S_3 , S_4 , S_5 , S_6 . Por ejemplo, si falla el inductor L_p no puede funcionar el convertidor en su totalidad por que no hay medio para que pase la corriente al resto de las celdas.

Otra topología multinivel es el Inversor Multinivel en Corriente (MCSI por sus siglas en inglés) [14], [15] mostrada en la figura 1.2, la cual se compone de convertidores alimentados en corriente con conexión en paralelo, siendo el dual de topologías alimentadas en tensión de celdas en cascada. Esta topología cumple con ser modular y multinivel, ya que si se toma como un módulo cada celda y se considera que falla cualquiera de ellas, el convertidor puede seguir operando pero a menor potencia, para limitar el estrés en corriente en el resto de celdas. La topología MCSI se ha estudiado en trabajos donde se aborda el dimensionamiento [16], el modelo y balance de operación de las celdas [17], [18].

Otra topología multinivel reportada en la literatura es el Convertidor Modular Multinivel (MMC por sus siglas en inglés) [19] [11] mostrado en la figura 1.3. Esta topología se integra de módulos llamados *Single Module Number SMN*, los cuales son convertidores de puente completo ó medio puente; por el número reducido de elementos se presenta como la opción más viable usar módulos de medio puente. Si en el MMC se asume un fallo en uno de los módulos *SMN*, se puede observar cómo se mantiene la operación con menos módulos. Entre las características que tiene la topología es que los condensadores $C_{uk/lk}$ sí son elementos críticos, ya que debido a su conexión en serie, si un condensador queda fuera de operación no hay forma de realizar reconfiguración. La topología MMC ha tenido más aportaciones como [20], [21] donde se muestra una metodología de dimensionamiento para los elementos del convertidor; en [22] se muestra el principio de operación.

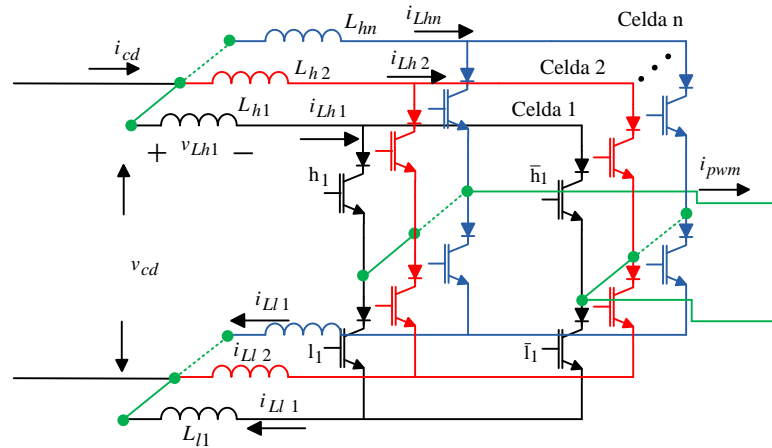


Figura 1.2. Topología de rectificador multinivel en corriente MCSI.

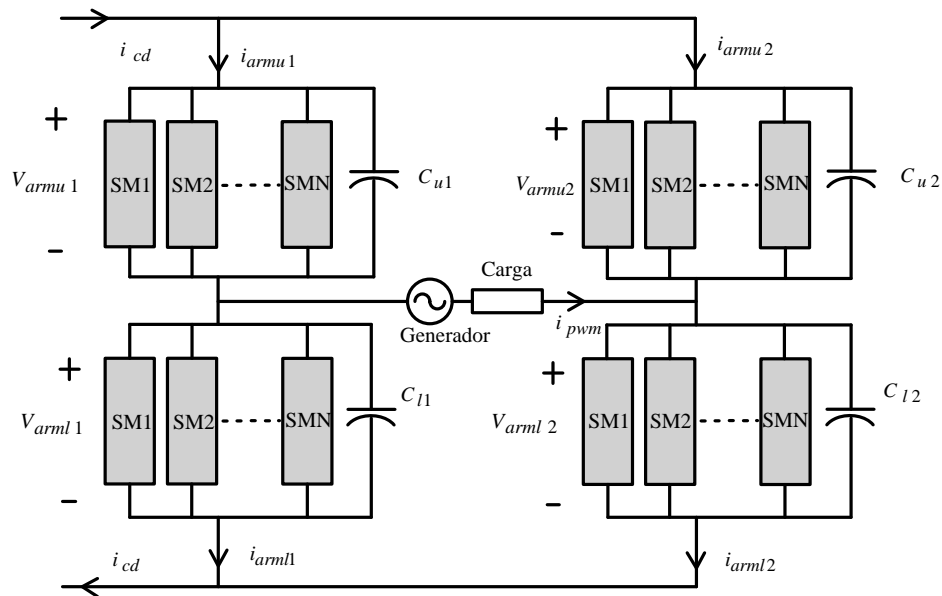


Figura 1.3. Topología de convertidor modular multinivel alimentado en corriente MMCS.

Las topologías MCSI y MMC son las que se seleccionan para su estudio debido a que cumplen con las características de ser modulares, pueden generar salida multinivel en corriente, el número de fuentes para su funcionamiento es únicamente una, y tienen capacidad de manejo bidireccional de la energía. Los estudios que se realizan en este trabajo se enfocan en sus aplicaciones, estrategia de control, modelo y dimensionamiento. Los esfuerzos de este trabajo de investigación con respecto a la topología MCSI son la propuesta de dimensionamiento para seleccionar de forma más precisa el valor del inductor, el desarrollo de un modelo que describe las interacciones que existen entre las celdas, además de una ley de control que

trabaja con dicho modelo. También se estudia la compatibilidad entre el convertidor y un arreglo fotovoltaico, haciendo uso del modelo del convertidor. El enfoque del presente trabajo en cuanto a la topología MMC es complementar la teoría reportada en la literatura con un modelo del convertidor, además de una ley de control tanto para el balance de las celdas como para la corriente de salida a la carga.

Un tema importante son las aplicaciones en las que los convertidores modulares y multinivel alimentados en corriente puedan emplearse y resultan útiles. Dentro de las aplicaciones con más relevancia en las últimas décadas se encuentra el acoplo de fuentes basadas en energía renovable a la red eléctrica. El acoplo de fuentes basadas en energías renovables es un tema amplio, por lo cual se enfoca el estudio del presente trabajo en el acoplo de fuentes de generación basadas en energía fotovoltaica (paneles fotovoltaicos). En la literatura se encuentran trabajos como [23], [24], [25] donde estudia al convertidor CSC de una sola celda como elemento de acoplo, simulando al panel fotovoltaico como una fuente de corriente ideal. La simplificación que hacen los tres trabajos mencionados deja abierta la pregunta de cómo evaluar si el convertidor puede operar de forma correcta junto al panel fotovoltaico. En trabajos como [26]- [32] se observan estrategias o metodologías para probar que un convertidor CD-CD opera junto a un panel en ciertos puntos de interés. En el presente trabajo de tesis se usa el término *operación correcta o buena/bien*, para definir que para cada punto (o región de puntos que incluya al máximo punto de potencia) de la gráfica $I_{pv}V_{pv}$ del arreglo fotovoltaico, el convertidor puede operar correctamente en dichos puntos entregando señales de salida en forma de tensión y/o corriente a la carga o red eléctrica. La operación correcta del convertidor implica no operar en sobre modulación. De lo anterior surge la necesidad de establecer de forma teórica en la fase de diseño si los convertidores que se estudian funcionarían como elementos de acoplo para un sistema fotovoltaico.

El enfoque estadístico de confiabilidad hace uso de funciones de distribución y herramientas del área de probabilidad para describir el tiempo medio de vida ó el tiempo medio hasta la falla de un sistema. El término tiempo medio ó tiempo esperado se relaciona con el valor esperado que toma una variable aleatoria (tiempo) en un experimento estocástico. El tiempo esperado se usa regularmente para describir el tiempo que operará en promedio un sistema y sirve como guía en el diseño y mejora de un sistema. En temas de confiabilidad enfocada a convertidores de electrónica de potencia se resaltan algunos trabajos como [33], que presenta una revisión de los enfoques para el estudio de convertidores y su tiempo de vida desde varios puntos de vista. En [34] se presenta un estudio para un convertidor alimentado en tensión, del cual se realiza el análisis del tiempo medio hasta la falla, y completa el modelo usando información presentada en el *Military Handbook: Reliability Prediction of Electronic*

Equipment [35]. En [36] se propone una función de densidad de distribución variante de la función de densidad exponencial con tasa variante de fallas en lugar de las ya existentes (*Weibull*, gamma). También se tienen trabajos proponiendo modelos estadísticos para los elementos usados en electrónica de potencia como opción al manual militar [37].

De la revisión de la literatura se observa que es viable usar modelos estadísticos para los componentes y realizar un análisis de confiabilidad empleando herramientas del área de probabilidad y procesos estocásticos. Estos análisis son de utilidad en convertidores modulares en los cuales se puede lograr la redundancia de componentes. La redundancia de módulos puede modificar la confiabilidad y por lo tanto el tiempo esperado de vida del sistema. Incluso estos análisis pueden servir como guía para poder seleccionar la mejor configuración y tipo de redundancia de un sistema modular para alargar el tiempo esperado de vida.

1.2. Problemática y justificación de la investigación

Para poder emplear las topologías de convertidores modulares y multinivel alimentadas en corriente en aplicaciones como las descritas en secciones anteriores, se requiere de información detallada de su estructura y operación, como lo es el dimensionamiento de sus elementos, la caracterización del comportamiento conmutado y un modelo que describa adecuadamente su dinámica, entre otros. Por diversos factores como la complejidad operativa, la disponibilidad limitada de fuentes de energía con salida en corriente, y una eficiencia de operación limitada a la disponibilidad de semiconductores bidireccionales en tensión – unidireccionales en corriente, las topologías alimentadas en corriente han tenido un desarrollo más limitado que las topologías alimentadas en tensión. Sin embargo las topologías alimentadas en corriente tienen propiedades operativas muy favorables: funcionamiento natural para limitar la corriente de operación, además de contar con una protección intrínseca contra corto circuito, permitiendo integrar en su funcionamiento fuentes de energía renovables como los paneles solares, cuya estructura natural de operación es el de una fuente de corriente.

Dada las propiedades útiles que tienen los convertidores alimentados en corriente con configuraciones modulares o multinivel para acoplar fuentes de energía renovable, y el creciente interés en su uso, se hace necesario profundizar en su estudio para estructurar un uso correcto en aplicaciones compatibles, generando la teoría que ayude a facilitar la aplicación de dichas topologías, como es la obtención de sus modelos dinámicos, selección y dimensionamiento de componentes, así como el desarrollo de estrategias de control. Por lo tanto, en este trabajo de investigación se plantea profundizar en el estudio de convertidores

alimentados en corriente considerando aspectos de modelado, control y confiabilidad, además de analizar su compatibilidad con sistemas basados en sistemas fotovoltaicos.

1.3. Hipótesis de investigación

Es posible establecer modelos dinámicos para las topologías de convertidores multinivel alimentados en corriente MCSI y MMC que describan su comportamiento ante pérdidas iguales en sus módulos, y realizar una extensión cuando las pérdidas sean similares pero no exactamente iguales. Además es posible diseñar estrategias de control basadas en la propiedad de pasividad del sistema y que aprovechan la estructura Hamiltoniana del modelo; estas estrategias de control deben operar ante escenarios con pérdidas diferentes entre los módulos, y controlar la corriente a la salida del convertidor así como regular las corrientes en los módulos. Es posible establecer un mapeo de correspondencia entre la gráfica $I_{pv} - V_{pv}$ del puerto de entrada con el puerto de salida en corriente alterna en un convertidor multinivel, y con este mapeo estudiar la compatibilidad del convertidor con el sistema fotovoltaico.

1.4. Objetivo

Objetivo general

El objetivo de este trabajo de tesis es analizar topologías de convertidores fuente de corriente multinivel/modulares interconectados a la red eléctrica para aplicaciones de acoplo de fuentes de sistemas fotovoltaicos. Lo anterior involucra el dimensionamiento y propuesta de metodologías para el dimensionamiento de algunos de los elementos pasivos, la obtención de modelos dinámicos que describan el comportamiento de las topologías y el diseño de estrategias de control para los convertidores. Dentro del objetivo también se considera conectar mediante un convertidor modular multinivel alimentado en corriente una sistema de generación basado en paneles fotovoltaicos evaluando su correcta operación.

Alcances y objetivos particulares

- Analizar el inversor multinivel alimentado en corriente MCSI y proponer una forma para dimensionar el inductor de la celda. Analizar el convertidor modular multinivel alimentado en corriente MMC.
-

- Obtener modelos dinámicos que describan a los convertidores en condiciones ideales de comportamiento.
- Diseñar estrategias de control basadas en la propiedad de pasividad para las topologías en estudio.
- Evaluar en simulación al convertidor MMC en lazo cerrado con una fuente ideal de corriente. Evaluar en simulación al convertidor MCSI en lazo cerrado como elemento de acople para un arreglo fotovoltaico con conexión a la red eléctrica. Evaluar mediante un prototipo experimental la conexión de un arreglo fotovoltaico y su compatibilidad.

1.5. Organización del trabajo

El trabajo está organizado de manera que las ideas y teorías usadas se introducen de forma progresiva y natural. Por esta razón en el capítulo dos se comienza analizando las topologías estudiadas así como su estructura de operación y sus restricciones de funcionamiento. Además se presenta el dimensionamiento de los elementos pasivos que componen a los convertidores. En el capítulo tres se retoma parte de la información presentada en el capítulo dos para proponer los modelos dinámicos de los convertidores y se simulan estos evaluando su comportamiento ante diferentes escenarios. El capítulo cuatro retoma los modelos dinámicos para desarrollar estrategias de control para los convertidores, donde estas estrategias se desarrollan usando control basado en pasividad y controles en cascada. En el capítulo cinco se emplea lo desarrollado en los capítulos anteriores para estudiar el uso de la topología MCSI en una aplicación en específico, como es el acople de fuentes de energía renovable basada en generación fotovoltaica, determinando las condiciones para operar en conjunto al convertidor así como al arreglo fotovoltaico. En el capítulo seis se presentan resultados en simulación y experimentales del uso de las topologías trabajando en lazo cerrado; también se presentan resultados de la conexión de un arreglo fotovoltaico mediante el convertidor MCSI a baja potencia.

Capítulo 2

Principio de funcionamiento de topologías de convertidores moduladores alimentados en corriente

En este capítulo se presenta el principio de funcionamiento, dimensionamiento y modelado de los convertidores alimentados en corriente bajo estudio. Parte de la información presentada es original y desarrollada en el proyecto de investigación; otra parte es información reportada por otros autores. La información presentada en este capítulo sirve también para entender que tareas puede realizar el convertidor.

2.1. Principio de funcionamiento topología MCSI

La topología del *Multilevel Current Source Inverter* (MCSI) se muestra en la figura 2.1. Se observa que el convertidor se compone de celdas, donde las celdas son convertidores monofásicos alimentados en corriente como se muestra en la figura 2.2. Cada celda se conecta a través de inductores, uno superior L_{hk} y uno inferior L_{lk} . Una de las características de los inductores es que permiten dividir la corriente entre las celdas y así reducir el estrés en corriente que soporta cada una. Esta condición donde la corriente de las celdas se divide de forma equitativa se denomina condición balanceada. La condición donde la corriente no se divide de forma equitativa se considera como condición no balanceada de operación, de la cual se profundiza posteriormente, en la sección del modelado.

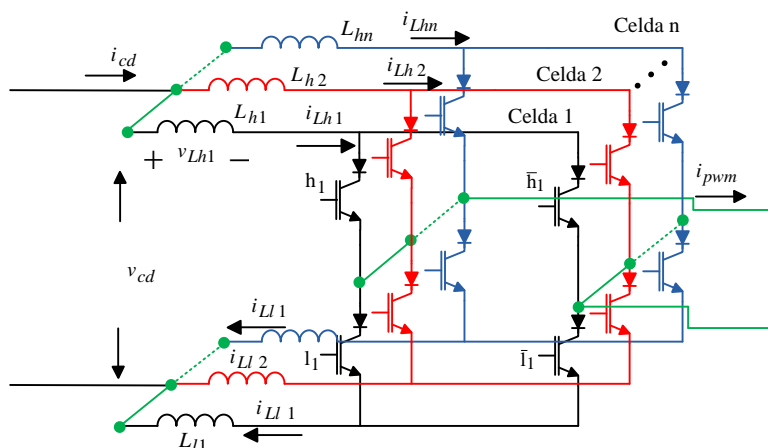


Figura 2.1. Topología de inversor multinivel en corriente (MCSI) con n celdas.

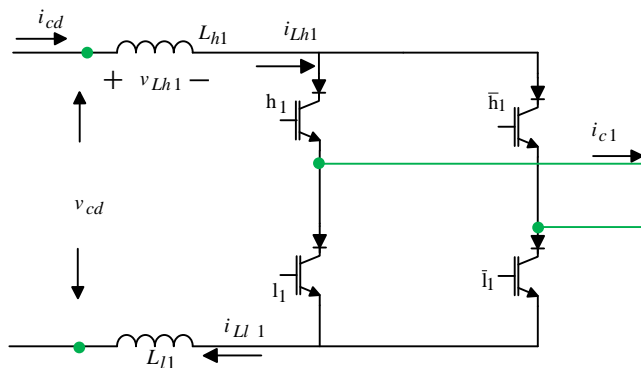


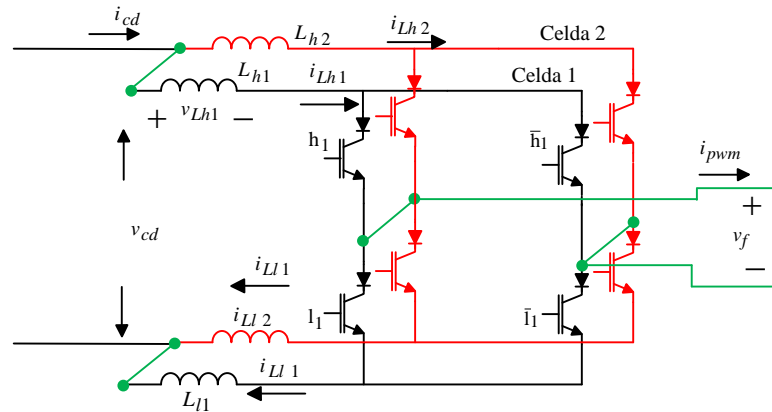
Figura 2.2. Celda del inversor multinivel en corriente.

El principio de funcionamiento de cada celda es la de un convertidor alimentado en corriente convencional, donde la salida de corriente se puede representar con la Tabla de estados 2.1.

Tabla 2.1. Combinaciones de estados de operación permitidos en una celda.

h_1	l_1	i_{c1}
0	0	0
0	1	$-i_{LL1}$
1	0	i_{LL1}
1	1	0

Cada celda tiene estados no permitidos que producen desde condiciones anómalas hasta fallas en los dispositivos debido a una sobre tensión generada por una condición de trayectoria de corriente abierta. El MCSI tiene estados no permitidos que incluyen los estados no permitidos de cada celda. Partiendo del caso con una sola celda se muestra el convertidor de dos celdas en la figura 2.3, y en la Tabla 2.2 se presenta la combinación de estados permitidos.

**Figura 2.3.** MCSI con dos celdas.

A partir de la Tabla 2.2 y considerando sólo los estados permitidos (estados que no ocasionan fallas), la corriente de salida i_{pwm} puede presentar múltiples niveles dependiendo de cuales interruptores se accionen; lo anterior se sintetiza en la ecuación (2.1). La selección de los interruptores que operan será trabajo de la señal proveniente del esquema de conmutación, buscando optimizar el contenido armónico de la corriente de salida. De la tabla también se observa qué efecto tiene la tensión del bus de CD y la tensión a la salida del convertidor en la tensión en el inductor L_{hk}/l_k dadas las combinaciones de los interruptores, obteniéndose la ecuación (2.2), donde n representa el número de celdas.

Tabla 2.2. Combinaciones de estados permitidos MCSI.

h_1	h_2	l_1	l_2	i_{pwm}
0	0	0	0	0
0	0	0	1	$-i_{Ll2}$
0	0	1	0	$-i_{Ll1}$
0	0	1	1	$-i_{cd}$
0	1	0	0	i_{Lh2}
0	1	0	1	$i_{Lh2} - i_{Ll2}$
0	1	1	0	$i_{Lh2} - i_{Ll1}$
0	1	1	1	$-i_{Lh1}$
1	0	0	0	i_{Lh1}
1	0	0	1	$i_{Lh1} - i_{Ll2}$
1	0	1	0	$i_{Lh1} - i_{Ll1}$
1	0	1	1	$-i_{Lh2}$
1	1	0	0	i_{cd}
1	1	0	1	i_{Ll1}
1	1	1	0	i_{Ll2}
1	1	1	1	0

$$i_{pwm} = (i_{Lh1}(h_1 - \bar{h}_1) + i_{Lh2}(h_2 - \bar{h}_2) - i_{Ll1}(l_1 - \bar{l}_1) - i_{Ll2}(l_2 - \bar{l}_2)) \frac{1}{2} \quad (2.1)$$

$$v_{Lh1} = - \left[(n-1)(h_1 - \bar{h}_1) - (h_2 - \bar{h}_2) \right] \frac{v_f}{2n} \quad (2.2)$$

2.2. Dimensionamiento elementos MCSI

Los elementos que se consideran para su dimensionamiento son los inductores $L_{hk/lh}$ de las celdas así como la selección de los interruptores h_k , l_k que la componen. En el caso de

los inductores se dimensionan para que mantengan una corriente sin oscilaciones, siendo necesario determinar el origen de estas oscilaciones. Examinando la ecuación (2.2), se aprecia que la tensión en los inductores está asociada a la conmutación de todos los interruptores. El análisis ahora se enfoca en un sólo inductor, puesto que el resto de inductores presenta un comportamiento similar. Se considera que se usa un esquema de conmutación *Phase Disposal Pulse Width Modulation* (PDPWM) [38] donde cada celda conmuta bajo un esquema de conmutación *Pulse Width Modulation* (PWM) y las triangulares (portadoras) de cada celda están desfasadas $360/n$ grados entre ellas [39], [40]. El espectro armónico de esta estrategia de modulación está ampliamente caracterizado y reportado en la literatura. En la ecuación (2.3) se representa el contenido armónico asociado a las señales de conmutación de los interruptores h_k, \bar{h}_k asumiendo un comportamiento complementario. La primer sumatoria asociada a m en la ecuación representa el grupo de armónicos y la sumatoria asociada a j describe las bandas de cada grupo de armónicos. Se denominan bandas de armónicos por que en gráficas de descomposición en series de Fourier estos armónicos se presentan en pares y a los lados de un armónico central.

$$h_k = \frac{1}{2} + \frac{M}{2} \cos(w_0 t + \phi_0) + \sum_{m=1}^{\infty} \sum_{j=-\infty}^{\infty} C_{mj} \cos [m(w_c + \phi_{ck}) + j(w_0 t + \phi_0)] \quad (2.3)$$

$$C_{mj} = \frac{2}{m\pi} \operatorname{sen}\left(\frac{\pi}{2}\right) J_j\left(mM\frac{\pi}{2}\right)$$

$$J_j(x) = \sum_{m=1}^{\infty} (-1)^m \frac{x^{j+2m}}{2^{j+2m} m! (j+m)!}$$

En (2.3) la función $J_j(x)$ es la función de Bessel de primer tipo. Si se define en h_k a los términos asociados a las componentes de baja frecuencia como a y a los términos de alta frecuencia como b_k , entonces se tiene:

$$a = \frac{M}{2} \cos(w_0 t + \phi_0) \quad (2.4)$$

$$b_k = \sum_{m=1}^{\infty} \sum_{j=-\infty}^{\infty} C_{mj} \cos [m(w_c + \phi_{ck}) + j(w_0 t + \phi_0)] \quad (2.5)$$

Y h_k se puede expresar como:

$$h_k = \frac{1}{2} + a + b_k \quad (2.6)$$

Considerando que \bar{h}_k es el complemento de h_k , se define:

$$\bar{h}_k = \frac{1}{2} - a - b_k \quad (2.7)$$

Una expresión de utilidad es:

$$h_k - \bar{h}_k = 2a + 2b_k \quad (2.8)$$

Con las consideraciones anteriores se puede expresar la tensión v_{Lhk} del inductor mediante la ecuación (2.9), donde las señales se muestran en la figura 2.3.

$$\begin{aligned} v_{Lhk} &= - \left[-(2a + 2b_1) - \dots + (n-1)(2a + 2b_k) - (2a + 2b_{k+1}) - (2a + 2b_n) \right] \frac{v_f}{2n} \\ v_{Lhk} &= - \left[-2b_1 - \dots - 2b_{k-1} + (n-1)(2b_k) - 2b_{k+1} - \dots - 2b_n \right] \frac{v_f}{2n} \\ v_{Lhk} &= - \left[(n)(2b_k) - p \right] \frac{v_f}{2n} \end{aligned} \quad (2.9)$$

Donde v_f representa la tensión de salida del convertidor MCSI y el término p representa $\sum_{k=1}^n 2b_k$. Como se puede observar el término p de la expresión está bajo una modulación por multi-portadora por lo que sólo tiene términos a una frecuencia de $\frac{n-1}{2}f_{sw}$. Entonces el contenido armónico de más baja frecuencia en la tensión v_{Lhk} se representa como:

$$v_{Lhk} = - \left[(n)(2b_k) \right] \frac{v_f}{2n} = -(b_k)v_f \quad (2.10)$$

El primer grupo de armónicos en b_k es el que contribuye más a las oscilaciones en la corriente i_{Lhk} del inductor, debido a que son los de más baja frecuencia, ya que el segundo grupo de armónicos está a una frecuencia de $2f_{sw}$. El análisis para dimensionar el valor del inductor L_{hk} se enfoca en el primer grupo de armónicos. Si se resuelven las ecuaciones (2.5) para el contenido armónico y tomando sólo las primeras 4 bandas por ser las de magnitud significativa, $j = \{-4, -3, -2, -1, 0, 1, 2, 3, 4\}$, del primer grupo de armónicos con $m = 1$. Se considera un índice de modulación $M = 1$, puesto que es el caso donde los armónicos presentan mayor magnitud. Con las consideraciones anteriores se encuentra la expresión (2.11). Para que la expresión quede en términos de la frecuencia de red w_0 se utiliza el índice m_f , el cual es la

relación entre la frecuencia de la moduladora y la portadora.

$$v_{Lhk} = [0.3\cos(m_f * w_0t + \phi_c) - 0.159\cos((mf + 2)w_0t + 2\phi_0 + \phi_c)] v_f \\ + [-0.159\cos((mf - 2)w_0t - 2\phi_0 + \phi_c)] v_f \quad (2.11)$$

Donde los valores de los coeficientes en la expresión 2.11 son la magnitud de los armónicos, que se obtienen solucionando la ecuación de Bessel $J_j(x)$ mostrada en la ecuación 2.3. La corriente en el inductor se expresa como la suma de un término constante I_{hLk} más un término oscilante Δi_{Lhk}

$$v_{Lhk} = L_{hk} \frac{di_{Lhk}}{dt} = L_{hk} \frac{d(\Delta i_{Lhk} + I_{hLk})}{dt} = L_{hk} \frac{d\Delta i_{Lhk}}{dt} \quad (2.12)$$

Considerando que el término oscilante de la corriente en el inductor Δi_{Lhk} es la integral de la expresión anterior, se puede encontrar Δi_{Lhk} . Para un mejor manejo se incluye la tensión en terminales del convertidor $v_f = v_{fpk} \text{sen}(w_0t + \phi)$ en la expresión del rizo Δi_{Lhk} obteniéndose:

$$L_{hk}\Delta i_{Lhk} = \left[\frac{0.23}{w_0(m_f + 1)} \cos(m_f w_0t + w_0t + \phi) + \frac{0.23}{w_0(m_f - 1)} \cos(m_f w_0t - w_0t - \phi) \right] v_{fpk} \\ + \left[\frac{0.08}{w_0(m_f + 3)} \cos(m_f w_0t + 3w_0t + 3\phi) \right] v_{fpk} \\ + \left[\frac{0.08}{w_0(m_f - 3)} \cos(m_f w_0t - 3w_0t - 3\phi) \right] v_{fpk} \quad (2.13)$$

Los coeficientes de la expresión 2.13 se obtienen al desarrollar el producto de cada armónico por la tensión v_f . Si se toma el peor caso posible que ocurre cuando todas las sinusoidales en la expresión (2.13) se suman en magnitud, esto equivale a sumar el valor pico de los armónicos. Entonces se tiene que para un Δi_L seleccionado existe un valor de L_{hk} dependiente de la frecuencia de conmutación y la tensión de red expresado por:

$$\Delta i_{Lhkmax} \geq \left[\frac{0.62m_f^3 - 4.3m_f}{w_0m_f^4 - 10w_0m_f^2 + 9w_0} \right] \frac{v_{fpk}}{L_{hk}} \quad (2.14)$$

Este método de dimensionamiento es en condiciones balanceadas; en condiciones no balanceadas la formulación es más compleja. La dificultad en la formulación se debe a que se tiene que conocer la diferencia entre las corrientes de las celdas del convertidor, y también se debe conocer cómo impactará esta diferencia en las señales de modulación. La complejidad radica en que existen múltiples algoritmos para el balance de estados en convertidores multinivel donde cada uno actúa de forma diferente. Esto se traduce en que en la expresión (2.14) se debe añadir un término u_{dif} a frecuencia de red que es el resultado de la diferencia entre moduladoras como se muestra en la ecuación (2.15).

$$\Delta i_{Lhkmax} \geq \left[|u_{dif}| + \frac{0.62m_f^3 - 4.3m_f}{w_0m_f^4 - 10w_0m_f^2 + 9w_0} \right] \frac{v_{fpk}}{L_{hk}} \quad (2.15)$$

Donde $|u_{dif}|$ es la magnitud pico de la diferencia entre las moduladoras ocasionado por el algoritmo de balance.

Para la selección de los interruptores de cada celda se analiza cuanta corriente deben conducir y la tensión de bloqueo. En cuanto a la corriente que conduce el interruptor h_k es igual a la corriente del inductor de la celda como se muestra en:

$$i_{hk} = i_{Lhk} \quad (2.16)$$

Debe tomarse en cuenta que en condiciones balanceadas la corriente de cada inductor es igual a $i_{Lhk} = i_{cd}/n$. La tensión máxima \hat{v}_{hk} que bloquea el interruptor h_k es la tensión de CA en terminales del convertidor MCSI como se muestra en:

$$\hat{v}_{hk} = v_{fpk} \quad (2.17)$$

2.3. Principio de funcionamiento MMC

Este convertidor (Figura 2.4) tiene una construcción modular, donde cada módulo puede estar compuesto por diferentes tipos de convertidores como se muestra en la Figura 2.5. Cada módulo tiene diferentes propiedades dependiendo de la región operativa en la que se trabaje. La ventaja de los módulos de tipo medio puente con respecto a los otros es el número de interruptores que emplea. La única desventaja que tiene es la región en que opera (corriente

positiva y tensión bipolar), pero el convertidor completo aún sigue siendo capaz de operar de forma bidireccional.

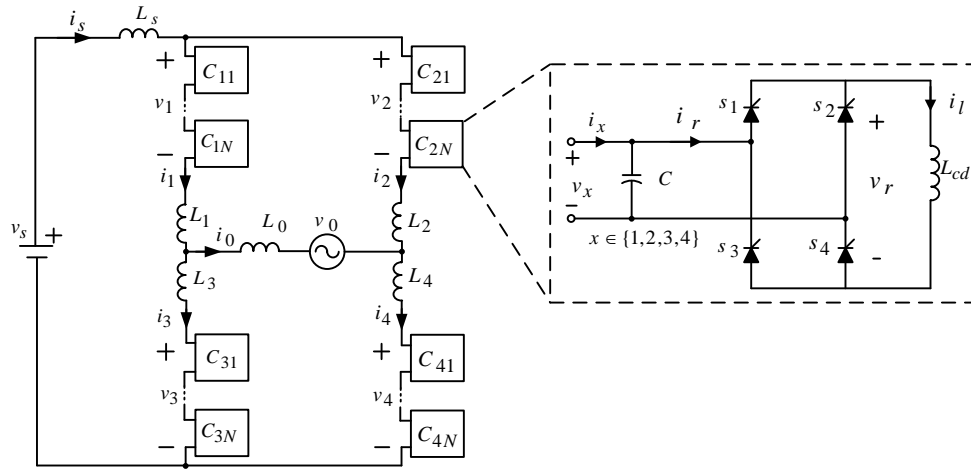


Figura 2.4. Topología de convertidor alimentado en corriente modular multinivel (MMCSC).

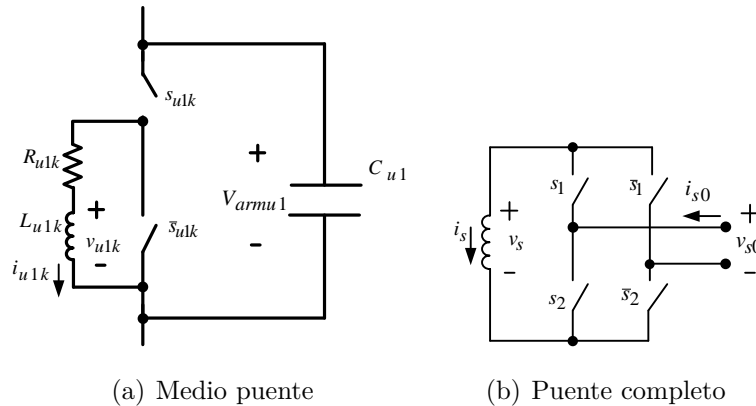


Figura 2.5. Módulos usados en topología MMCSC.

En la Figura 2.6 se muestra la estructura de un convertidor modular multinivel usando módulos de tipo medio puente, lo cual es una modificación a las estructuras típicas de convertidores modulares como se muestra en la Figura 2.4. El principio de funcionamiento del MMC mediante módulos medio puente, es la conexión y desconexión de los módulos para generar una salida multinivel. La conexión y desconexión de los módulos se realiza mediante los interruptores asociados a cada módulo (s_{u1k} y \bar{s}_{u1k} en la figura 2.6) y que funcionan de forma complementaria: la corriente i_{armu1} asociada a cada conexión de módulos estará dada por la expresión (2.18); dicha expresión queda en función de la corriente del bus de CD i_{cd} y los interruptores del conjunto de módulos (en este caso los módulos en la parte superior

izquierda en el MMC con medios puente).

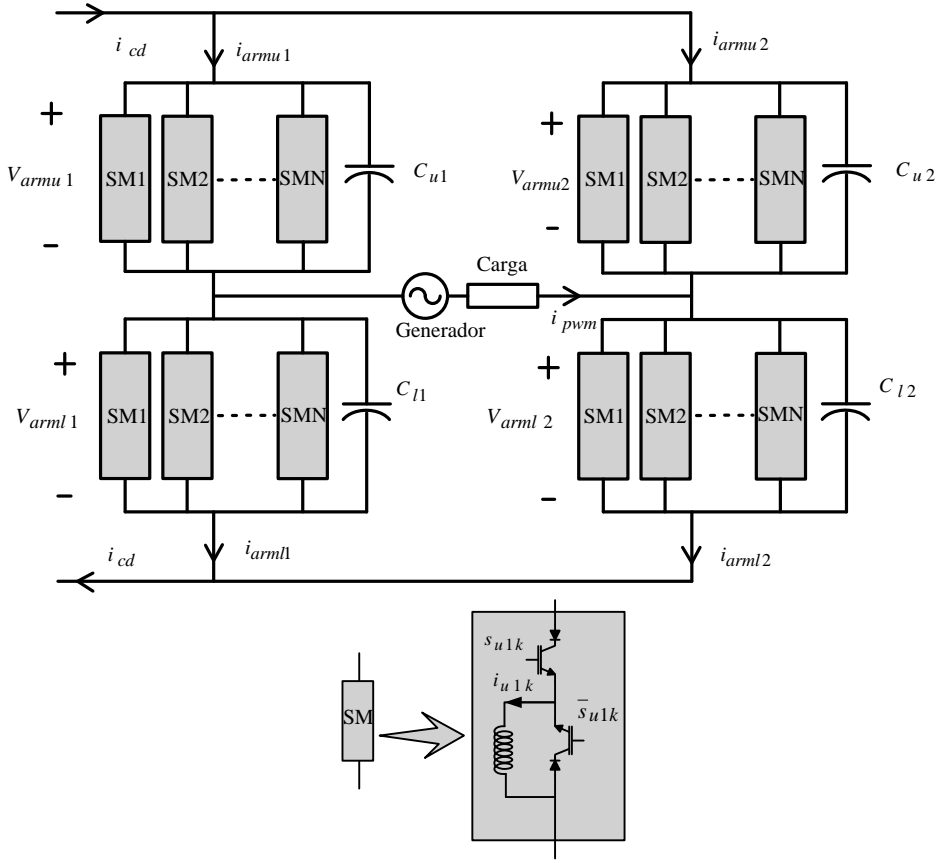


Figura 2.6. MMCSC con módulos medio puente.

$$i_{armu1} = \sum_{k=1}^n s_{u1k} \frac{i_{dc}}{n} \quad (2.18)$$

$$s_{u1k} = 0, 1 \quad (2.19)$$

Si de la expresión anterior se asume que las componentes de baja frecuencia de las señales de conmutación s_{u1k} son iguales entonces en baja frecuencia la siguiente expresión es correcta:

$$i_{armu1} = i_{cd} s_{u1k} = i_{cd} \left[\frac{1}{2} + \frac{m}{2} \text{sen}(w_0 t + \phi_m) \right] \quad (2.20)$$

La topología depende de la conexión en H de los módulos, donde la corriente de salida de cada grupo de módulos $i_{armu1}, i_{armu2}, i_{arml1}, i_{arml2}$ en cada una de las ramas se escoge para tener

un contenido armónico específico. Este contenido armónico en $i_{armu1}, i_{armu2}, i_{arml1}, i_{arml2}$ se desea que tenga componentes a frecuencia de red y una componente de CD de las cuales la carga solo “ve” la componente a frecuencia de red, como se muestran en la Figura 2.7.

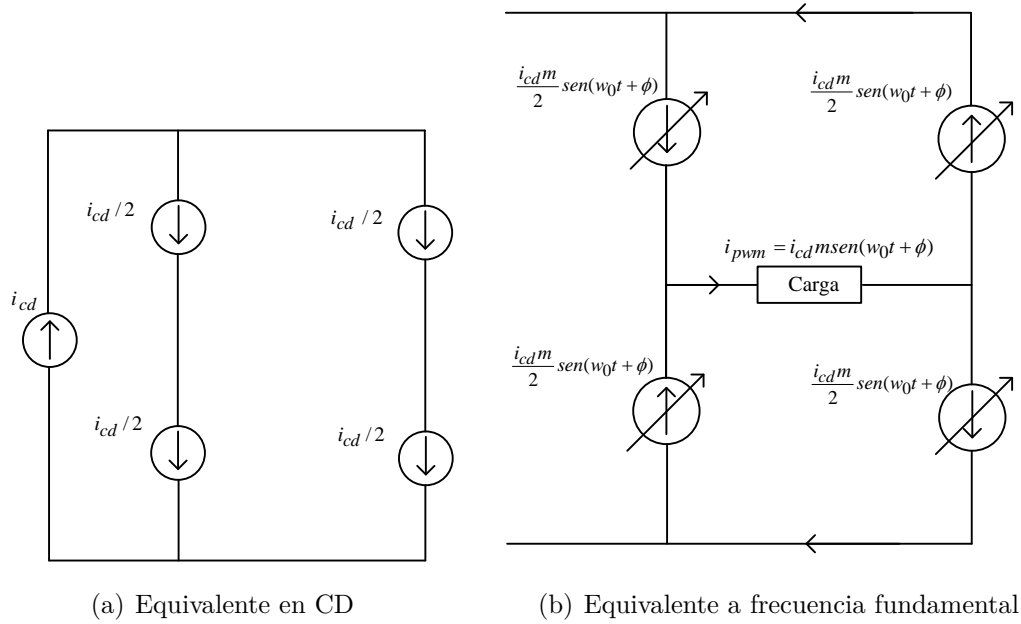


Figura 2.7. Equivalente por superposición del contenido armónico en $i_{armu1}, i_{armu2}, i_{arml1}, i_{arml2}$.

De esta forma la corriente en la carga es:

$$i_{pwm} = \frac{i_{cd}}{2} + \frac{mi_{cd}}{2} \text{sen}(w_0t + \phi) - \frac{i_{cd}}{2} - \frac{mi_{cd}}{2} \text{sen}(w_0t + \phi + \pi)$$

$$i_{pwm} = mi_{cd} \text{sen}(w_0t + \phi) \quad (2.21)$$

Retomando la expresión (2.20) falta agregar un término $I_{2f} \text{sen}(2w_0t + \phi_2)$ al doble de la frecuencia de red, el cual es producto de analizar la dinámica de cada módulo siguiendo la figura 2.8.

Del análisis de la celda se puede ver que la tensión en terminales del inductor depende del producto de la señal de conmutación s_{u1k}, \bar{s}_{u1k} y la tensión V_{armu1} . Como la señal de conmutación y la tensión V_{armu1} tienen componentes a frecuencia de red, su producto tendrá una componente al doble de la frecuencia de red; lo que se refleja en el término al doble de la

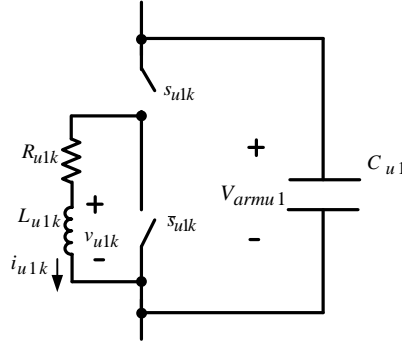


Figura 2.8. Malla considerando una celda.

frecuencia en la corriente del módulo $I_{2f} \text{sen}(2\omega_0 t + \phi_2)$.

Igual que en la topología anterior, se puede modificar el contenido armónico de las corrientes y por lo tanto la corriente en la carga utilizando estrategias de modulación específicas, lo que le da las características de modularidad y salida con múltiples niveles de corriente bajo esquemas de modulación por multiportadora.

Como el convertidor es alimentado por una fuente de corriente ideal i_{cd} , la tensión en terminales del bus de CD varía dependiendo de las condiciones de operación del convertidor. Se tiene que analizando la malla del bus que involucra cualquiera de las ramas del convertidor MMC se obtiene la expresión:

$$v_{cd} = V_{armu1} + V_{arml1} = V_{armu2} + V_{arml2} \quad (2.22)$$

Si ahora se analizan las mallas que involucran la tensión en la carga/red con las ramas del MMC, como se muestra en la figura 2.9, se obtienen las expresiones:

$$v_{ca} = V_{armu1} + V_{armu2} = V_{arml1} + V_{arml2} \quad (2.23)$$

De las expresiones anteriores se puede observar que V_{armu1} , V_{armu2} , V_{arml1} y V_{arml2} se componen de términos en CD y términos oscilantes a frecuencia de red teniéndose las expresiones:

$$V_{armu1} = V_{armu2} = \frac{v_{cd}}{2} [1 - m \text{sen}(\omega_0 t + \phi)] \quad (2.24)$$

$$V_{arml1} = V_{arml2} = \frac{v_{cd}}{2} [1 + m \text{sen}(\omega_0 t + \phi)] \quad (2.25)$$

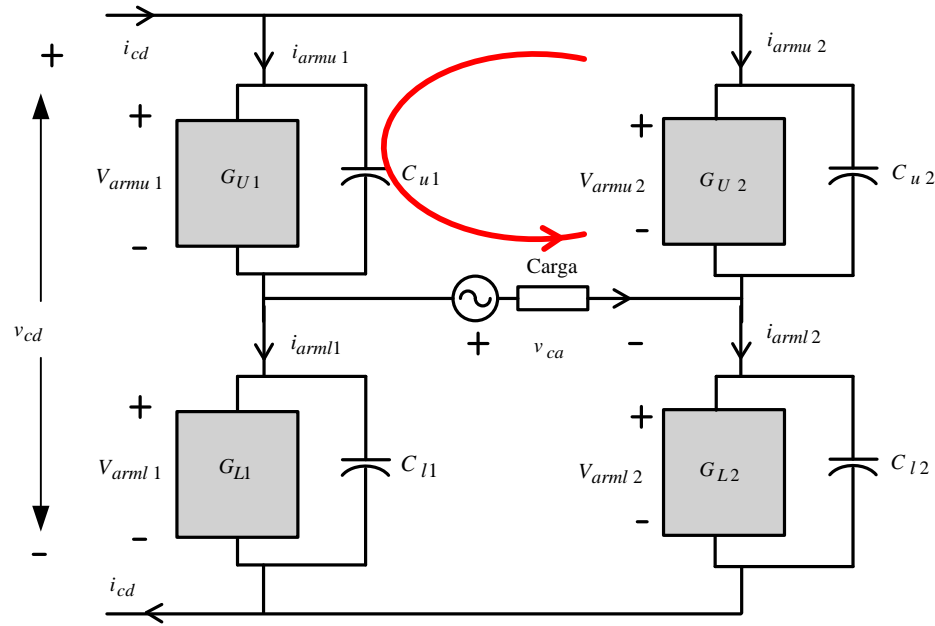


Figura 2.9. Malla considerando la tensión en los condensadores.

Una característica a resaltar es que debido al funcionamiento complementario del grupo de módulos de las ramas derecha e izquierda (superior e inferior), debe operar con el mismo número de módulos en cada grupo. Entonces si un módulo falla de un grupo de módulos, el resto de grupos de módulos debe dejar sin operación ciertos módulos aunque no fallaron. Esto para operar correctamente y mantener un contenido armónico aceptable.

2.4. Dimensionamiento elementos MMC

Los elementos considerados para el dimensionamiento del convertidor MMC son los inductores e interruptores de cada celda medio puente, así como los condensadores de cada grupo de módulos. El método de diseño de los inductores de las celdas se realiza usando la metodología reportada en [2]. La metodología usada para dimensionar los condensadores es material original.

En el caso de los inductores se dimensionan mediante la energía que queda almacenada en los mismos. Los módulos se agrupan en cuatro grupos: los módulos conectados en la parte superior de la rama izquierda G_{U1} , los de la parte inferior de la rama izquierda G_{L1} , los de la parte superior de la rama derecha G_{U2} y los de la rama inferior izquierda G_{L2} . Para obtener la potencia instantánea en el grupo de módulos G_{U1} se examina la corriente y tensión del

conjunto de módulos mediante las expresiones:

$$i_{armu} = \frac{i_{cd}}{2} + \frac{mi_{cd}}{2} \text{sen}(w_0t) + I_{2f} \text{sen}(2w_0t + \phi_2) \quad (2.26)$$

$$v_{armu} = \frac{v_{dc}}{2}(1 - m \text{sen}(w_0t + \phi)) \quad (2.27)$$

Lo mismo con la corriente y tensión del conjunto de módulos G_{L1} expresado en:

$$i_{arml} = \frac{i_{cd}}{2} - \frac{mi_{cd}}{2} \text{sen}(w_0t) + I_{2f} \text{sen}(2w_0t + \phi_2) \quad (2.28)$$

$$v_{arml} = \frac{v_{dc}}{2}(1 + m \text{sen}(w_0t + \phi)) \quad (2.29)$$

$$(2.30)$$

Con v_{cd} igual a la tensión en terminales del bus de CD del convertidor, m la magnitud de la moduladora e I_{2f} la magnitud del término al doble de la frecuencia de red en la corriente i_{armu} . La tensión v_{cd} varía con la potencia entregada a la carga/red. Haciendo el producto de corriente y tensión en cada grupo de módulos se obtiene la potencia instantánea:

$$p_{armu} = \frac{v_{cd}i_{cd}}{4} \left(1 - m \text{sen}(w_0t + \phi) + m \text{sen}(w_0t) - \frac{m^2 \cos(\phi)}{2} + \frac{m^2 \cos(2w_0t + \phi)}{2}\right) + \frac{I_{2f}V_{dc}}{2} (\text{sen}(2w_0t + \phi_2) - \frac{m}{2} \cos(w_0t + \phi_2 - \phi) + \frac{m}{2} \cos(3w_0t + \phi_2 + \phi)) \quad (2.31)$$

$$p_{arml} = \frac{v_{cd}i_{cd}}{4} \left(1 + m \text{sen}(w_0t + \phi) - m \text{sen}(w_0t) - \frac{m^2 \cos(\phi)}{2} + \frac{m^2 \cos(2w_0t + \phi)}{2}\right) + \frac{I_{2f}V_{dc}}{2} (\text{sen}(2w_0t + \phi_2) + \frac{m}{2} \cos(w_0t + \phi_2 - \phi) - \frac{m}{2} \cos(3w_0t + \phi_2 + \phi)) \quad (2.32)$$

Donde p_{armu} es la potencia instantánea producto de i_{armu} con v_{armu} . Sumando las potencias instantáneas p_{armu} y p_{arml} en una rama e integrando la expresión con respecto al tiempo se obtiene la energía por rama en el caso monofásico. Como se asumen elementos iguales en ambas ramas, la otra rama tendrá la misma energía asociada.

$$p_r = p_{armu} + p_{arml} = \frac{v_{cd}i_{cd}}{4} (2 - m^2 \cos(\phi) + m^2 \cos(2w_0t + \phi)) + v_{cd}I_{2f} \text{sen}(2w_0t + \phi_2) \quad (2.33)$$

$$E = v_{cd}i_{cd}t/2 - \frac{v_{cd}i_{cd}m^2}{4} \text{sen}(\phi)t + \frac{v_{cd}i_{cd}m^2}{8w_0} \text{sen}(2w_0t + \phi) - \frac{v_{cd}I_{2f}}{2w_0} \cos(2w_0t + \phi_2) \quad (2.34)$$

$$\Delta E = \frac{v_{cd}i_{cd}m^2}{8w_0} \text{sen}(2w_0t + \phi) - \frac{v_{cd}I_{2f}}{2w_0} \cos(2w_0t + \phi_2) \quad (2.35)$$

Siendo ΔE la energía oscilante en E . Recordando que I_{2f}, ϕ_2 son el valor pico y ángulo del término al doble de la frecuencia de red en la corriente cada uno de los módulos. Se

puede encontrar otra expresión para la energía oscilante en el convertidor MMC tomando la corriente que circula a través de cada uno de los inductores en los módulos y expresado por:

$$i_{Lu} = \frac{i_{armu} + i_{arml}}{n}$$

$$i_{Lu} = (i_{cd} + 2I_{2f} \text{sen}(2w_0t + \phi_2)) \frac{1}{n} \quad (2.36)$$

$$(2.37)$$

Y aplicando la fórmula de energía en un inductor $L_u i_{Lu}^2/2$, se encuentra la energía total en los inductores de una rama (sin considerar pérdidas) expresado en:

$$E = nL_u i_{Lu}^2$$

$$= \frac{(i_{cd})^2 L_u}{n} + \frac{2L_u (I_{2f})^2}{n} - \frac{2L_u (I_{2f}^2)}{n} \cos(4w_0t + 2\phi_2) + \frac{4L_u i_{cd} I_{2f}}{n} \text{sen}(2w_0t + \phi_2) \quad (2.38)$$

Los valores de I_{2f} y ϕ_2 se encuentran comparando las dos expresiones que describen la energía oscilante al doble de la frecuencia en el convertidor incluidas en las expresiones (2.34) y (2.38) como se muestra en la siguiente ecuación:

$$\frac{v_{cd} i_{cd} m^2}{8w_0} \text{sen}(2w_0t + \phi) - \frac{v_{cd} I_{2f}}{2w_0} \cos(2w_0t + \phi_2) = \frac{4L_u i_{cd} I_{2f}}{n} \text{sen}(2w_0t + \phi_2) \quad (2.39)$$

Resolviendo la ecuación anterior usando fasores y con una rotación del marco de referencia alineándose con ϕ_2 sólo para la frecuencia $2w_0$, lo que resulta en $\phi_3 = \phi - \phi_2$, y se obtienen las expresiones:

$$\frac{v_{cd} i_{cd} m^2}{8w_0} \text{sen}(\phi_3) + \frac{v_{cd} I_{2f}}{2w_0} \text{sen}\left(-\frac{\pi}{2}\right) = \frac{4L_u i_{cd} I_{2f}}{n} \text{sen}(0) \quad (2.40)$$

$$\frac{v_{cd} i_{cd} m^2}{8w_0} \cos(\phi_3) + \frac{v_{cd} I_{2f}}{2w_0} \cos\left(-\frac{\pi}{2}\right) = \frac{4L_u i_{cd} I_{2f}}{n} \cos(0) \quad (2.41)$$

De la ecuación (2.40) se puede obtener:

$$0 \leq I_{2f} = \frac{i_{cd} m^2}{4} \text{sen}(\phi_3) \leq \frac{i_{cd}}{4} \quad (2.42)$$

Resolviendo (2.40) y (2.41) para el valor de ϕ_2 se obtiene

$$\phi_2 = \phi - \tanh\left(\frac{8w_0 L_u}{n v_{cd}}\right) \leq \phi - \frac{\pi}{2} \quad (2.43)$$

Entonces se puede acotar el término ΔE en la ecuación (2.35) usando las cotas para I_{2f} y ϕ_2 obteniéndose:

$$\Delta E \leq \frac{v_{cd} \dot{i}_{cd}}{4w_0} \quad (2.44)$$

Retomando la expresión de energía almacenada en los inductores del convertidor $nL_u \dot{i}_{L_u}^2$ pero sustituyendo $i_{L_u} = \bar{i}_{L_u} + \Delta i_{L_u}$ se puede generar la siguiente expresión:

$$\Delta E = nL_u (\Delta i_{L_u}^2 + 2i_{L_u} \Delta i_{L_u}) \quad (2.45)$$

Despejando L_u de la expresión anterior se obtiene:

$$L_u = \frac{\Delta E}{n(\Delta i_{L_u}^2 + 2i_{L_u} \Delta i_{L_u})} \quad (2.46)$$

Si de la expresión anterior se usa el peor caso para ΔE se puede obtener:

$$L_u = \frac{v_{cd} \dot{i}_{cd}}{4w_0 n (\Delta i_{L_u}^2 + 2i_{L_u} \Delta i_{L_u})} \quad (2.47)$$

Esta expresión da como resultado un valor de inductancia L_u usando como datos el rizo deseado Δi_{L_u} , así como el número de módulos n y de forma indirecta la potencia procesada por el convertidor $v_{cd} \dot{i}_{cd}$.

Para la selección del condensador $C_{u1/u2}$ que sirve como acoplo de los módulos se considera el funcionamiento del grupo de módulos G_{U1} y del grupo de módulos G_{U2} . El funcionamiento complementario de ambos grupos de módulos se puede expresar mediante el término:

$$N_{armu1} i_{L_u} + N_{armu2} i_{L_u} - i_{dc} = 0 \quad (2.48)$$

Donde N_{armu1} y N_{armu2} son el número de módulos activos en un instante dado de tiempo. La suma de la corriente de ambas ramas es igual a la corriente del bus de CD i_{cd} . Para completar la expresión anterior se debe incluir la corriente en los condensadores $C_{u1/u1}$. Donde la tensión en el condensador $C_{u1/u2}$ a frecuencia de red está influenciada por la tensión de malla presentada en la figura 2.9, y se observa que la tensión en la carga se distribuye entre los condensadores. La relación entre la corriente y la tensión de un condensador lleva a la expresión (2.49), que incluye el efecto de la corriente en los condensadores en la corriente de las celdas

$$i_{u1} = N_{armu1}i_{Lu} + N_{armu2}i_{Lu} - i_{dc} + C_{u1}\frac{dv_{ca}/2}{dt} = C_{u1}\frac{dv_{u1}}{dt} \quad (2.49)$$

Donde el término v_{ca} está asociado a la tensión en terminales del convertidor (tensión en alterna a frecuencia de red) dividida por el número de condensadores en la parte superior de las ramas. El condensador $C_{u1/u2}$ se acota para disminuir el valor pico de la corriente $i_{cu1/u2}$, el cual como se observa en la ecuación (2.49) afectará a la corriente en los módulos.

$$\hat{i}_{u1} = C_{u1}w_0\frac{v_{capk}}{2} \quad (2.50)$$

Como se observa, si el valor del condensador se incrementa y se considera que la tensión v_{ca} tiene un régimen permanente (oscilante a frecuencia de red), la corriente en el condensador incrementará y afectará a la corriente de los módulos.

En cuanto a los interruptores estos conducen una corriente i_{su1k} igual a la corriente del inductor del módulo al que pertenecen, lo que se expresa en:

$$i_{su1k} = i_{u1k} \quad (2.51)$$

que en condiciones ideales tendrá un valor i_{dc}/n con un rizo asociado. La tensión de bloqueo de los interruptores v_{su1k} se analiza cuando no está en conducción; como estos se conectan en paralelo al respectivo condensador $C_{u1/u2}$, se obtiene el valor máximo el cual estará dado por:

$$v_{su1k} = v_{cd} \quad (2.52)$$

De acuerdo a la expresión 2.25.

2.5. Simulaciones

A continuación se dimensionan elementos de los convertidores usando las expresiones y metodología de este capítulo; posteriormente se realizan simulaciones con los mismos parámetros del dimensionamiento y se comparan los resultados. La comparación de resultados muestra si es adecuada la selección de los elementos siguiendo las metodologías desarrolladas.

2.5.1. Simulaciones MCSI

En la selección del inductor $L_{hk/lk}$ de las celdas del convertidor MCSI, se toma como caso de ejemplo el indicado en la Tabla 2.3.

Tabla 2.3. Parámetros dimensionamiento MCSI.

Elemento	Valor
Corriente en el bus i_{cd}	150 A
Tensión en terminales del convertidor v_c	$127\sqrt{2}V$
w_0	120π rad/s
Número de celdas n	3
Frecuencia de conmutación f_s	1200 Hz
Índice de modulación m_f	20
Rizo propuesto Δi_{Lhk}	$2 \times 2A$
Inductor resultante $L_{hk/lk}$	7.5mH

Como primer caso se simula al convertidor MCSI en Psim bajo las condiciones de la Tabla 2.3 y con un ángulo de 90° entre la tensión v_c y la señal de modulación del convertidor. La figura 2.10 muestra la corriente i_{Lh1} en el inductor de una celda, con un acercamiento que se muestra en la figura 2.11. La figura 2.12 muestra el valor absoluto del rizo en la corriente i_{Lh1} , el cual se obtiene de restar el valor en CD y de este se calcula el valor absoluto. Como se observa en 2.12 el rizo alcanza un valor de 2.2A.

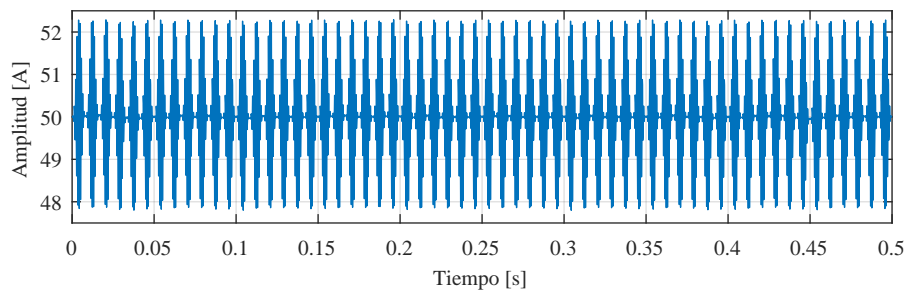


Figura 2.10. Corriente i_{Lh1} en una celda.

El siguiente caso se simula bajo las mismas condiciones que el caso anterior, pero modificando el ángulo entre la tensión v_c y la señal de modulación a 0° . La figura 2.13 muestra la corriente i_{Lh1} en el inductor de una celda. La figura 2.14 muestra el valor absoluto del rizo en la corriente i_{Lh1} ; el cual se obtiene de restar el valor de CD en la corriente i_{Lh1} . Se observa que el rizo alcanza un valor de 1A. Lo anterior demuestra que el rizo varía conforme el ángulo entre la

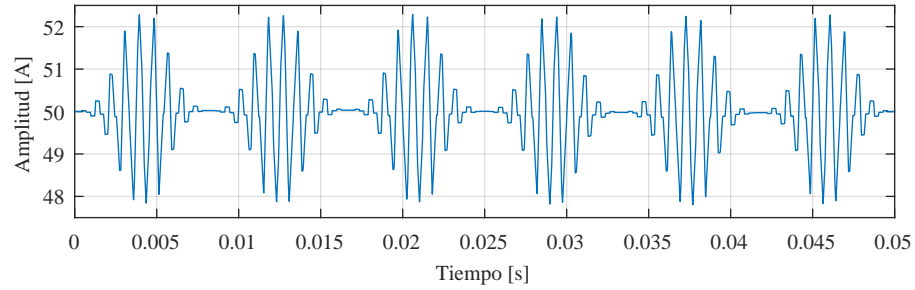


Figura 2.11. Acercamiento en la corriente i_{Lh1} .

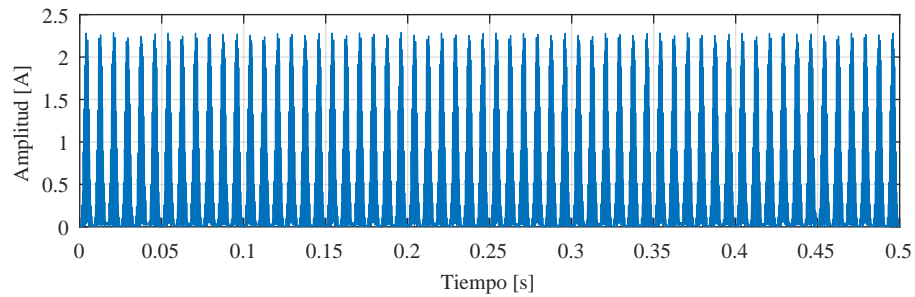


Figura 2.12. Valor absoluto del rizo en i_{Lh1} .

tensión v_f y la señal de modulación se modifica, obteniéndose un rizo máximo en 90° y por lo tanto el método de diseño considera el peor caso.

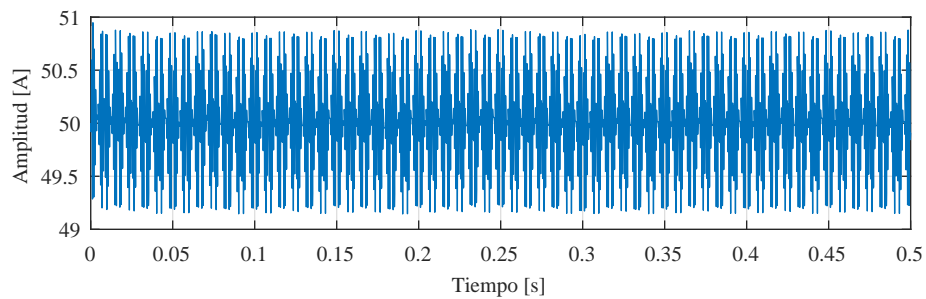


Figura 2.13. Corriente i_{Lh1} en una celda.

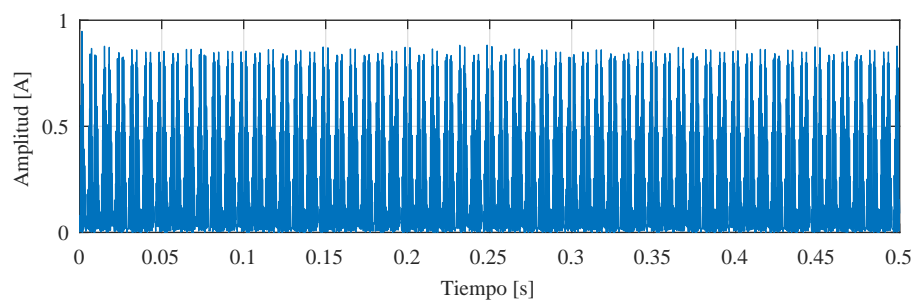


Figura 2.14. Magnitud del rizo en i_{Lh1} .

2.5.2. Simulaciones MMC

A continuación se emplean las expresiones para dimensionar los elementos del MMC para un caso dado por la Tabla 2.4. El rizo en la corriente de cada módulo depende del valor de la tensión v_{cd} , la cual depende de la potencia transferida por el MMC. Por esta razón se realizan dos simulaciones en Psim para mostrar el cambio en el rizo dependiendo de la potencia transferida.

Tabla 2.4. Parámetros dimensionamiento MMC.

Elemento	Valor
Corriente en el bus I_{cd}	150 A
Tensión máxima v_c	$127\sqrt{2}$ V
w_0	120π rad/s
Número de módulos n	6
Frecuencia de conmutación por módulo f_s	1200 Hz
Rizo propuesto Δi_{Lu}	0.5 A
Inductor resultante L_u	60 mH
Condensador resultante $C_{u1/u2}$	1 μ F

En la primera simulación el ángulo eléctrico entre la tensión v_{ca} y la corriente i_a es cero, donde v_{ca} e i_{pwm} son señales en las terminales de salida del convertidor, por lo que están asociadas a la potencia entregada por el convertidor. La figura 2.15 muestra la corriente en el inductor de un módulo, donde se aprecia el rizo en la corriente. La figura 2.16 muestra el rizo en la corriente del módulo, se aprecia que el valor del rizo se mantiene muy cercano al valor seleccionado en el diseño del inductor L_u con un error de $\approx 15\%$, que se calcula de la diferencia entre el rizo obtenido en la figura 2.16 y el rizo propuesto dividido por el rizo propuesto.

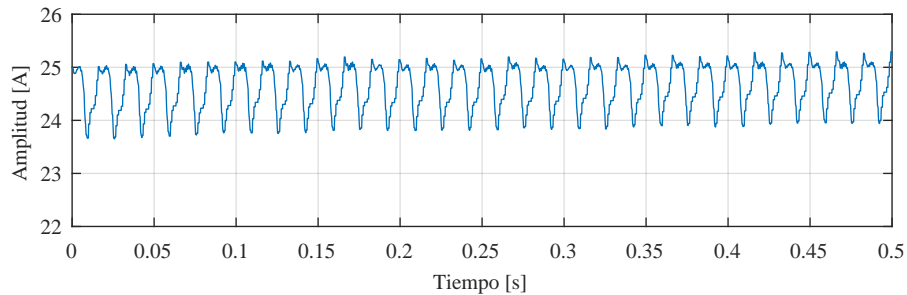


Figura 2.15. Corriente i_{Lu} en un módulo.

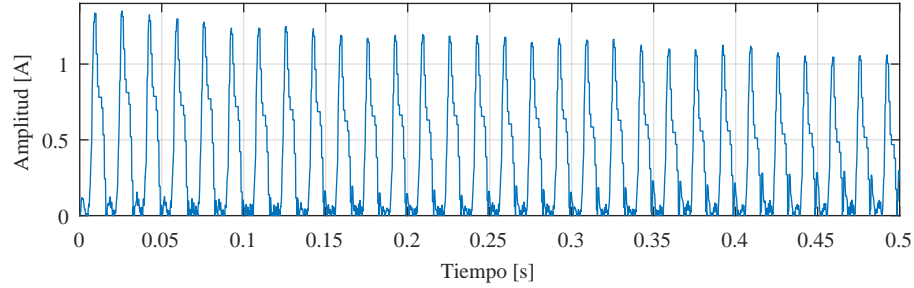


Figura 2.16. Rizo en i_{Lu1} .

En la segunda simulación el ángulo entre v_{ca} y i_{pwm} se cambia a 90 grados eléctricos lo que incrementa el rizo en la corriente i_{Lu} , mismo que queda plasmado en la figura 2.17. En la figura 2.18 se muestra el rizo donde se aprecia que el error en el valor del rizo estimado es de $\approx 200\%$ que se calcula de la diferencia entre el rizo obtenido en la figura 2.16 y el rizo propuesto dividido por el rizo propuesto. La principal explicación para esto es que el método de selección del inductor no toma en cuenta la componente al doble de la frecuencia en las señales $v_{armu/l}$ y sólo se enfoca en dimensionar a través de la energía oscilante ΔE ; también se omite la oscilación a la frecuencia de red en el inductor. Pero como se aprecia la oscilación a frecuencia de red en i_{Lu} sólo comienza a aparecer cuando se transfiere potencia reactiva. Por tales razones se asume que la metodología de diseño en el caso del MMC es suficiente con ciertas condiciones de uso, pero requiere mejoras que escapan del alcance de esta tesis.

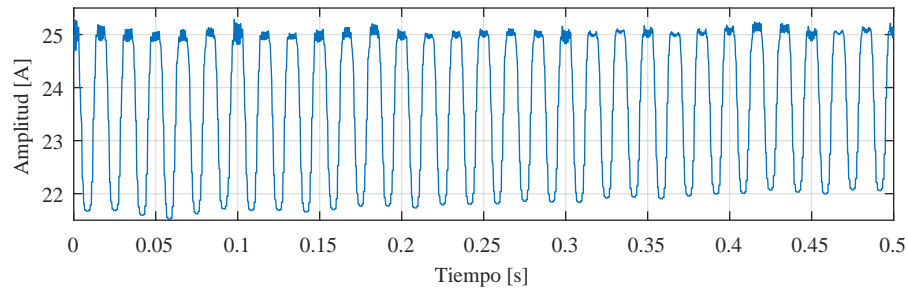


Figura 2.17. Corriente i_{Lu1} en un módulo.

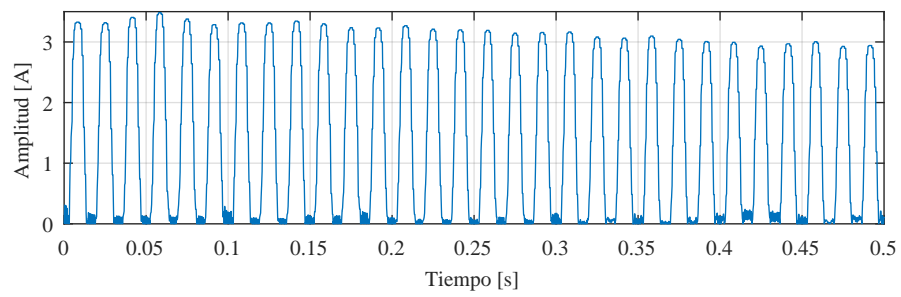


Figura 2.18. Rizo en i_{Lu} caso dos.

Capítulo 3

Modelado de convertidores modulares alimentados en corriente

En el presente capítulo se retoman expresiones obtenidas en el capítulo anterior, y se derivan las ecuaciones que componen los modelos de los convertidores MMC y MCSI. Estos modelos pretenden describir comportamientos típicos en este tipo de convertidores bajo condiciones balanceadas y no balanceadas, entendiendo como condiciones no balanceadas aquellas condiciones en la operación de los convertidores que ocasionan que los módulos o celdas operen con diferentes niveles de corriente, puesto que idealmente todos los módulos o celdas deben operar con los mismos niveles de corriente. Sólo se describe el comportamiento en condiciones donde hay pérdidas levemente diferentes entre los módulos, es decir cuando el comportamiento de las corrientes de los módulos/celdas tienden a valores similares ó iguales. Se incluyen simulaciones para verificar que el modelo describe el comportamiento del sistema.

3.1. Modelado MCSI

A partir de la sección 2.2 se toman las expresiones que describen la tensión en los inductores de las celdas.

$$v_{Lh1} = - \left[(n-1)(h_1 - \bar{h}_1) - (h_2 - \bar{h}_2) - \dots - (h_n - \bar{h}_n) \right] \frac{v_f}{2n} \quad (3.1)$$

Considerando que las señales de conmutación h_k de cada celda tienen un contenido armónico de la forma descrita en el capítulo anterior, y asumiendo que las componentes de alta frecuencia en las señales de conmutación se minimizan si se selecciona correctamente el valor del inductor L_{hk}/l_k en cada celda, entonces se pueden representar sólo las componentes en CD y de baja frecuencia :

$$h_k = \frac{1}{2} + \frac{M}{2} \text{sen}(w_0 t + \phi_0) \quad (3.2)$$

Donde M es el índice de modulación, w_0 la frecuencia fundamental asociada a la señal moduladora y ϕ_0 el ángulo de la señal moduladora. Se observa que el término en CD de las señales de conmutación desaparecen de (3.1) debido a la relación que guardan h_k y su complemento \bar{h}_k . Para simplificar la expresión (3.1) se utiliza el término:

$$u_k = M \text{sen}(w_0 t + \phi_0) = h_k - \bar{h}_k \quad (3.3)$$

$$v_k = -M \text{sen}(w_0 t + \phi_0) = l_k - \bar{l}_k \quad (3.4)$$

Entonces las ecuaciones que describen las corrientes en los inductores en baja frecuencia se reducen a:

$$L_{hk} \dot{x}_k = - \left[(n-1)u_k - u_1 - \dots - u_n \right] \frac{v_c}{2n} \quad (3.5)$$

$$L_{lk} \dot{y}_k = - \left[(n-1)v_k - v_1 - \dots - v_n \right] \frac{v_c}{2n} \quad (3.6)$$

En estas expresiones se realizan los cambios de variables: $x_k = i_{Lhk}$ para las corrientes en los inductores superiores; $y_k = i_{Llk}$ para las corrientes en los inductores inferiores y con u_k , v_k igual al valor promedio de las señales de control para los interruptores h_k y l_k respectivamente.

Se observa que en condiciones balanceadas las señales de control en baja frecuencia desaparecen de (3.5) y (3.6), lo que dificulta un modelo en baja frecuencia. Por la razón anterior se explora incorporar al modelo el comportamiento de las celdas cuando los inductores tienen una resistencia asociada $R_{hk/lk}$ en serie; dichas resistencias están asociadas a las pérdidas del inductor así como de los dispositivos de conmutación. Entonces sabiendo que la corriente que circula por la resistencia es la misma que circula por el inductor, la tensión en dicha resistencia estará representada por el término $-i_{Lhk/lk}R_k$. La consideración de añadir una resistencia para modelar la corriente del inductor no es suficiente para describir el comportamiento, por esta razón se añade el término $R_e i_{cd}$ que describe como se divide la corriente i_{cd} entre las celdas. Dicho término R_e se calcula como un divisor de corriente considerando las resistencias $R_{hk/lk}$ de cada celda que se muestra en la figura 3.1 y se expresa en la ecuación 3.7.

$$R_e = \left(\frac{1}{R_{h1} + R_{l1}} + \dots + \frac{1}{R_{h1} + R_{l1}} \right)^{-1} \quad (3.7)$$

$$R_k = R_{hk} + R_{lk} \quad (3.8)$$

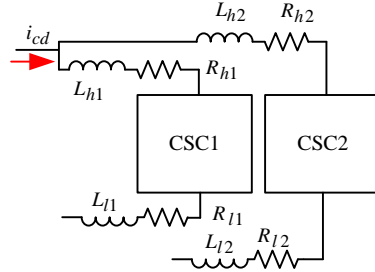


Figura 3.1. Diagrama con las resistencias R_{hk}/R_{lk} en el MCSI con dos celdas.

Finalmente las expresiones para modelar las celdas quedan como:

$$L\dot{x}_k = - \left[(n-1)u_k - u_1 - \dots - u_n \right] \frac{v_c}{2n} - x_k R_k + I_{dc} R_e \quad (3.9)$$

$$L\dot{y}_k = - \left[(n-1)v_k - v_1 - \dots - v_n \right] \frac{v_c}{2n} - y_k R_k + I_{dc} R_e \quad (3.10)$$

Retomando de la Tabla 2.2 presentada en el capítulo II que describe el comportamiento de la corriente i_{pwm} , se describe su comportamiento mediante la expresión:

$$i_{pwm} = \frac{1}{2} \sum_{k=1}^n i_{Lhk}(h_k - \bar{h}_k) - i_{Llk}(l_k - \bar{l}_k) \quad (3.11)$$

Simplificando la expresión anterior y usando los términos u_k , v_k , x_k e y_k se obtiene:

$$i_{pwm} = \frac{1}{2} \sum_{k=1}^n (x_k u_k - y_k v_k) \quad (3.12)$$

La corriente i_{pwm} se usa para modelar la parte del sistema presentado por la figura 3.2, que involucra al filtro de segundo orden usado para atenuar los armónicos de conmutación en la corriente de salida.

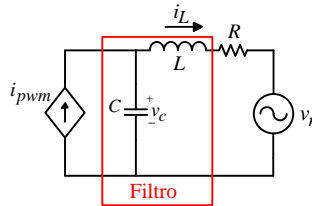


Figura 3.2. Filtro conectado al convertidor en corriente.

Analizando el nodo donde están conectados el condensador C y el inductor L , se obtiene la expresión:

$$C\dot{v}_c = i_{pwm} - i_L \quad (3.13)$$

La cual describe el comportamiento de la corriente en el condensador C . Ahora analizando la malla compuesta por el condensador C el inductor L y la tensión v_r , se obtiene la expresión:

$$L\dot{i}_L = v_c - i_L R - v_r \quad (3.14)$$

Las expresiones (3.9), (3.10), (3.12) junto con las expresiones (3.13) y (3.14) que describen las corrientes en las celdas forman el modelo del convertidor MCSI, quedando como sigue:

$$\begin{aligned}
L_{h1}\dot{x}_1 &= -\left[u_1 - u_2\right] \frac{v_c}{4} - x_1 R_1 + i_{cd} R_e \\
L_{h2}\dot{x}_2 &= -\left[u_2 - u_1\right] \frac{v_c}{4} - x_2 R_2 + i_{cd} R_e \\
L_{l1}\dot{y}_1 &= -\left[v_1 - v_2\right] \frac{v_c}{4} - y_1 R_1 + i_{cd} R_e \\
L_{l2}\dot{y}_2 &= -\left[v_2 - v_1\right] \frac{v_c}{4} - y_2 R_2 + i_{cd} R_e \\
C\dot{v}_c &= i_{pwm} - i_L \\
L\dot{i}_L &= v_c - i_L R - v_r \\
i_{pwm} &= \frac{1}{2} (x_1 u_1 + x_2 u_2 - y_1 v_1 - y_2 v_2)
\end{aligned} \tag{3.15}$$

3.2. Modelado MMC

Para el caso del modelo del MMC, primero se describe el comportamiento de la corriente de un módulo; como se muestra en la figura 3.3.

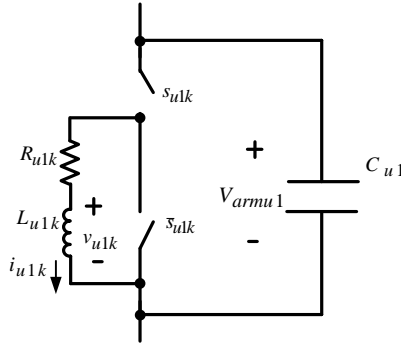


Figura 3.3. Circuito de una sola celda en el MMC.

Dependiendo del estado del interruptor s_{u1k} y su complemento \bar{s}_{u1k} se tiene que la tensión en el inductor L_{u1k} es:

$$v_{u1k} = s_{u1k} V_{armu1} \tag{3.16}$$

Donde la tensión V_{armu1} es la tensión en el condensador C_{u1} el cual se denomina v_{cu1} . Examinando el valor de la tensión en el condensador v_{cu1} se observa que se compone de varios términos en CD, a frecuencia de red y al doble de la frecuencia de red. Enfocándose

en los términos de CD y a frecuencia de red se puede obtener la expresión para la tensión V_{armu1} como:

$$V_{armu1} = \hat{v}_{cu1} - \frac{v_{ca}}{2} \quad (3.17)$$

$$V_{armu2} = \hat{v}_{cu1} + \frac{v_{ca}}{2} \quad (3.18)$$

$$V_{arml1} = \hat{v}_{cl1} + \frac{v_{ca}}{2} \quad (3.19)$$

$$V_{arml2} = \hat{v}_{cl1} - \frac{v_{ca}}{2} \quad (3.20)$$

Donde \hat{v}_{cu1} es la tensión de CD en el condensador v_{cu1} controlable mediante el grupo de módulos conectados en la parte superior izquierda y derecha en las ramas del MMC. El término \hat{v}_{cu1} se explicará con más detalle cuando se analice el comportamiento dinámico de la tensión en el condensador C_{u1} . Volviendo a la expresión (3.16), si se sustituye (3.17) se obtiene:

$$v_{u1k} = s_{u1k} \left(\hat{v}_{cu1} - \frac{v_{ca}}{2} \right) \quad (3.21)$$

Considerando que la señal de conmutación para el interruptor s_{u1k} se puede separar en términos en baja y alta frecuencia, se puede representar dicha señal de conmutación como:

$$s_{u1k} = \frac{1}{2} + \frac{M_m \text{sen}(w_0 t + \phi_m)}{2} + h_{frec} = u_{1k} + h_{frec} \quad (3.22)$$

Donde el término h_{frec} agrupa los términos de alta frecuencia los cuales se considera que impactan de forma limitada en el comportamiento dinámico obteniéndose las expresiones (3.23) a (3.26) para el modelo del módulo.

$$L_u \frac{di_{u1k}}{dt} = u_{1k} \hat{v}_{cu1} - u_{1k} \frac{v_{ca}}{2} - i_{u1k} R_{u1k} \quad (3.23)$$

$$L_u \frac{di_{u2k}}{dt} = u_{2k} \hat{v}_{cu2} - u_{2k} \frac{v_{ca}}{2} - i_{u2k} R_{u2k} \quad (3.24)$$

$$L_u \frac{di_{l1k}}{dt} = v_{1k} \hat{v}_{cl1} + v_{1k} \frac{v_{ca}}{2} - i_{l1k} R_{l1k} \quad (3.25)$$

$$L_u \frac{di_{l2k}}{dt} = v_{2k} \hat{v}_{cl2} + v_{2k} \frac{v_{ca}}{2} - i_{l2k} R_{l2k} \quad (3.26)$$

Donde las corrientes i_{u1k} , i_{u2k} , i_{l1k} e i_{l2k} son las corrientes en cualquier módulo del grupo de módulos de la parte superior izquierda/derecha así como inferiores izquierda/derecha respectivamente. Así como u_{1k} y v_{1k} se refiere a las señales de control de los módulos superiores e inferiores respectivamente.

Ahora para describir la tensión en los condensadores se analizan los nodos en los que están conectados y las mallas que los incluyen como se ilustra en la figura 3.4.

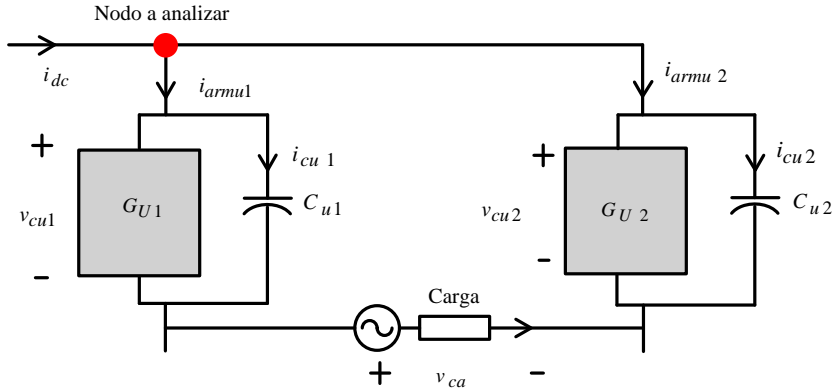


Figura 3.4. Nodo al que se conectan los condensadores C_{u1} y C_{u2} .

Como se observa los elementos que están conectados a este nodo son los módulos de los grupos superior izquierdo/derecho y los condensadores C_{u1} y C_{u2} ; si se analiza con estos módulos se puede obtener la ecuación:

$$i_{cu1} + i_{cu2} = i_{cd} - \sum_{k=1}^n (i_{u1k}u_{1k} + i_{u2k}u_{2k}) \quad (3.27)$$

Donde i_{cu1} e i_{cu2} son las corrientes que pasan por los condensadores C_{u1} y C_{u2} . Considerando que ambos condensadores se dividen de forma equitativa la corriente, entonces se llega a la expresión:

$$C_{u1} \frac{d\hat{v}_{cu1}}{dt} = i_{cu1} = \frac{1}{2} \left[i_{cd} - \sum_{k=1}^n (i_{u1k}u_{1k} + i_{u2k}u_{2k}) \right] \quad (3.28)$$

Donde se observa que la conexión y desconexión de módulos en los grupos G_{U1} y G_{U2} afecta al comportamiento de los condensadores C_{u1} y C_{u2} .

Ahora para describir la corriente i_{pwm} que se muestra en la figura 2.6 se analizan los nodos a mitad de las ramas. Se observa que la corriente i_{pwm} depende de la diferencia del número

módulos conectados en los grupos G_{U1} y G_{L1} ó de la diferencia de módulos conectados en los grupos G_{U2} y G_{L2} como se expresa en:

$$i_a = i_{pwm} = \sum_{k=1}^n i_{u1k}u_{1k} - i_{l1k}v_{1k} = \sum_{k=1}^n i_{u2k}u_{2k} - i_{l2k}v_{2k} \quad (3.29)$$

Entonces se obtiene una expresión que agrupa todos los módulos:

$$i_a = i_{pwm} = \frac{1}{2} \left(\sum_{k=1}^n i_{u1k}u_{1k} - i_{l1k}v_{1k} + i_{u2k}u_{2k} - i_{l2k}v_{2k} \right) \quad (3.30)$$

Al igual que en el caso del MCSI, el convertidor se conecta a un filtro de segundo orden, del cual se extraen las mismas ecuaciones dinámicas (3.13) y (3.14). Se muestra el modelo para el caso de un MMC de 5 niveles con dos celdas en cada grupo de módulos G_{U1} , G_{U2} , G_{L1} y G_{L2} como se muestra en la figura 3.5, pero realizando el cambio de variables para mejor manejo en posteriores capítulos. El cambio de variables es el siguiente $x_1 = i_{u11}$, $x_2 = i_{u12}$, $x_3 = i_{u21}$, $x_4 = i_{u22}$, $x_5 = i_{l11}$, $x_6 = i_{l12}$, $x_7 = i_{l21}$, $x_8 = i_{l22}$, $x_9 = \hat{v}_{cu1}$, $x_{10} = \hat{v}_{cu2}$, $x_{11} = \hat{v}_{cl1}$, $x_{12} = \hat{v}_{cl2}$, $x_{13} = v_c$ y $x_{14} = i_L$ para los estados y $u_1 = u_{11}$, $u_2 = u_{12}$, $u_3 = u_{21}$, $u_4 = u_{22}$, $u_5 = v_{11}$, $u_6 = v_{12}$, $u_7 = v_{21}$ y $u_8 = v_{22}$ para las señales de control de los módulos. El modelo del MMC de 5 niveles es:

$$L_u \dot{x}_1 = u_1 x_9 - R_{u11} x_1 - \frac{u_1 x_{13}}{2} \quad (3.31)$$

$$L_u \dot{x}_2 = u_2 x_9 - R_{u12} x_2 - \frac{u_2 x_{13}}{2} \quad (3.32)$$

$$L_u \dot{x}_3 = u_3 x_{10} - R_{u21} x_3 + \frac{u_3 x_{13}}{2} \quad (3.33)$$

$$L_u \dot{x}_4 = u_4 x_{10} - R_{u22} x_4 + \frac{u_4 x_{13}}{2} \quad (3.34)$$

$$L_u \dot{x}_5 = u_5 x_{11} - R_{l11} x_5 + \frac{u_5 x_{13}}{2} \quad (3.35)$$

$$L_u \dot{x}_6 = u_6 x_{11} - R_{l12} x_6 + \frac{u_6 x_{13}}{2} \quad (3.36)$$

$$L_u \dot{x}_7 = u_7 x_{12} - R_{l21} x_7 - \frac{u_7 x_{13}}{2} \quad (3.37)$$

$$L_u \dot{x}_8 = u_8 x_{12} - R_{l22} x_8 - \frac{u_8 x_{13}}{2} \quad (3.38)$$

$$C_u \dot{x}_9 = \frac{1}{2} (i_{cd} - x_1 u_1 - x_2 u_2 - x_3 u_3 - x_4 u_4) - R_c x_9 \quad (3.39)$$

$$C_u \dot{x}_{10} = \frac{1}{2} (i_{cd} - x_1 u_1 - x_2 u_2 - x_3 u_3 - x_4 u_4) - R_c x_{10} \quad (3.40)$$

$$C_u \dot{x}_{11} = \frac{1}{2} (i_{cd} - x_5 u_5 - x_6 u_6 - x_7 u_7 - x_8 u_8) - R_c x_{11} \quad (3.41)$$

$$C_u \dot{x}_{12} = \frac{1}{2} (i_{cd} - x_5 u_5 - x_6 u_6 - x_7 u_7 - x_8 u_8) - R_c x_{12} \quad (3.42)$$

$$C\dot{x}_{13} = i_a x_{14} \quad (3.43)$$

$$L\dot{x}_{14} = x_{13} - x_{14}R - v_r \quad (3.44)$$

Se considera que los inductores de los diferentes módulos tienen un valor similar L_u . La corriente i_{pwm} es descrita por:

$$i_{pwm} = \frac{1}{2}(x_1 u_1 + x_2 u_2 - x_3 u_3 - x_4 u_4 - x_5 u_5 - x_6 u_6 + x_7 u_7 + x_8 u_8) \quad (3.45)$$

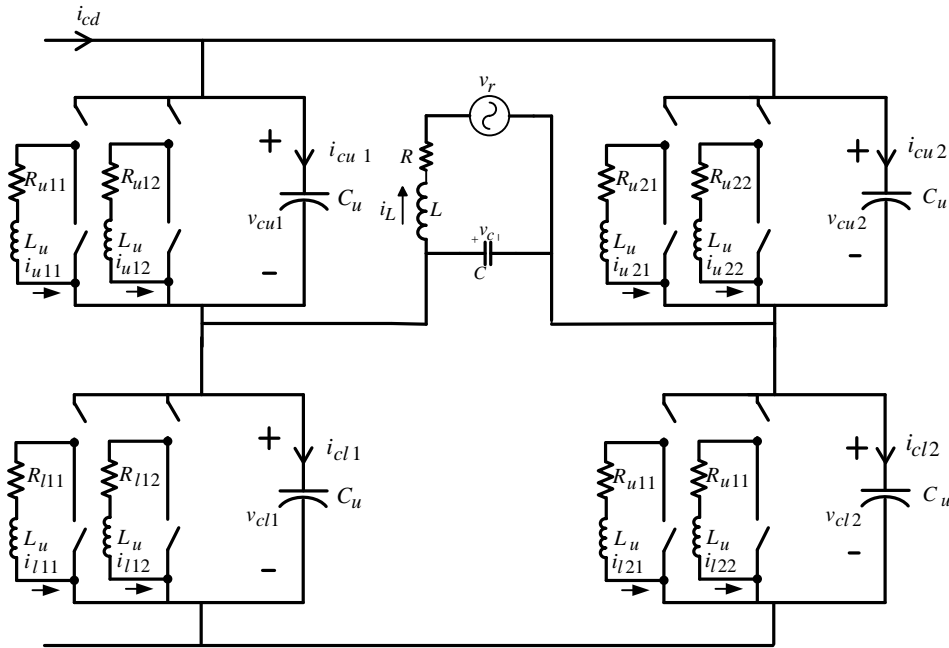


Figura 3.5. MMC de 5 niveles en la corriente conmutada.

3.3. Simulaciones modelo MCSI

Para verificar el comportamiento del modelo descrito por las ecuaciones comparado con el convertidor se realizan varias simulaciones. El sistema a simular es el convertidor MCSI en lazo abierto con 3 celdas; el circuito eléctrico se simula en el programa Psim y las ecuaciones dinámicas en el programa Simulink de MatLab usando el solucionador Runge-Kutta. Se escoge la comparación mediante simulación debido a la dificultad para conocer y/o proponer condiciones no balanceadas específicas para un prototipo experimental. El sistema se simula bajo varios niveles de diferencia entre las resistencias $R_{hk/llh}$ para observar cómo se comporta el modelo en estos escenarios. Los valores de los elementos pasivos usados en las simulaciones son: el valor de los inductores de las celdas son $L_{hk/llk} = 120\text{mH}$, el valor del condensador

$C = 116\mu\text{F}$, el valor del inductor $L = 10\text{mH}$, una tensión eficaz de red $v_r = 127$ y una fuente de corriente de CD $i_{cd} = 150\text{A}$.

En el primer escenario se considera que todas las resistencias $R_{kh/lh} = 1\Omega$ tienen el mismo valor, se espera muy poca o nula diferencia en las corrientes x_k, y_k de las celdas. Las figuras 3.6 y 3.7 muestran las corrientes de las celdas tanto analítica como del circuito simulado y las figuras 3.8, 3.9 muestran las diferencias entre las simulaciones. La figura 3.10 muestra la tensión v_c y en la figura 3.11 se muestra la diferencia. La figura 3.12 muestra la corriente i_L y en la figura 3.13 se muestra la diferencia entre el circuito eléctrico simulado y las ecuaciones del modelo. En este primer caso se observa que la diferencia entre el modelo y el circuito eléctrico es de 0.6 A en las corrientes i_{Lhk} . De las figuras del error en las corrientes i_{Lhk} se aprecia que principalmente es de alta frecuencia, lo que es razonable ya que el modelo no pretende ni puede describir dichas componentes. La tensión v_c y la corriente i_L presentan errores con respecto al circuito eléctrico de 20V y 2A respectivamente. Como se aprecia en sus respectivas gráficas son en su mayoría debido a las componentes de alta frecuencia ocasionadas por la conmutación.

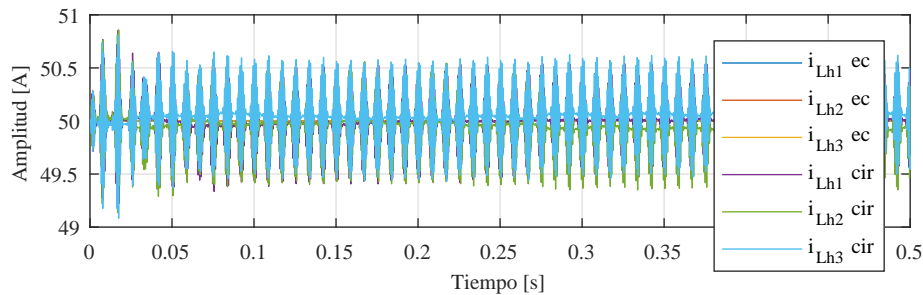


Figura 3.6. Corrientes $i_{Lhk/lk}$ del circuito eléctrico simulado y ecuaciones del modelo.

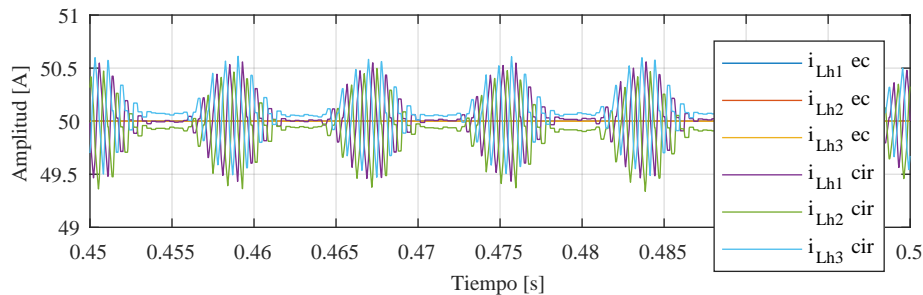


Figura 3.7. Acercamiento de las corrientes $i_{Lhk/lk}$.

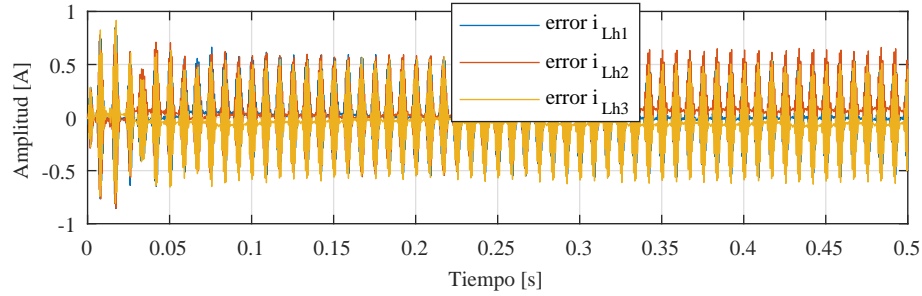


Figura 3.8. Diferencia entre la corriente $i_{Lhk/lk}$ del circuito eléctrico y la corriente descrita por el modelo.

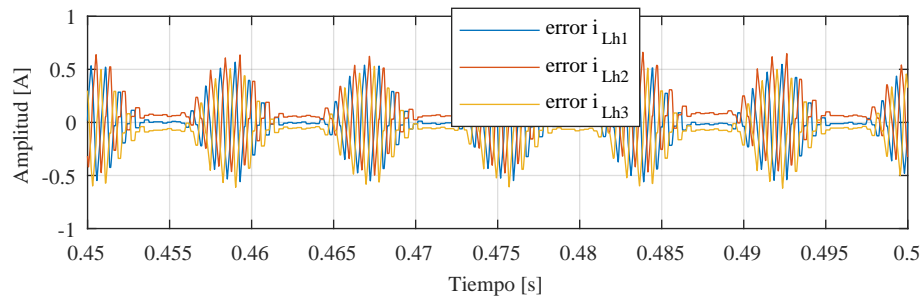


Figura 3.9. Acercamiento del error en las corrientes $i_{Lhk/lk}$.

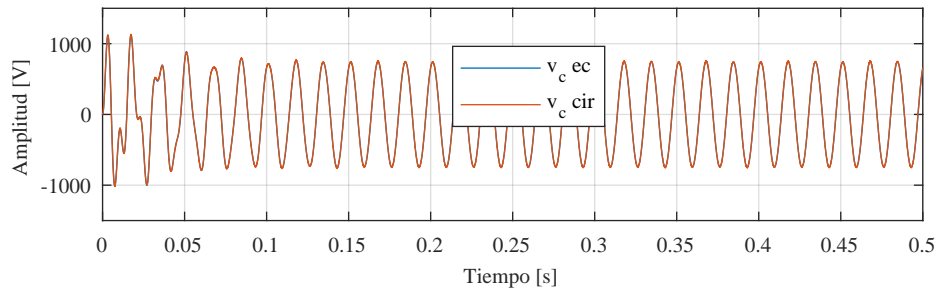


Figura 3.10. Tensión v_c del circuito eléctrico simulado y ecuaciones del modelo.

El segundo escenario de simulación es considerando una diferencia del 10 % entre la resistencia $R_{h1} = 0.9\Omega$ y el resto de resistencias $R_{h2} = R_{h3} = R_{l1} = R_{l2} = R_{l3} = 1\Omega$. Las resistencias equivalentes toman los valores $R_e = 0.655\Omega$. Las figuras 3.14 y 3.15 muestran las corrientes $i_{Lh/Ll}$ de las celdas analíticas así como del circuito simulado. Las figuras 3.16 y 3.17 muestran las diferencias entre las señales. En la figura 3.18 se muestra la tensión v_c y en la figura 3.19 la diferencia de modelos. En la figura 3.20 se muestra la corriente i_L y en la figura 3.21 se muestra la diferencia. En el segundo caso de simulación se observa que la diferencia entre el modelo y el circuito eléctrico es de 2 A en las corrientes i_{Lhk} . El error en las corrientes i_{Lhk} contiene términos de alta frecuencia así como componentes en CD. La tensión v_c y la

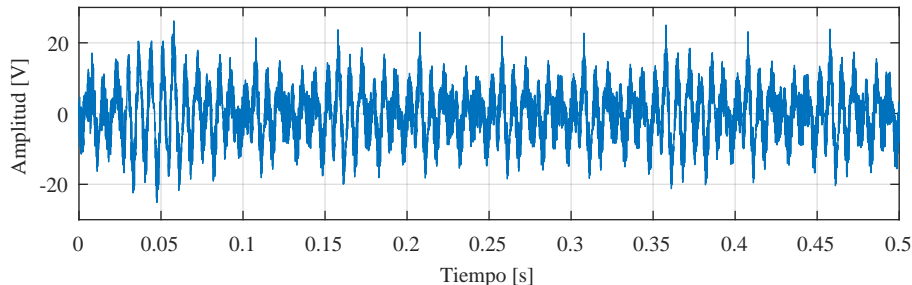


Figura 3.11. Diferencia entre la ecuación y la medición de la tensión v_c .

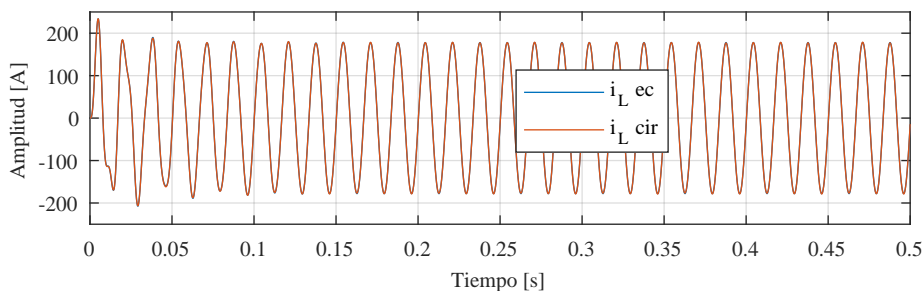


Figura 3.12. Corriente i_L del circuito eléctrico simulado y ecuaciones del modelo.

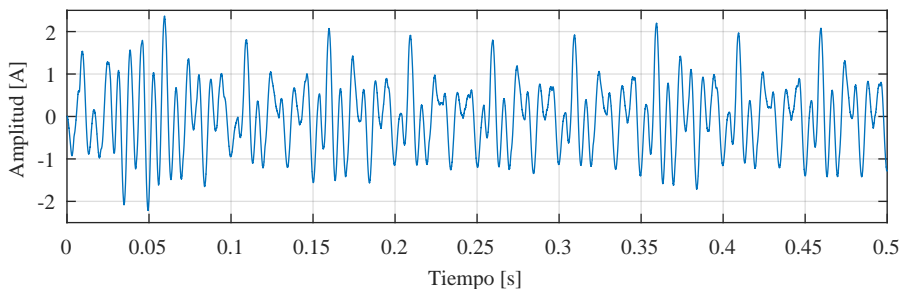


Figura 3.13. Diferencia entre la ecuación y la medición de la corriente i_L .

corriente i_L presentan errores con respecto al circuito eléctrico de 20V y 2A respectivamente; estos errores son en su mayoría debido a las componentes de alta frecuencia ocasionadas por la conmutación. A diferencia de la simulación en el primer caso el modelo y el circuito eléctrico comienzan a tener diferencias apreciables.

El tercer escenario es considerando una diferencia del 30 % entre la resistencia $R_{h1} = 0.7\Omega$ y el resto de resistencias, lo cual da los valores $R_{h2} = R_{h3} = R_{l1} = R_{l2} = R_{l3} = 1\Omega$; las resistencias equivalentes toman los valores $R_e = 0.629$. Las figuras 3.22 y 3.23 muestran las corrientes $i_{Lh/Ll}$ del circuito simulado comparado con las ecuaciones analíticas. Las figuras 3.24 y 3.25 muestran las diferencias entre las señales. La figura 3.26 muestra la tensión v_c y

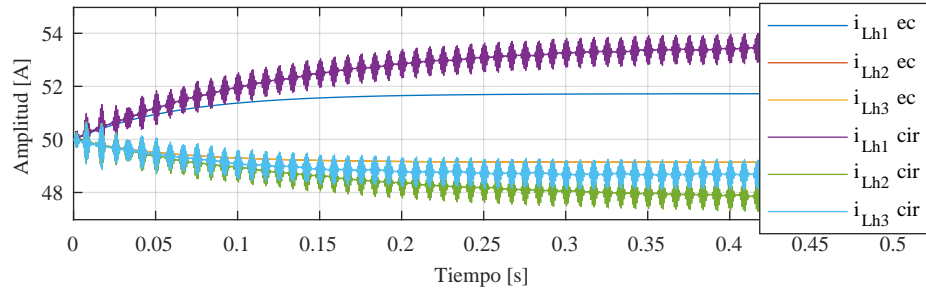


Figura 3.14. Corrientes $i_{Lhk/lk}$ del circuito eléctrico simulado y ecuaciones del modelo en el caso dos.

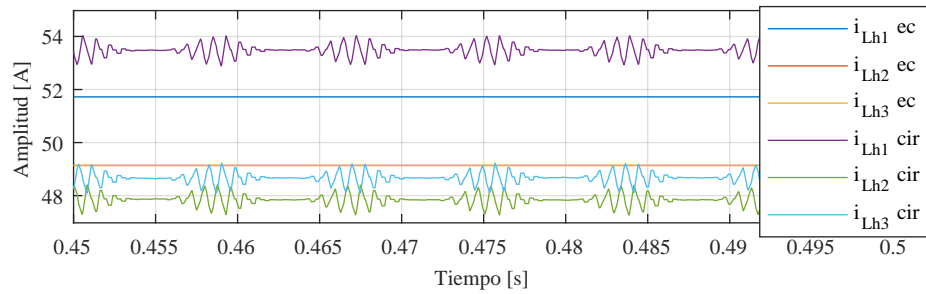


Figura 3.15. Acercamiento de las corrientes $i_{Lhk/lk}$.

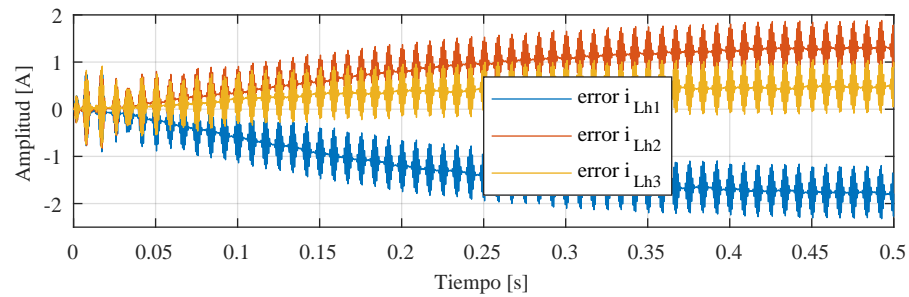


Figura 3.16. Diferencia entre la corriente $i_{Lhk/lk}$ del circuito eléctrico y la corriente descrita por el modelo en el caso dos.

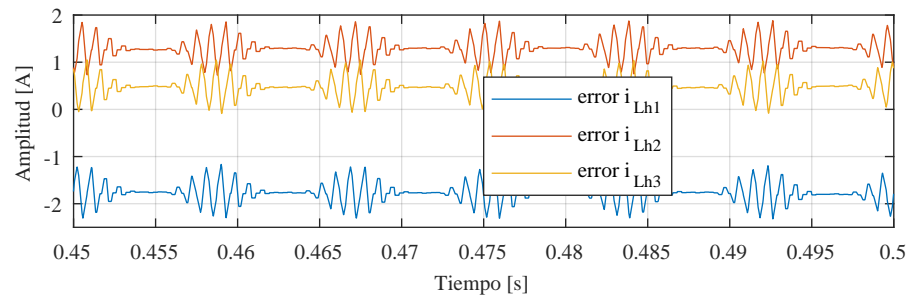


Figura 3.17. Acercamiento del error en las corrientes $i_{Lhk/lk}$ caso dos.

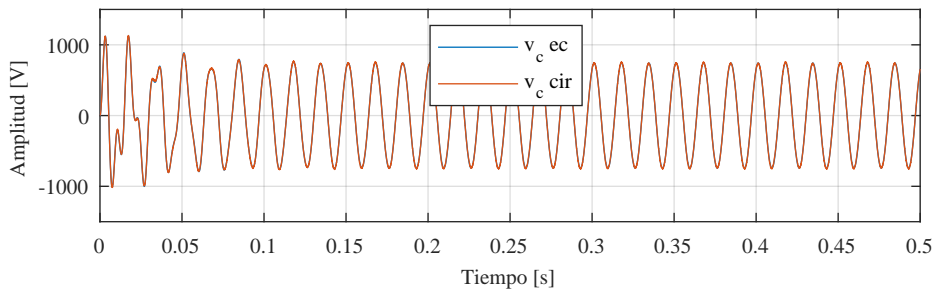


Figura 3.18. Tensión v_c del circuito eléctrico simulado y ecuaciones del modelo.

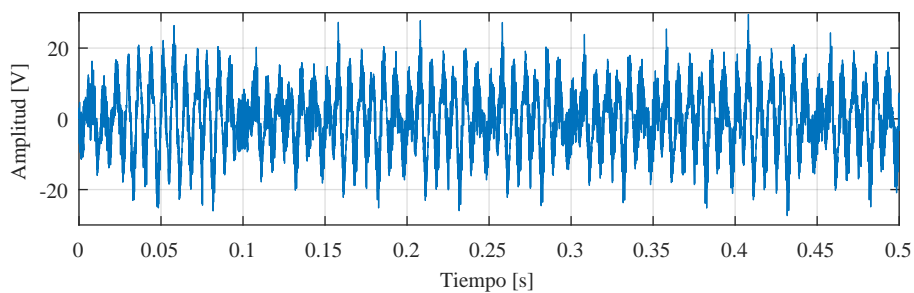


Figura 3.19. Diferencia entre la ecuación y la medición de la tensión v_c .

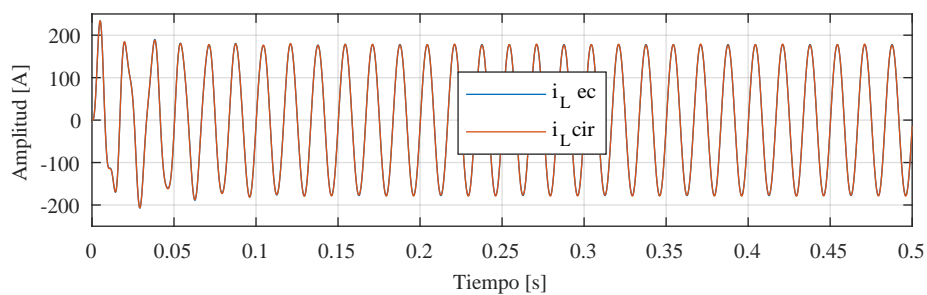


Figura 3.20. Corriente i_L del circuito eléctrico simulado y ecuaciones del modelo.

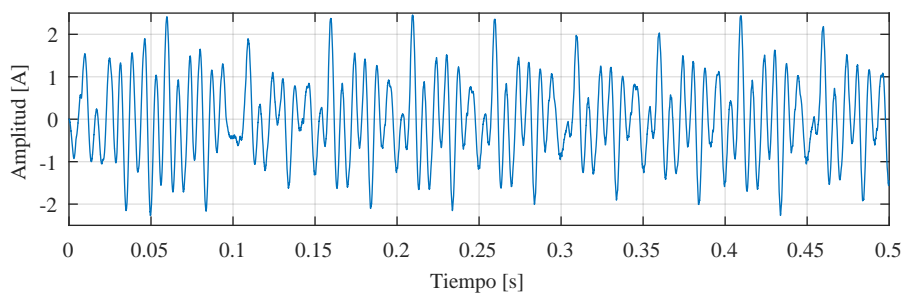


Figura 3.21. Diferencia entre la ecuación y la medición de la corriente i_L .

en la figura 3.27 se muestra a diferencia entre el circuito eléctrico simulado y el modelo. En

la figura 3.28 se muestra la corriente i_L y la figura 3.29 se muestra la diferencia del modelo con respecto al circuito eléctrico simulado.

En el tercer caso de simulación se observa que la diferencia entre el modelo y el circuito eléctrico es de 6 A en las corrientes i_{Lhk} ; el error entre el modelo y el circuito eléctrico creció en relación a los casos previos. La tensión v_c y la corriente i_L presentan errores con respecto al circuito eléctrico en 30V y 3A respectivamente, estos crecen cuando aumenta la variación en las pérdidas. En general se observa que la diferencia entre el modelo y el circuito eléctrico crece cuando la variación en las resistencias asociadas a las pérdidas crece. Por lo tanto el modelo pierde precisión cuando se aumenta la variación en las resistencias de pérdidas; se esperan variaciones inferiores al $\mp 10\%$, por lo que el modelo puede resultar útil para describir el comportamiento del convertidor.

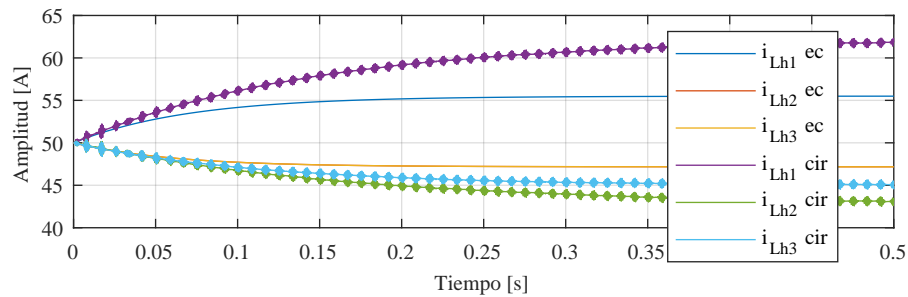


Figura 3.22. Corrientes i_{Lhk}/i_{lk} del circuito eléctrico simulado y ecuaciones del modelo tercer caso.

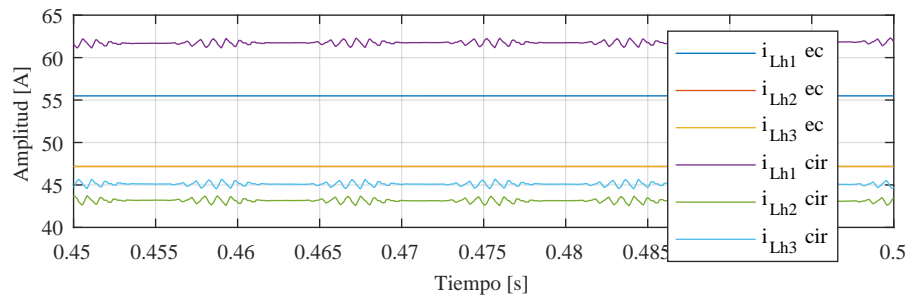


Figura 3.23. Acercamiento de las corrientes i_{Lhk}/i_{lk} en el tercer caso variando las pérdidas.

Como resultado de las simulaciones se deduce que el error del modelo con respecto del circuito eléctrico crece mientras mayor sea las condición no balanceada (por ejemplo, generadas por una mayor diferencia entre las pérdidas de conmutación/conducción de las celdas) llegando a un error de 12% en el último caso simulado. Cuando se tienen condiciones balanceadas o cercanas al balance se tiene un error del 2%.

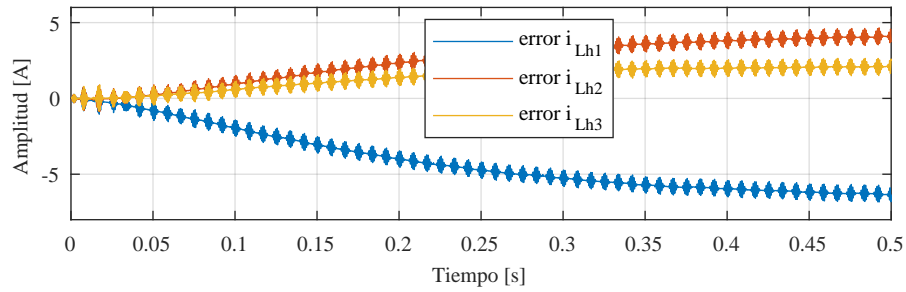


Figura 3.24. Diferencia entre la corriente i_{L_{hk}/l_k} del circuito eléctrico y la corriente descrita por el modelo, tercer caso.

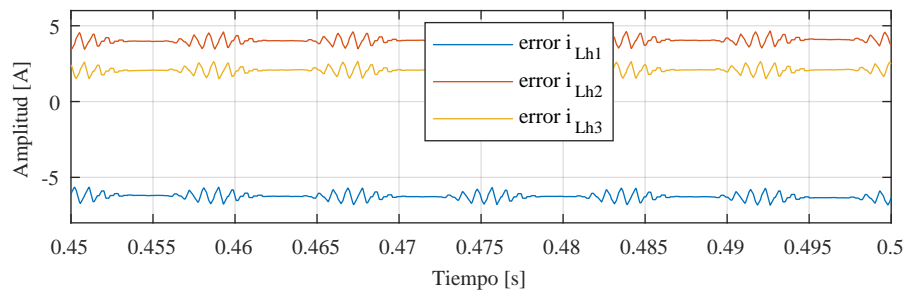


Figura 3.25. Acercamiento del error en las corrientes i_{L_{hk}/l_k} en el tercer caso de variación en las pérdidas.

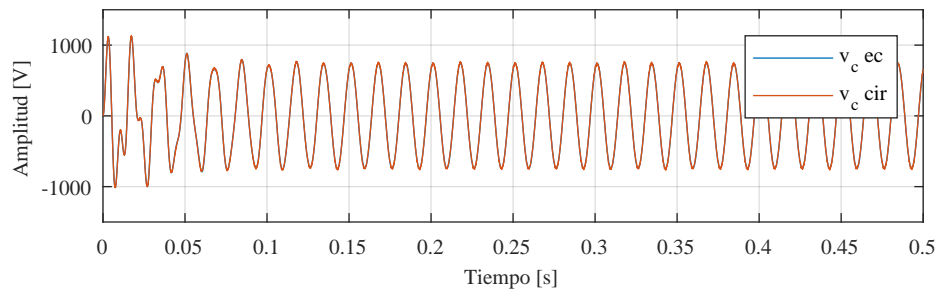


Figura 3.26. Tensión v_c del circuito eléctrico simulado y ecuaciones del modelo.

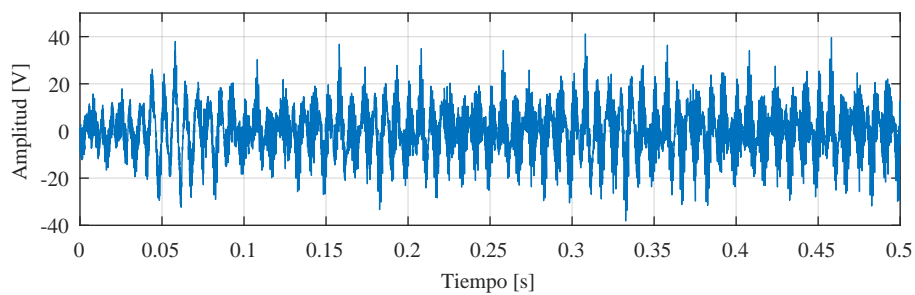


Figura 3.27. Diferencia entre la ecuación y la medición de la tensión v_c .

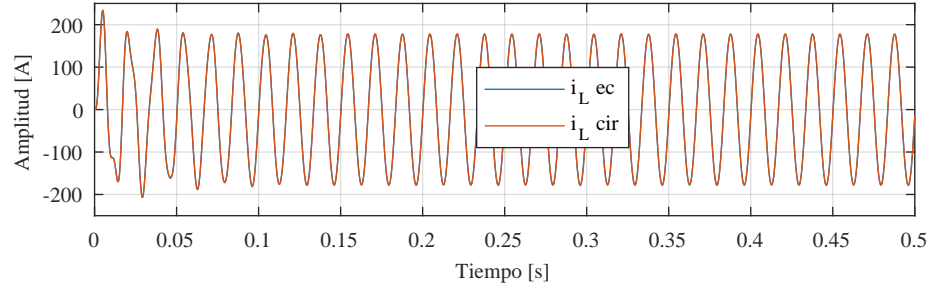


Figura 3.28. Corriente i_L del circuito eléctrico simulado y ecuaciones del modelo.

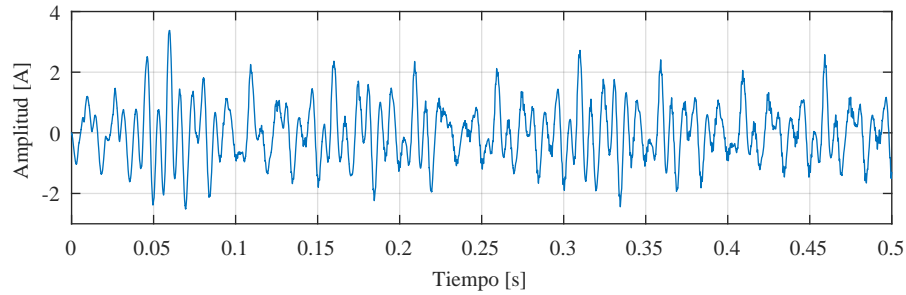


Figura 3.29. Diferencia entre la ecuación y la medición de la corriente i_L .

3.4. Simulaciones modelo MMC

En esta sección se comparan el comportamiento del convertidor MMC como se muestra en la figura 3.5, con las ecuaciones que describen el modelo dinámico, ambas simulaciones en lazo abierto. El convertidor se simula en el programa PSIM y las ecuaciones dinámicas del modelo se simulan en el programa Simulink de Matlab usando el solucionador Runge Kutta (ode4). Se realizan varias simulaciones con diferentes condiciones de pérdidas entre los módulos para observar que tan bien se caracteriza el comportamiento del convertidor.

Los valores de los elementos pasivos usados en las simulaciones son: el valor de los inductores de las celdas son $L_u = 120\text{mH}$, el valor del condensador de las grupos de módulos $C_u = 1\mu\text{F}$ el valor del condensador del filtro de salida $C = 116\mu\text{F}$, el valor del inductor $L = 10\text{mH}$, una tensión eficaz de red $v_r = 127$ y una fuente de corriente de CD $i_{cd} = 150\text{A}$.

El primer caso de simulación es con los mismos valores de resistencias $R_{u1k} = R_{u2k} = R_{l1k} = R_{l2k} = 1\Omega$. En la figura 3.30 se comparan las corrientes de los módulos de los grupos G_{U1} y G_{U2} , ambas con las mismas condiciones iniciales. En la figura 3.31 se muestra la diferencia entre el circuito simulado y las ecuaciones dinámicas del modelo. La figura 3.32 muestra las tensiones en los condensadores C_{u1} y C_{u2} recordando que la tensión $v_{cu1} = \hat{v}_{cu1} - v_c/2$. En

la figura 3.33 se muestra la diferencia entre las tensiones del circuito simulado y el modelo dinámico, observando que la mayor parte de la diferencia/error es por las componentes a más alta frecuencia. La figura 3.34 muestra la tensión v_c en el condensador del filtro de salida y la figura 3.35 muestra la diferencia entre el modelo dinámico y el circuito. La figura 3.36 muestra la corriente de salida i_L del convertidor. La figura 3.37 muestra la diferencia o error del modelo dinámico y el circuito eléctrico. De las gráficas presentadas se observa un error entre el modelo y el circuito eléctrico de 1.5 A (2%) en las corrientes de los módulos, un error de 180V (18%) en la tensión de los condensadores C_u , un error de 40V (4.4%) en la tensión del condensador C y un error de 4 A (2.2 %) en la corriente de salida i_L . La mayor parte del error en las señales se debe a componentes de alta frecuencia ocasionadas por la conmutación, que el modelo en baja frecuencia no describe.

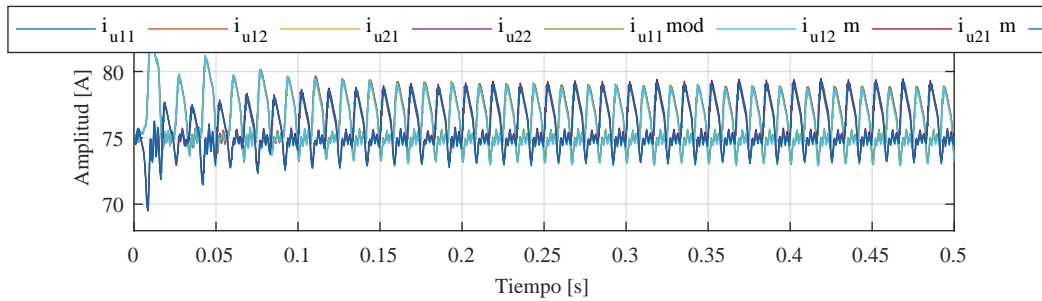


Figura 3.30. Corrientes i_{u1k} e i_{u2k} en los módulos.

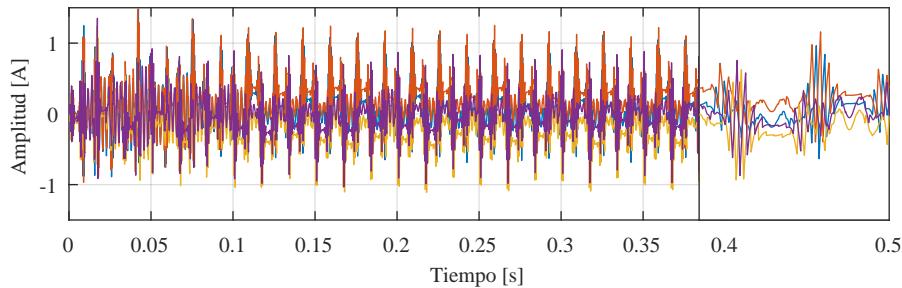


Figura 3.31. Diferencia entre las corrientes i_{u1k} e i_{u2k} del circuito eléctrico y el modelo.

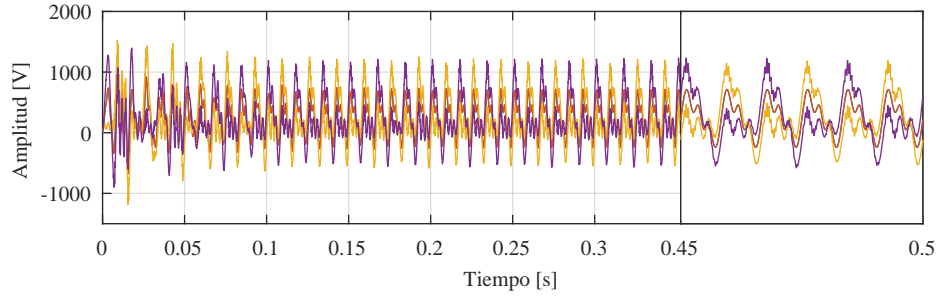


Figura 3.32. Tensiones en los condensadores C_{u1} y C_{u2} .

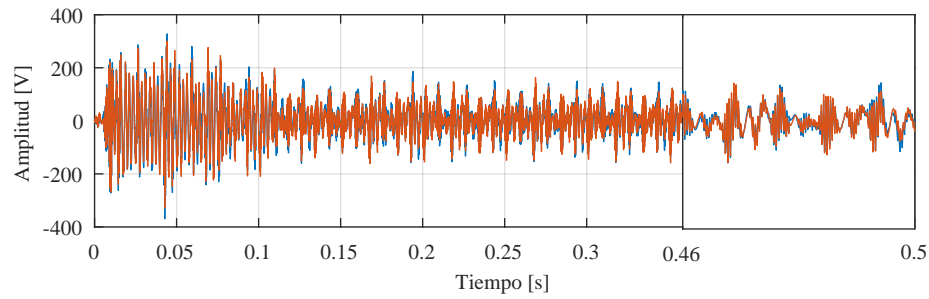


Figura 3.33. Diferencia entre las tensiones v_{cu1} y v_{cu2} del circuito eléctrico y el modelo.

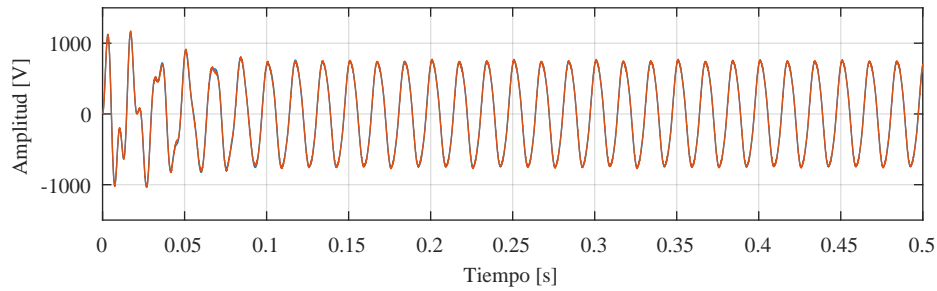


Figura 3.34. Tensión v_c en el condensador del filtro de salida.

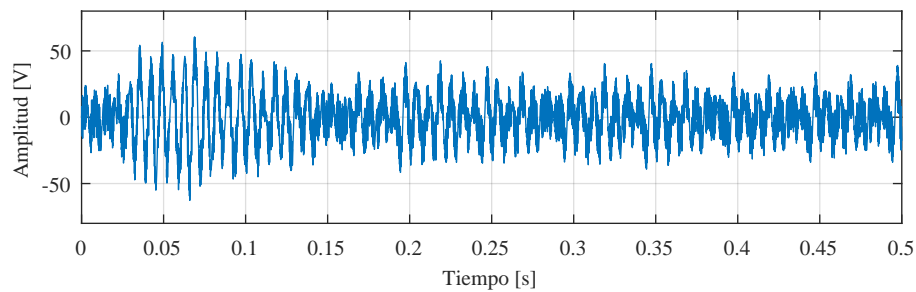


Figura 3.35. Diferencia entre la tensión v_c en el circuito eléctrico y el modelo.

En el siguiente caso de simulación se cambia el valor de la resistencia $R_{u11} = 0.7$ y el resto

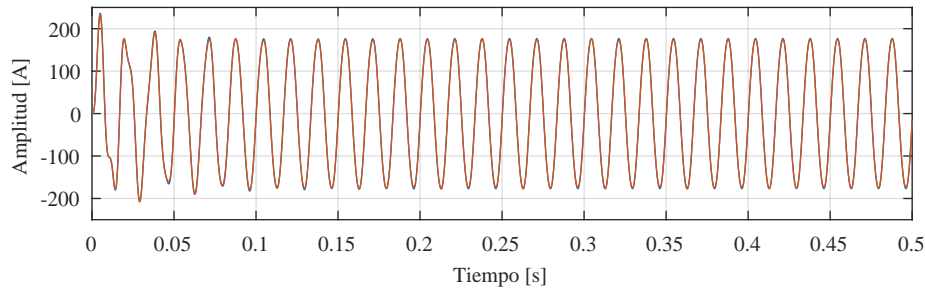


Figura 3.36. Corriente i_L de salida.

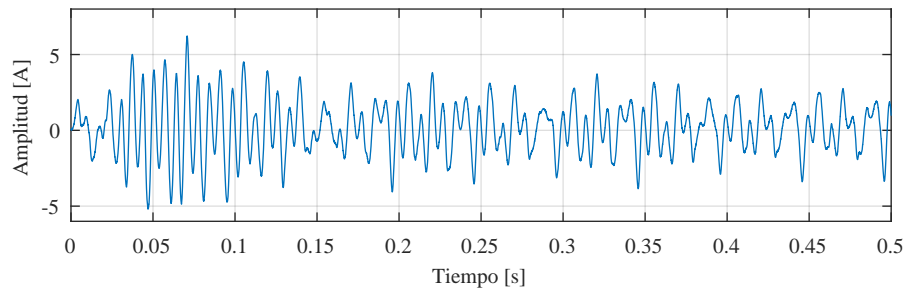


Figura 3.37. Diferencia entre la corriente i_L del circuito eléctrico y la descrita por el modelo .

de resistencias mantienen el mismo valor entre ellas $R_{u12} = R_{u2k} = R_{l1k} = R_{l2k} = 1\Omega$. Este cambio en las pérdidas de los módulos es para observar como evolucionan las corrientes ante diferentes condiciones. En la figura 3.38 se comparan las corrientes de los módulos de los grupos G_{U1} y G_{U2} ambas con las mismas condiciones iniciales. En la figura 3.39 se muestra el error del modelo dinámico cuando se tienen diferentes pérdidas. La figura 3.40 muestra las tensiones en los condensadores C_{u1} y C_{u2} recordando que la tensión $v_{cu1} = \hat{v}_{cu1} - v_c/2$. En la figura 3.41 se muestra la diferencia cuando se tienen diferentes pérdidas. La figura 3.42 muestra la tensión v_c en el condensador del filtro de salida y en la la figura 3.43 la diferencia entre el circuito y el modelo dinámico. La figura 3.44 muestra i_L la corriente de salida del convertidor y el error se muestra en la figura 3.45.

Como resultado de las simulaciones se puede comentar que el error del modelo con respecto del circuito eléctrico crece mientras más grande es la diferencia entre las pérdidas de los módulos llegando a un error de $\approx 7\%$ en las corrientes $i_{i_{u1k}}/i_{u2k}$ en los módulos en el último caso simulado. En cambio cuando se tienen condiciones balanceadas ó con pérdidas similares entre los módulos se tiene un error del $\approx 2\%$. En este caso con pérdidas similares el error en su mayoría es atribuible al rizo en alta frecuencia. Ante los resultados mostrados se observa que el modelo describe al convertidor en condiciones de pérdidas similares o iguales entre los módulos, y en base a este modelo se pueden desarrollar estrategias de control.

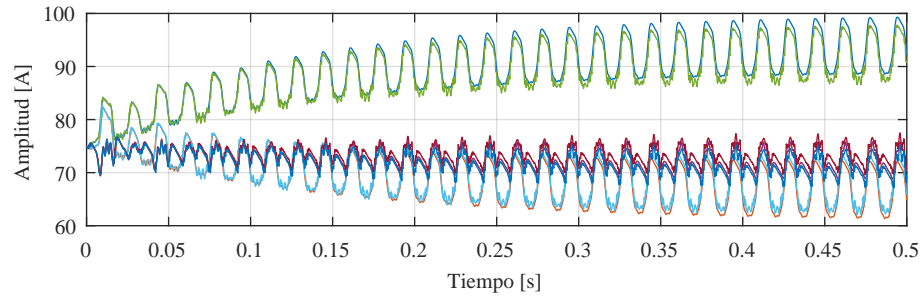


Figura 3.38. Corrientes i_{u1k} e i_{u2k} en los módulos caso dos.

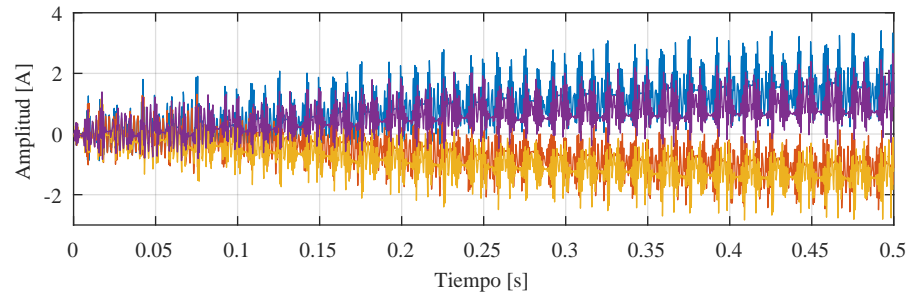


Figura 3.39. Diferencia entre las corrientes i_{u1k} e i_{u2k} del circuito eléctrico y el modelo considerando variación en las pérdidas.

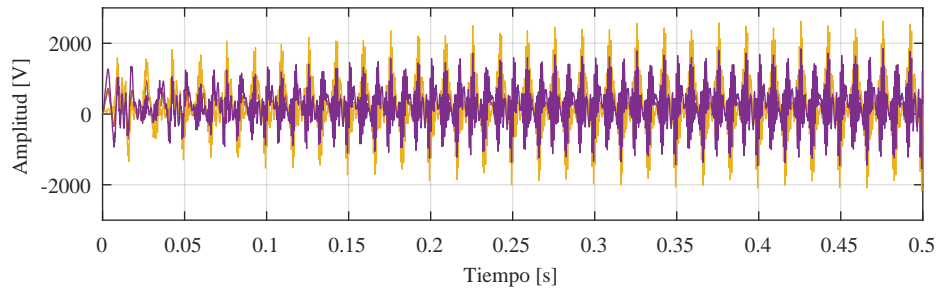


Figura 3.40. Tensiones en C_{u1} y C_{u2} con diferentes pérdidas en los módulos.

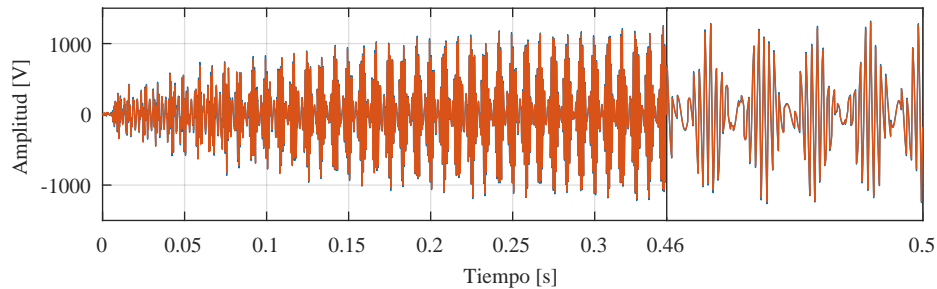


Figura 3.41. Diferencia entre v_{cu1} y v_{cu2} del circuito eléctrico y del modelo con diferentes pérdidas.

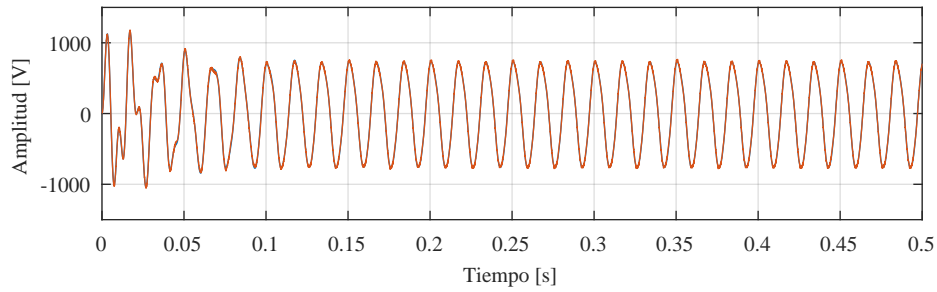


Figura 3.42. Tensión v_c en el condensador del filtro de salida con diferentes pérdidas en los módulos.

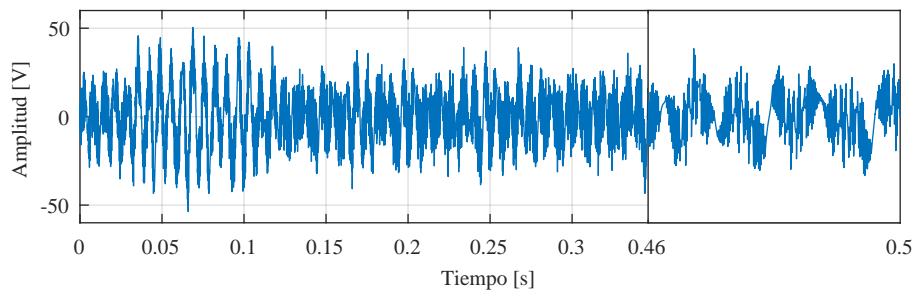


Figura 3.43. Diferencia entre la tensión v_c del circuito eléctrico y el modelo considerando variación de pérdidas.

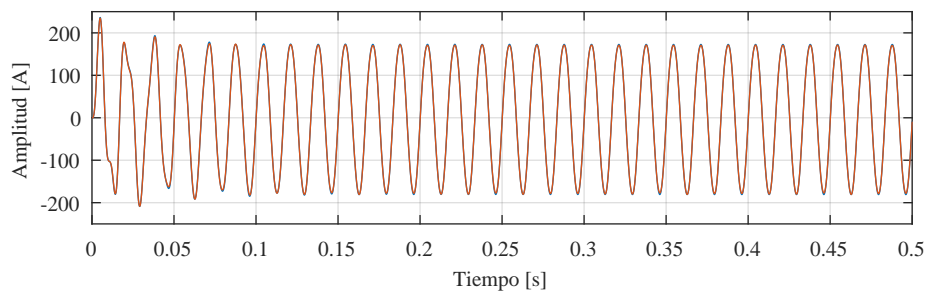


Figura 3.44. Corriente i_L de salida caso con diferentes pérdidas en los módulos.

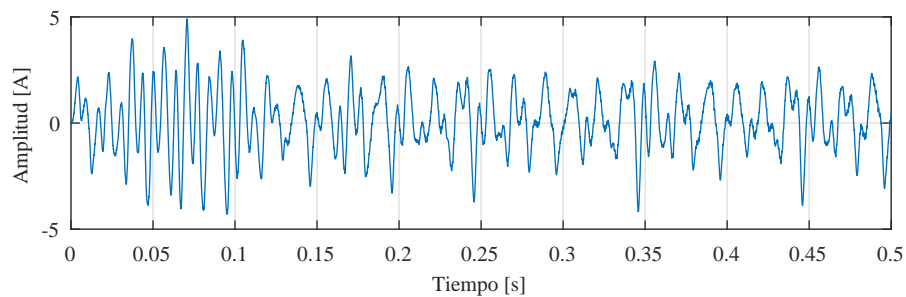


Figura 3.45. Diferencia entre i_L del circuito y del modelo con diferentes pérdidas.

Capítulo 4

Diseño de una estrategia de control para convertidores modulares alimentados en corriente

El principal objetivo de este capítulo es el diseño de estrategias de control para las topologías MMC-CSC y MCSI, para facilitar el uso de las topologías en diferentes aplicaciones. El diseño de las estrategias de control se basa en los modelos obtenidos en el capítulo anterior. Las estrategias de control para ambas topologías están basadas en la propiedad de pasividad de los sistemas. Además de la propiedad de pasividad, también se aprovecha la estructura que tiene el sistema de ecuaciones diferenciales (estructura Hamiltoniana con puertos) para usar técnicas de control modulares encontradas en la literatura. Los objetivos de control son el entregar potencia activa (mediante una corriente de salida del convertidor) y lograr contrarrestar los efectos de pérdidas desiguales entre los módulos presentes en las topologías, lo que se refleja en lograr distribuir equitativamente la corriente del bus de CD entre los módulos.

4.1. Estrategia de control para el MMC

Retomando el modelo del convertidor MMC-CSC desarrollado en capítulos anteriores, la estrategia de control hace uso de las ecuaciones dinámicas con una estructura Hamiltoniana. En el caso del MMC esta estructura Hamiltoniana no se modifica, incluso cuando se conectan más módulos de forma ordenada. Lo anterior se verifica al considerar un convertidor con mayor número de niveles.

Como esta técnica se basa en que el sistema tenga una estructura Hamiltoniana con puertos, ya que el principio es la preservación de la estructura en estos sistemas, primero se procede a su verificación por acomodo para un caso específico con un convertidor con 5 niveles de corriente a la salida, es decir 4 módulos por rama.

Recordando el cambio de variables definido en el capítulo anterior el cual es el siguiente $x_1 = i_{u11}$, $x_2 = i_{u12}$, $x_3 = i_{u21}$, $x_4 = i_{u22}$, $x_5 = i_{l11}$, $x_6 = i_{l12}$, $x_7 = i_{l21}$, $x_8 = i_{l22}$, $x_9 = \hat{v}_{cu1}$, $x_{10} = \hat{v}_{cu2}$, $x_{11} = \hat{v}_{cl1}$, $x_{12} = \hat{v}_{cl2}$, $x_{13} = v_c$ y $x_{14} = i_L$ para los estados y $u_1 = u_{11}$, $u_2 = u_{12}$, $u_3 = u_{21}$, $u_4 = u_{22}$, $u_5 = v_{11}$, $u_6 = v_{12}$, $u_7 = v_{21}$ y $u_8 = v_{22}$ para las señales de control de los módulos.

$$\begin{bmatrix}
 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & \frac{u_1}{2} & \frac{u_1}{2} & 0 & 0 & \frac{-u_1}{2} & 0 \\
 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & \frac{u_2}{2} & \frac{u_2}{2} & 0 & 0 & \frac{-u_2}{2} & 0 \\
 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & \frac{u_3}{2} & \frac{u_3}{2} & 0 & 0 & \frac{u_3}{2} & 0 \\
 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & \frac{u_4}{2} & \frac{u_4}{2} & 0 & 0 & \frac{u_4}{2} & 0 \\
 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & \frac{u_5}{2} & \frac{u_5}{2} & \frac{u_5}{2} & 0 \\
 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & \frac{u_6}{2} & \frac{u_6}{2} & \frac{u_6}{2} & 0 \\
 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & \frac{u_7}{2} & \frac{u_7}{2} & \frac{-u_7}{2} & 0 \\
 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & \frac{u_8}{2} & \frac{u_8}{2} & \frac{-u_8}{2} & 0 \\
 \frac{-u_1}{2} & \frac{-u_2}{2} & \frac{-u_3}{2} & \frac{-u_4}{2} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\
 \frac{-u_1}{2} & \frac{-u_2}{2} & \frac{-u_3}{2} & \frac{-u_4}{2} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\
 0 & 0 & 0 & 0 & \frac{-u_5}{2} & \frac{-u_6}{2} & \frac{-u_7}{2} & \frac{-u_8}{2} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\
 0 & 0 & 0 & 0 & \frac{-u_5}{2} & \frac{-u_6}{2} & \frac{-u_7}{2} & \frac{-u_8}{2} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\
 \frac{u_1}{2} & \frac{u_2}{2} & \frac{-u_3}{2} & \frac{-u_4}{2} & \frac{-u_5}{2} & \frac{-u_6}{2} & \frac{u_7}{2} & \frac{u_8}{2} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & -1 \\
 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0
 \end{bmatrix} = \mathbf{J}_t \quad (4.1)$$

$$\begin{bmatrix}
L_u & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\
0 & L_u & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\
0 & 0 & L_u & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\
0 & 0 & 0 & L_u & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\
0 & 0 & 0 & 0 & L_u & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\
0 & 0 & 0 & 0 & 0 & L_u & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\
0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & L_u & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\
0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & L_u & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\
0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & C_u & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\
0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & C_u & 0 & 0 & 0 & 0 \\
0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & C_u & 0 & 0 & 0 \\
0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & C_u & 0 & 0 \\
0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & C & 0 \\
0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & L
\end{bmatrix} = \mathbf{D} \quad (4.2)$$

$$\begin{bmatrix}
R_{u11} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\
0 & R_{u12} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\
0 & 0 & R_{u21} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\
0 & 0 & 0 & R_{u22} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\
0 & 0 & 0 & 0 & R_{l11} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\
0 & 0 & 0 & 0 & 0 & R_{l12} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\
0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & R_{l21} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\
0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & R_{l22} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\
0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & R_c & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\
0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & R_c & 0 & 0 & 0 & 0 \\
0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & R_c & 0 & 0 & 0 \\
0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & R_c & 0 & 0 \\
0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\
0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & R
\end{bmatrix} = \mathbf{R} \quad (4.3)$$

$$\left[0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ \frac{1}{2} \ \frac{1}{2} \ \frac{1}{2} \ \frac{1}{2} \ 0 \right]^T i_{cd} = \zeta \quad (4.4)$$

El sistema tiene una esta representación por acomodo dada por;

$$\mathbf{D}\dot{\mathbf{x}} = \mathbf{J}_t\mathbf{x} - \mathbf{R}\mathbf{x} + \zeta \quad (4.5)$$

El cual corresponde a una estructura Hamiltoniana con puertos [41], [42], [43], [44], [45] para las ecuaciones diferenciales del modelo, donde x son los estados del sistema. Si en lugar de elegir este acomodo se elige un acomodo donde se parte la matriz de interconexión \mathbf{J}_t en varias matrices \mathbf{J}_i , y cada matriz \mathbf{J}_i está asociada a una moduladora u_k , se obtiene el sistema descrito por:

$$\mathbf{D}\dot{\mathbf{x}} = \mathbf{J}\mathbf{x} + \mathbf{J}_1\mathbf{x}u_1 + \mathbf{J}_2\mathbf{x}u_2 + \dots + \mathbf{J}_8\mathbf{x}u_8 - \mathbf{R}\mathbf{x} + \zeta \quad (4.6)$$

Donde \mathbf{J}, \mathbf{J}_k son matrices anti-simétricas. La estrategia de control consiste en retroalimentar al sistema descrito en (4.6) con un sistema pasivo con estructura Hamiltoniana (denominado *sistema deseado, exosistema*) que tiene la misma dinámica que el sistema en lazo abierto, pero libre de fallas. El sistema dinámico deseado (4.7) tiene una estructura similar a (4.6), sólo que se impone que sus estados \mathbf{x}^* tengan el comportamiento que se desea para el sistema (4.6).

$$\mathbf{D}\dot{\mathbf{x}}^* = \mathbf{J}\mathbf{x}^* + \mathbf{J}_1\mathbf{x}^*u_1^* + \mathbf{J}_2\mathbf{x}^*u_2^* + \dots + \mathbf{J}_8\mathbf{x}^*u_8^* - \mathbf{R}\mathbf{x}^* + \zeta \quad (4.7)$$

Si se retroalimenta con el sistema deseado (4.7) al sistema (4.6), se obtiene lo que comúnmente se llama la dinámica del error descrito por estados $\bar{\mathbf{x}} = \mathbf{x} - \mathbf{x}^*$, que bajo las propiedades de conservación de la estructura Hamiltoniana mantendrá la misma estructura. La señal de control estará compuesta de la forma $\mathbf{u} = \bar{\mathbf{u}} + \mathbf{u}^*$. El propósito de esta forma para la señal de control es que no desaparezca en la retroalimentación, que se ve claramente al analizar la dinámica de la energía dH/dt del error. Ahora la dinámica del error tiene la estructura dada por:

$$\mathbf{D}\dot{\bar{\mathbf{x}}} = \mathbf{J}\bar{\mathbf{x}} + \mathbf{J}_1\bar{\mathbf{x}}u_1 + \mathbf{J}_2\bar{\mathbf{x}}u_2 + \dots + \mathbf{J}_8\bar{\mathbf{x}}u_8 - \mathbf{R}\bar{\mathbf{x}} + \mathbf{J}_1\mathbf{x}^*\bar{u}_1 + \mathbf{J}_2\mathbf{x}^*\bar{u}_2 + \dots + \mathbf{J}_8\mathbf{x}^*\bar{u}_8 \quad (4.8)$$

Acomodando el sistema para agrupar los términos que dependen de x^* , \bar{u}_k se obtiene:

$$\mathbf{D}\dot{\bar{\mathbf{x}}} = \mathbf{J}\bar{\mathbf{x}} + \mathbf{J}_1\bar{\mathbf{x}}u_1 + \mathbf{J}_2\bar{\mathbf{x}}u_2 + \dots + \mathbf{J}_8\bar{\mathbf{x}}u_8 - \mathbf{R}\bar{\mathbf{x}} + \bar{\mathbf{J}}(\mathbf{x}^*)\bar{\mathbf{U}} \quad (4.9)$$

Donde los términos que dependen de \mathbf{x}^* , \bar{u}_k quedan agrupados en :

$$\bar{\mathbf{J}}(\mathbf{x}^*) = \begin{bmatrix} \mathbf{J}_1\mathbf{x}^* & \dots & \mathbf{J}_8\mathbf{x}^* \end{bmatrix} \quad (4.10)$$

$$\bar{\mathbf{U}} = \begin{bmatrix} \bar{u}_1 & \dots & \bar{u}_8 \end{bmatrix}^T \quad (4.11)$$

Si se examina el cambio en la energía del sistema mediante la derivada del Hamiltoniano del sistema con respecto del tiempo se puede estudiar la estabilidad de la dinámica del error. El Hamiltoniano de la dinámica del error está compuesto por el Hamiltoniano del sistema deseado y del sistema original lo cual se describe en:

$$H(t)_d = H(t) + H(t)^* = \bar{\mathbf{x}}^T \mathbf{D} \bar{\mathbf{x}} \quad (4.12)$$

$$\dot{H}(t)_d = \bar{\mathbf{x}}^T \bar{\mathbf{J}}(\mathbf{x}^*) \bar{\mathbf{U}} - \bar{\mathbf{x}}^T \mathbf{R} \bar{\mathbf{x}} \quad (4.13)$$

Examinando el ritmo de cambio en la energía de la dinámica del error determinado por la ecuación 4.13, se observa que queda en términos del vector de las señales de control $\bar{\mathbf{U}}$ asociada a \bar{u}_k , $\bar{\mathbf{J}}(\mathbf{x}^*)$ y de los estados deseados x_k^* .

El balance de la energía del sistema es la suma de la energía que entra al sistema menos la energía disipada lo cual debe cumplirse en (4.13). En la ecuación (4.13) se propone que el término $\bar{\mathbf{x}}^T \bar{\mathbf{J}}(\mathbf{x}^*) \bar{\mathbf{U}}$ sea la energía que entra al sistema a través de los puertos y el término $\bar{\mathbf{x}}^T \mathbf{R} \bar{\mathbf{x}}$ la disipación. El objetivo del control es que la dinámica del error sea global y asintóticamente estable con punto de equilibrio el origen. Para seleccionar la forma de \bar{u}_k que cumpla el objetivo de control hay diferentes vertientes, la primera es escoger una ley de control como en [42] la cual se resume en la expresión:

$$\bar{\mathbf{U}} = \bar{\mathbf{J}}^T(\mathbf{x}^*) (-k_p \bar{\mathbf{x}}) \quad (4.14)$$

Donde (4.14) es la retroalimentación de la salida pasiva de la dinámica del error $\bar{\mathbf{x}}^T \bar{\mathbf{J}}(\mathbf{x}^*)$ añadiendo ganancias k_p para moldear la disipación de la energía. Otra estrategia usada en [46], consiste en escoger una ley tal que al ser incluida produzca un termino $-\bar{\mathbf{x}}^T k_p \bar{\mathbf{x}}$ en la ecuación del balance de energía (4.13). Siguiendo esto se propone:

$$\bar{\mathbf{J}}(\mathbf{x}^*) \bar{\mathbf{U}} = -k_p \bar{\mathbf{x}} \quad (4.15)$$

$$\bar{\mathbf{J}}^\dagger(\mathbf{x}^*) \bar{\mathbf{J}}(\mathbf{x}^*) \bar{\mathbf{U}} = -\bar{\mathbf{J}}^\dagger(\mathbf{x}^*) k_p \bar{\mathbf{x}} \quad (4.16)$$

$$\bar{\mathbf{U}} = \bar{\mathbf{J}}^\dagger(\mathbf{x}^*) (-k_p \bar{\mathbf{x}}) \quad (4.17)$$

Donde $\bar{\mathbf{J}}^\dagger$ es la pseudo-inversa por la izquierda tal que la pre-multiplicación $\bar{\mathbf{J}}^\dagger \bar{\mathbf{J}} = \mathbf{I}$ sea igual a la matriz identidad \mathbf{I} . La última estrategia se traduce en escoger una nueva salida pasiva y

retroalimentarla.

Para el caso específico del sistema bajo estudio la segunda opción de control descrita por (4.17) presenta algunas ventajas y desventajas. Una de las ventajas es que para su implementación se requieren menos sensores en comparación con la técnica (4.14). En contraste la estrategia en (4.17) tiene una desventaja muy grande, que para ciertos sistemas (en particular el sistema en estudio) la estructura de control no es analítica en ciertos momentos; en otras palabras, tiene divisiones entre funciones con múltiples cruces por cero. Como forma de solucionar esto se pueden utilizar representaciones en otros sistemas coordenados como el marco de referencia DQ. Esto debido a que señales variantes en el tiempo (y con cruces por cero) son transformadas a señales constantes; pero esta representación aumenta la complejidad del sistema. Otra desventaja a mencionar es que la pseudo inversa $\bar{\mathbf{J}}^\dagger(\mathbf{x}^*)$ no siempre puede ser computable, lo que puede suceder cuando $\bar{\mathbf{J}}(\mathbf{x}^+, \bar{\mathbf{u}})$ depende de las señales de control \bar{u}_k .

Debido a las razones expuestas se opta por la primer estrategia (4.14), la cual tiene la estructura para un caso en específico (convertidor monofásico de 5 niveles de corriente a la salida):

$$\bar{\mathbf{U}} = [\bar{u}_1 \quad \bar{u}_2 \quad \bar{u}_3 \quad \bar{u}_4 \quad \bar{u}_5 \quad \bar{u}_6 \quad \bar{u}_7 \quad \bar{u}_8]^T \quad (4.18)$$

$$= [a\bar{x}_{13} - x_{13}^*\bar{x}_1 \quad a\bar{x}_{13} - x_{13}^*\bar{x}_2 \quad a\bar{x}_{13} - x_{13}^*\bar{x}_3 \quad a\bar{x}_{13} - x_{13}^*\bar{x}_4 \dots \\ a\bar{x}_{13} - x_{13}^*\bar{x}_5 \quad a\bar{x}_{13} - x_{13}^*\bar{x}_6 \quad a\bar{x}_{13} - x_{13}^*\bar{x}_7 \quad a\bar{x}_{13} - x_{13}^*\bar{x}_8]^T \quad (4.19)$$

Y donde los términos u^* se obtienen del sistema deseado descrito en la expresión (4.7). Se toma como consideración que al ser el sistema deseado y no conocer si hay pérdidas desiguales entre los módulos, se asumen condiciones ideales. Entonces con las condiciones anteriores se tiene que $u_1^* = u_2^* = 1 - u_3^* = 1 - u_4^* = 1 - u_5^* = 1 - u_6^* = u_7^* = u_8^* = u^*$, ya que no hay pérdidas desiguales entre los módulos y estos se encuentran en el punto de equilibrio deseado. Entonces u^* se puede obtener de las ecuaciones del filtro de salida (3.13) y (3.14), que corresponden a las ecuaciones dinámicas de los estados x_{13} y x_{14} desarrolladas en el capítulo III. Tomando las ecuaciones del sistema deseado:

$$C\dot{x}_{13}^* = i_{cd}(2u^* - 1) - x_{14}^* \\ L\dot{x}_{14}^* = x_{13}^* - x_{14}^*R - V_r$$

Despejando u^* de las ecuaciones anteriores se obtiene:

$$(2u^* - 1) = \frac{C\dot{x}_{13}^* + x_{14}^*}{i_{cd}} \quad (4.20)$$

Se deja la señal de control expresada como $2u^* - 1$, ya que si se recuerda $u_{1k} = \frac{1}{2} + \frac{m \text{sen}(w_0 t + \phi_0)}{2}$, donde la moduladora es $m \text{sen}(w_0 t + \phi_0)$ la señal de modulación que se introduce al esquema de modulación por multi-portadora. Entonces la moduladora es igual a $2u^* - 1$. Si se escoge a x_{14} como la variable a controlar entonces x_{13}^* y \dot{x}_{13}^* estarán en función del estado deseado x_{14}^* , como se muestra en:

$$x_{13}^* = L\dot{x}_{14}^* + x_{14}^*R + v_r \quad (4.21)$$

En la figura 4.1 se muestra la estructura de la estrategia de control mediante diagrama de bloques.

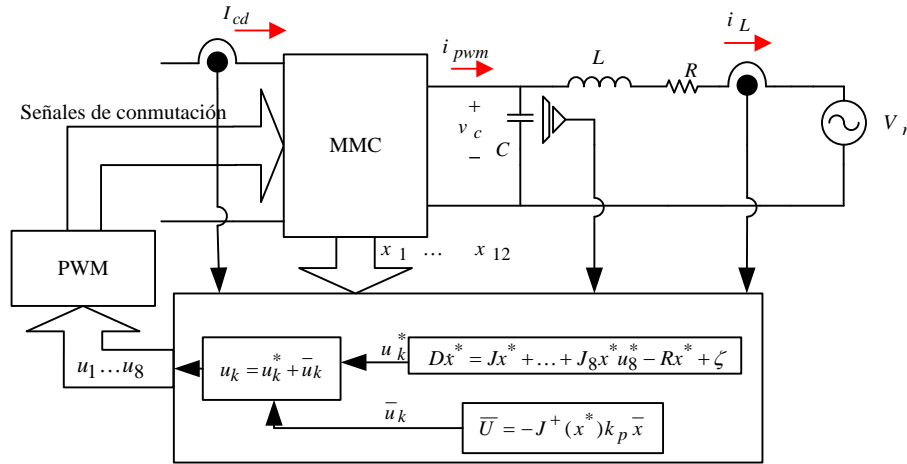


Figura 4.1. Diagrama del control del MMC.

4.2. Estrategia de control para el MCSI

En el caso del convertidor MCSI se opta por una estrategia de control diferente a la usada en el MMC, debido a que el modelo del MCSI no tiene una estructura Hamiltoniana [47], [48]. Por esta razón se opta por usar una representación mínima del sistema mediante una estructura

Hamiltoniana [49], [44]. Esta representación mínima del sistema no describe los estados dinámicos de las celdas y no se pueden controlar mediante esta realización; el control de las celdas para el balance estará descrito por un esquema de control diferente al del filtro de salida del convertidor. Las ecuaciones del modelo del MCSI no se logran acomodar bajo una estructura Hamiltoniana, lo cual se muestra para el caso del convertidor de 5 niveles en (4.22).

En estas expresiones se utilizan los cambios de variables: $x_k = i_{Lhk}$ para las corrientes en los inductores superiores; $y_k = i_{Llk}$ para las corrientes en los inductores inferiores y con u_k, v_k igual al valor promedio de las señales de control para los interruptores h_k y l_k respectivamente.

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} L_h & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & L_h & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & L_h & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & L_h & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & C & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & L \end{bmatrix} \dot{\mathbf{x}} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 & -u_1 + u_2 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & -u_2 + u_1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & v_1 - v_2 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & v_2 - v_1 & 0 \\ u_1 & u_2 & -v_1 & -v_2 & 0 & -1 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 \end{bmatrix} \mathbf{x} \\ - \begin{bmatrix} R_1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & R_2 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & R_1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & R_2 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & R \end{bmatrix} \mathbf{x} + [R_e \ R_e \ R_e \ R_e \ 0 \ 0]^T i_{cd} \end{aligned} \quad (4.22)$$

No se logra la estructura Hamiltoniana debido a que la matriz de inter-conexión que contiene a las señales de control u_k y v_k no es anti-simétrica. Una estrategia para poder controlar el sistema es usar lazos de control en cascada [50], [51], [52], donde el lazo externo hace uso de la realización mínima del sistema para poder desarrollar una estrategia basada en pasividad. Usando una de las propiedades del sistema donde la suma de las corrientes que pasan por los inductores superiores $i_{Lh1} + \dots + i_{Lh1}$ (ó inferiores) es igual a la corriente del bus i_{cd} , esto reflejado en la notación de variables x_k y para el caso de 2 celdas se ve como:

$$x_1 + x_2 = y_1 + y_1 = i_{cd} \quad (4.23)$$

Para el caso de n celdas esta expresión es:

$$\sum_{k=1}^n x_k = i_{cd} \quad (4.24)$$

Esta propiedad se puede usar en la expresión que describe a la señal i_{pwm} :

$$\frac{1}{2}(x_1 u_1 + x_2 u_2 - x_3 v_1 - x_4 v_2) = i_{pwm} \quad (4.25)$$

Lo que daría como resultado una realización mínima, es decir un sistema que describe la interacción entre la entrada y salida del sistema quedando el sistema como:

$$\begin{bmatrix} C & 0 \\ 0 & L \end{bmatrix} \dot{\mathbf{x}} = \begin{bmatrix} 0 & -1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix} \mathbf{x} - \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & R \end{bmatrix} \mathbf{x} + \begin{bmatrix} 1 \\ 2 \\ 0 \end{bmatrix} i_{pwm} \quad (4.26)$$

Donde ahora los estados de este sistema son x_5 y x_6 para el caso de dos celdas conectadas. Recordando que $x_5 = v_c$ es la tensión en el condensador del filtro de salida y $x_6 = i_L$ la corriente de salida.

El sistema (4.26) sí tiene una estructura Hamiltoniana con puertos, a este sistema se le aplica la técnica de control [53], quedando la ley de control de la forma:

$$i_{pwm} = (C\dot{x}_5^* + x_6^*) \quad (4.27)$$

$$x_5^* = L\dot{x}_6^* + R x_6^* + v_r - k\bar{x}_6 \quad (4.28)$$

Donde la ley de control para la estructura Hamiltoniana se obtiene a partir del sistema deseado x^* , y se usa la propiedad de las corrientes en las celdas (4.25) para aproximar i_{pwm} a la expresión

$$i_{pwm} = i_{cd} u + err(x_k, y_k, a, b) \quad (4.29)$$

Donde err es el error que resulta de la aproximación; este error es cero cuando las moduladoras de las celdas son iguales $u_1 = u_2$, ó cuando las corrientes de las celdas son iguales $x_1 = x_2$. Por lo tanto la estrategia es que la señal de control se divida en dos partes:

$$\begin{aligned}
u_1 - u_2 &= a \\
u_1 &= u + \frac{1}{2}a \\
u_2 &= u - \frac{1}{2}a \\
v_1 - v_2 &= b
\end{aligned} \tag{4.30}$$

Se escoge esta forma ya que al sustituirse (4.30) en la ecuación \dot{x}_1 se elimina la señal que controla al resto de celdas por lo que resulta en señales de control independientes por celda. Una forma de generalizar esta estructura es mediante el sistema lineal:

$$\begin{bmatrix} a_1 \\ a_2 \\ \vdots \\ nu \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} n-1 & -1 & \dots & -1 \\ -1 & n-1 & \dots & -1 \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ 1 & 1 & \dots & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_1 \\ u_2 \\ \vdots \\ u_n \end{bmatrix} \tag{4.31}$$

Entonces al sustituir las señales de control u_1 y u_2 en la ecuación dinámica de \dot{x}_1 se obtiene:

$$L_h \dot{x}_1 = -ax_5 \frac{1}{2} - x_1 R_1 + i_{cd} R_e \tag{4.32}$$

La energía que entra al modulo estará influenciada por el producto de dos señales sinusoidales x_5 y a a la misma frecuencia, en específico por el valor promedio del producto ax_5 . Se escoge representar el producto ax_5 mediante componentes en el marco de referencia DQ para evitar divisiones entre señales con múltiples cruces por cero como es x_5 . Esta división entre x_5 surge al intentar despejar la señal de control a , la cual es la señal que se introduce junto a u a los bloques de modulación como se muestra en las expresiones (4.30). El sistema toma la forma descrita en (4.33) siguiendo una representación de las señales a, x_5 en el marco de referencia DQ como a^{dq}, x_5^{dq} sin realizar la transformación de todas las variables.

$$L_h \dot{x}_1 = -a^{dq} x_5^{dq} \frac{1}{2} - x_1 R_1 + i_{cd} R_e \tag{4.33}$$

En los módulos se sigue una estrategia lineal [54] para controlar la corriente de los mismos, por lo que se procede al acomodo del sistema en la estructura habitual (4.34).

$$\begin{bmatrix} \dot{x}_1 \\ \dot{x}_{1a} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \mathbf{A} + bk & bk_a \\ -c & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1 \\ x_{1a} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ 1 \end{bmatrix} r + \begin{bmatrix} 1 \\ 0 \end{bmatrix} w \quad (4.34)$$

Donde se tiene:

$$\begin{aligned} \mathbf{A} &= \begin{bmatrix} -\frac{R_1}{L} \\ -\frac{1}{L} \end{bmatrix} & b &= \begin{bmatrix} -\frac{1}{L} \end{bmatrix} \\ c &= [1] & r &= \frac{I_{cd}}{n} & w &= I_{cd}R_e \end{aligned}$$

El sistema (4.34) es el sistema ampliado con x_{1a} igual a la integral del error con la referencia $r = i_{cd}/n$, que divide la corriente de forma equitativa entre el número de celdas n . Y donde la ley de control por retro-alimentación de estados es:

$$\frac{1}{2}(a^d x_5^d + a^q x_5^q) = kx_1 + k_a x_{1a} \quad (4.35)$$

Siendo k y k_a las ganancias de la retro-alimentación de estados. La selección de los valores para a^d y a^q se puede hacer de diferentes formas; en este trabajo se seleccionan usando la siguiente propuesta:

$$a^q = 0 \quad (4.36)$$

$$u_{aux} = a^d x_5^d = kx + k_a x_a \quad (4.37)$$

Los valores de las ganancias k, k_a del controlador se pueden seleccionar usando cualquier criterio dentro de la teoría de control por retro-alimentación de estados siempre y cuando se cumpla la estabilidad del sistema. Entonces los valores de las ganancias k, k_a están restringidos por:

$$k > -R \quad (4.38)$$

$$k_a < 0 \quad (4.39)$$

La anterior consideración es para cumplir la condición de estabilidad del sistema. A continuación se muestra la estructura de la estrategia de control en la figura 4.2 para el caso cuando el convertidor tiene dos celdas.

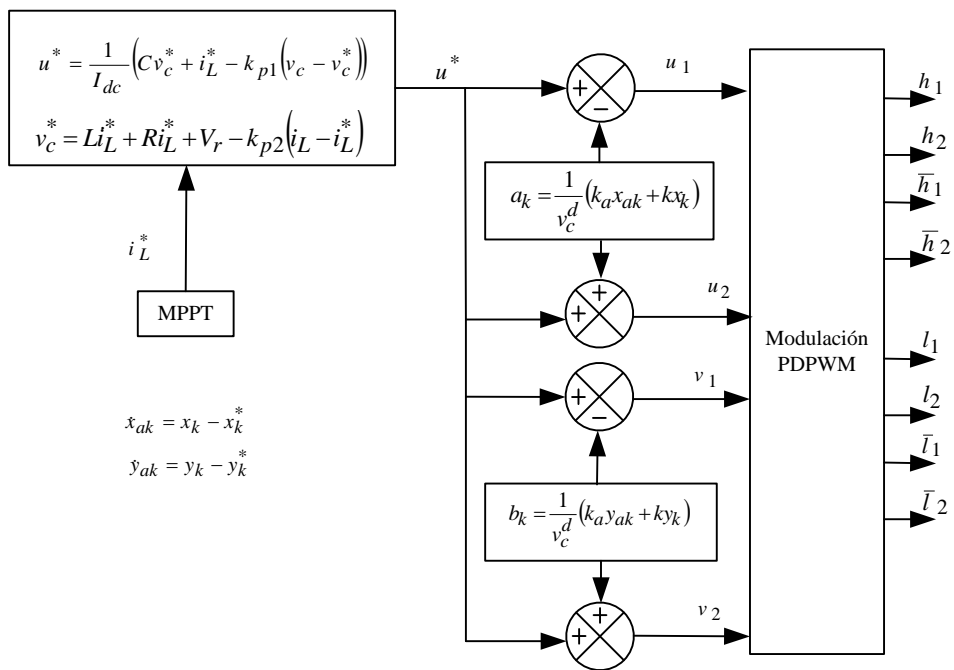


Figura 4.2. Diagrama del control del MCSI.

Capítulo 5

Aplicación de convertidores modulares alimentados en corriente a sistemas fotovoltaicos

Este capítulo se centra en determinar condiciones para la conexión de un arreglo fotovoltaico usando un convertidor multinivel alimentado en corriente [23], [24], siendo el convertidor MCSI la topología seleccionada para estudiar su conexión junto al panel fotovoltaico. En este capítulo se utiliza el término compatibilidad para describir que ambos elementos, convertidor y sistema PV trabajan bien juntos, es decir que para todos los puntos de la gráfica $i_{pv} - v_{pv}$ del panel se puede operar al convertidor. La compatibilidad se evalúa mediante dos objetivos que debe garantizar el convertidor: primero que se logre alcanzar el máximo punto de potencia del arreglo PV y segundo, incluir el algoritmo de seguimiento de máximo punto de potencia al esquema de control del convertidor. Todo esto se comprueba mediante dos enfoques; el primer enfoque es ver al convertidor y sus puntos de operación en estado estable como funciones que llevan al panel a ciertas condiciones de operación; el segundo consiste en ver al convertidor mediante un equivalente resistivo, enfoque ya utilizado en [26] - [32] en convertidores CD-CD.

5.1. Condiciones para trabajar en el MPP

Primero se garantiza en esta sección que el punto de máxima potencia es un punto válido de operación para el convertidor junto con el panel. Para garantizar esto se toman las ecuaciones que describen el modelo promedio del convertidor MCSI usando una representación general:

$$\begin{aligned}
 L_h \dot{x}_k &= - \left[(n-1)u_k - u_1 - \dots - u_n \right] \frac{v_c}{2n} - x_k R_k + i_{cd} R_e \\
 L_l \dot{y}_k &= - \left[(n-1)v_k - v_1 - \dots - v_n \right] \frac{v_c}{2n} - y_k R_k + i_{cd} R_e \\
 C \dot{x}_{2n+1} &= i_{pwm} - x_{2n+2} \\
 L \dot{x}_{2n+2} &= x_{2n+1} - x_{2n+2} R - v_r
 \end{aligned} \tag{5.1}$$

Recordando que el sub-índice k toma valores en $1, 2, \dots, n$, donde n es el número de celdas conectadas. Se asume que los inductores en las diferentes celdas son de valor similar, por lo tanto se omite en estos el sub-índice k , quedando L_h/L_l en lugar de L_{hk}/L_{lk} . La señal i_{pwm} se expresa como:

$$i_{pwm} = \frac{1}{2} \sum_{k=1}^n (x_k u_k - y_k v_k) \tag{5.2}$$

Considerando que el sistema está en lazo abierto se puede asumir que las moduladoras de las celdas tienen el mismo valor $u_1 = u_2 = \dots = u_n = -v_1 = -v_2 = \dots = -v_n = u$, por lo que la corriente i_{pwm} toma el valor:

$$\begin{aligned}
 i_{pwm} &= \frac{1}{2} \sum_{k=1}^n (x_k u + y_k u) \\
 &= \frac{1}{2} u \sum_{k=1}^n (x_k + y_k)
 \end{aligned}$$

Realizando la simplificación de las ecuaciones, considerando que la corriente i_{cd} se divide entre las celdas es decir:

$$i_{cd} = \sum_{k=1}^n x_k = \sum_{k=1}^n y_k$$

Se obtiene:

$$i_{pwm} = i_{cd}u \quad (5.3)$$

Que es la suma de las moduladoras multiplicadas por la corriente proveniente del bus de CD; esta consideración reduce el modelo del convertidor a las ecuaciones:

$$\begin{aligned} C\dot{x}_{2n+1} &= i_{cd}u - x_{2n+2} \\ L\dot{x}_{2n+2} &= x_{2n+1} - x_{2n+2}R - v_r \end{aligned} \quad (5.4)$$

El modelo es la realización mínima usada en el capítulo anterior, sólo tomando la consideración que se trabaja en lazo abierto por lo que se logra la igualdad descrita en (5.3). Al modelo reducido del sistema se le aplica la transformada DQ monofásica [55], [56] mediante la matriz de transformación:

$$B = \begin{bmatrix} \text{sen}(wt) & -\text{cos}(wt) \\ \text{cos}(wt) & \text{sen}(wt) \end{bmatrix} \quad (5.5)$$

Donde la transformación B tiene una inversa B^{-1} descrita por:

$$B^{-1} = \begin{bmatrix} \text{sen}(wt) & \text{cos}(wt) \\ -\text{cos}(wt) & \text{sen}(wt) \end{bmatrix}$$

Se continua el análisis usando el caso específico para el MCSI con $n = 2$ celdas conectadas; los resultados se pueden extrapolar a más celdas gracias a la consideración (5.3). Por lo que ahora se tienen los estados $x_{2n+1} = x_5$ y $x_{2n+2} = x_6$. Realizando la transformación DQ en el estado x_5 se tiene:

$$\begin{aligned} B \begin{bmatrix} C\dot{x}_5 \\ C\dot{x}_{5i} \end{bmatrix} &= B \begin{bmatrix} u i_{cd} - x_6 \\ u_i i_{cd} - x_{6i} \end{bmatrix} \\ C * B \begin{bmatrix} \dot{x}_5 \\ \dot{x}_{5i} \end{bmatrix} &= I_{cd} B \begin{bmatrix} u \\ u_i \end{bmatrix} - B \begin{bmatrix} x_6 \\ x_{6i} \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (5.6)$$

Donde x_{5i} es la señal x_5 desfasada $\pi/2$ radianes. Y con las componentes en DQ determinadas por:

$$\begin{aligned}
B \begin{bmatrix} x_5 \\ x_{5i} \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} x_5^d \\ x_5^q \end{bmatrix} = x_5^{dq} \\
B \begin{bmatrix} x_6 \\ x_{6i} \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} x_6^d \\ x_6^q \end{bmatrix} = x_6^{dq} \\
B \begin{bmatrix} u \\ u_i \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} u^d \\ u^q \end{bmatrix} = u^{dq}
\end{aligned} \tag{5.7}$$

Encontrando $B \begin{bmatrix} \dot{x}_5 \\ \dot{x}_{5i} \end{bmatrix}$ mediante la ecuación:

$$\frac{d}{dt} \left(B \begin{bmatrix} x_5 \\ x_{5i} \end{bmatrix} \right) = \frac{dB}{dt} \begin{bmatrix} x_5 \\ x_{5i} \end{bmatrix} + B \begin{bmatrix} \dot{x}_5 \\ \dot{x}_{5i} \end{bmatrix} \tag{5.8}$$

Y notando que:

$$\begin{bmatrix} x_5 \\ x_{5i} \end{bmatrix} = B^{-1} \begin{bmatrix} x_5^d \\ x_5^q \end{bmatrix} \tag{5.9}$$

Si se sustituye(5.9) en (5.8) se obtiene:

$$\frac{d}{dt} \left(BB^{-1} \begin{bmatrix} x_5^d \\ x_5^q \end{bmatrix} \right) = \frac{dB}{dt} B^{-1} \begin{bmatrix} x_5^d \\ x_5^q \end{bmatrix} + B \begin{bmatrix} \dot{x}_5 \\ \dot{x}_{5i} \end{bmatrix} \tag{5.10}$$

Donde $BB^{-1} = I$ es igual a la matriz identidad. Y con:

$$\frac{dB}{dt} = \begin{bmatrix} w \cos(wt) & w \operatorname{sen}(wt) \\ -w \operatorname{sen}(wt) & w \cos(wt) \end{bmatrix} \tag{5.11}$$

la cual se multiplica por B^{-1} obteniéndose:

$$\frac{dB}{dt} B^{-1} = \begin{bmatrix} 0 & w \\ -w & 0 \end{bmatrix} \tag{5.12}$$

Entonces la ecuación (5.10) se convierte en:

$$\begin{aligned} \frac{d}{dt} \begin{pmatrix} x_5^d \\ x_5^q \end{pmatrix} &= \begin{bmatrix} 0 & w \\ -w & 0 \end{bmatrix} \begin{pmatrix} x_5^d \\ x_5^q \end{pmatrix} + B \begin{pmatrix} \dot{x}_5 \\ \dot{x}_{5i} \end{pmatrix} \\ \frac{d}{dt} \begin{pmatrix} x_5^d \\ x_5^q \end{pmatrix} - \begin{bmatrix} 0 & w \\ -w & 0 \end{bmatrix} \begin{pmatrix} x_5^d \\ x_5^q \end{pmatrix} &= B \begin{pmatrix} \dot{x}_5 \\ \dot{x}_{5i} \end{pmatrix} \end{aligned} \quad (5.13)$$

Sustituyendo (5.13) en (5.8) se obtiene el estado dinámico x_5 representado en el marco de referencia DQ:

$$C \begin{pmatrix} \dot{x}_5^d \\ \dot{x}_5^q \end{pmatrix} = I_{cd} \begin{pmatrix} u^d \\ u^q \end{pmatrix} - \begin{pmatrix} x_6^d \\ x_6^q \end{pmatrix} + C \begin{bmatrix} 0 & w \\ -w & 0 \end{bmatrix} \begin{pmatrix} x_5^d \\ x_5^q \end{pmatrix} \quad (5.14)$$

Realizando el mismo procedimiento para obtener el estado x_6 representado en el marco DQ se obtienen las ecuaciones:

$$\begin{aligned} C\dot{x}_5^d &= Cwx_5^q - x_6^d + u^d i_{cd} \\ C\dot{x}_5^q &= -Cwx_5^d - x_6^q + u^q i_{cd} \\ L\dot{x}_6^d &= Lwx_6^q + x_5^d + v_r^d \\ L\dot{x}_6^q &= -Lwx_6^d + x_5^q + v_r^q \end{aligned} \quad (5.15)$$

Algo a notar es que un punto de operación en estado estable del sistema en el marco de referencia normal se verá como un punto de equilibrio del sistema en DQ. Si se evalúan las ecuaciones (5.15) en el punto de equilibrio se obtiene:

$$0 = Cwx_5^q - x_6^d + u^d i_{cd} \quad (5.16)$$

$$0 = -Cwx_5^d - x_6^q + u^q i_{cd} \quad (5.17)$$

$$0 = Lwx_6^q + x_5^d + v_r^d \quad (5.18)$$

$$0 = -Lwx_6^d + x_5^q + v_r^q \quad (5.19)$$

Tomando en cuenta la ecuación que describe la tensión en la terminales del bus de CD se tiene que:

$$v_{cd} = \frac{1}{2n} x_{2n+1} \sum_{k=1}^n (u_k - v_k) v_{cd} = \frac{1}{4} [u_1 - \bar{u}_1 + u_2 - \bar{u}_2 - v_1 + \bar{v}_1 - v_2 + \bar{v}_2] x_5 \quad (5.20)$$

Y se aplica la consideración que se trabaja en lazo abierto, y por lo tanto las moduladoras de las celdas son iguales $u_1 = u_2 = \dots = u_n = -v_1 = -v_2 = \dots = -v_n = u$ por lo que la tensión v_{cd} toma la forma:

$$\begin{aligned} v_{cd} &= \frac{1}{2n} x_{2n+1} \sum_{k=1}^n (u_k - v_k) \\ v_{cd} &= \frac{1}{2n} x_{2n+1} (2nu) \\ v_{cd} &= x_{2n+1} u \\ v_{cd} &= x_5 u \end{aligned} \quad (5.21)$$

Expresando la tensión del bus de CD en términos de señales del marco de referencia DQ, primero se usa el hecho:

$$\begin{bmatrix} u \\ u_i \end{bmatrix} = B^{-1} \begin{bmatrix} u^d \\ u^q \end{bmatrix} \quad (5.22)$$

Y asumiendo que el valor promedio de $v_{cd} = u_i x_{5i} = u x_5$, entonces se tiene:

$$v_{cd} + v_{cd} = u x_5 + u_i x_{5i} = \begin{bmatrix} u & u_i \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_5 \\ x_{5i} \end{bmatrix} \quad (5.23)$$

Sustituyendo (5.22) en (5.23) se obtiene:

$$\begin{aligned} 2v_{cd} &= (u^{dq})^T (B^{-1})^T B^{-1} x_5^{dq} \\ v_{cd} &= \frac{1}{2} (u^d x_5^d + u^q x_5^q) \end{aligned} \quad (5.24)$$

Con el término $(B^{-1})^T B^{-1} = I$ en la expresión (5.24) igual a la matriz identidad. Para mostrar a través del modelo que el par panel - convertidor opera adecuadamente, se buscará

representar los puntos de operación mediante funciones coordenadas, donde las funciones coordenadas se expresan en términos de la salida del sistema (la corriente x_6 , x_6^{dq} en DQ), y después mostrar que para cada punto de la gráfica del panel existe un punto a la salida (dado por las corrientes x_6^d, x_6^q).

Con la finalidad de poder expresar las corrientes x_6^{dq} como funciones coordenadas en términos de las señales del panel $i_{pv} = i_{cd}$ y $v_{pv} = v_{cd}$, se usan las ecuaciones de equilibrio del sistema en DQ expresadas en (5.16-5.19).

Tomando de las ecuaciones de equilibrio la ecuación (5.17) y despejando x_6^q se obtiene:

$$x_6^q = i_{cd}u^q - Cw x_5^d \quad (5.25)$$

Tomando de las ecuaciones de equilibrio la expresión (5.18) y despejando x_5^d se obtiene:

$$x_5^d = v_r^d - Lw x_6^q \quad (5.26)$$

Sustituyendo (5.26) en la ecuación (5.25) se obtiene:

$$x_6^q = \frac{i_{cd}u^q - Cw v_r^d}{1 - CLw^2} \quad (5.27)$$

De esta forma se obtiene la expresión (5.27) que describe la corriente de salida x_6^d en términos de las señales de entrada del convertidor i_{cd} y v_r . Para expresar la corriente de salida x_6^d se usa la potencia activa en la entrada y en la salida del convertidor como se muestra en:

$$v_{cd}i_{cd} = avr(x_6 v_r) \quad (5.28)$$

Expresando la ecuación anterior mediante las señales en el marco de referencia DQ se obtiene:

$$v_{cd}i_{cd} = \frac{1}{2}(x_6^d v_r^d + x_6^q v_r^q) \quad (5.29)$$

Recordando que $v_r^q = 0$ debido a que es la referencia para la transformada DQ, entonces la expresión que relaciona la potencia activa en la entrada y salida de convertidor es:

$$v_{cd}i_{cd} = \frac{1}{2}x_6^d v_r^d \quad (5.30)$$

Ahora de la ecuación (5.30) se despeja x_6^q se obtiene:

$$x_6^d = \frac{2v_{cd}i_{cd}}{v_r^d} \quad (5.31)$$

Ahora se visualiza al convertidor mediante funciones coordenadas que toman un punto (i_{pv}, v_{pv}) de la gráfica del panel mostrada en la figura 5.1.

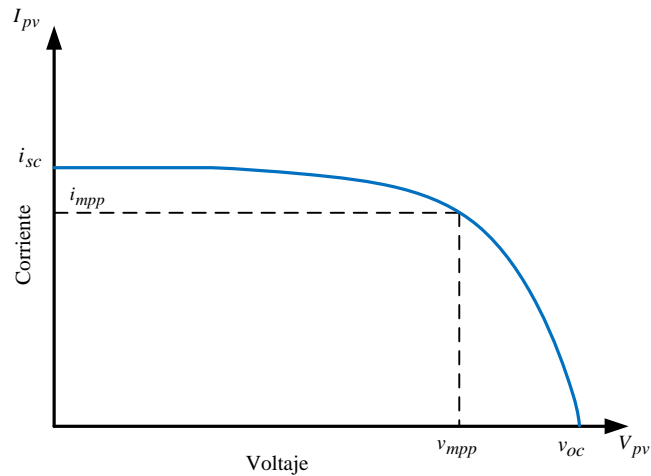


Figura 5.1. Gráfica $i_{pv} - v_{pv}$.

Y arroja un punto (x_6^d, x_6^q) que son corrientes a la salida del convertidor en el marco de referencia DQ.

Ahora se debe determinar que para cada punto de la gráfica del panel $a_{pv} = (i_{pv}, v_{pv})$ existe o le corresponde un punto $b = (x_6^d, x_6^q)$ como se muestra a forma de ejemplo en la figura 5.2.

Para comprobar lo anterior se usan 2 herramientas:

- El teorema de la función inversa [57], [58].

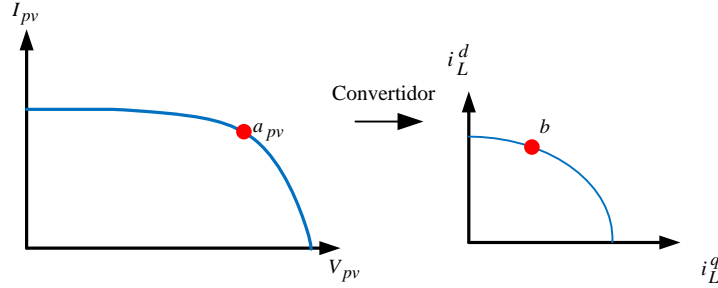


Figura 5.2. Visualización de las funciones coordenadas.

- Teorema de la función implícita [59].

Teorema 5.1.1. Dada una función vectorial continuamente diferenciable $f : \mathbf{R}^n \rightarrow \mathbf{R}^m$, si el determinante de $Df(a) \neq 0$, en algún punto a en \mathbf{R}^n . Entonces existe una vecindad U de a en \mathbf{R}^n y una vecindad V de $f(a)$ en \mathbf{R}^m tal que $f : U \rightarrow V$ es uno a uno, sobre y tiene una inversa diferenciable $g : V \rightarrow U$. Donde $g \circ f : U \rightarrow U$ es la identidad y $f \circ g : V \rightarrow V$ también es la identidad.

Teorema 5.1.2. Sean $f_1(x, y), \dots, f_k(x, y)$ funciones continuamente diferenciables en \mathbf{R}^{n+k} y asumiendo que $p = (a, b) \in \mathbf{R}^{n+k}$ es un punto para el cual

$$f_1(a, b) = 0, \dots, f_k(a, b) = 0 \quad (5.32)$$

Suponiendo que en el punto p la matriz $k \times k$

$$M = \begin{bmatrix} \frac{\partial f_1}{\partial y_1(p)} & \cdots & \frac{\partial f_1}{\partial y_k(p)} \\ \vdots & & \vdots \\ \frac{\partial f_k}{\partial y_1(p)} & \cdots & \frac{\partial f_k}{\partial y_k(p)} \end{bmatrix}$$

es invertible. Entonces en un vecindario de a en \mathbf{R}^n hay k funciones únicas y diferenciables

$$\rho_1(x), \dots, \rho_k(x)$$

Tal que

$$f_1(x, \rho_1(x)) = 0, \dots, f_k(x, \rho_k(x)) = 0$$

Juntos estos dos teoremas muestran que el convertidor y el arreglo fotovoltaico son compatibles y trabajan correctamente juntos. Esto debido a que si el Jacobiano del mapeo descrito por las funciones coordenadas (5.27) y (5.31) es diferente de cero, entonces existen funciones inversas a (5.27) y (5.31). Como existen funciones y funciones inversas para cada punto donde el Jacobiano es diferente de cero, entonces para estos puntos se puede decir que para cada punto (i_{pv}, v_{pv}) existe un punto (x_6^d, x_6^q) . Lo anterior significa que para cada punto (i_{pv}, v_{pv}) de la gráfica de operación del panel el convertidor opera; traduciéndose en que el convertidor puede entregar corrientes (x_6^d, x_6^q) a la carga/red, donde a su vez estos puntos (x_6^d, x_6^q) se traducen en potencia activa y reactiva aprovechada por la red. Cabe mencionar que se opera sólo con potencia activa ya que el panel no tiene capacidad de absorber energía.

Ahora realizando la comprobación de la operación del sistema por medio del Jacobiano J de las funciones coordenadas (x_6^d, x_6^q) obtenidas de las ecuaciones (5.31), (5.27) y recordando que $i_{pv} = i_{cd}$, $v_{pv} = v_{cd}$ se obtiene:

$$\begin{aligned} \det(J) &= \det \left(\begin{bmatrix} \frac{\partial x_6^d}{\partial i_{pv}} & \frac{\partial x_6^d}{\partial v_{pv}} \\ \frac{\partial x_6^q}{\partial i_{pv}} & \frac{\partial x_6^q}{\partial v_{pv}} \end{bmatrix} \right) \\ &= \det \left(\begin{bmatrix} \frac{2v_{pv}}{v_r^d} & \frac{2i_{cd}}{v_r^d} \\ u^q & 0 \end{bmatrix} \right) \\ &= \frac{-2i_{cd}u^q}{v_r^d(1 - CLw^2)} \end{aligned} \quad (5.30)$$

Examinando el determinante del Jacobiano se observa que es diferente de cero si se cumple que $i_{pv} = i_{cd} \neq 0$ y $u^q \neq 0$.

En este método de comparación no se incluye el rango para la moduladora u . La moduladora sólo se opera en un rango limitado determinado por:

$$|u| \leq 1 \quad (5.31)$$

Esta restricción se debe a varios factores como la veracidad del modelo para describir al convertidor cuando no se cumple la restricción. Otra razón para la restricción es que cuando se excede este rango se producen armónicos de bajo orden los cuales se reflejan en la corriente de salida del convertidor.

Con la finalidad de determinar el límite para el rango de operación del convertidor junto al panel se incluye el límite de la moduladora. Usando la ecuación (5.19) de las ecuaciones de equilibrio y despejando x_5^q se obtiene:

$$x_5^q = Lwx_6^d + v_r^q \quad (5.32)$$

Si se considera que $v_r^q = 0$ se reduce a :

$$x_5^q = Lwx_6^d \quad (5.33)$$

Si el valor de x_5^q obtenido de (5.33) se sustituye en (5.16), se obtiene la ecuación de equilibrio:

$$0 = CLw^2x_6^d - x_6^d + u^di_{cd} \quad (5.34)$$

Despejando de la ecuación anterior el valor de x_6^d se obtiene:

$$x_6^d = \frac{i_{cd}u^d}{1 - CLw^2} \quad (5.35)$$

Sustituyendo el valor de x_6^d obtenido de (5.35) en la ecuación (5.30) que relaciona la potencia activa, se obtiene:

$$\begin{aligned} v_{cd}I_{cd} &= \frac{v_r^di_{cd}u^d}{2(1 - CLw^2)} \\ v_{cd} &= \frac{v_r^du^d}{2(1 - CLw^2)} \end{aligned} \quad (5.36)$$

Se toma la restricción en la señal moduladora $|u| \leq 1$ para expresarla en términos de señales en el marco de referencia DQ como sigue:

$$\begin{aligned} |u| &\leq 1 \\ \left| \begin{bmatrix} u^d \\ u^q \end{bmatrix} \right| &\leq 1 \\ \sqrt{(u^d)^2 + (u^q)^2} &\leq 1 \end{aligned} \quad (5.37)$$

Lo anterior se debe a la propiedad $B \begin{bmatrix} u \\ u_i \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} u^d \\ u^q \end{bmatrix}$.

Evaluando (5.37) en el límite $|u^{dq}| = 1$ y despejando u^d se obtiene:

$$u^d = \sqrt{1 - (u^q)^2} \quad (5.38)$$

Si de la expresión (5.27) se asume que el sistema sólo trabaja con potencia activa $x_6^q = 0$ y se despeja el valor de u^q se obtiene:

$$u^q = \frac{Cwv_r^d}{i_{cd}} \quad (5.39)$$

Si se sustituye (5.38) en (5.36) se obtiene:

$$v_{cd} = \frac{v_r^d \sqrt{1 - (u^q)^2}}{2(1 - CLw^2)} \quad (5.40)$$

La expresión (5.40) representa el punto más a la derecha de la gráfica del panel el cual es operable por el sistema. La expresión (5.40) está en términos de la tensión del bus v_{cd} y la corriente. Juntas la condición (5.40) y la condición (5.30) determinan la región de puntos en la que el sistema puede operar.

El punto que interesa se encuentre dentro de la región operable del sistema es el punto de máxima potencia I_{mpp}, V_{mpp} para el cual sólo basta con asegurarse que se cumpla:

$$V_{mpp} \leq \frac{v_r^d \sqrt{1 - (u^q)^2}}{2(1 - CLw^2)}, \quad (5.41)$$

Es importante mencionar las limitaciones del enfoque usado para comprobar la compatibilidad del convertidor con el sistema fotovoltaico. La primer limitación es que se requiere un modelo del sistema. Otra limitación es que se requieren los puntos de equilibrio del modelo dinámico del sistema; en el enfoque usado se recurrió a usar la transformada DQ monofásica. Otra limitación es que sólo se garantiza la operación de los puntos de estado estable; las condiciones transitorias escapan de las herramientas utilizadas. Una limitación final es que la condición obtenida en (5.30) no es suficiente y necesaria; es decir que no cumplir con (5.30) no significa que el sistema no se puede operar, pero cumplirla si garantiza que el sistema es operativo.

5.2. Equivalente resistivo del panel/convertidor

Otro enfoque utilizado para comprobar la operación del sistema, es representar al panel mediante una resistencia equivalente descrita por la corriente y tensión en terminales del panel como se muestra en [26]:

$$r_{pv} = \frac{v_{pv}}{i_{pv}} \quad (5.42)$$

A continuación se representa al convertidor mediante una resistencia equivalente usando la corriente y tensión en las terminales que se conectan directamente al panel fotovoltaico; en este caso serían la corriente i_{cd} y la tensión v_{cd} , y la resistencia equivalente queda representada mediante:

$$r_{con}(t) = \frac{v_{cd}}{i_{cd}} \quad (5.43)$$

Donde la resistencia equivalente del convertidor $r_{con}(t)$ se obtiene de los puntos de equilibrio del modelo dinámico del convertidor. Comúnmente esta estrategia se utiliza en convertidores CD-CD por lo que es factible obtener las ecuaciones de equilibrio del sistema. En el caso del MCSI se puede usar la transformación DQ para poder evaluar los puntos de equilibrio, que se traducen en puntos de estado en régimen permanente del sistema.

Primero retomando la expresión (5.30) que describe la potencia en el bus de CD y a la salida del convertidor y despejando de esta la tensión v_{cd} como se muestra en:

$$v_{cd} = \frac{1}{2v_{cd}} x_6^d v_r^d \quad (5.44)$$

A continuación se toma la expresión (5.35) y se sustituye en (5.44) obteniéndose:

$$\begin{aligned} v_{cd} &= \frac{1}{2i_{cd}(1 - CLw^2)} i_{cd} u^d v_r^d \\ v_{cd} &= \frac{1}{2(1 - CLw^2)} u^d v_r^d \end{aligned} \quad (5.45)$$

Si se usa la expresión anterior y se divide entre i_{cd} para obtener la resistencia equivalente del convertidor $r_{con}(t)$ se obtiene:

$$r_{con}(t) = \frac{v_{cd}}{i_{cd}} = \frac{1}{2i_{cd}(1 - CLw^2)} u^d v_r^d \quad (5.46)$$

Ahora se verifica en que puntos ambas resistencias equivalentes r_{pv} y $r_{con}(t)$ coinciden; se busca que coincidan al menos para algún punto de operación de interés, como es el MPP. Como se observa la expresión se tiene que verificar punto a punto y se asume que el resto de puntos en el intervalo es operable, como se observa en la figura 5.3.

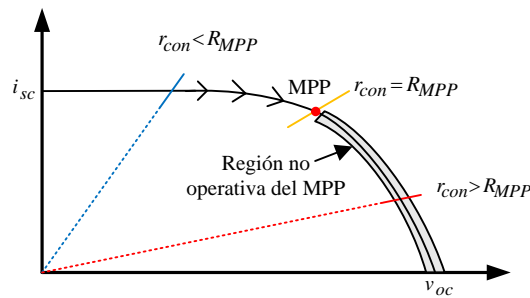


Figura 5.3. Visualización de la resistencia equivalente.

La figura 5.3 muestra todos los puntos (i_{pv}, v_{pv}) de un panel fotovoltaico bajo irradiación solar constante, estos puntos componen la curva en negro. A cada punto de la curva del panel le corresponde un valor de resistencia r_{pv} , y al punto de máxima potencia le corresponde el valor de resistencia equivalente R_{MPP} . La recta roja muestra el límite superior para la resistencia equivalente del convertidor $r_{con}(t)$, y la recta azul el límite inferior de $r_{con}(t)$. Entre las rectas

roja y azul es la región de operación del sistema, donde el punto de interés es $r_{con}(t) = R_{MPP}$. El área gris muestra que parte de la región de operación del panel no es operable puesto que se espera que se llegue al MPP de forma suave por la izquierda y se mantenga en el MPP.

Capítulo 6

Resultados

En anteriores capítulos se obtuvieron los modelos de los convertidores que se validaron mediante simulaciones; también se diseñaron las estrategias de control para cada convertidor. En esta sección se retoma el contenido de anteriores capítulos y se lleva a cabo la verificación mediante simulaciones en lazo cerrado de ambos convertidores; en el caso de la topología MCSI se simula junto a un arreglo fotovoltaico a baja potencia. Los resultados en simulación se realizan empleando Matlab/Simulink y Plexim/Plecs. La validación experimental del convertidor MCSI junto a un arreglo fotovoltaico es a baja potencia y en lazo cerrado, incluyendo diferentes escenarios como es el seguimiento del máximo punto de potencia del arreglo fotovoltaico y el control de los módulos para la regulación de corriente.

6.1. Simulación MMC en lazo cerrado

Las condiciones de operación del MMC en las simulaciones son:

1. Operación en lazo cerrado usando la estrategia de control desarrollada en el capítulo

- 4, la cual está basada en la propiedad de pasividad del sistema y la estructura Hamiltoniana del modelo del sistema.
2. El convertidor opera con ocho módulos en total repartidos en las ramas del convertidor, esto para simular grandes periodos de tiempo.
3. Se realiza co-simulación entre el blockset de PLECS y Simulink usando el solucionador Runge-Kutta (ode4), donde se simulan la etapa de electrónica de potencia y el control respectivamente.
4. Los parámetros del convertidor se incluyen en la Tabla 6.1.
5. Se simula bajo dos escenarios, el primero con condiciones ideales de pérdidas entre los módulos y el segundo escenario considerando que un módulo tiene una resistencia asociada a pérdidas diferente al resto de módulos.

Tabla 6.1. Parámetros MMC lazo cerrado.

Elemento	Valor
Corriente en el bus i_{cd}	150 A
Tensión de red v_r	$127\sqrt{2}$ V
w	120π rad/s
Número de módulos N	8
Frecuencia de conmutación f_s	1200 Hz
Inductor de los módulos $L_{u1k/l1k}$	≈ 120 mH
Condensador $C_{armu1/u2}$	1μ F
Condensador filtro C	116μ F
Inductor filtro L	10mH

6.1.1. Operación con pérdidas iguales

El primer escenario de prueba es con pérdidas iguales entre los módulos, por lo que la corriente del bus de CD se divide de forma equitativa entre los módulos; esto se logra con resistencias asociadas a cada módulo de mismo valor $R_{u11} = R_{u12} = R_{u21} = R_{u22} = R_{l11} = R_{l12} = R_{l21} = R_{l22} = 1\Omega$. El diagrama de la estrategia de control usada se muestra en la figura 4.1.

En la figura 6.1 se muestran las corrientes $i_{u1k/u2k}$ de los módulos superiores del MMC, se destaca que el valor promedio de las corrientes es cercano a $i_{cd}/2$. En la figura 6.2 se muestra

el error en las corrientes $i_{u1k/u2k}$ con respecto a la referencia donde se observa un error del 3%. En la figura 6.3 se muestran las corrientes $i_{l1k/u2k}$ de los módulos inferiores del MMC junto con el error mostrado en la figura 6.4 con un valor de 2.8%.

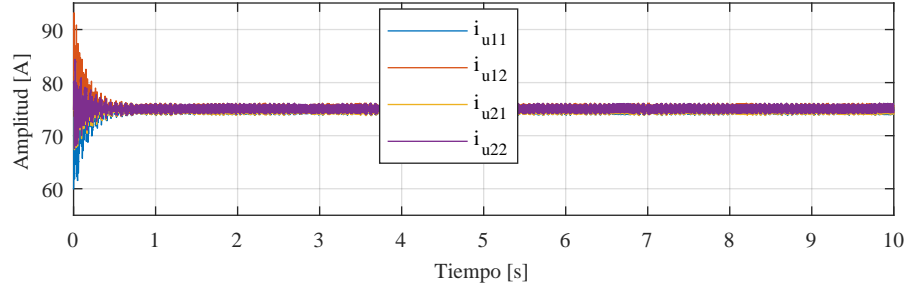


Figura 6.1. Corrientes $i_{u1k/u2k}$ en los módulos superiores.

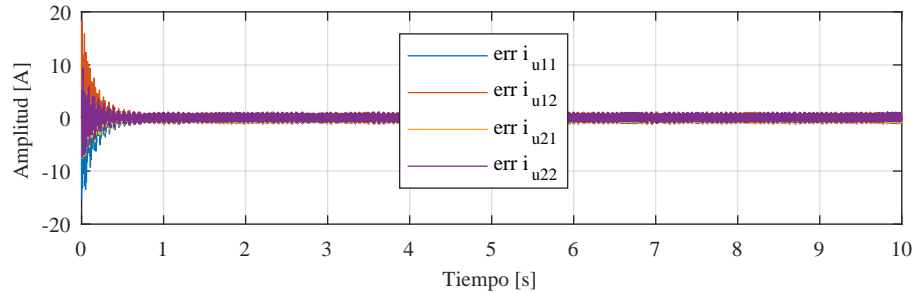


Figura 6.2. Error en las corrientes $i_{u1k/u2k}$ en los módulos superiores.

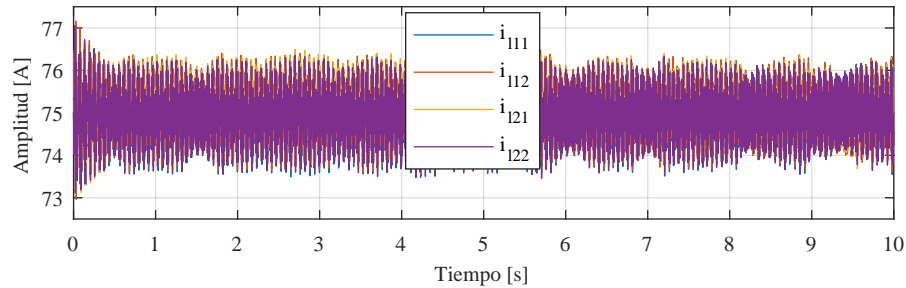


Figura 6.3. Corrientes $i_{l1k/l2k}$ en los módulos inferiores.

En la figura 6.5 se muestra la corriente de salida i_L del convertidor la cual tiene forma sinusoidal con un THD del 2.5%. El error de la corriente de salida i_L con respecto a la referencia se muestra en la figura 6.6 tiene un valor en estado estable de 5.3%

En la figura 6.7 se muestra la corriente i_{pwm} multinivel con condiciones ideales de pérdidas similares entre los módulos, en este escenario la forma multinivel no se ve afectada.

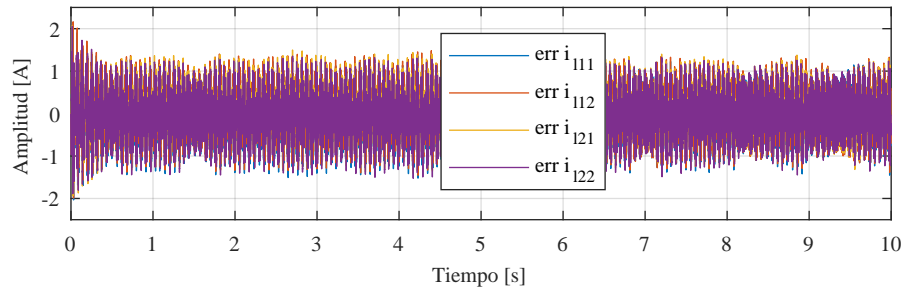


Figura 6.4. Error en las corrientes i_{l1k}/i_{l2k} en los módulos inferiores.

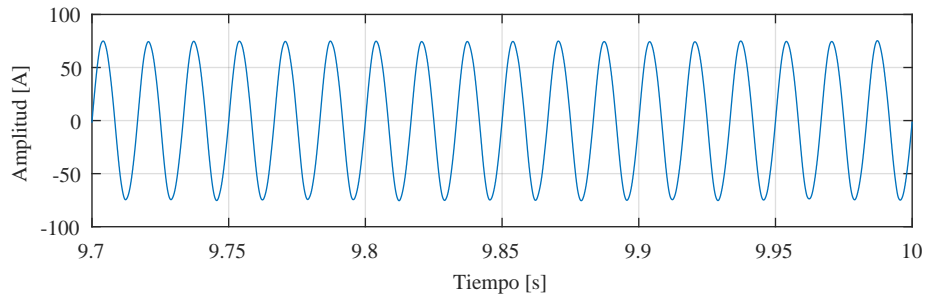


Figura 6.5. Corriente i_L de salida.

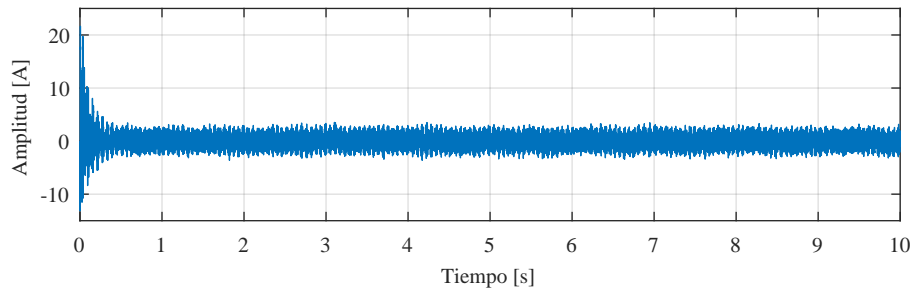


Figura 6.6. Error en en la corriente de salida i_L .

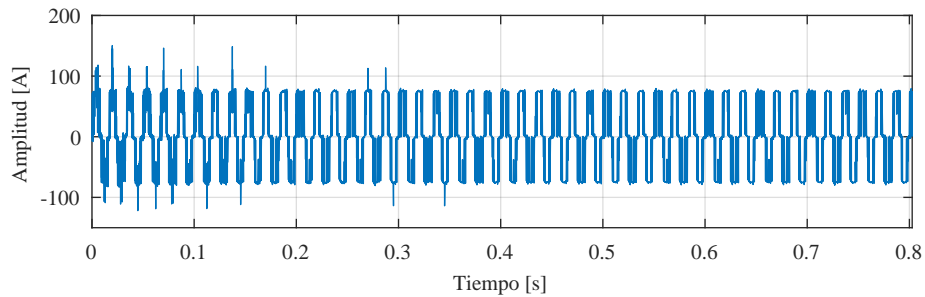


Figura 6.7. Corriente multinivel i_{pwm} .

6.1.2. Operación con pérdidas diferentes

El segundo escenario de prueba es con pérdidas diferentes entre los módulos por lo que la corriente del bus de CD se divide de forma desigual; esto se logra cambiando el valor de la

resistencia asociada al módulo uno a un valor $R_{u11} = 1.05\Omega$ y el resto de resistencias con los valores $R_{u12} = R_{u21} = R_{u22} = R_{l11} = R_{l12} = R_{l21} = R_{l22} = 1\Omega$. El resto de parámetros se mantienen igual al caso anterior con pérdidas iguales.

En las figuras 6.8 y 6.9 se muestran las corrientes $i_{u1k/u2k}$ de los módulos superiores del MMC, se destaca que el valor promedio de las corrientes ya no es $i_{cd}/2$ lo que muestra las limitaciones del control. En la figura 6.10 se muestra el error en las corrientes $i_{u1k/u2k}$ con respecto a la referencia, donde se observa un error del 3.3 %. En la figura 6.11 se muestran las corrientes $i_{l1k/u2k}$ de los módulos inferiores del MMC junto con el error mostrado en la figura 6.12 con un valor de 2.8 %.

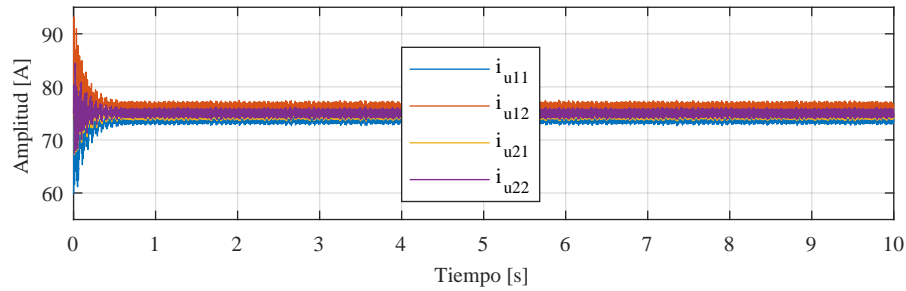


Figura 6.8. Corrientes $i_{u1k/u2k}$ en los módulos superiores con pérdidas diferentes entre los módulos.

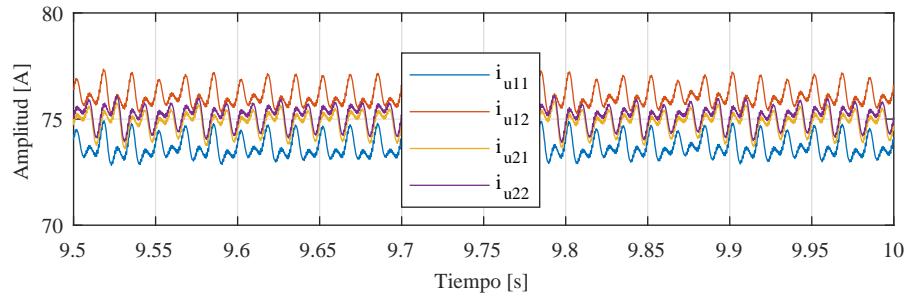


Figura 6.9. Acercamiento de las corrientes $i_{u1k/u2k}$ con pérdidas diferentes entre los módulos.

En la figura 6.13 se muestra la corriente de salida i_L del convertidor la cual tiene forma sinusoidal con un THD del 2.7 %, lo que presenta un incremento con respecto al caso anterior. El error de la corriente de salida i_L con respecto a la referencia se muestra en la figura 6.14, y tiene un valor de 5.3 %.

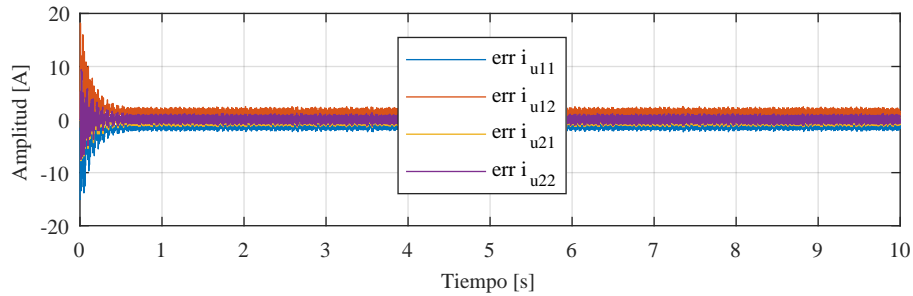


Figura 6.10. Error en las corrientes $i_{u1k/u2k}$ en los módulos superiores con pérdidas diferentes entre los módulos.

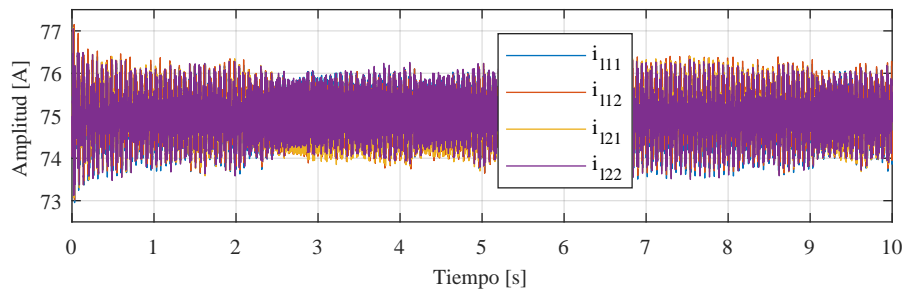


Figura 6.11. Corrientes $i_{l1k/l2k}$ en los módulos inferiores con pérdidas diferentes entre los módulos.

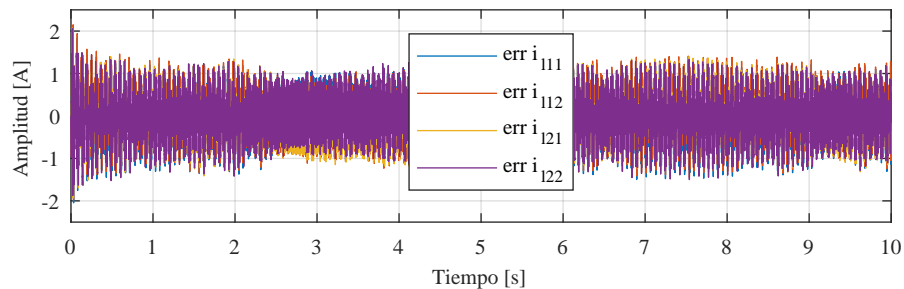


Figura 6.12. Error en las corrientes $i_{l1k/l2k}$ en los módulos inferiores con pérdidas diferentes entre los módulos.

En la figura 6.15 se muestra la corriente i_a multinivel, para este caso se ve afectada en pequeña medida. La THD se incrementa llegando al 3.5% cuando la resistencia $R_{u11} = 1.15\Omega$.

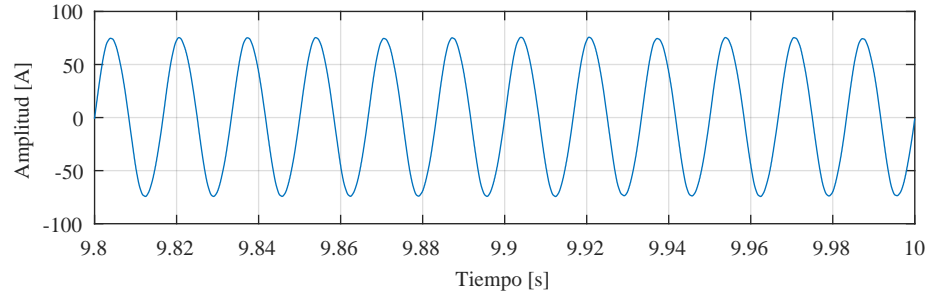


Figura 6.13. Corriente i_L de salida caso con pérdidas diferentes entre los módulos.

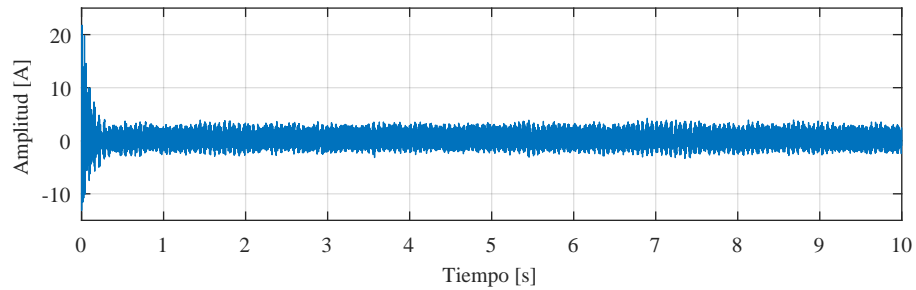


Figura 6.14. Error en en la corriente de salida i_L caso con pérdidas diferentes entre los módulos.

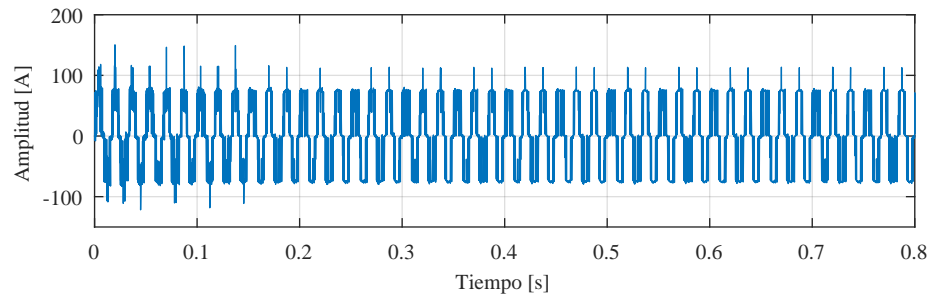


Figura 6.15. Corriente multinivel i_a con pérdidas diferentes entre los módulos.

6.2. Simulación MCSI con conexión del panel en lazo cerrado

Las condiciones de operación del MCSI en la simulación son:

1. Se simula el sistema en lazo cerrado usando la estrategia de control desarrollada en el capítulo 4, la cual es una estrategia en dos etapas.
2. Se consideran la operación del MCSI con tres celdas; los parámetros del convertidor se

incluyen en la Tabla 6.2.

3. El convertidor, la etapa de control y el sistema fotovoltaico se simulan en Simulink usando el solucionador Runge-Kutta (ode4); donde el modelo del panel es el Solartech 1STH-215p y se usan arreglos de dos paneles en serie, tres paneles en serie y dos hilos en paralelo de dos paneles en serie operando con $1000\text{W}/\text{m}^2$ en los dos primeros casos a una temperatura de 45°C .
4. Las simulaciones tratan de probar la operación del convertidor con el panel fotovoltaico y las condiciones expuestas en el capítulo 5 por lo que se escogen tres casos de simulación.

Tabla 6.2. Parámetros MCSI lazo cerrado.

Elemento	Valor
Tensión pico de red v_r	63V
w	120π rad/s
Número de celdas N	3
Frecuencia de conmutación f_s	1200 Hz
Inductor de los módulos L_{hk}/l_k	$\approx 120\text{mH}$
Condensador filtro C	$116\mu\text{F}$
Inductor filtro L	10mH

En la simulación se utiliza la ley de control que se muestra en la figura 4.2 y el algoritmo de conductancia incremental para la búsqueda del MPP [60]. El primer escenario de simulación prueba cuando se trabaja dentro de la región de operación del convertidor- panel, esto se logra usando un arreglo fotovoltaico de 2×1 . La condición de límite de operación del capítulo 5 indica que el máximo punto alcanzable por el bus es $v_{pv} \leq 53\text{V}$. Dicho límite se obtiene de sustituir en la expresión (5.41) del capítulo 5 los valores de la simulación. Si el voltaje en el máximo punto de potencia (v_{mpp}) está en la región de operación, entonces el sistema puede alcanzar el MPP lo cual se logra para este escenario. La figura 6.16 muestra la corriente i_{pv} , la tensión v_{pv} y la potencia p_{pv} ; se puede observar que las señales alcanzan un punto de operación estable con un error en el v_{mpp} cercano 5V. El error en el v_{mpp} se obtiene de las gráficas del panel obtenidas desde el modelo a través de la librería Sym Power Systems de Simulink y la tensión v_{pv} en la figura 6.16. La figura 6.17 muestra la corriente i_L la cual es sinusoidal un vez que se alcanza el estado estable.

La figura 6.18 muestra la señal de modulación de una celda una vez que el MPP se alcanza. Se puede observar que la señal de modulación es cercana a 1 en magnitud por que el v_{pv} se

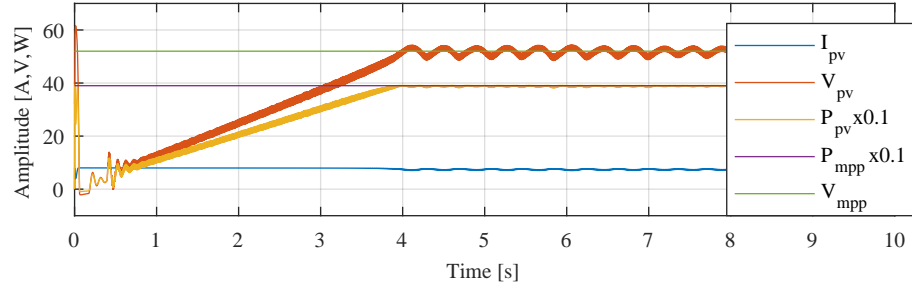


Figura 6.16. Señales v_{pv} , i_{pv} y p_{pv} cuando la condición de compatibilidad se asegura.

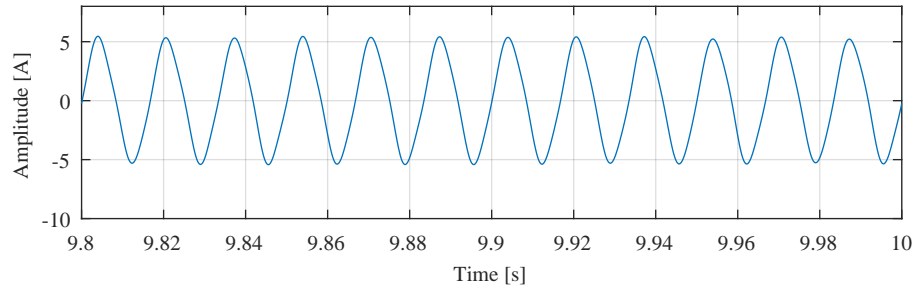


Figura 6.17. Señal i_L cuando la condición de compatibilidad se satisface.

acerca al límite de 53V. La figura 6.19 muestra los puntos donde el sistema trabaja, como se aprecia hay puntos con tensión negativa y corriente positiva; estos puntos ocurren en el transitorio cuando inicia el sistema. La tensión negativa en el panel en el transitorio se debe a la tensión de bloqueo del diodo en paralelo al panel, donde la función de este diodo es proteger al panel y evitar que opere en tensiones negativas.

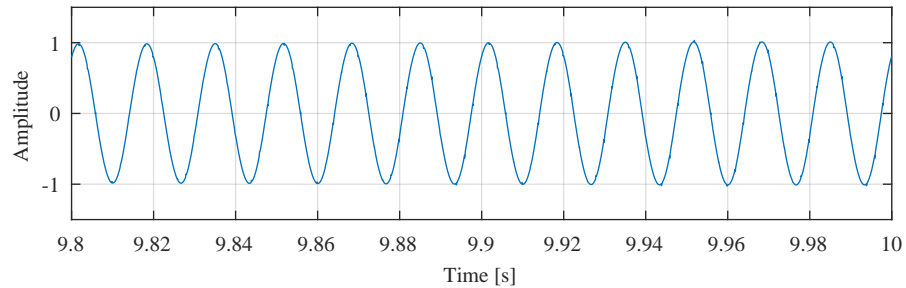


Figura 6.18. Señal u cuando la condición de compatibilidad se satisface.

El segundo escenario es donde $v_{mpp} \geq 53V$, esto se logra conectando tres paneles en serie con $v_{mpp} = 79V$ dados por las gráficas del panel de la librería Sym Power Systems. La figura 6.20 muestra la corriente i_{pv} , la tensión v_{pv} y la potencia p_{pv} ; se observa que las señales alcanzan un punto de operación estable cercano al MPP el cual es de 78V, como se observa en la figura

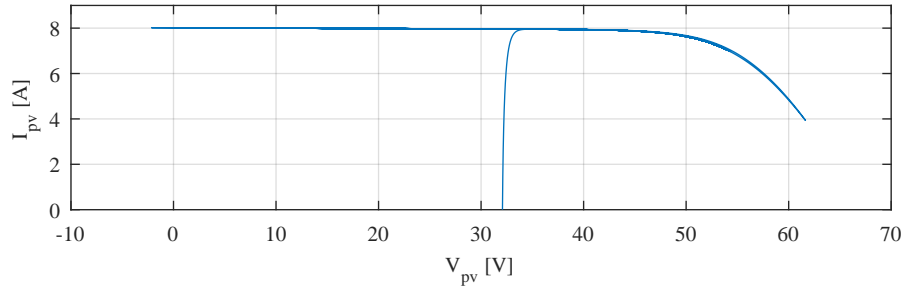


Figura 6.19. Gráfica $i_{pv} - v_{pv}$ con la condición de compatibilidad asegurada.

6.20.

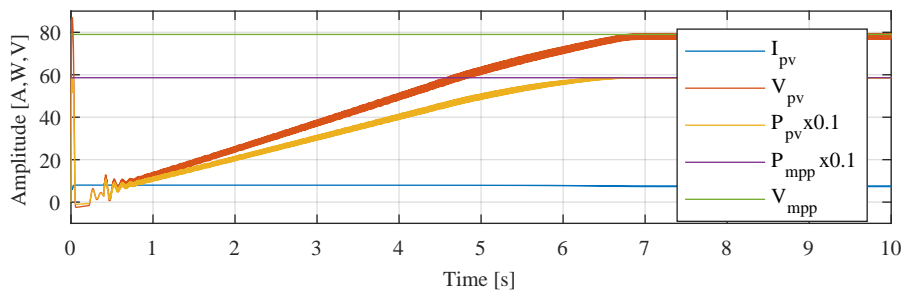


Figura 6.20. Señales v_{pv} , i_{pv} y p_{pv} cuando no se satisface la condición de compatibilidad.

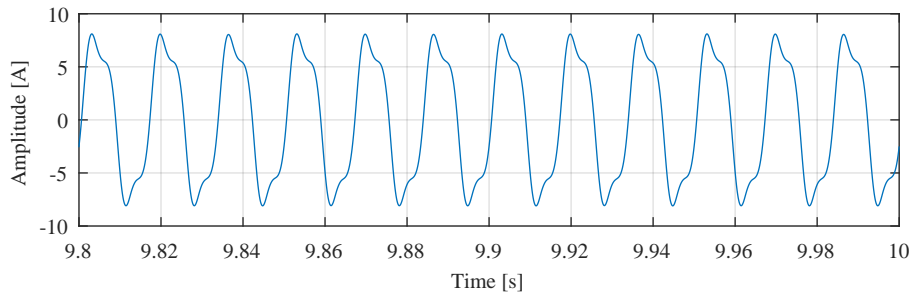


Figura 6.21. Corriente i_L cuando no se satisface la condición de compatibilidad.

El punto de operación alcanzado no satisface la condición de la región de operación y esto se refleja en la figura 6.21 y 6.22 donde la corriente i_L está altamente distorsionada debido a que la señal de modulación tiene una magnitud mayor a uno y el modulador se satura. Al operarse al convertidor en sobremodulación en este punto se considera que el convertidor no es capaz de operar correctamente y por eso determina que el convertidor-panel no son compatibles en este punto.

La figura 6.23 muestra todos los puntos donde se opera al sistema.

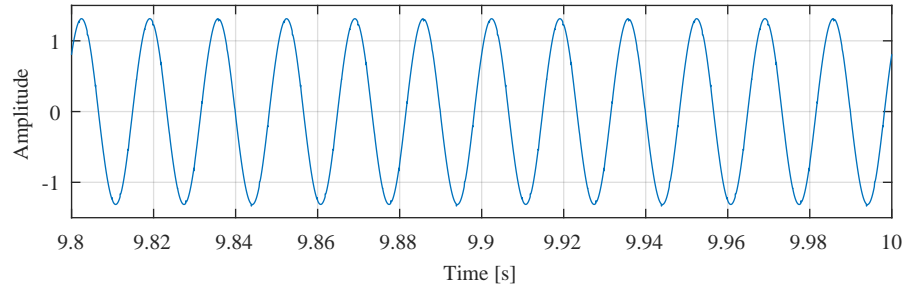


Figura 6.22. Señal u cuando no se satisface la condición de compatibilidad.

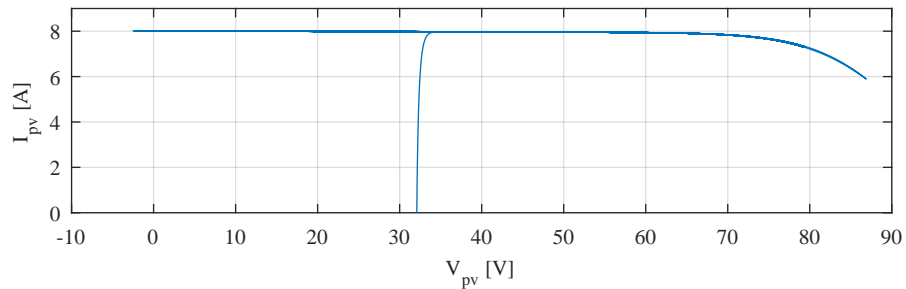


Figura 6.23. Gráfica $i_{pv} - v_{pv}$ cuando no se satisface la condición de compatibilidad.

El tercer escenario a simular es considerando un cambio en la irradiancia solar usando escalones de $1000\text{W}/\text{m}^2$ a $500\text{W}/\text{m}^2$ en $t=10\text{s}$, y de regreso a $1000\text{W}/\text{m}^2$ en $t=20\text{s}$. El arreglo en la simulación es de 2×2 con las mismas condiciones que los anteriores casos.

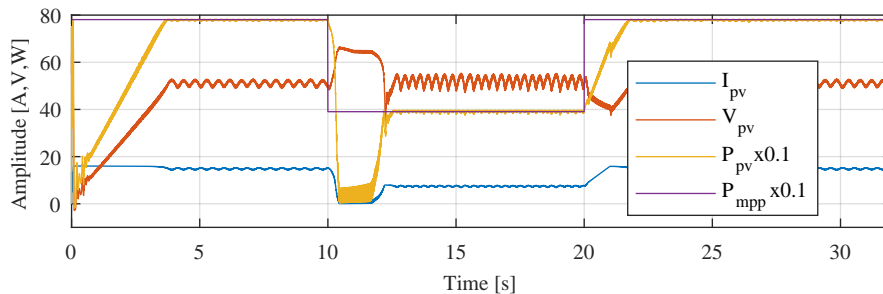


Figura 6.24. Señales v_{pv} , i_{pv} y p_{pv} bajo cambios en la irradiancia.

La figura 6.24 muestra la corriente i_{pv} , la tensión v_{pv} y la potencia p_{pv} , se puede observar que las señales alcanzan un punto de operación estable cercano al MPP en cada caso de condición de radiación. La figura 6.25 muestra la corriente de salida i_L una vez que los puntos de estado estable en $1000\text{W}/\text{m}^2$ y $500\text{W}/\text{m}^2$ se alcanzan, donde se puede observar la corriente sinusoidal.

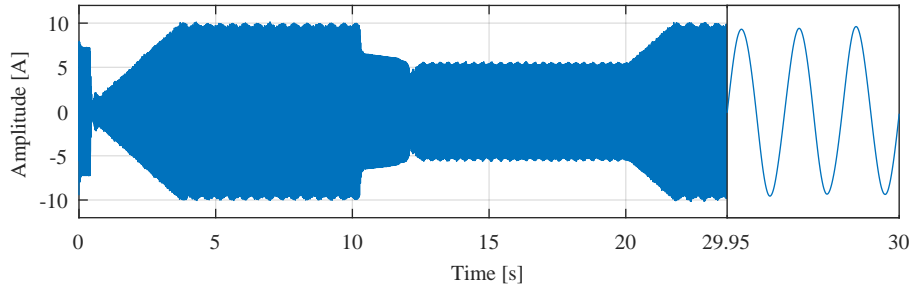


Figura 6.25. Señal i_L bajo cambios en la irradiancia.

Tabla 6.3. Dispositivos del convertidor.

Elemento	# parte	Elemento	valor
Diodo	MUR860	N	5 niveles
Mosfet	IRPF460	Capacitor C_1	$1000\mu\text{F}$
Drivers	PC923	f_s	3600 Hz
Drivers source	RK1509s	Resistor R_L	$39\ \Omega$
Panel	EDRM-250P6	L filtro	0.5mH
V_{oc}	37.8V	R_1 celda	$1.05\ \Omega$
V_{mpp}	31V	L_{hk}/L_{lk} celda	$\approx 120\text{mH}$
I_{mpp}	8.06A	C filtro	$10\mu\text{F}$
Arreglo de paneles	2 serie	$R_2 - R_4$	$1\ \Omega$

6.3. Resultados experimentales del MCSI en lazo cerrado y con un arreglo de paneles

Un prototipo del MCSI con cinco niveles, dos celdas se construyó para evaluar la conexión del sistema fotovoltaico (un arreglo de dos paneles ERDM-250P6 en serie) con una carga resistiva en lugar de la red eléctrica. La Tabla 6.3 muestra los elementos usados en la construcción del prototipo.

El prototipo trabaja en lazo cerrado usando el sistema dSPACE DS1103, donde el control del convertidor así como el algoritmo de búsqueda de máximo punto de potencia se implementan. Una resistencia externa $R_e = 0.45\Omega$ se conecta en serie con el inductor L_{l2} de la celda para evaluar la respuesta del sistema ante variación paramétrica y evaluar el desempeño del control para el balance. La configuración del sistema experimental se muestra en la figura 6.26.

La secuencia de operación del prototipo es: primero el sistema comienza con el control en lazo abierto y una resistencia variable conectada en el bus de CD en paralelo con el conver-

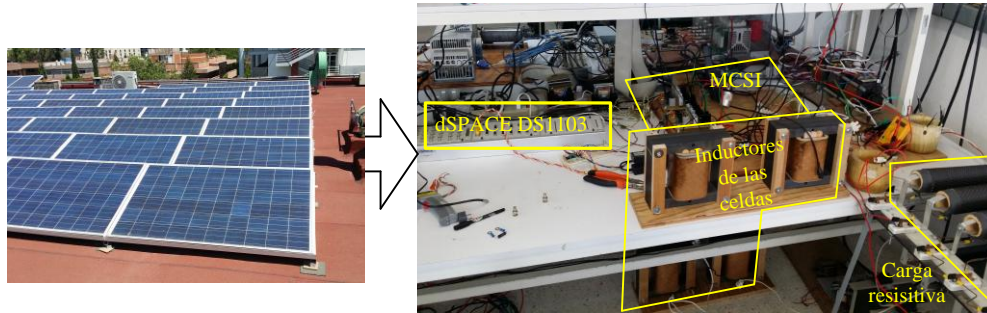


Figura 6.26. Prototipo experimental.

tidor, para limitar la tasa de incremento de la corriente en el convertidor. Posteriormente se incrementa de forma gradual el valor de la resistencia variable para permitir un incremento suave de la corriente del convertidor, hasta que el valor de la resistencia variable es similar a un circuito abierto. Entonces, la corriente del convertidor alcanza el valor I_{pv} y el control para el balance de los módulos es activado. Cuando el error en las corrientes de las celdas es cercano a cero, el MPPT y el control para la regulación de la corriente i_L comienza a operar.

Las figuras presentadas son tomadas desde los registros del sistema dSPACE. La figura 6.27 presenta la corriente i_{pv} , tensión v_{pv} del arreglo fotovoltaico y la potencia instantánea $p_{pv} = v_{pv} * i_{pv}$. En el intervalo $0 < t < 325$ s, el algoritmo de balance es el único control en operación. Una vez que las corrientes de las celdas son similares, el algoritmo MPPT se activa. De la imagen 6.27 se observa como el algoritmo alcanza un comportamiento estable que se refleja en las variables v_{pv} , i_{pv} , p_{pv} . Es importante remarcar que los incrementos en el MPPT se realizan en la corriente de referencia para i_L (valor pico); se realiza de esta forma por que i_L se usa como la señal principal a controlar. El seleccionar los incrementos en el valor pico de i_L se refleja en la forma de las señales v_{pv} y p_{pv} que tienen una evolución cuadrática según la figura 6.27, y donde las señales a la salida del convertidor junto con la potencia se muestran en 6.28 donde también se observa una forma cuadrática en la potencia de salida.

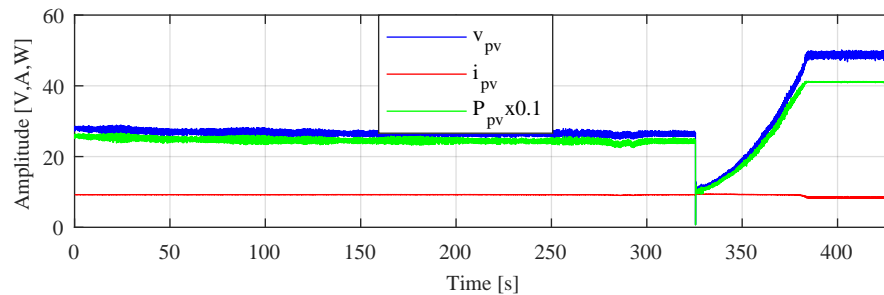


Figura 6.27. Señales i_{pv} , v_{pv} y p_{pv} del prototipo experimental.

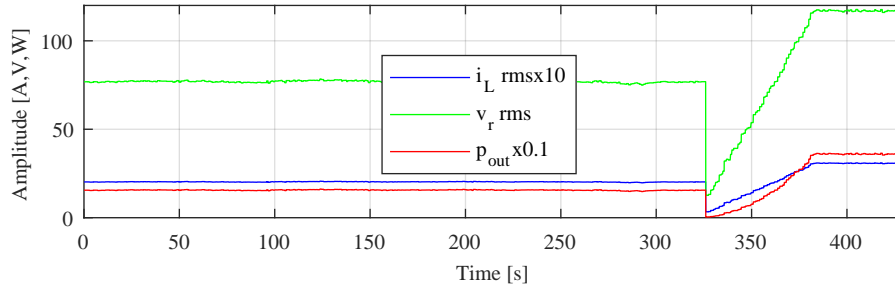


Figura 6.28. Señales i_L rms, v_r rms y p_{out} a la entrada y salida del MCSI.

La figura 6.29 muestra la corriente i_L en la carga R_L . Se observa la forma sinusoidal con un $THD_i \approx 4\%$.

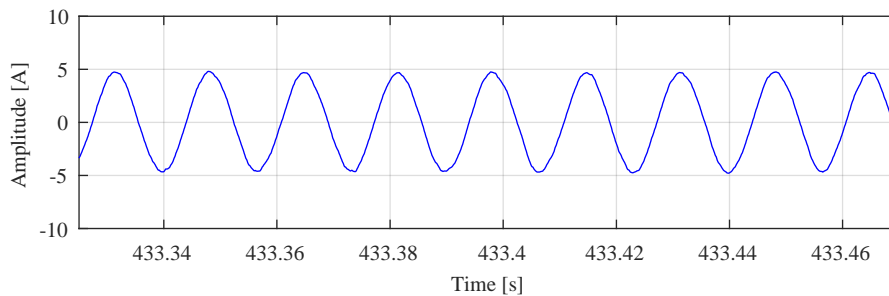


Figura 6.29. Corriente i_L en la carga R_L del prototipo experimental.

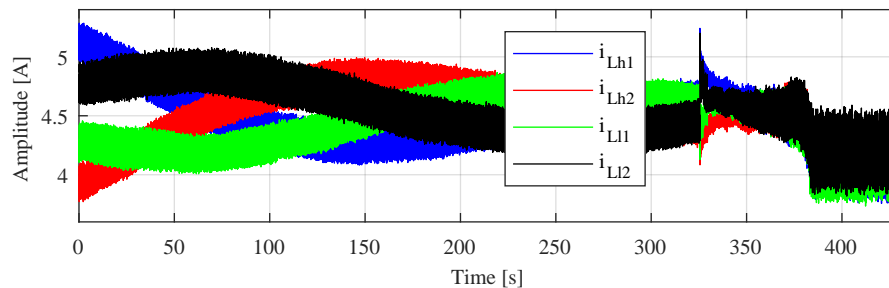


Figura 6.30. Corrientes $i_{Lh1,2}$, $i_{Ll1,2}$ de las celdas del prototipo experimental.

La figura 6.30 muestra las corrientes en los módulos. Se observa que las corrientes comienzan con diferentes valores debido a las condiciones desiguales de pérdidas. Después que el control para el balance de los módulos comienza, el valor de las corrientes tiende a ser el mismo ($i_{pv}/2$ en este caso). También se observa el rizo en las corrientes de los módulos debido a la conmutación y a la tensión v_c . La figura 6.31 presenta el error en la corriente de los módulos teniendo como referencia $i_{pv}/2$, donde el error es cercano a cero (valor 0.2A). En la figura 6.32 se muestran la potencia en terminales del arreglo fotovoltaico (≈ 420 W) y la potencia a

la salida del convertidor ($\approx 380\text{W}$), donde la diferencia en las potencias se debe a las pérdidas en el convertidor.

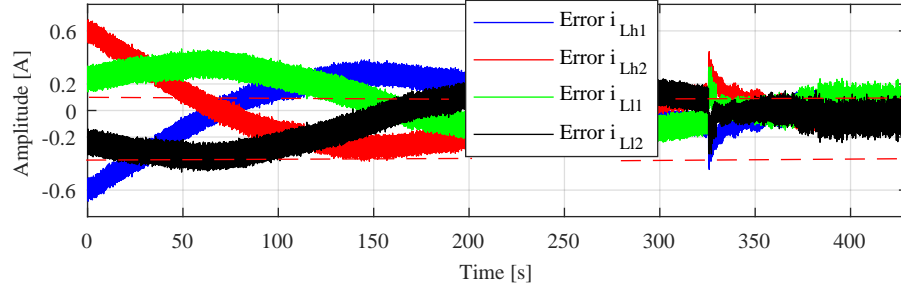


Figura 6.31. Error en las corrientes $i_{Lh1/2}$, $i_{Ll1/2}$ del prototipo experimental.

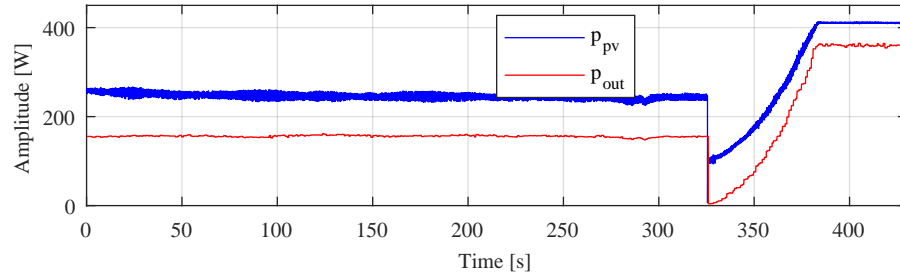


Figura 6.32. Potencia p_{pv} del panel y potencia de salida p_{out} del prototipo experimental.

Los resultados mostrados se pueden resumir en:

- Error en las corrientes de los módulos $< 0.2\text{ A}$ (5%).
- Corriente i_L con un THD de $\approx 4\%$.
- Potencia extraída $\approx 420\text{ W}$ del arreglo fotovoltaico.
- Eficiencia en seguir el MPP $\zeta \approx 0.88$

Se asume que el punto alcanzado por el algoritmo MPPT es el máximo alcanzable por el arreglo fotovoltaico dadas las condiciones al momento de las pruebas y el valor en potencia alcanzado por el algoritmo MPPT.

Se puede observar que cada punto de operación (i_{pv} , v_{pv}) en el panel de la figura 6.27, hay una corriente de salida i_L como se muestra en la figura 6.28 (representados mediante el valor

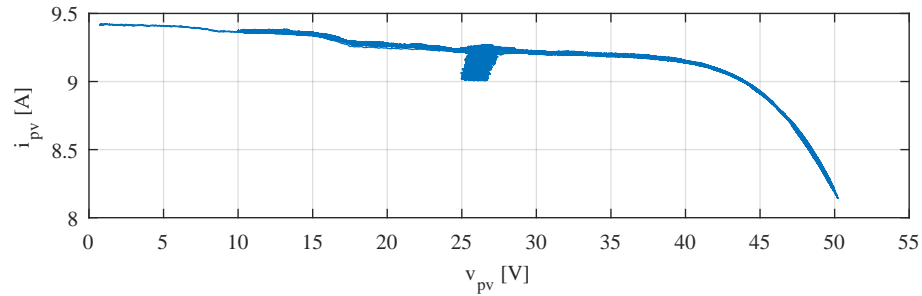


Figura 6.33. v_{pv} versus i_{pv} del prototipo experimental.

rms de i_L para fácil visualización). Para cada punto de potencia entregada por el panel p_{pv} se entrega una potencia de salida p_{out} como se muestra en la figura 6.32. Entonces la compatibilidad se prueba al menos en la región de interés incluyendo al MPP, donde los puntos de operación se muestran en la figura 6.33. De esta figura se puede observar parte de la superficie (v_{pv}, i_{pv}) bajo variaciones en la radiación solar, las cuales producen puntos “fuera” de la superficie. Los resultados experimentales mostrados se obtienen usando una carga resistiva en lugar de la red eléctrica, y equivale al caso donde sólo se entrega potencia activa a la carga.

Conclusiones

Conclusiones y aportaciones de la tesis

En este trabajo se realizó el estudio, control, dimensionamiento, y conexión con un sistema fotovoltaico de dos topologías de convertidores modulares multinivel alimentados en corriente, el Inversor Multinivel en Corriente (MCSI) y el Convertidor Modular Multinivel (MMC). En el caso del MMC a partir del análisis del convertidor y sus módulos se determinan las ecuaciones que modelan el comportamiento del sistema, siendo la base para desarrollar estrategias de control que aprovechan la estructura modular del sistema mediante una ley de control basada en pasividad. Del trabajo desarrollado en el estudio del convertidor MMC se desprenden las siguientes conclusiones:

- El modelo desarrollado del convertidor logra describir de forma adecuada al sistema cuando las pérdidas entre los módulos son similares. Cuando las pérdidas entre los módulos difieren en gran medida, la caracterización del convertidor pierde precisión, hasta un 7 % cuando hay un 30 % de diferencia entre las pérdidas.
- La caracterización del convertidor permite la obtención de un modelo que tiene una estructura Hamiltoniana, la estructura de la ley de control no cambia con el número de módulos por lo que facilita el diseño de la misma.
- En base a las simulaciones se observa que el sistema el lazo cerrado puede operar

correctamente si la diferencia entre las pérdidas de los módulos son reducidas, probándose hasta una diferencia del 5 %. Bajo estas condiciones el error de regulación en las corrientes de los módulos alcanza un valor de 3.3 %. El error de seguimiento de la corriente i_L de salida del convertidor alcanza un valor de 5.3 %. La distorsión armónica total en la corriente i_L alcanza un valor de 3.5 % por lo que se puede considerar que el convertidor opera correctamente ante estas condiciones. Lo anterior muestra que el control soporta cierta variación paramétrica pero no sirve como validación de la robustez del sistema ya que se requiere un análisis completo de robustez.

Las aportaciones con respecto a la ya existente teoría relacionada con la topología MMC son:

- Modelado del convertidor ante variaciones en las pérdidas. Los modelos reportados en la literatura no muestran pruebas ante variaciones en las pérdidas, y los modelos propuestos en esta investigación permiten describir el convertidor en escenarios que se presentan en escenarios experimentales.
- Diseño de una estrategia de control modular que aprovecha la propiedad de pasividad del sistema así como su estructura Hamiltoniana, a diferencia de las usadas en la literatura que dejan de lado la estructura modular del sistema.
- Validación mediante simulación de la operación en lazo cerrado con variaciones en las pérdidas expandiendo los resultados reportados en la literatura, en escenarios más realistas.
- Propuesta de un modelo del proceso estocástico que describe las fallas en el sistema y la confiabilidad, la cual es la primera aproximación desarrollada para el convertidor MMC, el modelo desarrollado ayuda en la etapa de diseño a tomar decisiones de operación y costos al considerar al MMC como topología a emplear.

En el caso de la topología MCSI, a partir de la caracterización del comportamiento del convertidor se obtienen ecuaciones que describen el contenido armónico en los inductores de las celdas. El dimensionamiento de las celdas se basa en la descripción del contenido armónico de la corriente en la salida y entrada del convertidor. A continuación se obtienen ecuaciones que modelan el comportamiento en baja frecuencia del convertidor en condiciones de pérdidas desiguales entre las celdas. Con el modelo del convertidor se desarrolla una estrategia de control en dos etapas que regula la corriente en las celdas y controla la corriente de salida del convertidor. El modelo del convertidor también se utiliza para comprobar de forma teórica la

operación y región de operación del convertidor junto a un sistema fotovoltaico. Del trabajo basado en el convertidor MCSI se tienen las siguientes conclusiones:

- A partir de las ecuaciones que describen el contenido armónico en el inductor de las celdas se dimensionan los inductores. El método de dimensionamiento presenta un error del 10 % entre el rizo propuesto y el rizo obtenido en simulaciones.
- El modelo presentado del MCSI se simula en condiciones de pérdidas desiguales entre las celdas, hasta una diferencia de 30 % entre las pérdidas obteniéndose un error con el modelo de 12 %.
- La estructura propuesta para la ley de control se compone de dos etapas. Las etapas de la ley de control se desacoplan realizando una cancelación de términos asociados con el control individual de cada celda. Este tipo de cancelaciones depende de la correcta medición de las señales del modelo, aún así las simulaciones y resultados experimentales muestran comportamiento favorable del sistema. Lo cual muestra que el control soporta cierta variación paramétrica pero no sirve como validación de la robustez del sistema ya que se requiere un análisis completo de robustez.
- En base a los resultados de simulación del sistema se comprueba que el convertidor junto al arreglo fotovoltaico operan correctamente. Se obtiene una eficacia del límite de la región de operación con un error de 1 %. El error de regulación en la corrientes de las celdas es de 5 % cuando se tiene una diferencia entre las pérdidas de las celdas del 15 %. La corriente de salida i_L presenta una distorsión armónica total de 4 % dentro de la región de operación cuando existen diferencias en las pérdidas de las celdas.

Por lo que se puede asumir que el convertidor opera de forma correcta y que el modelo, estrategia y análisis de la conexión con el sistema fotovoltaico es certero. Para validar los resultados obtenidos por simulación del sistema en lazo cerrado junto al arreglo fotovoltaico, se diseñó y construyó un prototipo experimental del convertidor MCSI. De los resultados experimentales se resaltan los puntos:

- Se valida el diseño de las estrategias para controlar al convertidor con un error de regulación en las corrientes de las celdas del 5 % y un THD en la corriente i_L del 4 %.
 - El convertidor logra un seguimiento del máximo punto de potencia del arreglo fotovoltaico extrayéndose una potencia de 420W.
-

- Los resultados experimentales sirven para validar la idea de un convertidor multinivel alimentado en corriente como elemento de acoplo para sistema fotovoltaicos.

Algunos aportes con respecto a la ya existente teoría relacionada con la topología MCSI son:

- Caracterización del contenido armónico en el inductor de las celdas, que complementa la información reportada en la literatura y ayuda a entender el comportamiento del contenido armónico y sus causas.
- Dimensionamiento del inductor de las celdas, como una opción a lo reportado en la literatura, proponiendo una metodología de diseño que se evalúa en términos del rizo en la corriente del mismo inductor.
- Diseño de la estrategia de control para el convertidor MCSI, útil en el uso de la topología en otras aplicaciones, siendo opción que emplea la propiedad de pasividad del sistema reducido.
- Prototipo experimental para validar resultados, ampliando los resultados existentes y validando la teoría desarrollada en el trabajo de tesis, mostrando que la teoría es aplicable al convertidor MCSI.
- Metodología de estudio de la conexión con el arreglo fotovoltaico, que complementa la información reportada en convertidores CD-CD. Información necesaria en la etapa de diseño para considerar o descartar al convertidor MCSI como topología útil en la interconexión de sistema fotovoltaicos.
- Propuesta de un modelo del proceso estocástico que describe las fallas en el sistema y la confiabilidad en el MCSI. La cual es la primer aproximación reportada en la literatura para el convertidor MCSI, el modelo desarrollado ayuda en la etapa de diseño a tomar decisiones de operación y tiempo de vida al considerar al MCSI como topología a emplear.

El principal aporte de la investigación se puede resumir en el estudio y control de los convertidores empleados en la incorporación de fuentes de energía renovable, aportando modelos y estudio de la compatibilidad de los convertidores modulares multinivel alimentados en corriente con los sistemas fotovoltaicos. Después de listar los aportes y resultados de la investigación se considera que los objetivos de la investigación se logran cumplir, y se plantean nuevas vertientes de investigación con respecto a los resultados.

Trabajo futuro

Para dar continuidad al tema de investigación se propone:

- Análisis del MMC como elemento de acoplo para sistemas fotovoltaicos.
- Modelo dinámico que describa al MMC y al MCSI ante cualquier condición de pérdidas en los módulos.
- Garantizar estabilidad en condiciones de falla y re-configuración de ambas topologías.
- Evaluación experimental del MMC como elemento de conexión de sistemas fotovoltaicos.
- Mejorar la metodología de estudio de la conexión del convertidor con el convertidor para incluir transitorios.
- Diseño de una estrategia de control modular en una sola etapa para el MCSI.
- Validación de los modelos estocásticos para evaluar la confiabilidad mediante simuladores estadísticos.

Trabajos derivados de la presente investigación

- R. Hernández Hernández, V. Cárdenas, M. González, G. Espinosa-Pérez and F. Mendoza-Mondragón, "Analysis and Control of a Current Multilevel Converter Using Reduced Cell Link Inductance", IECON 2019-5th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society (Vol. 1, pp. 3517-3522). IEEE.
 - R. Hernandez, V. Cardenas, G. Espinoza-Perez, R. Alvarez-Salas, H. Miranda-Vidales, Study of a current multilevel converter as an interconnection element for PV systems, Ain Shams Engineering Journal, 2021, ,ISSN 2090-4479, <https://doi.org/10.1016/j.asej.2021.06.027>.
 - R. de Jesús Hernández Hernández, V. Cárdenas and G. Espinosa-Pérez, "Development of a current source inverter for energy storage systems," 2016 13th International Conference on Power Electronics (CIEP), 2016, pp. 283-288, doi: 10.1109/CIEP.2016.7530771.
-

Anexos

Anexo A

Confiabilidad en convertidores

En el presente capítulo se analiza la confiabilidad de las topologías MMC y MCSI. El interés por este análisis se debe a que numerosas fuentes mencionan como propiedad de los convertidores multinivel, y mas aún de los convertidores modulares, su elevada confiabilidad. Entonces un primer acercamiento para comprobar tales afirmaciones es poder medir la confiabilidad de dichos convertidores. El problema de analizar la confiabilidad se restringe a considerar ciertas restricciones, como son el número de escenarios en los que el convertidor puede operar, el número de módulos a tomar en cuenta entre otras consideraciones. El enfoque usado para abordar el análisis es de tipo actuario, haciendo uso de herramientas como modelos probabilísticos con funciones de distribución para los bloques del convertidor. También se modela el sistema como un proceso estocástico a tiempo discreto mediante cadenas de Markov. Como resultado del análisis se obtienen datos como el tiempo medio entre fallas (*Mean Time To Failure*) de los convertidores en los diferentes escenarios tomados en cuenta.

A.1. Análisis de un módulo

Para comenzar el análisis se establecen las consideraciones usadas. Los elementos del sistema como diodos, IGBT, inductores, condensadores, etc., se modelan usando una función de distribución de tipo exponencial [61], [62] con parámetro $\lambda > 0$, la cual está descrita por la función de densidad:

$$f(t) = \begin{cases} \mu e^{-\mu t} & \text{Si } t \geq 0 \\ 0 & \text{Si } t < 0 \end{cases} \quad (\text{A.1})$$

Con función de distribución:

$$F(a) = P\{T \leq a\} = \int_0^a f(t) dt = 1 - e^{-\mu a} \quad (\text{A.2})$$

Donde $P\{A\}$ es la probabilidad de que el evento A ocurra, en el caso de la expresión de la acumulada es la probabilidad que la variable aleatoria T tome un valor menor que a , siendo T la variable aleatoria que describe el tiempo de falla del elemento en cuestión. Se toma como base la distribución exponencial, ya que como mencionan [63] [64] es de las más usadas para modelar elementos con tasa de fallos constante. En [65], [66] se muestra que los elementos usados en convertidores de electrónica de potencia tienen una tasa de fallos casi constante. El parámetro λ de los diodos, IGBTs, Mosfets, inductores y condensadores se puede obtener del Manual Militar, *Military Handbook: Reliability Prediction of Electronic Equipment* [35] tomando las consideraciones expuestas en dicha referencia. El parámetro λ se calcula a partir del manual militar con la consideración:

$$\lambda = \mu \quad (\text{A.3})$$

Más adelante se denomina λ_p a λ siguiendo la notación del manual militar.

A.1.1. Celda del MCSI

Con las características descritas se procede a analizar una celda del MCSI, la cual se compone de los elementos mostrados en la figura A.1.

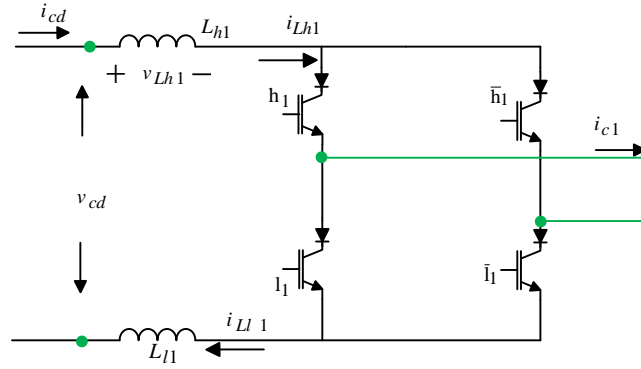


Figura A.1. Celda del Inversor multinivel en corriente MCSI.

La celda consta de un total de diez elementos los cuales son: cuatro IGBTs/Mosfets, cuatro diodos y dos inductores. Como se aprecia los elementos están en serie (funcionalmente hablando) de manera que si uno de ellos falla, falla toda la celda. Entonces la probabilidad que la celda como un sistema completo falle antes del tiempo a se denota como:

$$P(T_c < a) \quad (\text{A.4})$$

Si T_c es la variable aleatoria del tiempo de falla de la celda, se numeran los elementos de la celda, y se considera $I_i(a)$ variables indicadoras descritas como:

$$I_i(a) = \begin{cases} 1 & \text{Si el elemento } i \text{ está en falla al tiempo } a \\ 0 & \text{Si el elemento } i \text{ no está en falla al tiempo } a \end{cases} \quad (\text{A.5})$$

Entonces se puede describir la probabilidad $P(T_c < a)$ mediante las variables indicadoras:

$$P\{T_c < a\} = P\left\{\sum_{i=1}^{10} I_i(a) > 0\right\} \quad (\text{A.6})$$

Es decir la probabilidad que la celda falle al tiempo a es igual a que al menos uno de los elementos de la celda falle al tiempo a con $I_i(a)$ variables aleatorias de tipo binomial con parámetros $(1, p_i)$. Entonces que al menos falle un elemento es igual a que la suma $\sum_{i=1}^{10} I_i(a)$ sea mayor que cero. Por simplicidad se considera el complemento del evento $\sum_{i=1}^{10} I_i(a) > 0$, por lo que se tiene:

$$P\{T_c < a\} = 1 - P\left\{\sum_{i=1}^{10} I_i(a) = 0\right\} = 1 - P\{I_1(a) = 0, \dots, I_{10}(a) = 0\}$$

Asumiendo independencia de las variables aleatorias $I_i(a)$ para el manejo de la expresión anterior, también se toma en cuenta que $P\{I_i(a) = 1\} = P\{T_i \leq a\}$ con T_i el tiempo de falla del i elemento de la celda. Con las consideraciones de independencia e igualdad $P\{I_i(a) = 1\} = P\{T_i \leq a\}$ se obtiene:

$$P\{T_c < a\} = 1 - \{1 - (1 - e^{-\lambda_1 a})\} \cdot \{1 - (1 - e^{-\lambda_2 a})\} \dots \{1 - (1 - e^{-\lambda_{10} a})\}$$

$$P\{T_c < a\} = 1 - e^{-(\lambda_1 + \dots + \lambda_{10})a} \quad (\text{A.7})$$

Si la función de distribución acumulada (A.7) se deriva se puede obtener la función de distribución de la celda:

$$\frac{d}{dt}(1 - e^{-(\lambda_1 + \dots + \lambda_{10})a}) = (\lambda_1 + \dots + \lambda_{10})e^{-(\lambda_1 + \dots + \lambda_{10})a} \quad (\text{A.8})$$

Donde la función de distribución de la celda es la función exponencial con parámetro $\lambda_c = \lambda_1 + \dots + \lambda_{10}$, que corresponde a la suma de los parámetros λ_i de cada celda.

A.1.2. Módulo MMC

En el caso del MMC se separan los componentes en dos grupos importantes, el primer grupo de elementos es el módulo de la figura A.2.

El segundo grupo de elementos son los cuatro condensadores C_{u1} , C_{u2} , C_{l1} , C_{l2} que se muestran en la figura A.3.

Para el análisis del módulo, se considera una composición de cinco elementos: dos IGBTs/mosfets, dos diodos y un inductor. Si se toma en cuenta que al igual que el análisis de la celda del MCSI los elementos están en serie (funcionalmente hablando), esto implica que si alguno de los elementos falla el módulo fallará. Por lo que la función de densidad es una función exponencial con parámetro $\lambda_c = \lambda_1 + \lambda_2 + \lambda_3 + \lambda_4 + \lambda_5$. Donde λ_1 a λ_5 son los parámetros asociados a la función de densidad de cada elemento.

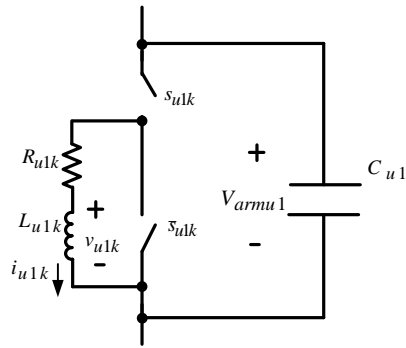


Figura A.2. Módulo del MMC.

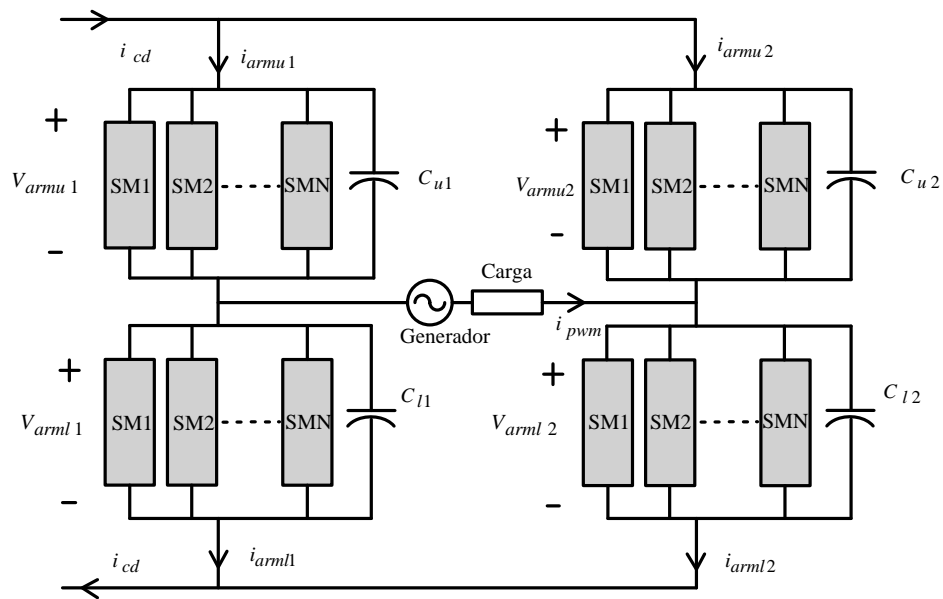


Figura A.3. Topología de convertidor modular multinivel alimentado en corriente MMCSC.

El análisis del grupo de condensadores también se considera como un grupo de elementos en serie (funcionalmente hablando). Cada condensador está asociado a una distribución de tipo exponencial con parámetro λ_6 , y tomando en cuenta que los condensadores son idénticamente distribuidos; es decir los condensadores tienen la misma función de distribución con el mismo parámetro λ_6 . Entonces la distribución del tiempo de falla del grupo de módulos es una distribución exponencial con parámetro $4\lambda_6$.

A.2. Análisis de redundancia pasiva

El primer caso a estudiar es cuando existe redundancia pasiva en el sistema. El sistema se considera que tiene redundancia pasiva cuando existen dispositivos de reserva, y estos se mantienen en espera a que algún dispositivo activo falle para entrar en funcionamiento. Los dispositivos que no están en funcionamiento no soportan estrés y por lo tanto no pueden fallar. En este caso se asume redundancia a nivel del módulo/celda, por lo que habría celdas completas sin operar en espera de entrar en funcionamiento.

A.2.1. MCSI con redundancia pasiva

En este caso se considera que el sistema requiere de k celdas para operar correctamente y se tienen N celdas listas para ponerse en funcionamiento con $N > k$. El sistema opera con k celdas y el resto de celdas $N - k$ se mantienen a la espera de que alguna de las celdas en operación falle. Para poder usar las cadenas de Markov a tiempo discreto se divide el tiempo en que el sistema está funcionando en intervalos/periodos de un día. Se asume que cuando falla una celda el resto del periodo se ocupa en sustituirla por otra celda en buen estado por lo que sólo puede fallar una celda en cada periodo.

La herramienta para modelar el comportamiento del sistema es mediante cadenas de Markov a tiempo discreto [67], [68]. Con el estado $X_s = j$ con $j \in \{0, 1, \dots, N\}$, que modela el número de módulos que han fallado al tiempo s , siendo s el tiempo discreto que describe el número de días/periodos discretos de funcionamiento.

Se construye la matriz de probabilidades de transición \mathbf{P} como:

$$\mathbf{P} = \begin{bmatrix} p_{00} & p_{01} & 0 & 0 & 0 & \dots & 0 \\ 0 & p_{11} & p_{12} & 0 & 0 & \dots & 0 \\ 0 & 0 & p_{22} & p_{23} & 0 & \dots & 0 \\ 0 & 0 & 0 & p_{33} & p_{34} & \dots & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & p_{44} & \dots & 0 \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & \dots & 1 \end{bmatrix} \quad (\text{A.9})$$

Que describe una matriz triangular con probabilidades de transición p_{ij} dadas por:

$$p_{ij} = \begin{cases} \binom{k}{1} p(1-p)^{k-1} & \text{Si } j = i + 1 \\ (1-p)^k & \text{Si } i = j \\ 0 & \text{Cualquier otro caso} \end{cases} \quad (\text{A.10})$$

La cual se deduce de la siguiente forma, la probabilidad de dar un salto de estado i a un estado j en un paso de tiempo $s-1 \rightarrow s$ es $p_{ij} = P\{x_s = j | x_{s-1} = i\}$. Esta probabilidad de salto de un estado a otro es igual a que entre el paso $s-1$ y s falle un módulo de los k módulos trabajando, dado que estos k módulos no habían fallado entre el tiempo 0 al tiempo s . Lo anterior se muestra en el desarrollo:

$$\begin{aligned} P\{X_s = j | x_{s-1} = i\} &= P\{X_s - X_{s-1} = j - i\} \\ &= \binom{k}{j-i} p^{j-i} (1-p)^{k-j+i} \end{aligned} \quad (\text{A.11})$$

Con T_c igual al tiempo de fallo de una celda anteriormente visto, se tiene una distribución exponencial con parámetro λ_c por lo que p se describe como:

$$\begin{aligned} p &= P\{s-1 < T_c < s | T_c > s-1\} = \frac{P\{s-1 < T_c < s, T_c > s-1\}}{P\{T_c > s-1\}} \\ p &= \frac{P\{s-1 < T_c < s\}}{P\{T_c > s-1\}} \\ p &= \frac{\int_{s-1}^s \lambda_c e^{-\lambda_c t} dt}{1 - \int_0^{s-1} \lambda_c e^{-\lambda_c t} dt} \\ p &= \int_0^1 \lambda_c e^{-\lambda_c t} dt = 1 - e^{-\lambda_c} \end{aligned} \quad (\text{A.12})$$

Donde se usa la definición de probabilidad condicional y el hecho que el evento $\{s-1 < T_c < s\}$ y el evento $\{T_c > s-1\}$ se interceptan en $\{s-1 < T_c < s\}$. Ya construida la matriz de probabilidades de transición se puede observar que por definición el estado $x_N = m = N - k + 1$ es absorbente y ocurre cuando han fallado $N - k + 1$ celdas, puesto que se necesitan k celdas para continuar la operación del sistema. También se nota que todos los estados, excepto el estado m , son transitorios dado que una vez que se sale de un estado no se regresa nunca a

este. Con la información de la matriz probabilidades de transición se observa que la matriz no es regular y por lo tanto un análisis en corrida larga no ofrece información útil.

Análisis útiles para el tipo de cadena de Markov son: el tiempo medio hasta la absorción y la probabilidad de no estar en el estado m en un número de días/periodos s . Comenzando con el tiempo medio hasta la absorción, el primer paso para evaluar el número de periodos esperados hasta la falla es representar la matriz \mathbf{P} de la forma:

$$\mathbf{P} = \begin{bmatrix} \mathbf{Q} & \mathbf{R} \\ \mathbf{0} & \mathbf{I} \end{bmatrix} \quad (\text{A.13})$$

Esta representación ayuda a separar los estados transitorios de los absorbentes y poder hacer de forma sistemática el cálculo usando álgebra lineal. Sea \mathbf{Q} es una matriz de tamaño $m \times m$ que describe las conexiones entre estados transitorios, que en este caso tendrá la forma:

$$\mathbf{Q} = \begin{bmatrix} p_{00} & p_{01} & 0 & 0 & 0 & \dots & 0 \\ 0 & p_{11} & p_{12} & 0 & 0 & \dots & 0 \\ 0 & 0 & p_{22} & p_{23} & 0 & \dots & 0 \\ 0 & 0 & 0 & p_{33} & p_{34} & \dots & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & p_{44} & \dots & 0 \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & \dots & p_{m-1m-1} \end{bmatrix} \quad (\text{A.14})$$

\mathbf{R} es una matriz de tamaño $m \times 1$ que describe las conexiones entre los estados transitorios y los estados absorbentes y toma la forma de:

$$\mathbf{R} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 & \dots & p_{m-1m} \end{bmatrix}^T \quad (\text{A.15})$$

La matriz \mathbf{I} es de tamaño 1×1 e incluye a los estados transitorios y toma la forma:

$$\mathbf{I} = \begin{bmatrix} p_{mm} \end{bmatrix} \quad (\text{A.16})$$

Finalmente la matriz $\mathbf{0}$ es una matriz de ceros que en el caso considerado tendrá un tamaño de $1 \times m$ con la forma:

$$\mathbf{0} = [0 \ 0 \ 0 \ 0 \ \dots \ 0] \quad (\text{A.17})$$

Se establece como $v_i = \mathbf{E}[T_m | X_0 = i]$ el número de pasos esperados para que se llegue a un estado absorbente dado que se inicia en i , siendo $T_m = \min\{s | X_s = m\}$ el tiempo en que se llega a la absorción. Analizando la cadena e iniciando en el estado 0, desde el estado cero se considera que se da un paso y se puede pasar al estado uno, o quedarse en el estado cero. Considerando la primer opción que es pasar desde el estado cero al estado uno, se puede pasar al estado uno con una probabilidad p_{01} desde este estado el tiempo medio a la absorción es de v_1 . Considerando la segunda opción quedarse en estado cero con una probabilidad p_{00} , desde este estado se sabe que el tiempo a la absorción es v_0 . La ecuación que describe el tiempo medio a la absorción iniciando en v_0 es:

$$\begin{aligned} v_0 &= 1 + \sum_{j=0}^{m-1} v_j p_{0j} \\ v_i &= 1 + \sum_{j=0}^{m-1} v_j p_{ij} \\ \mathbf{v} &= \mathbf{1} + \mathbf{Q}\mathbf{v} \end{aligned} \quad (\text{A.18})$$

Con $\mathbf{1}$ igual vector de unos, entonces para encontrar el tiempo medio hasta la absorción se debe solucionar:

$$\mathbf{v} = (\mathbf{I} - \mathbf{Q})^{-1}\mathbf{1} \quad (\text{A.19})$$

Analizando la confiabilidad del sistema se procede a definir confiabilidad como: “La habilidad de un componente/sistema para desempeñar una determinada función por un determinado periodo de tiempo bajo condiciones de operacionales y ambientales” [69] [70]. Lo que llevado a la metodología que se usa significa la probabilidad que el sistema siga operando en el rango de tiempo discreto $0 - s$. La confiabilidad del sistema es equivalente a la probabilidad que el sistema no esté en el estado $X_s = m$ cuando han pasado s periodos/días de operación si se inicia desde cualquier otro estado $i \neq m$. En este trabajo se analiza la probabilidad de que el sistema no esté en el estado absorbente/falla dado que se inicia con cero celdas/módulos en falla. Entonces la confiabilidad es equivalente a $1 - P\{X_s = m | X_0 = i\}$. Si se realiza un

análisis de primer paso considerando que desde $X_0 = i$ se puede saltar al cualquier estado cuya probabilidad de transición sea $p_{ij} \neq 0$ se tiene:

$$\begin{aligned}
P\{X_s = m|X_0 = i\} &= \sum_{i_2=0}^m P\{X_s = m, X_1 = i_2|X_0 = i\} \\
&= \sum_{i_2=0}^m \frac{P\{X_s = m, X_1 = i_2|X_0 = i\}}{P\{X_0 = i\}} \\
&= \sum_{i_2=0}^m \frac{P\{X_s = m|X_1 = i_2, X_0 = i\}P\{X_1 = i_2|X_0 = i\}}{P\{X_0 = i\}} \\
&= \sum_{i_2=0}^m P\{X_s = m|X_1 = i_2, X_0 = i\}P\{X_1 = i_2|X_0 = i\} \\
&= \sum_{i_2=0}^m P\{X_s = m|X_1 = i_2\}P\{X_1 = i_2|X_0 = i\} \\
&= \sum_{i_2=0}^m \mathbf{P}_{i_2 m}^{(s-1)} p_{i i_2} \tag{A.20}
\end{aligned}$$

Donde los términos $\mathbf{P}_{i_2 j}^{(s-1)}$ son los i_2, j términos de la matriz de probabilidades de transición \mathbf{P} elevada a la potencia $s - 1$ y con p_{ij} los elementos de la matriz \mathbf{P} . Para el tipo de cadena en cuestión y valores p_{ij} que tiene la matriz de probabilidades de transición, no se encuentra una expresión reducida y simple para el tiempo esperado hasta la falla ni para la probabilidad de absorción en s pasos. Por lo que al igual que en el resto de casos se incluyen ejemplos numéricos para mostrar el cálculo.

A.2.2. MMC con redundancia pasiva

En el análisis del MMC se deben tomar en consideración la operación del convertidor. Por facilidad se recurre a la notación usada en el capítulo I para agrupar a los módulos como sigue: G_{U1} el grupo de módulos conectados en la parte superior de la rama izquierda del convertidor, G_{U2} el grupo de módulos superior derecha, G_{L1} el grupo de módulos inferior izquierda y G_{L2} inferior derecha. El MMC opera con el mismo número de módulos en los cuatro grupos, por lo que si falla un módulo de un grupo el resto de grupos debe sacar de operación módulos para adecuarse. Los módulos de cada grupo son intercambiables puesto que tienen una estructura genérica.

Se plantean estados de tipo (Y_s, X_s) donde X_s representa el número de módulos que han

fallado al tiempo s , e Y_s representa el número de condensadores que han fallado al tiempo s . Se cuenta con n_c condensadores y n módulos de los cuales se requieren cuatro condensadores y $k = 4x$ módulos donde $x \in \{1, 2, 3, 4, \dots\}$. Entonces el número estados es $(n_c - 4x + 2) \times (N - 2)$, dado que se cuenta el estado cero. Se plantea una representación mediante sub-matrices de la forma:

$$\mathbf{P}_{00} = \begin{array}{c} (0,0) \\ (0,1) \\ (0,2) \\ (0,3) \\ \vdots \\ (0,m) \end{array} \begin{array}{c} (0,0) \quad (0,1) \quad (0,2) \quad (0,3) \quad \dots \quad (0,m) \\ \left[\begin{array}{cccccc} p_{00,00} & p_{00,01} & 0 & 0 & \dots & 0 \\ 0 & p_{00,11} & p_{00,12} & 0 & \dots & 0 \\ 0 & 0 & p_{00,02} & p_{00,03} & \dots & 0 \\ 0 & 0 & 0 & p_{00,03} & \dots & 0 \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & 0 & 0 & 0 & \dots & 1 \end{array} \right] \end{array} \quad (\text{A.21})$$

Donde los pares ordenados $(0,0), (0,1) \dots (0,m)$ al lado izquierdo y superior de la matriz \mathbf{P}_{00} ayudan a visualizar el salto desde un estado (Y_s, X_s) a otro y ubicarlos en la matriz de probabilidades de transición \mathbf{P}_{00} . La sub-matriz \mathbf{P}_{00} sólo representa la combinación de estados $P\{Y_s = 0, X_s = l | Y_{s-1} = 0, X_{s-1} = m\} = p_{00,ml}$. En general estas sub-matrices tienen la misma estructura que surge de considerar que no se puede reducir el número de condensadores en falla ni los módulos en falla; además de que sólo puede fallar un módulo en cada salto de tiempo. La matriz \mathbf{P} tendrá la forma:

$$\mathbf{P} = \begin{array}{c} \left[\begin{array}{cccccc} \mathbf{P}_{00} & \mathbf{P}_{01} & \mathbf{0} & \mathbf{0} & \dots & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & \mathbf{P}_{11} & \mathbf{P}_{12} & \mathbf{0} & \dots & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & \mathbf{0} & \mathbf{P}_{22} & \mathbf{P}_{23} & \dots & \mathbf{0} \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ \mathbf{0} & \mathbf{0} & \mathbf{0} & \mathbf{0} & \dots & \mathbf{I} \end{array} \right] \end{array} \quad (\text{A.22})$$

Donde $\mathbf{0}$ es una matriz de ceros de tamaño $m + 1 \times m + 1$ e \mathbf{I} una matriz identidad del mismo tamaño. Las probabilidades de transición $p_{ij,lm}$ seguirán la estructura:

$$p_{ij,lm} = \begin{cases} s(ij)t(lm) & \text{Si } j = i + 1, i = j \\ & \text{y } l = m + 1, l = m \\ 0 & \text{Cualquier otro caso} \end{cases} \quad (\text{A.23})$$

Donde:

$$s(ij) = \binom{k}{j-i} p^{j-i} (1-p)^{k-j+i} \quad (\text{A.24})$$

$$t(lm) = \binom{4}{l-m} q^{l-m} (1-q)^{4-l+m} \quad (\text{A.25})$$

Que surgen de considerar la independencia entre las fallas de los módulos y los condensadores como sigue:

$$\begin{aligned} P\{Y_s = j, X_s = l | Y_{s-1} = i, X_{s-1} = m\} &= \frac{P\{Y_s = j, X_s = l, Y_{s-1} = i, X_{s-1} = m\}}{P\{Y_{s-1} = i, X_{s-1} = m\}} \\ &= \frac{P\{Y_s = j, Y_{s-1} = i\} P\{X_s = l, X_{s-1} = m\}}{P\{Y_{s-1} = i\} P\{X_{s-1} = m\}} \\ &= P\{Y_s = j | Y_{s-1} = i\} P\{X_s = l | X_{s-1} = m\} \quad (\text{A.26}) \end{aligned}$$

Y donde $P\{Y_s = j | Y_{s-1} = i\}$ y $P\{X_s = l | X_{s-1} = m\}$ se analizan igual que el MCSI en redundancia pasiva resultando en (A.24) y (A.25). Ya construida la matriz de probabilidades con las sub-matrices el resto del procedimiento para obtener el tiempo medio de vida y la confiabilidad del sistema se realiza de forma similar al análisis del MCSI.

A.3. Análisis Redundancia activa

El sistema se considera en redundancia activa cuando hay dispositivos de reserva en el sistema; estos dispositivos de reserva se elige activarlos todos ó una porción de ellos, empleando más de los necesarios para operar. Se elige la redundancia activa para que entre todos los dispositivos que operan se distribuyan la carga y se reduzca el esfuerzo que soportaría por no usarse la redundancia activa. Al reducirse el esfuerzo que soportan los elementos al emplearse redundancia activa la probabilidad de fallo por estrés se reduce. Como los dispositivos extra están en modo activo estos soportan una parte de la carga y por lo tanto pueden fallar, a diferencia de la redundancia pasiva donde los dispositivos extra no operan y por lo tanto no pueden fallar.

A.3.1. MCSI con redundancia activa

En este caso de estudio se considera que el sistema requiere k celdas para operar correctamente y se tienen N celdas listas para ponerse en funcionamiento con $N > k$. Se elige operar al sistema con las N celdas y el sistema dejará de funcionar cuando el número de celdas en operación sea menor que k .

En este caso la cadena de Markov tendrá la forma:

$$\mathbf{P} = \begin{bmatrix} p_{00} & p_{01} & 0 & 0 & 0 & \dots & 0 \\ 0 & p_{11} & p_{12} & 0 & 0 & \dots & 0 \\ 0 & 0 & p_{22} & p_{23} & 0 & \dots & 0 \\ 0 & 0 & 0 & p_{33} & p_{34} & \dots & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & p_{44} & \dots & 0 \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & \dots & 1 \end{bmatrix} \quad (\text{A.27})$$

Y nuevamente X_s es el número de módulos en falla al momento s y con las probabilidades de transición definidas de la forma:

$$p_{ij} = \begin{cases} \binom{N-i}{j-i} p_i^{j-i} (1-p_i)^{N-j+i} & \text{Si } j = i+1, i = j \\ 0 & \text{cualquier otro caso} \end{cases} \quad (\text{A.28})$$

Con p_i descrita por:

$$p_i = P\{s-1 < T_c < s | T_c > s-1\} \\ p_i = \int_0^1 \lambda_{ci} e^{-\lambda_{ci} t} dt = 1 - e^{-\lambda_{ci}} \quad (\text{A.29})$$

Se asume que la probabilidad de que una celda falle sólo depende de cuantas celdas están conectadas al momento y no del camino que recorrió el proceso hasta el instante $s-1$. El esfuerzo se divide entre las celdas conectadas lo cual modifica la variable λ_{ci} . El resto de cálculos como el tiempo medio hasta la falla y probabilidad de no ser absorbido en algún estado absorbente al instante s se realizan de la forma detallada en secciones anteriores.

A.3.2. MMC con redundancia activa

De secciones anteriores se observa que sólo basta con modelar la matriz de transición bajo el comportamiento del proceso para poder obtener el tiempo medio hasta la falla del sistema y la confiabilidad del sistema. Como el sistema es el mismo se toman algunas consideraciones del análisis del MMC con redundancia pasiva y del MCSI con redundancia activa. Una de las consideraciones que cambian es que si falla un número de módulos que no sea múltiplo de cuatro, entonces existirán módulos operativos que se dejan fuera de operación para que el convertidor sea operativo con una salida válida; lo mismo ocurre con los condensadores. Por lo tanto existe un parecido a redundancia pasiva debido a la operación del convertidor. Lo anterior se refleja en la forma de la sub-matriz:

$$\mathbf{P}_{00} = \begin{array}{c} (0,0) \\ (0,1) \\ (0,2) \\ (0,3) \\ \vdots \\ (0,m) \end{array} \begin{array}{c} (0,0) \quad (0,1) \quad (0,2) \quad (0,3) \quad \dots \quad (0,m) \\ \left[\begin{array}{cccccc} p_{00,00} & p_{00,01} & 0 & 0 & \dots & 0 \\ 0 & p_{00,11} & p_{00,12} & 0 & \dots & 0 \\ 0 & 0 & p_{00,02} & p_{00,03} & \dots & 0 \\ 0 & 0 & 0 & p_{00,03} & \dots & 0 \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & 0 & 0 & 0 & \dots & 1 \end{array} \right] \end{array} \quad (\text{A.30})$$

Para mejor visualización de la estructura se ejemplifica cuando el número de módulos es $N = 10$ y $k = 4$, por lo que el número de estados X_s es $\{0, 1, 2, 3, 4, 5, 6, 7\}$ y con $n_c = 4$ por lo que la sub-matriz \mathbf{P}_{00} toma la forma:

$$\mathbf{P}_{00} = \left[\begin{array}{cccccccc} p_{00,00} & p_{00,01} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & p_{00,11} & p_{00,12} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & p_{00,22} & p_{00,23} & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & p_{00,33} & p_{00,34} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & p_{00,44} & p_{00,45} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & p_{00,55} & p_{00,56} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & p_{00,66} & p_{00,67} \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \end{array} \right] \quad (\text{A.31})$$

La sub-matriz \mathbf{P}_{01} con la forma:

$$\mathbf{P}_{01} = \begin{bmatrix} p_{01,00} & p_{01,01} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & p_{01,11} & p_{01,12} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & p_{01,22} & p_{01,23} & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & p_{01,33} & p_{01,34} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & p_{01,44} & p_{01,45} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & p_{01,55} & p_{01,56} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & p_{01,66} & p_{01,67} \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (\text{A.32})$$

\mathbf{P}_{10} es una matriz de ceros de 8×8 y \mathbf{P}_{11} es de la forma:

$$\mathbf{P}_{11} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (\text{A.33})$$

Y la matriz \mathbf{P} completa es de la forma:

$$\mathbf{P} = \begin{bmatrix} \mathbf{P}_{00} & \mathbf{P}_{01} \\ \mathbf{P}_{10} & \mathbf{P}_{11} \end{bmatrix} \quad (\text{A.34})$$

Donde los subíndices de las submatrices de \mathbf{P} sólo facilitan su ubicación en la matriz \mathbf{P} . Y con las probabilidades de transición para los valores diferentes de cero de la forma:

$$p_{ij,lm} = s(i, j)t(l, m) \quad (\text{A.35})$$

Donde:

$$s(i, j) = \binom{h_c}{j-i} p_h^{j-i} (1-p_h)^{h_c-j+i} \quad (\text{A.36})$$

$$t(l, m) = \binom{g_c}{m-l} q_g^{m-l} (1-q_g)^{g_c-m+l} \quad (\text{A.37})$$

Recordando que las variables i, j son el valor anterior y actual de la variable que cuenta el número de condensadores que han fallado, y l, m el valor anterior y actual de la variable que cuenta el número de módulos que han fallado. Donde los índices h, g cambian de la forma:

$$h = \left\lfloor \frac{i}{4} \right\rfloor \quad h_c = 4 \left\lfloor \frac{n_c - i}{4} \right\rfloor \quad (\text{A.38})$$

$$g = \left\lfloor \frac{l}{4} \right\rfloor \quad g_c = 4 \left\lfloor \frac{N - l}{4} \right\rfloor \quad (\text{A.39})$$

La notación anterior describe de forma generalizada lo siguiente: si no ha fallado ningún condensador pero falla un módulo, el resto de módulos soportará un estrés similar a que si hubieran fallado 2, 3 ó 4 módulos. Esto debido a que el convertidor tiene que operar con los mismos módulos en los grupos de módulos G_{U1} , G_{U2} , G_{L1} y G_{L2} , lo que se refleja en el parámetro λ_{dh} para los módulos y el parámetro λ_{cg} para los condensadores. Explicándolo con las probabilidades de transición en la sub-matriz \mathbf{P}_{01} , las probabilidades $p_{01,1x}$, $p_{01,2x}$, $p_{01,3x}$ y $p_{01,4x}$ se ven afectadas por el mismo parámetro λ_{dh} en la distribución de los módulos.

A.4. Casos de estudio

En esta sección se analizan el tiempo medio de vida así como confiabilidad del MCSI y MMC ante redundancia pasiva y activa. Los casos de estudio se hacen considerando condiciones de operación específicas para evaluar ejemplos numéricos. Se trata de comparar cada convertidor en condiciones de redundancia pasiva y activa con condiciones similares entre cada caso, pudiendo así determinar que tipo de redundancia es más favorable para el caso específico.

A.4.1. MCSI

Las condiciones propuestas consideran que el mínimo número de celdas necesarias para operar es $k = 2$ y con $N = 6$ celdas operables. La corriente del bus de CD es de 20 A. Los interruptores conmutan a 2 kHz y soportan un estrés en corriente del 70 % la corriente nominal del dispositivo cuando se usan las 2 celdas. Las pérdidas en los interruptores son de 2 Watts con dos celdas. Los diodos con dos celdas operan a 70°C. Los inductores se asumen de alta calidad y con un incremento de 20°C sobre la temperatura ambiente. El convertidor opera en un ambiente no móvil de laboratorio con una temperatura en el ambiente de 25°C con buena ventilación. Finalmente todos los semiconductores se consideran de alta calidad

sin ser calidad *Joint Army Navy* (JAN).

Las fórmulas empleadas a partir del Manual Militar para calcular el número de fallas en los interruptores son:

$$\lambda_p = \lambda_b \pi_E \pi_A \pi_Q \pi_C \quad \text{fallas}/10^6 \text{ horas} \quad (\text{A.40})$$

Con $\lambda_b = 0.11$, $\pi_E = 1$, $\pi_Q = 6$, $\pi_C = 1$, $\pi_A = 0.7$. Que para el caso considerado arroja $\lambda_p = 0.462$. En el caso de los diodos la fórmula empleada es:

$$\lambda_p = \lambda_b \pi_E \pi_A \pi_R \pi_{S2} \pi_Q \pi_C \quad (\text{A.41})$$

Con $\lambda_b = 0.004$, $\pi_E = 1$, $\pi_Q = 7.5$, $\pi_R = 2$, $\pi_{S2} = 0.8$, $\pi_C = 1$, $\pi_A = 1.5$, se obtiene $\lambda_p = 0.072$. La fórmula empleada en los inductores es:

$$\lambda_p = \lambda_b \pi_E \pi_T \pi_Q \quad (\text{A.42})$$

Con $\lambda_b = 3 \times 10^{-5}$, $\pi_E = 1$, $\pi_Q = 0.3$, $\pi_T = 1.4$, se obtiene un valor $\lambda_p = 1.26 \times 10^{-5} / 10^6$ horas. Entonces la tasa de fallas de la celda será de $\lambda_c = 2.136/10^6$ horas. Normalizando la tasa de fallas a 24 horas para que así cada paso del proceso estocástico sea de 24 horas, $\lambda_c = 5.126 \times 10^{-5}/24$ horas. Con lo anterior se construye la cadena para el caso con redundancia pasiva de la forma:

$$\mathbf{P} = \begin{bmatrix} 1-p & p & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1-p & p & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1-p & p & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1-p & p & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1-p & p \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \quad p = 1.0252 \times 10^{-04} \quad (\text{A.43})$$

$$\mathbf{Q} = \begin{bmatrix} 1-p & p & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1-p & p & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1-p & p & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1-p & p \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1-p \end{bmatrix}$$

$$\mathbf{R} = [0 \ 0 \ 0 \ 0 \ p]^T \quad (\text{A.44})$$

Resolviendo (A.19) se obtiene:

$$\mathbf{v} = \begin{bmatrix} 4.8771 \\ 3.9016 \\ 2.9262 \\ 1.9508 \\ 0.9754 \end{bmatrix} \times 10^4 \quad (\text{A.45})$$

El número de pasos hasta alcanzar el fallo total del sistema iniciando con cero módulos en falla es 4.8771×10^4 pasos con cada paso de 24 horas. La confiabilidad en el paso $s = 10000$ es decir la probabilidad que el sistema funcione después de 240000 horas de operación se obtiene con \mathbf{P}^{10000} . La probabilidad que el sistema esté en cualquier estado menos el estado absorbente es 0.9959 que resulta del complemento del elemento $P_{05}^{10000} = 0.0041$, que se presenta en la expresión (A.20).

A continuación se analiza el mismo sistema con redundancia activa por lo que el parámetro λ_c varía dependiendo del número de convertidores aún operativos. Esto debido a que la temperatura de los elementos que componen los módulos varía de acuerdo a la corriente que pasa por la celda. Se extrapola la temperatura en los elementos de la celda para obtener los parámetros λ_p de los elementos ante diferentes escenarios de celdas en operación. En el caso del diodo el parámetro varía $\lambda_p = 0.072, 0.0162, 0.01044, 0.00666, 0.00414$, cuando se tienen dos, tres, cuatro, cinco y seis celdas operando respectivamente. En el caso del interruptor se tienen los parámetros $\lambda_p = 0.462, 0.1428, 0.105, 0.0798, 0.0588$. El inductor tendrá los parámetros $\lambda_p = 0.0000126, 0.0000108, 0.0000108, 0.0000099, 0.0000099$. Lo que dará como resultado la variación en el parámetro $\lambda_c = 2.1360, 0.6360, 0.4618, 0.3459, 0.2518$. Todos los parámetros se extraen del Manual Militar.

Se construye la matriz \mathbf{P} como sigue:

$$\mathbf{P} = \begin{bmatrix} 1 - p_6 & p_6 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 - p_5 & p_5 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 - p_4 & p_4 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 - p_3 & p_3 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 - p_2 & p_2 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}$$

$$p = 1.0252 \times 10^{-04} \quad (\text{A.46})$$

Con $p_6 = 3.625 \times 10^{-5}$, $p_5 = 4.150 \times 10^{-5}$, $p_4 = 4.432 \times 10^{-5}$, $p_3 = 4.579 \times 10^{-5}$, $p_2 = 1.025 \times 10^{-4}$ y con la matriz \mathbf{Q} de estados transitorios:

$$\mathbf{Q} = \begin{bmatrix} 1 - p_6 & p_6 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 - p_5 & p_5 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 - p_4 & p_4 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 - p_3 & p_3 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 - p_2 \end{bmatrix}$$

$$\mathbf{R} = [0 \ 0 \ 0 \ 0 \ p_2]^T \quad (\text{A.47})$$

Lo que resulta en un tiempo medio hasta la absorción de la forma:

$$\mathbf{v} = \begin{bmatrix} 10.583 \\ 7.824 \\ 5.415 \\ 3.159 \\ 0.975 \end{bmatrix} \times 10^4 \quad (\text{A.48})$$

Lo que resulta en 10.583×10^4 pasos hasta la absorción si se inicia desde el estado cero con cero módulos en falla. Y con una probabilidad de no estar en el estado absorbente con cinco módulos en falla es $1 - P_{05}^{10000} = 0.9998$. Entonces para este caso específico y asumiendo que el modelo describe bien al proceso estocástico, se observa que es mejor usar redundancia activa ya que el estrés por corriente y temperatura afecta a las celdas en un factor considerable.

A.4.2. MMC

Las condiciones para el MMC son similares al caso del MCSI pero con $N = 12$ y $k = 8$ como el número de módulos operables y el número de módulos necesarios para operar respectivamente. Se debe incluir el número $n_c = 4$ de condensadores operables y $k_c = 4$ el numero de condensadores necesarios para operar. En el caso de redundancia pasiva los parámetros λ_p de los elementos no se mueven y se tiene un $\lambda_c = 2.563 \times 10^{-5}$ fallas cada 24 horas. Se debe incluir el parámetro $\lambda_p = 0.0182$ fallas cada 10^6 horas para los condensadores, el cual se calcula usando la fórmula:

$$\lambda_p = \lambda_b \pi_T \pi_c \pi_v \pi_{sr} \pi_Q \pi_E \quad (\text{A.49})$$

Construyendo la matriz de probabilidades de transición de la forma:

$$\mathbf{P} = \begin{bmatrix} p_0 & p & 0 & 0 & 0 & 0 & p_1 & p_2 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & p_0 & p & 0 & 0 & 0 & 0 & p_1 & p_2 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & p_0 & p & 0 & 0 & 0 & 0 & p_1 & p_2 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & p_0 & p & 0 & 0 & 0 & 0 & p_1 & p_2 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & p_0 & p & 0 & 0 & 0 & 0 & p_1 & p_2 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (\text{A.50})$$

Con $p_0 = 0.99979$ la probabilidad que ocurra el evento donde no falla ningún módulo ni condensador. Y con $p = 2.050 \times 10^{-4}$ la probabilidad que falle un módulo pero ningún condensador, $p_1 = 2.150 \times 10^{-6}$ la probabilidad que falle un condensador pero ningún módulo y $p_2 = 4.409 \times 10^{-10}$ que falle un módulo y un condensador. La matriz \mathbf{Q} tiene la forma:

$$\mathbf{Q} = \begin{bmatrix} p_0 & p & 0 & 0 & 0 \\ 0 & p_0 & p & 0 & 0 \\ 0 & 0 & p_0 & p & 0 \\ 0 & 0 & 0 & p_0 & p \\ 0 & 0 & 0 & 0 & p_0 \end{bmatrix} \quad (\text{A.51})$$

El tiempo medio hasta la absorción en cualquiera de los estados absorbentes se obtiene como:

$$\mathbf{v} = \begin{bmatrix} 2.363 \\ 1.900 \\ 1.433 \\ 0.960 \\ 0.482 \end{bmatrix} \times 10^4 \quad (\text{A.52})$$

Entonces el tiempo medio hasta la absorción si se inicia con cero módulos y condensadores en falla es de 2.363×10^4 pasos con cada paso de 24 horas. La probabilidad que el sistema sea operativo después de las 240000 horas dado que se inicia en el estado sin fallas, se obtiene elevando la matriz de probabilidades de transición y restando $1 - p_a$, siendo p_a la probabilidad de estar en cualquiera de los estados absorbentes en el periodo número $s = 10000$. Numéricamente la probabilidad que el sistema esté operativo es 0.9227.

Para el caso con redundancia activa la matriz de probabilidades de transición \mathbf{P} toma la forma:

$$\mathbf{P} = \begin{bmatrix} q_0 & q & 0 & 0 & 0 & 0 & q_1 & q_2 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & p_0 & p & 0 & 0 & 0 & 0 & p_1 & p_2 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & p_0 & p & 0 & 0 & 0 & 0 & p_1 & p_2 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & p_0 & p & 0 & 0 & 0 & 0 & p_1 & p_2 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & p_0 & p & 0 & 0 & 0 & 0 & p_1 & p_2 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (\text{A.53})$$

La probabilidad q_0 es la probabilidad que de los 12 módulos y cuatro condensadores no falle ninguno, la probabilidad q es la probabilidad que de 12 módulos y cuatro condensadores sólo falle un módulo pero ningún condensador. La probabilidad q_1 es la probabilidad que de 12 módulos y cuatro condensares sólo falle un condensador y q_2 la probabilidad que falle un condensador y un módulo. Una vez que ha fallado un módulo el número de módulos operativos es 11 que no es múltiplo de cuatro, por lo que se dejan sin operar tres módulos aún en buen estado para operar con 8 módulos. El análisis sigue como el caso de redundancia pasiva debido a las restricciones de operación del convertidor. La matriz \mathbf{Q} para el caso de redundancia activa toma la forma:

$$\mathbf{Q} = \begin{bmatrix} q_0 & q & 0 & 0 & 0 \\ 0 & p_0 & p & 0 & 0 \\ 0 & 0 & p_0 & p & 0 \\ 0 & 0 & 0 & p_0 & p \\ 0 & 0 & 0 & 0 & p_0 \end{bmatrix} \quad (\text{A.54})$$

El tiempo medio hasta la absorción en cualquiera de los estados absorbentes se obtiene como:

$$\mathbf{v} = \begin{bmatrix} 2.924 \\ 1.900 \\ 1.433 \\ 0.960 \\ 0.482 \end{bmatrix} \times 10^4 \quad (\text{A.55})$$

Donde el tiempo medio hasta la absorción iniciando con cero fallas es 2.924×10^4 pasos. Comparando este resultado con el resultado obtenido con redundancia pasiva, se observa que el tiempo medio hasta la absorción es mayor con redundancia activa; por lo que este convertidor es óptimo operarlo con redundancia activa si sólo guiándose por el tiempo medio hasta la absorción. La confiabilidad del sistema a las 240000 horas es 0.9484.

De los ejemplos numéricos se concluye que si el modelo del proceso estocástico es correcto, el convertidor es más confiable y dura más tiempo en funcionamiento si se opera con redundancia activa. Esto debido a que el estrés en corriente y temperatura afecta en gran medida la probabilidad de falla y la confiabilidad del sistema.

Referencias

- [1] L. G. Franquelo, J. Rodriguez, J. I. Leon, S. Kouro, R. Portillo, and M. A. M. Prats, "The age of multilevel converters arrives," *IEEE Industrial Electronics Magazine*, vol. 2, no. 2, pp. 28–39, 2008.
- [2] S. Debnath, J. Qin, B. Bahrani, M. Saeedifard, and P. Barbosa, "Operation, control, and applications of the modular multilevel converter: A review," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 30, pp. 37–53, Jan 2015.
- [3] S. Yang, F. Z. Peng, Q. Lei, R. Inoshita, and Z. Qian, "Current-fed quasi-z-source inverter with voltage buck-boost and regeneration capability," in *2009 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition*, pp. 3675–3682, Sept 2009.
- [4] Q. Sun, S. Chen, L. Chen, and D. Ma, "Quasi-z-source network-based hybrid power supply system for aluminum electrolysis industry," *IEEE Transactions on Industrial Informatics*, vol. 13, pp. 1141–1151, June 2017.
- [5] S. K. Mazumder, R. K. Burra, R. Huang, and V. Arguelles, "A low-cost single-stage isolated differential cuk inverter for fuel-cell application," in *2008 IEEE Power Electronics Specialists Conference*, pp. 4426–4431, June 2008.
- [6] P. T. Sivasubramanian and S. K. Mazumder, "A high-frequency-link photovoltaic inverter," in *2012 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)*, pp. 3461–3470, Sept 2012.
- [7] L. A. Costa, M. B. R. Corrêa, M. A. Vitorino, G. G. dos Santos, and D. A. Fernandes, "A family of single-phase current source converters with double outputs," in *2016 IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC)*, pp. 1032–1039, March 2016.
- [8] U. Prasanna and A. K. Rathore, "Analysis and design of interleaved current-fed phase-modulated single-phase unfolding inverter," in *IECON 2012 - 38th Annual Conference on IEEE Industrial Electronics Society*, pp. 3382–3387, Oct 2012.

-
- [9] P. G. Barbosa, H. A. C. Braga, M. D. C. B. Rodrigues, and E. C. Teixeira, "Boost current multilevel inverter and its application on single-phase grid-connected photovoltaic systems," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 21, pp. 1116–1124, July 2006.
- [10] Y. Xiong, D. Chen, S. Deng, and Z. Zhang, "A new single-phase multilevel current-source inverter," in *Applied Power Electronics Conference and Exposition, 2004. APEC '04. Nineteenth Annual IEEE*, vol. 3, pp. 1682–1685 Vol.3, 2004.
- [11] J. Liang, A. Nami, F. Dijkhuizen, P. Tenca, and J. Sastry, "Current source modular multilevel converter for hvdc and facts," in *Power Electronics and Applications (EPE), 2013 15th European Conference on*, pp. 1–10, Sept 2013.
- [12] T. Noguchi and Suroso, "Review of novel multilevel current-source inverters with h-bridge and common-emitter based topologies," in *2010 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition*, pp. 4006–4011, Sept 2010.
- [13] F. M. Antunes, H. A. C. Braga, and I. Barbi, "Application of a generalized current multilevel cell to a current source inverter," in *Industrial Electronics, Control, and Instrumentation, 1995., Proceedings of the 1995 IEEE IECON 21st International Conference on*, vol. 1, pp. 278–283 vol.1, Nov 1995.
- [14] T. Okawa, M. Honbu, Y. Matsuda, T. Shibata, and T. Kawaguchi, "Twelve-step current source inverter," June 30 1981. US Patent 4,276,589.
- [15] M. A. Vitorino, L. A. Costa, M. B. R. Corrêa, and C. B. Jacobina, "Multilevel asymmetric single-phase current source rectifiers," in *2016 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)*, pp. 1–7, Sept 2016.
- [16] Z. Bai, H. Ma, D. . Xu, and B. Wu, "Control strategy with a generalized dc current balancing method for multimodule current-source converter," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 29, pp. 366–373, Jan 2014.
- [17] J. I. Guzman, M. A. Perez, P. E. Melin, J. R. Espinoza, and C. R. Baier, "Predictive control of modular current source converters," in *IECON 2014 - 40th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society*, pp. 1720–1726, Oct 2014.
- [18] D. Xu, N. R. Zargari, B. Wu, J. Wiseman, B. Yuwen, and S. Rizzo, "A medium voltage ac drive with parallel current source inverters for high power applications," in *2005 IEEE 36th Power Electronics Specialists Conference*, pp. 2277–2283, June 2005.
- [19] S. Nomura, N. Tanaka, K. Tsuboi, H. Tsutsui, S. Tsuji-Iio, and R. Shimada, "Design considerations for smes systems applied to hvdc links," in *Power Electronics and Applications, 2009. EPE '09. 13th European Conference on*, pp. 1–10, Sept 2009.
- [20] M. M. Bhesaniya and A. Shukla, "Current source modular multilevel converter: Detailed analysis and statcom application," *IEEE Transactions on Power Delivery*, vol. 31, pp. 323–333, Feb 2016.
- [21] M. M. C. Merlin and T. C. Green, "Cell capacitor sizing in multilevel converters: cases of the modular multilevel converter and alternate arm converter," *IET Power Electronics*, vol. 8, no. 3, pp. 350–360, 2015.
-

-
- [22] M. M. Bhesaniya and A. Shukla, "Norton equivalent modeling of current source mmc and its use for dynamic studies of back-to-back converter system," *IEEE Transactions on Power Delivery*, vol. 32, pp. 1935–1945, Aug 2017.
- [23] G. R. Kumar and R. K. Bandaru, "Single phase pv-fed current source inverter with sinusoidal grid current injection control," in *2019 International Conference on Electrical, Electronics and Computer Engineering (UPCON)*, pp. 1–5, 2019.
- [24] V. U. Reddy, K. M. Reddy, and G. V. S. Babu, "Performance analysis of hybrid power system with current source grid inverter," *International Journal of Advanced Technology and Innovative Research*, vol. 07, no. 20, pp. 3947–3952, 2015.
- [25] G. R. Kumar and R. K. Bandaru, "Single phase pv-fed current source inverter with sinusoidal grid current injection control," in *2019 International Conference on Electrical, Electronics and Computer Engineering (UPCON)*, pp. 1–5, 2019.
- [26] S. M. H. H. M. H. M. Taghvaei, M. Radzi, "A current and future study on non-isolated dc/dc converters for photovoltaic applications," *Renewable and Sustainable Energy Reviews*, vol. 17, pp. 216–227, 2013.
- [27] E. Duran, M. Sidrach-de-Cardona, J. Galan, and J. M. Andujar, "Comparative analysis of buck-boost converters used to obtain i-v characteristic curves of photovoltaic modules," in *2008 IEEE Power Electronics Specialists Conference*, pp. 2036–2042, 2008.
- [28] R. S. Amarnath Kurella, "Simulation of incremental conductance mppt with direct control method using cuk converter," *International Journal of Research in Engineering and Technology*, vol. 02, no. 09, pp. 557–566, 2013.
- [29] H. Wang, M. Muñoz-García, G. Moreda, and M. Alonso-García, "Optimum inverter sizing of grid-connected photovoltaic systems based on energetic and economic considerations," *Renewable Energy*, vol. 118, pp. 709 – 717, 2018.
- [30] D. G and S. Singh, "Selection of non-isolated dc-dc converters for solar photovoltaic system," *Renewable and Sustainable Energy Reviews*, vol. 76, pp. 1230–1247, 2017.
- [31] T. Ramki and L. Tripathy, "Comparison of different dc-dc converter for mppt application of photovoltaic system," in *International Conference on Electrical, Electronics, Signals, Communication and Optimization (EESCO)*, pp. 1–6, 2015.
- [32] S. P. Litrán, E. Durán, J. Semião, and R. S. Barroso, "Single-switch bipolar output dc-dc converter for photovoltaic application," *Electronics*, vol. 9, no. 7, 2020.
- [33] C.-P. Freddy, C. G. Hugo, S. H. Víctor, A. O. Roberto, and T. M. Emmanuel, "Tendencias actuales en el diseño de convertidores de potencia para aplicaciones en fuentes de energía renovables," *RIIE&C, Revista de Ingeniería Eléctrica, Electrónica y Computación*, vol. 7, no. 2, pp. 1–7, 2009.
- [34] X. Yu and A. M. Khambadkone, "Reliability analysis and cost optimization of parallel-inverter system," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 59, no. 10, pp. 3881–3889, 2012.
- [35] U. S. of America: Department of Defense, *Military Handbook: Reliability Prediction of Electronic Equipment: MIL-HDBK-217F: 2 December 1991*. Department of defense, 1991.
-

-
- [36] M. K. Alam and F. H. Khan, "Reliability analysis and performance degradation of a boost converter," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 50, no. 6, pp. 3986–3994, 2014.
- [37] M. K. Das, S. K. Haney, J. Richmond, A. Olmedo, Q. J. Zhang, and Z. Ring, "Sic mosfet reliability update," in *Materials Science Forum*, vol. 717, pp. 1073–1076, Trans Tech Publ, 2012.
- [38] B. P. McGrath and D. G. Holmes, "Multicarrier pwm strategies for multilevel inverters," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 49, pp. 858–867, Aug 2002.
- [39] H. Deng, L. Helle, Y. Bo, and K. B. Larsen, "A general solution for theoretical harmonic components of carrier based pwm schemes," in *2009 Twenty-Fourth Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition*, pp. 1698–1703, Feb 2009.
- [40] D. G. Holmes, "A general analytical method for determining the theoretical harmonic components of carrier based pwm strategies," in *Conference Record of 1998 IEEE Industry Applications Conference. Thirty-Third IAS Annual Meeting (Cat. No.98CH36242)*, vol. 2, pp. 1207–1214 vol.2, Oct 1998.
- [41] A. Donaire, R. Ortega, and J. G. Romero, "Simultaneous interconnection and damping assignment passivity-based control of mechanical systems using dissipative forces," in *2016 American Control Conference (ACC)*, pp. 6610–6615, July 2016.
- [42] H. J. Sira-Ramirez and R. Silva-Ortigoza, *Control design techniques in power electronics devices*. Springer Science & Business Media, 2006.
- [43] B. Jekubczyk, C. Byrnes, and A. Lindquist, "Hamiltonian realizations of nonlinear systems," in *Theory and Applications of Nonlinear Control Systems*, pp. 261–271, North-holland, 1986.
- [44] A. van der Schaft, "Port-hamiltonian systems: an introductory survey," in *Proceedings of the international congress of mathematicians*, vol. 3, pp. 1339–1365, Citeseer, 2006.
- [45] R. Ortega, A. Van Der Schaft, B. Maschke, and G. Escobar, "Interconnection and damping assignment passivity-based control of port-controlled hamiltonian systems," *Automatica*, vol. 38, pp. 585–596, Apr. 2002.
- [46] I. Ortega-Velázquez, G. Espinosa-Pérez, and D. Espinoza-Trejo, "Control basado en pasividad para sistemas fotovoltaicos con mppt distribuido," *Congreso Nacional de Control Automático*, 2018.
- [47] D. Cheng, T. Shen, and T. Tarn, "Pseudo-hamiltonian realization and its application," *Communications in information and systems*, vol. 2, no. 2, pp. 91–120, 2002.
- [48] T. Leung and H.-S. Qin, *Advanced topics in nonlinear control systems*, vol. 40. World Scientific, 2001.
- [49] P. E. Crouch and A. J. Van der Schaft, *Variational and Hamiltonian Control Systems*. Berlin, Heidelberg: Springer-Verlag, 1987.
- [50] J. A. Barrena, L. Marroyo, M. . R. Vidal, and J. R. T. Apraiz, "Individual voltage balancing strategy for pwm cascaded h-bridge converter-based statcom," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 55, pp. 21–29, Jan 2008.
- [51] Z. Liu, B. Liu, S. Duan, and Y. Kang, "A novel dc capacitor voltage balance control method for cascade multilevel statcom," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 27, pp. 14–27, Jan 2012.
-

-
- [52] E. Solas, G. Abad, J. A. Barrena, S. Aurtenetxea, A. Cárcar, and L. Zaj?c, “Modular multilevel converter with different submodule concepts part i: Capacitor voltage balancing method,” *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 60, pp. 4525–4535, Oct 2013.
- [53] P. J. N. Romeo Ortega, Antonio Loría and H. Sira-Ramírez, *Passivity based Control of Euler Lagrange Systems: Mechanical, Electrical and Electromechanical Applications*. Springer, 1998.
- [54] C.-T. Chen, *Linear system theory and design*. Oxford University Press, Inc., 1998.
- [55] S. Bhattacharya and D. Divan, “Synchronous frame based controller implementation for a hybrid series active filter system,” in *IAS’95. Conference Record of the 1995 IEEE Industry Applications Conference Thirtieth IAS Annual Meeting*, vol. 3, pp. 2531–2540, IEEE, 1995.
- [56] R. Zhang, M. Cardinal, P. Szczesny, and M. Dame, “A grid simulator with control of single-phase power converters in dq rotating frame,” in *2002 IEEE 33rd Annual IEEE Power Electronics Specialists Conference. Proceedings (Cat. No. 02CH37289)*, vol. 3, pp. 1431–1436, IEEE, 2002.
- [57] T. M. Apostol and C. Ablow, “Mathematical analysis,” *Addison-Wesley*, 1981, 5th edition.
- [58] T. A. Garrity, *All the mathematics you missed: but need to know for graduate school*. Cambridge University Press, 2004.
- [59] W. Fleming, *Functions of several variables*. Springer Science & Business Media, 2012.
- [60] Z. Salameh and D. Taylor, “Step-up maximum power point tracker for photovoltaic arrays,” *Solar energy*, vol. 44, no. 1, pp. 57–61, 1990.
- [61] S. M. Ross, *A first course in probability*. Pearson Prentice Hall, 2010, 8th ed.
- [62] A. Shiryaev, “Graduate texts in mathematics,” 1991.
- [63] M. Rausand and A. Ìşyland, *System Reliability Theory: Models, Statistical Methods, and Applications*. Wiley Series in Probability and Statistics, Wiley, 2009.
- [64] R. Barlow, F. Proschan, and L. Hunter, *Mathematical Theory of Reliability*. Classics in Applied Mathematics, Society for Industrial and Applied Mathematics, 1996.
- [65] Y. Song and B. Wang, “Survey on reliability of power electronic systems,” *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 28, no. 1, pp. 591–604, 2013.
- [66] F. Chan and H. Calleja, “Reliability estimation of three single-phase topologies in grid-connected pv systems,” *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 58, no. 7, pp. 2683–2689, 2011.
- [67] M. Pinsky and S. Karlin, *An introduction to stochastic modeling*. Academic press, 2010, 3rd ed.
- [68] D. W. Stroock, *An introduction to Markov processes*, vol. 230. Springer Science & Business Media, 2013.
- [69] B. 4778, *British Standard: Glossary of Terms Used in Quality Assurance Including Reliability and Maintainability Terms*. British Standards Institution, London.
- [70] *ISO 8402 Quality Vocabulary*. International Standards Organization, Geneva., 1986.
- [71] K. Hirachi and Y. Tomokuni, “Improved control strategy to eliminate the harmonic current components for single-phase pwm current source inverter,” in *Telecommunications Energy Conference, 1997. INTELEC 97., 19th International*, pp. 189–194, Oct 1997.
-

-
- [72] G. S. K, A. K. Rathore, A. Edpuganti, and D. Srinivasan, "Optimal low switching frequency pulse width modulation of current-fed three-level inverter for solar integration," in *2016 IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC)*, pp. 402–409, March 2016.
- [73] H. Zhang, P. Zhu, Y. Kang, and J. Chen, "Improvement of generator damping through superconducting magnetic energy storage (smes) in dynamic simulation test of power system," in *Industry Applications Conference, 2002. 37th IAS Annual Meeting. Conference Record of the*, vol. 2, pp. 890–895 vol.2, Oct 2002.
- [74] P. E. Melin, J. A. Rohten, J. R. Espinoza, C. R. Baier, E. E. Espinosa, J. A. M. noz, and J. A. Riedemann, "Analysis and design of a multicell topology based on three-phase/single-phase current-source cells," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 31, pp. 6122–6133, Sept 2016.
- [75] S. K. Mazumder and P. T. Sivasubramanian, "A modular approach for current-source multi-phase inverter," in *IECON 2012 - 38th Annual Conference on IEEE Industrial Electronics Society*, pp. 5698–5701, Oct 2012.
- [76] C. R. Baier, P. E. Melin, J. I. Guzman, M. Rivera, J. A. Mu'noz, J. Rothen, and J. Espinoza, "Current-source cascaded multilevel converters based on single-phase power cells," in *Industrial Electronics Society, IECON 2013 - 39th Annual Conference of the IEEE*, pp. 6207–6212, Nov 2013.
- [77] J. Bao, D. G. Holmes, Z. Bai, Z. Zhang, and D. Xu, "Pwm control of a 5-level single-phase current-source inverter with controlled intermediate dc-link current," in *Power Electronics Specialists Conference, 2006. PESC '06. 37th IEEE*, pp. 1–6, June 2006.
- [78] J. Cheng, Y. Wen, X. Yan, G. Cao, and Y. Yang, "Uninterruptible flow power system consisting of a zinc-air cell and an organic electro-synthesis reactor," in *2010 World Non-Grid-Connected Wind Power and Energy Conference*, pp. 1–4, Nov 2010.
- [79] W. Jiang, Y. K. Wu, T. Yang, F. Y. Yu, W. Wang, and S. Hashimoto, "Identification and power electronic module design of a solar powered hydrogen electrolyzer," in *2012 Asia-Pacific Power and Energy Engineering Conference*, pp. 1–4, March 2012.
- [80] E. R. Fosdick, "The electrolytic zinc plant of the sullivan mining company," *Transactions of the American Institute of Electrical Engineers*, vol. 48, pp. 33–39, Jan 1929.
- [81] T.-S. Lee, "Lagrangian modeling and passivity-based control of three-phase ac/dc voltage-source converters," *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 51, pp. 892–902, Aug 2004.
- [82] H. Komurcugil, "Passivity-based control of single-phase pwm current-source inverters," in *Industrial Electronics Society, 2007. IECON 2007. 33rd Annual Conference of the IEEE*, pp. 545–550, Nov 2007.
- [83] B. P. McGrath and D. G. Holmes, "Natural current balancing of multicell current source converters," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 23, pp. 1239–1246, May 2008.
- [84] B. P. McGrath and D. G. Holmes, "Analytical modelling of voltage balance dynamics for a flying capacitor multilevel converter," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 23, pp. 543–550, March 2008.
- [85] I. Castro, K. Martin, D. G. Lamar, M. Arias, M. M. Hernando, and J. Sebastian, "Single-stage ac/dc dual inductor bcm current-fed push-pull for hb-led lighting applications," in *2016 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)*, pp. 1–8, Sept 2016.
-

-
- [86] I. A. Note, "Industrial igbt modules explanation of technical information," *AN*, vol. 5, p. V1, 2011.
- [87] I. R. A. Note, "Igbt characteristics," *AN-983*, p. V1, 2012.
- [88] M. H. Bierhoff and F. W. Fuchs, "Semiconductor losses in voltage source and current source igbt converters based on analytical derivation," in *2004 IEEE 35th Annual Power Electronics Specialists Conference (IEEE Cat. No.04CH37551)*, vol. 4, pp. 2836–2842 Vol.4, 2004.
- [89] T. Zhao, J. Wang, A. Q. Huang, and A. Agarwal, "Comparisons of sic mosfet and si igbt based motor drive systems," in *2007 IEEE Industry Applications Annual Meeting*, pp. 331–335, Sept 2007.
- [90] R. Deshpande, *Capacitors*. McGraw-Hill Education, 2014.
- [91] R. Natarajan, *Power System Capacitors*. Power Engineering (Willis), CRC Press, 2005.
- [92] C. McLyman, *Transformer and Inductor Design Handbook, Third Edition*. Electrical and computer engineering Transformer and inductor design handbook, Taylor & Francis, 2004.
- [93] S. Rohner, S. Bernet, M. Hiller, and R. Sommer, "Modulation, losses, and semiconductor requirements of modular multilevel converters," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 57, pp. 2633–2642, Aug 2010.
- [94] A. D. Rajapakse, A. M. Gole, and P. L. Wilson, "Electromagnetic transients simulation models for accurate representation of switching losses and thermal performance in power electronic systems," *IEEE Transactions on Power Delivery*, vol. 20, pp. 319–327, Jan 2005.
- [95] P. S. Jones and C. C. Davidson, "Calculation of power losses for mmc-based vsc hvdc stations," in *2013 15th European Conference on Power Electronics and Applications (EPE)*, pp. 1–10, Sept 2013.
- [96] F. Filsecker, R. Álvarez, and S. Bernet, "Design and losses of pwm current source converters," in *2010 IEEE International Conference on Industrial Technology*, pp. 737–744, March 2010.
- [97] C.-D. Lai and G. D. Lin, "Mean time to failure of systems with dependent components," *Applied Mathematics and Computation*, vol. 246, pp. 103–111, 2014.
- [98] C.-D. Lai and G. D. Lin, "Mean time to failure of systems with dependent components," *Applied Mathematics and Computation*, vol. 246, pp. 103 – 111, 2014.
- [99] S. Kotz, C. D. Lai, and M. Xie, "On the effect of redundancy for systems with dependent components," *IIE Transactions*, vol. 35, no. 12, pp. 1103–1110, 2003.
- [100] W. Walter, "Marginal-frechet-bounds for multidimensional distribution functions," *Statistics*, vol. 19, no. 2, pp. 283–294, 1988.
- [101] H. Joe, *Multivariate models and multivariate dependence concepts*. CRC Press, 1997.
- [102] A. W. Marshall and I. Olkin, "A multivariate exponential distribution," *Journal of the American Statistical Association*, vol. 62, no. 317, pp. 30–44, 1967.
- [103] B. C. Arnold, "Parameter estimation for a multivariate exponential distribution," *Journal of the American Statistical Association*, vol. 63, no. 323, pp. 848–852, 1968.
- [104] E. J. Gumbel, "Bivariate exponential distributions," *Journal of the American Statistical Association*, vol. 55, no. 292, pp. 698–707, 1960.
-

-
- [105] J. Bernoulli, *Ars conjectandi*. Impensis Thurnisiorum, fratrum, 1713.
- [106] N. Johnson, A. Kemp, and S. Kotz, *Univariate Discrete Distributions*. Wiley Series in Probability and Statistics, Wiley, 2005.
- [107] D. Rekioua and E. Matagne, *Optimization of photovoltaic power systems: modelization, simulation and control*. Springer Science & Business Media, 2012.
- [108] C. R. Bush and B. Wang, "A single-phase current source solar inverter with reduced-size dc link," in *2009 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition*, pp. 54–59, Sep. 2009.
- [109] B. S. Borowy and Z. M. Salameh, "Methodology for optimally sizing the combination of a battery bank and pv array in a wind/pv hybrid system," *IEEE Transactions on energy conversion*, vol. 11, no. 2, pp. 367–375, 1996.
- [110] C. Jones, "Underwood a modeling method for building-integrated pv systems," *Solar Energy*, vol. 70, no. 4, p. 349, 2002.
- [111] V. Salas, E. Olias, A. Barrado, and A. Lazaro, "Review of the maximum power point tracking algorithms for stand-alone photovoltaic systems," *Solar energy materials and solar cells*, vol. 90, no. 11, pp. 1555–1578, 2006.
- [112] K. Gnanasambandam, A. Edpuganti, A. K. Rathore, D. Srinivasan, C. Cecati, and C. Buccella, "Optimal low switching frequency pulsewidth modulation of current-fed three-level converter for solar power integration," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 63, no. 11, pp. 6877–6886, 2016.
- [113] G. R. Walker and P. C. Sernia, "Cascaded dc-dc converter connection of photovoltaic modules," *IEEE transactions on power electronics*, vol. 19, no. 4, pp. 1130–1139, 2004.
- [114] J. Kwon, B. Kwon, and K. Nam, "Grid-connected photovoltaic multistring pcs with pv current variation reduction control," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 56, pp. 4381–4388, Nov 2009.
- [115] B. Wu, J. Pontt, J. Rodriguez, S. Bernet, and S. Kouro, "Current-source converter and cycloconverter topologies for industrial medium-voltage drives," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 55, pp. 2786–2797, July 2008.
-